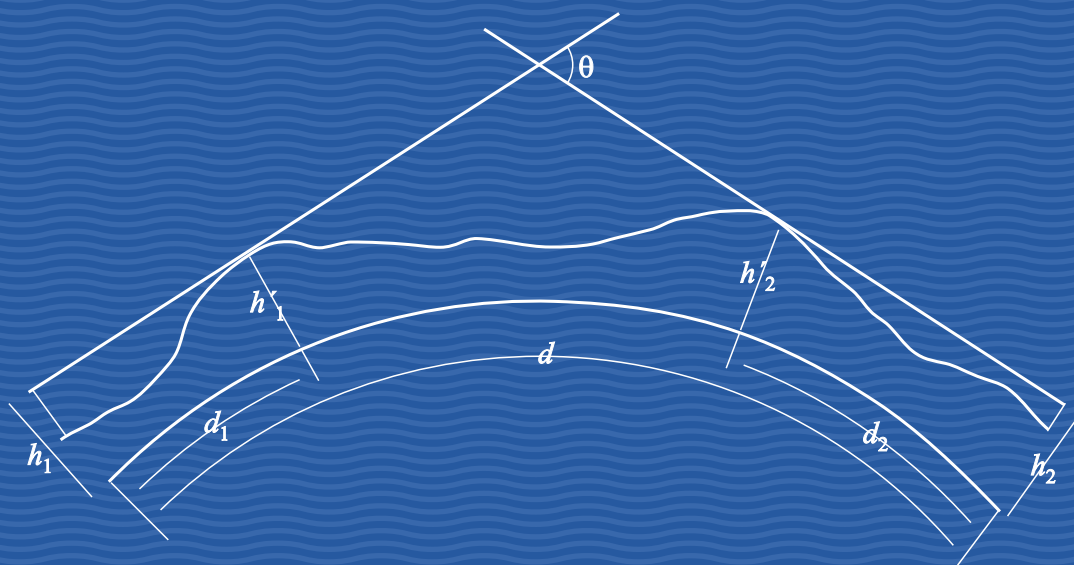


手册

关于设计地面点对点链路的
无线电波传播信息

2008年版



国际电联无线电通信部门

无线电通信部门的作用是确保所有无线电通信业务，包括卫星业务，合理、公平、有效和经济地使用无线电频谱，并在建议书被采纳的基础上进行不受频率范围限制的研究。

无线电通信部门的规则和政策职能由世界和区域性无线电通信大会以及无线电通信全会完成，并得到各研究组的支持。

询问有关无线电通信事项

请联系：

ITU
Radiocommunication Bureau
Place des Nations
CH-1211 Geneva 20
Switzerland
电话： +41 22 730 5800
传真： +41 22 730 5785
电子邮件： brmail@itu.int
网址： www.itu.int/itu-r

订阅国际电联出版物

请注意，不能通过电话进行订阅，应通过传真或电子邮件的方式。

ITU
Sales and Marketing Division
Place des Nations
CH-1211 Geneva 20
Switzerland
传真： +41 22 730 5194
电子邮件： sales@itu.int
国际电联的电子书店： www.itu.int/publications

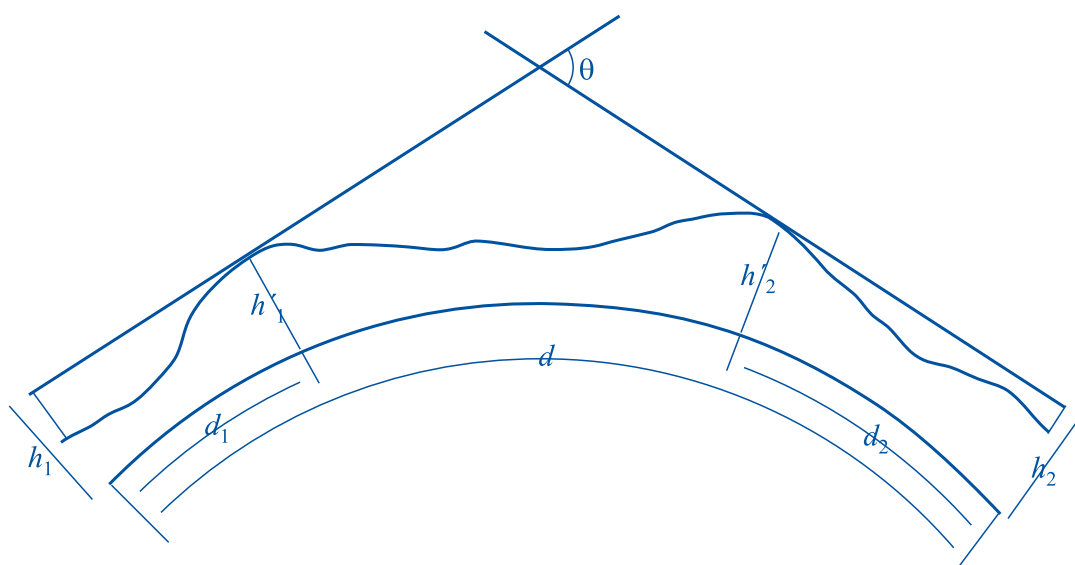
© 国际电联 2009

版权所有。未经国际电联书面许可，不得以任何形式或手段复制本出版物的任何部分。

手册

关于设计地面点对点链路的
无线电波传播信息

2008年版



前言

在世界多数国家，地面无无线电链路是电信基础设施的重要组成部分。正确量度无线电波传播效应对应于网络性能和业务质量极为重要，同时最有效地使用电磁频谱将带来极高的经济价值。

本手册提供有关视距链路、对流层和超视距链路以及自由空间光链路无线电波传播效应的背景信息、科学参考文献和指南材料，其目的在于与由无线电通信第3研究组制定并充实完善的建议书一道，为设计地面点对点链路提供帮助。

无线电通信第3研究组主席

Bertram Arbesser-Rastburg

目录

页码

前言	iii
引言	1
致谢	2
第1部分 – 视距链路	3
1 引言	3
2 典型应用	3
3 基本传播效应	4
3.1 自由空间损耗	4
3.2 大气气体衰减	4
3.3 衍射衰落和通路间隙	5
3.3.1 衍射损耗预测方式的基础	5
3.3.2 确定通路间隙的程序的基础	5
3.4 起伏衰落	7
3.5 对与多路径衰落相关的传播机制的总结	7
4 由降水及其他大气微粒造成的衰减	8
4.1 由降水造成的衰减	8
4.1.1 雨衰预测方法的基础	8
4.1.2 具体衰减	9
4.1.3 有效路径长度	10
4.1.4 应用示例	10
4.1.5 对降雨合并湿雪的预测	11
4.1.6 雨衰统计的长期频率和极化定标	14
4.1.6.1 单频定标	14
4.1.6.2 极化定标	14
4.1.7 降雨所致衰落的持续时间和衰落率的统计	14
4.1.8 季节变化 – 最差月份	15
4.1.9 对模型评估（测试）的讨论	16
4.1.10 计算示例	16
4.2 汇接和汇聚链路	17
4.2.1 汇接路径上的关联衰落	17
4.2.2 汇聚路径	18
4.3 带有无源中继器的路径	19
5 单一频率上的多路径衰落和增强	19
5.1 衰落预测/增强分布	19
5.1.1 方法1和2的基础及准确性	19
5.1.1.1 从尾部得出的全分布	19

5.1.1.2	确定多路径衰落分布尾部	20
5.1.1.3	深度衰落分布尾部方法的准确性	22
5.1.2	浅衰落方法的基础和准确性	23
5.1.3	增强范围方法的基础和准确性	23
5.1.4	应用示例	24
5.2	有关衰落次数和持续时间的统计	25
5.2.1	估算程序	25
5.2.2	估算程序的实验基础	26
5.3	信号电平变换率	26
5.4	短路径	26
5.5	短时期	27
5.6	汇接链路	28
6	传播导致的失真	28
6.1	多径传播模型	28
6.1.1	假定射线模型	29
6.1.2	多项式模型	29
6.1.3	参数模型	29
6.2	性能计算	29
6.2.1	特征曲线方法	30
6.2.2	衰减余量方法	32
6.2.3	采用线性振幅色散 (LAD) 统计数字的方法	32
7	交叉极化鉴别的降低	34
7.1	信道模式	34
7.1.1	标称接收场	36
7.1.2	传播导致的XPI (1条射线方法)	36
7.1.2.1	晴空条件	37
7.1.2.2	降雨条件	37
7.1.3	多径传播导致的XPI (两条射线)	38
7.1.4	同极化相关性	38
7.2	在晴空条件下预测XPD统计数字	39
7.2.1	方法Q的描述	40
7.2.2	应用示例	41
7.3	在降雨条件中预测XPD统计数据	42
7.3.1	降雨过程中XPD预测方法的基础	42
7.3.2	应用示例	43
7.4	晴空和降雨条件下XPD恶化的相对效应	43
7.5	由沙尘暴造成的交叉极化	44

8	与多径传播有关的抑制技术.....	44
8.1	非分集策略和技术.....	44
8.1.1	增加路径倾角.....	45
8.1.2	降低表面反射的效应.....	45
8.1.2.1	反射点的屏蔽.....	46
8.1.2.2	将发射点移至较差的反射面.....	46
8.1.2.3	天线高度最佳选择.....	46
8.1.2.4	垂直极化的选择.....	46
8.1.2.5	天线隔离的采用.....	46
8.1.3	路径空隙的降低.....	47
8.2	分集技术.....	47
8.2.1	空间分集.....	48
8.2.2	空间分集系统中的天线间隔.....	48
8.2.3	角度分集和空间/角度分集组合系统中的角间距.....	48
8.2.4	窄带系统中空间分集的改进.....	50
8.2.5	频率分集.....	50
8.2.5.1	窄带1 + 1系统的频率分集改善系数.....	50
8.2.5.2	窄带多信道切换($n + 1$)等系统的频率分集改善因数.....	51
8.2.5.3	应用示例.....	51
8.2.6	宽带系统的极化分集改善系数.....	52
8.2.7	各种分集技术的优缺点及其组合.....	53
8.3	缓解XPD降低的分集技术.....	53
	参考文件.....	54
	第2部分 – 超视距链路	61
1	引言.....	61
2	典型应用.....	61
3	基本理论.....	61
3.1	衍射.....	62
3.1.1	平滑球面地球上的衍射.....	62
3.1.2	孤立障碍物上的衍射.....	63
3.1.3	多障碍物上的衍射.....	63
3.1.4	不规则地形上的衍射.....	63
3.2	对流层散射.....	64
4	传播损耗预测.....	66
4.1	衍射损耗.....	67
4.1.1	球形地球上的衍射.....	67
4.1.2	刀刃衍射.....	68
4.1.3	单个圆形障碍物.....	68
4.1.4	双刀刃.....	68

4.1.5	多个孤立障碍物	69
4.1.6	应用示例	69
4.1.6.1	球形地球路径	69
4.1.6.2	单障碍物上的衍射	70
4.1.6.3	多障碍物上的衍射	71
4.2	对流层散射传输损耗	73
4.2.1	路径天线增益	74
4.2.2	应用示例	75
4.2.3	测试结果	77
4.2.4	合并损耗及其变化率	77
4.2.4.1	频率效应	77
4.2.4.2	长期和短期传输损耗变化	77
4.2.4.3	季节和昼夜变化	78
5	传播造成的失真	79
6	分集技术	80
6.1	空间分集	80
6.2	频率分集	81
6.3	角度分集	81
6.4	极化分集	82
6.5	时间分集	82
6.6	合并技术	82
6.7	分集增益	82
	参考文献	84
第3部分 – 自由空间光链路		87
1	引言	87
2	设计FSO链路的初始考虑	87
3	几何衰减	88
4	由于吸收和散射造成的大气衰减	88
4.1	晴空衰减	89
4.2	过量衰减	89
4.2.1	米氏衰减（雾衰减的预测）	91
4.2.2	雨衰减	92
4.2.3	雪衰减	93
5	闪烁效应	94
6	环境光衰减	95
7	其它事项	96
8	应用示例	97
	参考文件	99

引言

ITU-R《关于设计地面点对点链路的无线电波传播信息手册》提供有关无线电波传播效应的背景和补充信息，旨在与由无线电通信第3研究组制定的建议书一道形成指南，为设计地面通信系统提供帮助。下述ITU-R相关建议书提供有关地面视距（LoS）系统和超视距无线电接力系统无线电波传播的损伤预测方法和工程设计建议。

本《手册》是由无线电通信第3研究组制定的六份手册之一，旨在与ITU-R P系列建议书一道，帮助用户应用上述建议书。以下所列为第3研究组制定的有关地球表面传播、无线电气象、地对空和陆地移动系统的ITU-R其它手册：

- 地球表面无线电波传播的曲线。
- 无线电气象。
- 关于预测地对空方向路径通信的无线电波传播信息。
- 电离层及其对无线电波传播的影响。
- VHF/UHF频段内地面陆地移动无线电波的传播。

我们建议ITU-R建议书用户根据其具体要求。参考相关手册。

地面点对点链路《手册》旨在与ITU-R P系列建议书一道用于LoS系统、超视距无线电接力系统和自由空间光系统的设计工作。本《手册》全文参考到的ITU-R主要建议书包括：

ITU-R P.530-12建议书： 设计地面视距系统所需的传播数据和预测方法。

ITU-R P.617-1建议书： 设计超视距无线电接力系统所需的传播预测技术和数据。

本ITU-R《手册》与上述建议书密切相关，并采用与之相同的术语、符号、等式编号等。本《手册》尽可能减少重复源于这些建议书的有关传播的数据，预测方法本身则请见上述建议书。我们建议使用最新版本建议书进行系统的各种计算工作。

在地面系统方面恰当应用ITU-R建议书要求采用更多的ITU-R建议书提出的有关无线电气象的输入内容和其它数据，本《手册》提及的ITU-R其它建议书包括：

ITU-R P.310-9建议书： 有关非电离媒介传播的术语定义。

ITU-R P.311-12建议书： 对流层电波传播研究中数据的采集、表述和分析。

ITU-R P.525-2建议书： 计算自由空间衰减。

ITU-R P.526-10建议书： 衍射传播。

ITU-R P.453-9建议书： 无线电折射率：公式和折射数据。

ITU-R P.676-7建议书： 无线电波在大气气体中的衰减。

ITU-R P.834-6建议书： 对流层折射对无线电波传播的影响。

ITU-R P.837-5建议书： 传播建模的降水特性。

ITU-R P.310-9建议书： 有关非电离媒介传播的术语定义。

ITU-R P.838-3建议书： 预测方法中使用的雨天衰减的具体模型。

ITU-R P.1814建议书： 设计地面自由空间光链路所需的预测方法。

致谢

本《手册》由ITU-R第3M工作组根据若干文稿和公开资料，特别是COST 235项目《最后报告》编拟。下列人员特别为本《手册》的编拟工作做出了贡献：

ARAPOGLOU, Pantelis-Daniel
ASSIS, Mauro
MIRANDA, Erasmus Couto Brazil de
OLSEN, Roderic L.
ORDANO, Luciano
SATO, Akio
SILVA MELLO, Luiz A.R. da
SIZUN, Herve
TANEM, Torbjørn
TJELTA, Terje
VENTOURAS, Spiridon
ZAFFARONI, Maurizio
ZHANG, Minggao.

手册编辑： Luiz A.R. da Silva Mello和Terje Tjelta。

第1部分编辑 – 视距链路： Roderic L. Olsen。

第2部分编辑 – 超视距链路： Mauro Assis。

第3部分编辑 – 自由空间光链路： Spiridon Ventouras。

第1部分

视距链路

1 引言

ITU-R本《手册》的本部分旨在提供有关设计和运营视距无线电接力系统的传播指南。有关系统本身的更多细节，如视距无线电接力系统的原则、设计和传播，应参见ITU-R关于《数字无线电接力系统的手册》。

本部分首先概要介绍此类无线电系统的典型应用情况，随后各节介绍关于视距（LoS）链路（ITU-R P.530相关建议书所述链路）各种预测方法的背景信息。与上述建议书相同，《手册》按照必须考虑的传播效应安排相关信息。

此外，本《手册》提供选定的、与ITU-R P.530建议书形成替代关系的预测方法，用于单频多路径衰落和传播导致的失真的预测。

2 典型应用

几十年来，视距无线电接力系统已被用于电信系统的传输和广播系统的分配之中。最早的无线电接力系统是调频模拟系统。约在1970年时首次出现了准同步数字系列（PDH）数字无线电接力系统，其速率为1.5 Mbit/s至140 Mbit/s。同步数字系列（SDH）数字视距无线电接力系统与光纤和其它传输设备一道构成网络的不可或缺的部分，这些系统的容量为每个无线电频道52至622 Mbit/s。近年来，市场已引入了容量为Gbit/s的数字无线电接力系统。

数字视距无线电接力系统的工作频率范围约为1 GHz至90 GHz。在与无线电通信第5研究组相关的ITU-R建议书中，规定有不同无线电接力系统的具体频率和频道带宽。

在由信号衰落、雨衰和衍射造成的传播问题方面，高带宽数字传输带来了一些新的传播条件。在晴空多路径条件下，由幅度对频率的依赖和群时延造成的失真非常严重。为减轻多路径衰落和失真的影响，可以采用自适应均衡器以及多种分集技术，如频率、空间、角度或极化分集。

由于存在传播损耗，受限的发射功率和天线增益，因此可用路径长度有限。高频率（> 约10 GHz）的最大路径长度主要取决于随频率增加的降雨情况，但也取决于路径剖面 and 性能指标。在较低频率上（< 约10 GHz），降雨效应与由多路径衰落造成的信号失真相比不是十分严重，例如，在低于11 GHz的频率上，通常的路径长度约为40至60公里；在13至15 GHz频率上，长度约为20至30公里；在18 GHz频率上，长度约为15公里，但不同地方可能存在巨大差异。

通常传输中仅使用一个横向或纵向线性极化。为在不提高带宽的情况下增加频道容量（如622 Mbit/s或更高），可在同一路径的同一频道上采用与传输无关的正交极化，但在这种情况下，应使用交叉极化干扰抑制器（XPIC）降低同信号干扰影响。

未来数字视距无线电接力系统将主要用于大容量点对点传输系统和采用无线接入的宽带城域网。此类及其它现有应用将充分利用成本日益降低、投放市场日益迅速的数字无线电系统所具备的可靠性、容量和速度。

3 基本传播效应

在设计地面LoS链路时必须考虑的传播机制根据其对系统中断带来影响与否分为两类，至少对上述第2节讨论的典型应用如此。多路径衰落是低于约10 GHz的长度超过几公里的链路出现中断的主要原因，而对于高于10 GHz的链路而言，雨衰是主要的中断原因。有鉴于此，预测由这些机制造成的衰落和衰减统计数据的方法以及减轻这些影响的技术十分重要，因此在以下章节对其单独进行讨论。

本章主要讨论在系统设计中必须加以考虑的其它基本传播效应，但这些效应并非是造成中断的主要原因，其中包括自由空间损耗、大气吸收衰减、衍射损耗、天线去耦损耗和起伏衰落。将分别通过第3.1至3.5节讨论这些内容。然而，由于上述内容与有关多路径衰耗影响和减轻技术的若干章节相关，因此在第3.6节简要概述与多路径衰落有关的现象。有关与所有这些传播效应相关的物理现象的更多细节，请见ITU-R第3研究组《关于无线电气象的手册》。

3.1 自由空间损耗

自由空间损耗主要由射束发散造成，即信号能量在远离来源的更大区域上扩展。可以将此定义为取消所有吸收、衍射、阻挡、折射、散射和反射影响后以便不存在传播效应的信号衰减。ITU-R P.525建议书给出了计算自由空间损耗的等式：

$$L_{bf} = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (1)$$

其中：

- L_{bf} : 自由空间损耗
- d : 路径长度
- λ : 同一单位中作为 d 的波长。

采用频率而非波长表示等式 (dB)：

$$L_{bf} \text{ (dB)} = 32.4 + 20 \log f + 20 \log d \quad (2)$$

其中：

- L_{bf} : 自由空间基本传输损耗 (dB)
- d : 路径长度 (公里)
- f : 频率 (MHz)。

3.2 大气气体衰减

由氧气和水蒸气吸收造成的某些衰减总是存在，因此，在计算高于约10 GHz频率的总传播损耗时应将其予以考虑。下列等式给出了 d (公里) 长度路径的衰减：

$$A_a = \gamma_a d \quad \text{dB} \quad (3)$$

采用ITU-R P.676建议书可得出具体衰减 γ_a (dB/公里)。

注1 – 在高于20 GHz频率上的超过10公里的路径上，可能需要考虑已知的临近路径上的水蒸气密度和温度统计数据。ITU-R P.836建议书提供有关水蒸气密度的信息。

3.3 衍射衰落和通路间隙

大约低于约-40 N 单位/公里中间值的沿路径纵向大气折射梯度的减少可能导致直达波路径朝向地球方向的弯曲情况。若大气具有足够的“次折射性”，则直达波将与地球表面相交，导致衍射损耗（有时称作阻挡损耗或地球凸出损耗）。被判定为可接受的衍射损耗量是确定通路间隙的因数。

折射弯曲量通常由有效地球半径或 k -因数表示。为避免在设计链路时不得不计算路径曲率，可采用有效地球半径而非实际地球半径进行计算。在该经修改的几何中，直达波路径与地球曲率之间的差变为常数，而且可将直达波路径作为直线画图，以帮助确定由地形抛面或地球表面可能造成的阻挡。 k -因数是地球有效和实际半径之间的比，对标准无线电大气而言，其中间值约为4/3，次折射条件下的该值会更低，超折射条件下（折射梯度接近-157 N 单位/公里， k -因数接近无穷）的值更高。ITU-R P.834建议书给出了 k -因数等式。

本节首先结合确定主要和分集天线通路间隙的程序，介绍ITU-R P.530建议书给出的有关确定衍射损耗统计数据的等式的来源，然后给出具体应用示例。

3.3.1 衍射损耗预测方式的基础

ITU-R P.530建议书给出的有关确定衍射损耗统计数据的公式以美国普通地形测量结果为基础 [Vigants, 1981年]。在该应用中，给定衍射衰落深度被超过的概率被假设为与不超过有效 k -因数的概率相同，从而得出相应的规一化间隙 h/F_1 ，其中 h 为最大路径阻挡的高度， F_1 为第一个Fresnel区半径。

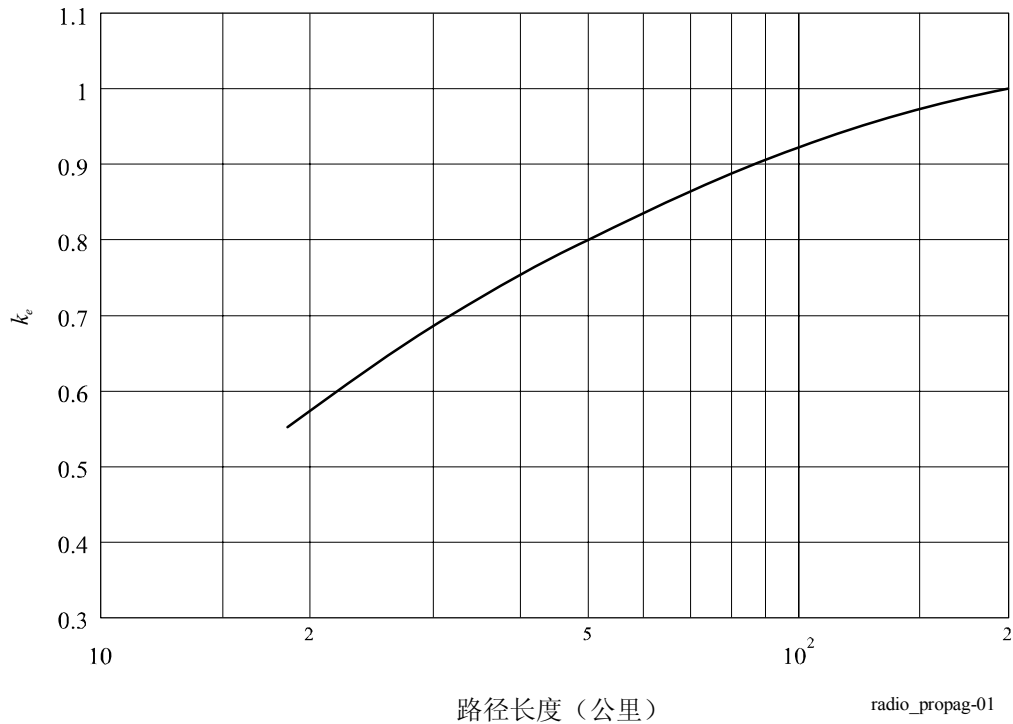
3.3.2 确定通路间隙的程序的基础

ITU-R P.530建议书关于确定主要和空间分集天线通路间隙的程序是在不存在全球实际通路间隙程序（允许存在已知的衍射衰落）条件下制定的。源于ITU-R P.530建议书的图1的基础是大陆温带气候下测得的路径结果 [Boithias和Battesti, 1967年]。

附于曲线的99.9%的数字依然不太确定，应用源于该曲线数字的有效 k -因数数值可得出非分集链路或超过45公里、带有 $0.6 F_1$ 半径的空间分集链路主天线的可接受间隙，然而，如ITU-R P.530建议书所述，对低于2 GHz频率而言，可接受更小的 F_1 分数，以避免出现无法令人接受的大型天线高度。

目前也已开发出在已知衍射损耗量基础上设定通路间隙的不同区域性技术 [Kalinin, 1979年；Nadenenko, 1981年；Schiaivone, 1981年；Vigants, 1981年和Olsen及Segal, 1992年]，并可成为未来全球实际程序的基础。

图1

最差月份约99.99%的时间 k 值被超出的情况（大陆温带气候）**计算示例：****参数示例：**

路径长度：30公里

热带气候

工作频率：15 GHz

最高刀刃障碍位于离发射机10公里处。

最大障碍高度：30米。

未提供 k -因数的中值数据。所需间隙： $1.0 F_1$ 。

下述步骤按照ITU-R P.530建议书第2.2.2.1节所述的程序进行，并采用有关估算必要天线高度的信息进行。

步骤1：确定最高障碍物上相关点 k -因数（如缺乏数据，使用 $k = 4/3$ ）和 $1.0 F_1$ 中值所需的的天线高度（温带和热带气候）：

$$F_1 = 17.3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{fd}} = 17.3 \sqrt{\frac{10 \cdot 20}{15 \cdot 30}} = 17.3 \sqrt{0.44} = 11.5 \text{ m} \quad (4)$$

计算支配性障碍物点上 $k = 4/3$ 的地球凸出得出： $b = 11.8$ 米，地球半径 = 6360公里。

假设发射和接收天线的高度相同，则该结果导致天线高度高于 $30 + 11.5 + 11.8 = 53.3$ 米。

步骤2: 从图1中获得所述路径长度的 k_e 值 (99.9%)。

利用图1, 可即刻得出 k_e 值:

$$k_e = 0.69$$

步骤3: 使用 $k = k_e = 0.69$ 重复上述计算, 地球凸出为 $b = 22.8$ 米。0.6 $F_1 = 6.9$ 米的数值给出的天线高度等于 $30 + 6.9 + 22.8 = 59.7$ 米。

步骤4: 选择最高天线高度, 最终结果为59.7米。

3.4 起伏衰落

湍流式不均匀折射率可造成收到信号的幅度起伏和达到角的变换不定, 在微波和高于微波频率的所有LoS路径上均会出现这种效应, 但可能被多路径衰落和相关现象掩盖。

Tatarskii[1967年]给出了由起伏造成的收到信号幅度的对数方差:

$$\sigma_x^2 = 42.25 \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^{7/6} \int C_n^2(r) r^{5/6} dr \quad (5)$$

其中:

σ_x : 收到功率对数的标准偏差

λ : 波长 (米)

C_n^2 : 折射率结构函数($m^{-2/3}$)

r : 沿路径的距离。

C_n^2 是低倍放大参数, 主要按照高度的不同在时间和空间方面发生变化。在数十分钟的时间范围内, 某一特定高度的数值可能相差几倍, 最高的 C_n^2 数值为地球边缘层的数值 (根据气候区、季节和一日当中的不同时间, 从表面扩大到1至2公里不等的高度)。典型数值在 10^{-14} 至 10^{-12} 之间[COST, 1996年], 但也可在 10^{-25} 至 $10^{-10} m^{-2/3}$ 之间变化[Gossard, 1977年]。

卫星链路的幅度起伏效应更加严重。在7 GHz和高于 3° 的仰角上测得的结果[Crane, 1976年]表明, 根据仰角情况和气候情况, 信号电平的波动幅度为0.1dB至约1 dB。在100 GHz上, 频率电平标度相应应在0.4 dB至3.8 dB之间。

3.5 对与多路径衰落相关的传播机制的总结

在正常传播条件下, 视距无线电接力链路的两个天线之间应仅存在一条传播路径, 然而在实际当中的某些时间内, 可能存在一个以上传播路径 (多路径), 且在這些路径上收到的信号之间的干扰可能造成严重衰落。

多路径传播造成的衰落是各种晴空机制中最为严重的问题。由于多路径衰落与频率密切相关, 因此宽带数字链路中个幅度电平出现的失真 (见第6节) 可能会是系统中断的主要原因。

在横向和低角度倾斜路径上造成严重衰落和相位效应的传播机制主要由多路径传播现象的出现造成, 在此过程中, 更多的无用射线与正常的直接信号相互干扰。

多路径现象通常由下列反射造成：

- 地面、水面或其他表面结构的反射；或
- 较低大气中很大的负折射梯度数值（见ITU-R关于无线电气象的手册）或
- 地面和对流层反射合并造成。

在研究衰落现象时，必须区分由单路径传播效应造成的缓慢、非选择性衰落（在与管道结构相关的分层大气条件下也会出现（ITU-R关于无线电气象的手册））和由路径以下大的负数折射梯度层造成的更快速的、频率选择衰落，后者在层中心刚好低于路径时最为严重[Olsen和其他人，1987年]。上述不同衰落机制常常会合并出现。

4 由降水及其他大气微粒造成的衰减

4.1 由降水造成的衰减

如果已知沿路径的降水率变化情况，则可以通过在路径长度上对具体衰减进行积分来计算由降水造成的路径衰减。

降雨率在空间和时间方面千差万别。ITU-R关于无线电气象的手册阐述了针对这些复杂现象的各种降水模型。雨区中的小雨区常常组合一起，有时人们将之称为小的中尺度区[Segal, 1979年和Crane, 1979年]。降雨测量仪器的记录表明，在较长时间的较小降雨过程中，存在较高降雨率的短暂间隔。天气雷达观测数据表明，在较小降雨的较大区域内存在较高降雨率的小区域。因此，超过10公里的地面链路可能在一个降雨区内通过一个以上的降雨小区。此外，在计算衰减时，必须考虑围绕降雨小区的较低降雨密度的影响。这些区域的线性范围随着降雨强度的减低而加大，有时区域范围可达到数十公里。

用以描述降雨率时间-空间结构的模型具体说明各种通过降雨率测量预测雨衰统计数据方法的主要差异。

“合成暴雨方法”将在特定降雨率/距离剖面点上记录的降雨率/时间剖面进行转换而生成衰减统计数据（使用降雨规律转换速度），并被估算为风速[Drufuca, 1974年； Bertok及其他人，1977年和Segal, 1982年]。

所有其他方法均采用在某一点上测得的降雨率的累计分布方法。某些方法假设存在一个合适形状的单一小区，从而得出沿路径的降雨统计特性[Misme及Fimbel, 1975年]，或将特定形状的降雨小区规模进行统计分布[Capsoni及其他人，1987年]。其他方法仅通过降低系数来得到降雨统计特性（通过降雨的空间关联函数或采用沿线路的快速反映降雨测量仪器进行测量[Harden及其他人，1978年和Crane, 1980年]或通过半实验性定律[Battesti和Boithias, 1978年]可以得到降低系数）。用该降低系数乘以点降雨率即可得出等同路径平均降雨率。

另一种替代式程序是将降低系数用于实际路径长度，从而得出等同路径长度（可假设该路径上的降雨强度恒定不变[Lin, 1975年； Garcia-Lopez和Peiro, 1983年； Moupfouma, 1984年和Dissanayake及Allnut, 1992年]）。该类程序目前被用于ITU-R P.530建议书的方法中。

4.1.1 雨衰预测方法的基础

目前ITU-R P.530建议书采用的雨衰预测程序是通过同时分析主要从欧洲获得的降雨率和传播测量结果得出的，一些更多数据源于日本和美国。该程序采用有效路径长度概念，以便将实际路径上降雨强度的不均匀性质考虑在内。该方法的基础是估算在相同时间百分比（ $R_{0.01}$ ）超出的降雨率在0.01%的时间内被超出的衰减（ $A_{0.01}$ ）。计算特定 $R_{0.01}$ 值的具体衰减，并乘以有效路径长度，以得出 $A_{0.01}$ 的相应值：

$$A_{0.01} = \gamma_R \cdot d \cdot \frac{1}{1 + d/d_0} \quad (6)$$

其中：

γ_R ： 具体衰减

d ： 路径长度

d_0 ： 等同降雨小区长度

实验性等式用于其他时间百分比刻度(p)，以提供完整的衰减分布。这些等式根据实验数据得出。对位于等于或大于30°纬度（北边或南边）的无线电链路而言：

$$\frac{A_p}{A_{0.01}} = 0.12 p^{-(0.546 + 0.043 \log_{10} p)} \quad (7)$$

对于位于低于30°纬度（北边或南边）的无线电链路而言：

$$\frac{A_p}{A_{0.01}} = 0.07 p^{-(0.855 + 0.139 \log_{10} p)} \quad (8)$$

上述两个等式为1%与0.001%的时间百分比范围内的等式，因此应仅用于这一范围。等同概率的概念与气象信息不相符合，因此从理论角度而言，不能完全令人满意。此外，由于该方法仅使用降雨率分布的一个点，因此它将在具有不同降雨率分布但相同 $R_{0.01}$ 数值的两个站址上产生相同衰减。然而，通过观察发现，衰减分布往往比降雨率分布更容易相互并行。尽管如此，地面链路预测方法的准确性与目前提供的降雨强度数据的质量和变化相互一致。

4.1.2 具体衰减

通过了解雨滴温度水温的复杂折射率、终端速度和雨滴规模分布可以了解降雨率，并由此得出某一给定频率的具体衰减 γ_R (dB/公里) [Ryde and Ryde, 1945年; Medhurst, 1965年和Setzer, 1970年]。由于雨滴并非圆形，因此横向极化波比纵向极化波更易受到衰减的影响[Morita及其他人, 1974年和Chu, 1974年]。在某些气候条件下，衰减差可高达35%[Fedi及其他人, 1977年和Fimbel及Juy, 1977年]。有关最高为100 GHz频率上的纵向和横向极化具体衰减，可以通过考虑到雨滴非圆形性质的广泛计算得到相关结果[Oguchi和Hosoya, 1974年; Chu, 1974年和Oguchi, 1977年]。

在实际应用中，具体衰减 γ_R (dB/公里)和降雨率 R (mm/h)的关系可通过幂律得到近似[Olsen及其他人, 1978年]：

$$\gamma_R = k R^\alpha \quad (9)$$

考虑到假设雨滴为圆形，已为若干雨滴温度和雨滴规模分布计算了1至1000 GHz范围中几个频率的 k 和 α 数值[Olsen及其他人, 1978年]。

最近由Gibbins和Walden [2003年]进行的工作已取得结果，他们对 k 和 α 参数的性质进行了全面研究。这些研究成果是ITU-R P.838建议书的基础。

从ITU-R P.838的等式中在1至1000 GHz频率范围内将 k 和 α 系数值确定为频率函数 f (GHz)，上述建议书的等式由通过散射计算得到的曲线与幂律系数的吻合得出。

可从ITU-R P.838建议书中得到计算 k 和 α 所需的计算 k_H 、 k_V 、 α_H 和 α_V 系数的常数数值。

ITU-R关于无线电气象的手册详细讨论具体衰减和降雨率之间的关系问题。

4.1.3 有效路径长度

地面链路有效路径长度通过由无线电数据获得的假设路径长度得出，具体是将在0.01%的时间被超过的总衰减除以同一时间百分比内被超过的具体衰减。

可通过下列等式得出路径减少因数 r ：

$$r = \frac{1}{1 + d/d_0} \quad (10)$$

该等式基于两个假设：

- 可以通过等同降雨小区建立空间降雨结构，在路径平面具有等效长度 d_0 的降雨小区矩形交叉面；
- 降雨小区矩形交叉面可位于具有等效概率的路径的任何位置。

有效路径长度 $d_{eff} = dr$ 与地面路径和随机位置上的等效降雨小区长度 d_0 （超出0.01%的时间）之间的平均交叉长度相对应。

最初假设等效降雨小区的长度 d_0 为常数，但此后假设其与降雨强度相关，因此使模型得到改善[Yamada及其他人，1987年]：

$$d_0 = 35 e^{-0.015 R_{0.01}} \quad (11)$$

当 $R_{0.01} > 100$ mm/h时，须使用100 mm/h，而非 $R_{0.01}$ 。

虽然这一等式的基础是斜路径雨衰数据，但它已成功通过地面链路雨衰测量结果得到测试。

4.1.4 应用示例

地点：巴西里约热内卢

纬度：22° 50' S

经度：317° 00' E

频率： $f = 13$ GHz

路径长度： $d = 20$ 公里

线性极化： $\tau = 90^\circ$

步骤1：通过在该地点应用ITU-R P.837建议书（全球降雨率地图）可得到超出0.01%的时间的降雨率为 $R_{0.01} = 59.67$ mm/h。

步骤2: 通过采用ITU-R P.383建议书对相关频率、极化和降雨率的具体衰减 γ_R 进行了评估, 其结果为 γ_R 等于2.82 dB/公里。

步骤3: 在步骤3中通过 $d_{eff} = d \times r = 20 \times 0.42 = 8.34$ 公里计算了有效路径长度, 并从而对超过0.01%时间的路径衰减做出了估算:

$$A_{0.01} = \gamma_R d_{eff} = 23.4 \text{ dB} \tag{12}$$

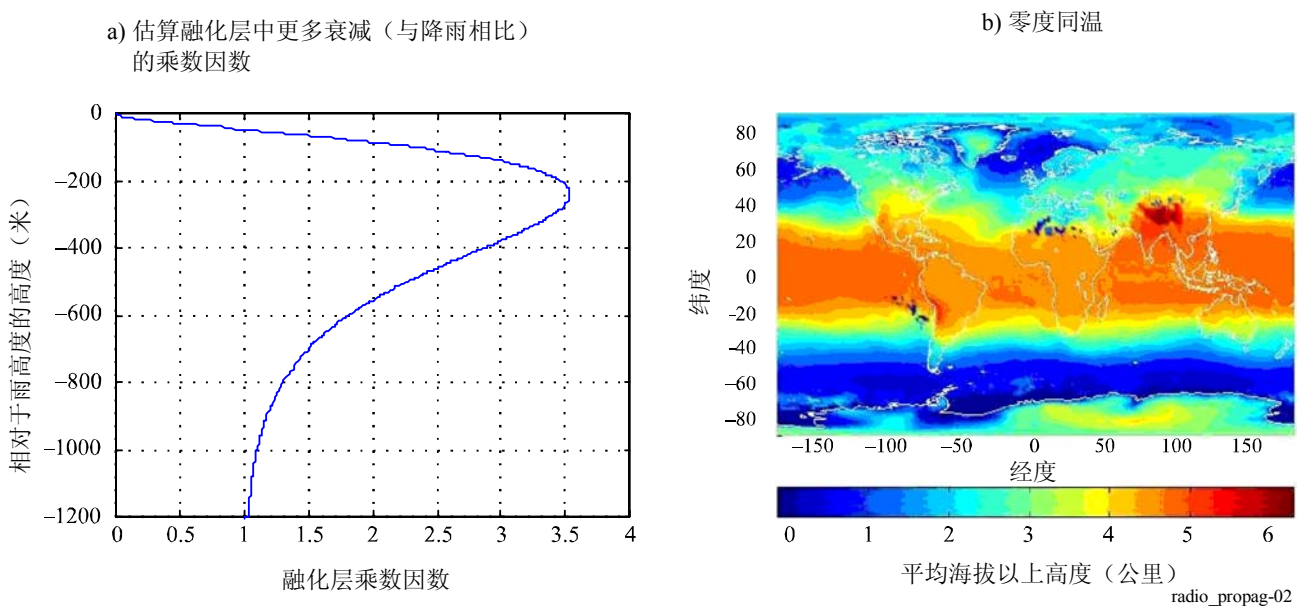
最后, 通过采用与低于 30° 的无线电链路相对应的公式, 分别得出超过0.001%、0.01%、0.1%和1%时间的雨衰为 $A_{0.001} = 33.9 \text{ dB}$ 、 $A_{0.01} = 23.4 \text{ dB}$ 、 $A_{0.1} = 8.5 \text{ dB}$ 和 $A_1 = 1.6 \text{ dB}$ 。

4.1.5 对降雨合并湿雪的预测

ITU-R P.530建议书中的方法以Bacon和Eden于2002年提出的建议为基础 (Tjelta及其他人[2005年], 通过近似实施对其进行了进一步发展)。该方法采用全球降雨高度图和间接信息估算湿雪量和平均衰减特性, 以获得融化层的超衰减。该方法进一步假设降雨高度具有特定分布, 或零度同温, 且融化层超衰减的固定形状为该层中的位置函数。通过这一信息可以预测既考虑降雨也考虑湿雪的任何链路的衰减分布。

融化层包括冰、水和空气。降落的冰雪水汽融化、合并并分为雨滴。湿雪形式的水汽降水可在空气温度为 0°C 时出现在传播路径上。人们目前非常了解在用频率范围的雨衰理论, 并已建立了很好的模型。目前已为各种微粒尺寸和形式建立了理论衰减系数, 并根据无线电波频率、极化和与大的非圆形雨滴主轴形成的路径角度制定了经简化的具体衰减模型。但在建立湿雪微粒模型时却遇到了很大的困难, 虽然人们已做过某些努力。对通过融化层的无线电波传播的理论分析采用冰雪融化微粒模型。分析结果表明, 与具有相同液态水量的雨滴相比, 湿雪微粒具有更大的衰减系数, 从而比降雨具有更多的超量具体衰减 (见[Jain和Watson, 1985年和Kuznetov及其他人, 2000年]的最近分析)。所用的雷达术语为“亮带”, 因为在该层观测到很强的雷达回声。除同极衰减外, 湿雪微粒的各项异性性质也会导致出现某种去极化。

图 2



radio_propag-02

本文采用的合并降雨和湿雪的预测方法使用简化近似值。乘数因数旨在说明具体衰减是否不同于雨衰。降雨的该因数为1，湿雪的该因数大于1，最大值略超过3.5，干雪或冰的该因数为0。等式(18)给出的模型在图2a)中以图形方式表示，其中乘数因数作为从降雨顶端的融化层纵向位置的函数给出。

通过 $\Gamma(h)$ 可得出乘数因数：

$$\Gamma(h) = \begin{cases} 0 & 0 < h \\ \frac{a(1 - e^{h/b})^2}{\left(1 + \left(1 - e^{-(h/c)^2}\right)^2 \left(a(1 - e^{h/b})^2 - 1\right)\right)} & h \leq 0 \end{cases} \quad (13)$$

其中常数 $a = 4$ 、 $b = 70$ 和 $c = 600$ 。该等式表明，三个系数对最大乘数因数、其相对于顶部的位置以及融化层深度均有影响。对于大的负 h 值而言，该函数为渐进至1的函数，实际而言，在所示的 a 、 b 和 c 中，当 $h < -1400$ 时，该值为1。

预测使用的实际乘数因数作为沿路径的相对融化层高度概率密度函数的加权乘积因数的积分构成。乘数因数针对零度同温高度设定。

合并降雨、湿雪和干雪或冰的预测方法十分简单，并采用下列假设：

- 已知降水率，如通过ITU-R P.837建议书的图得出；
- 通过采用ITU-R P.839建议书的图所示的降雨高度将降水分为降雨、湿雪和干雪或冰，并采用上述融化层模型；
- 合并降雨和降雪的衰减分布与仅用于降雨的衰减分布相同。

该方法的关键是在考虑到湿雪和干雪影响的情况下建立乘数因数。如果所观察到的降水均为降雨，则该因数为1，因此不需要改变目前程序给出的结果（见ITU-R P.530建议书）。然而，如果观察到的降水为干雪或冰，则该因数为0，因此无法估算衰减。显而易见，这与现有方法大相径庭。现实情况是，零度高度在一年当中不断变化，多数降水为降雨，只有某些情况为湿雪或干雪。湿雪情况下的衰减可能会比降雨衰减严重很多，因此，在计算各种可能性的和时，可能的因数将大于1，以便为考虑湿雪条件留出更大余地。

在程序中必须建立和使用两个特征：从零度同温高度得出的平均降雨高度，及其变异或分布。ITU-R P.839建议书给出了降雨高度数据，零度高度数据见图2b)。降雨高度被假设为平均零的标称分布，标准偏差为800米。目前假设全世界分布相同。超出 p 时间百分比的 A_p （在上一小节说明），也适用于仅有液态降雨通过的链路路径。ITU-R P.530建议书介绍分步骤的程序。

图3所示为从赤道到北极的若干选定城市对该程序的使用示例。普通年份 $p = 0.001\%$ 时，由湿雪造成的更多衰减最高被估算为10 dB。

图 3

从赤道到北极的某些特定城市普通年份 $p = 0.001\%$ 时
由湿雪造成的衰减估算

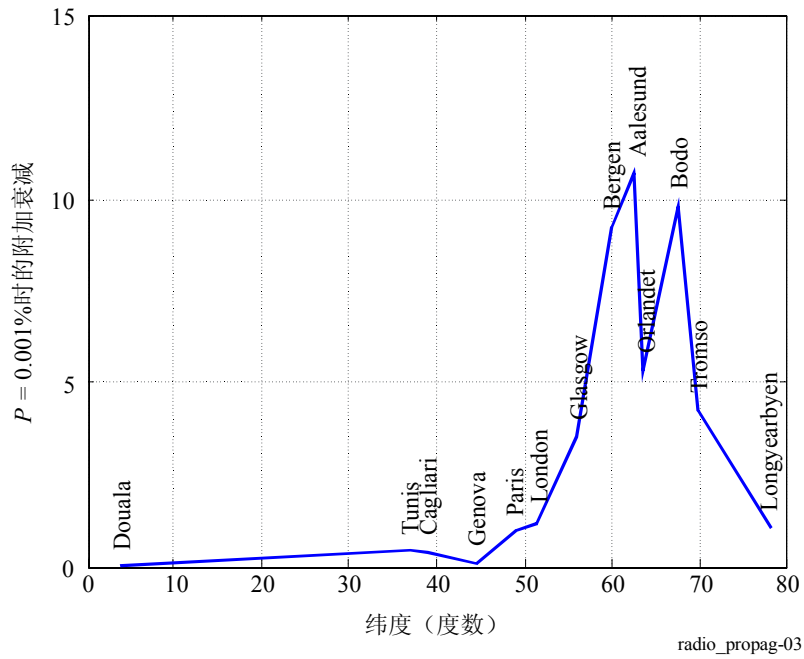
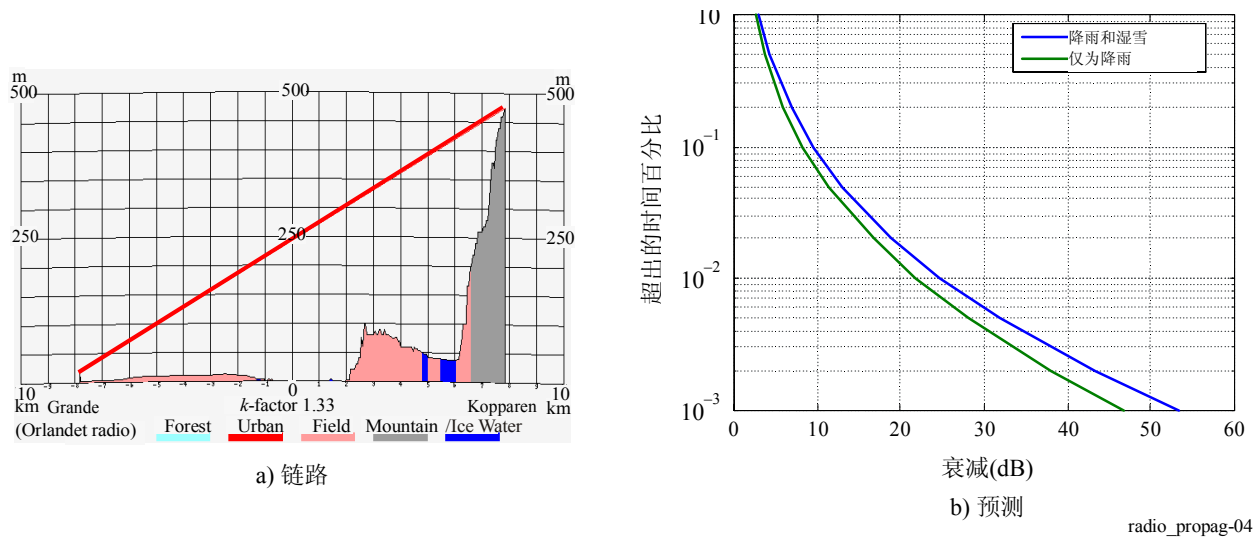


图 4

倾斜路径上采用平均乘数因数的沿海链路（挪威）预测示例
[Tjelta及其他人，2006年]



目前没有测试结果。某些出版物的测量结果表明了由湿雪造成的超量衰减。这些数据包含日本、加拿大、美国和挪威，见[Takada和Nakamura，1966年；Nishitsuji，1971年；Hendry及其他人，1981年；Gutteberg，1983年；Kharadly及其他人，1983年；Kharadly and Owen，1988年；Thurai和Woodroffe，1997年；Walden及其他人，2003年；Tjelta及其他人，2005年和Tjelta及其他人，2006年]。

4.1.6 雨衰统计的长期频率和极化定标

4.1.6.1 单频定标

如果只有在一个频率上测得的衰减数据，则可将ITU-R P.530建议书中将作为频率和衰减函数的直接衰减比的实验公式用于在7至50 GHz频率范围的同一路径上的频率定标（并临时用于最高100 GHz的频率范围）：

$$A_2 = A_1 (\Phi_2 / \Phi_1)^{1-H(\Phi_1, \Phi_2, A_1)} \quad (14)$$

其中：

$$\Phi(f) = \frac{f^2}{1+10^{-4} f^2} \quad (15)$$

$$H(\Phi_1, \Phi_1, A_1) = 1.12 \times 10^{-3} (\Phi_2 / \Phi_1)^{0.5} (\Phi_1 A_1)^{0.55} \quad (16)$$

在此， A_1 和 A_2 分别为频率 f_1 和 f_2 GHz时的超雨衰同概率值。

人们认为，该公式是最适合现有定标数据的最佳实验公式[Boithias, 1989年]。该程序的准确性完全在10%的范围内，因此当通过测量提供长期分布时应采用频率定标技术。

ITU-R关于无线电气象的手册更详细地探讨频率定标问题，该建议书给出的替代方法采用 k 和 α 常数，因此在进行极化定标时更为恰当。某些其他方法使用在两个频率上测得的衰减统计数据，或有关仰角的信息来预测在另一个频率的衰减。

4.1.6.2 极化定标

如果只有在一个极化（纵向或横向极化）上测得的衰减数据，则可将ITU-R P.530建议书中的等式(37)和(38)用于路径长度范围内和衰减预测方法频率中的雨衰等同概率值的极化定标。

极化定标仅用于测量或计算由降雨造成的衰减。必须增加由气体吸收造成的附加衰减。ITU-R P.530建议书中的表达式总体与试验结果相符，并与使用ITU-R P.838建议书的具体衰减系数的估算值相符：

$$A_V = \frac{300 A_H}{335 + A_H} \quad \text{dB} \quad (17)$$

或

$$A_H = \frac{335 A_V}{300 - A_V} \quad \text{dB} \quad (18)$$

人们认为这些表达式适用于雨衰预测方法中的路径长度和频率范围，但应当指出，使用雷达数据计算的极化定标比表明，与层性降雨相比，它们在对流降雨方面更大，因此可能会产生某种程度的气候依赖性。

4.1.7 降雨所致衰落的持续时间和衰落率的统计

ITU-R P.530建议书介绍确定降雨所致衰落的持续时间统计的程序。

虽然迄今为止有关整体衰落持续时间的分布信息十分罕见，但却存在一些具体统计的数据和实验模型，如衰落事件的平均持续时间和此类事件的数量。但持续时间的平均和中间值之差表明，持续时间总体分布存在不匀情况。同时，证据表明，降雨条件下，衰落事件持续时间比多路径条件下的衰落时间长很多。

在此衰减事件被定义为特定时间段内（如10秒或更长）超出衰减 A 。下列等式给出衰减事件数量 $N(A)$ 、此类事件平均持续时间 $D_m(A)$ 及在长于某特定时间内超出衰减 A 的总时间 $T(A)$ 之间的关系：

$$N(A) = T(A) / D_m(A) \quad (19)$$

总时间 $T(A)$ 取决于事件定义。通常有益于应用的事件为衰减 A 持续10秒或更长时间。然而，更短持续时间的事件（如在实验中采用的1秒采样间隔）对确定由不可用性造成的总体中断时间百分比也十分有益（即，总时间长度持续10秒或更长）。

超出衰减 A 10秒或更长时间的衰落事件的次数可由下列等式表示：

$$N_{10s}(A) = a A^b \quad (20)$$

其中 a 和 b 为预计取决于频率、路径长度和其他可变数值（如气候）的系数。

根据在斯堪的纳维亚半岛上15公里路径（18 GHz）的一组测量结果，一年期 a 和 b 的数值为：

$$a = 5.7 \times 10^5 \quad b = -3.4 \quad (21)$$

一旦通过等式(20)获得 $N_{10s}(A)$ ，则可以通过倒换等式(19)计算出10秒或更长时间衰落事件的平均持续时间。

根据上述一组测量（斯堪的纳维亚半岛上15公里的路径，频率为18 GHz），95-100%的大于15 dB的所有降雨事件均可能由不可用性造成。了解该分数后，则可通过将该分数乘以总的时间百分比（利用ITU-R P.530建议书介绍的方法获得的超过给定衰减 A 的时间百分比）得出可用性。

4.1.8 季节变化 – 最差月份

进行系统规划时往往需要计算超出“最差月份”时间百分比 P_w 的衰减数值（见ITU-R P.581建议书）。

ITU-R P.841建议书详细介绍如何将年度统计数据转换为“最差月份”统计数据的方法。可通过下列等式表示 P_w 与年度时间百分比 P 之间的关系：

$$P = Q_1^{\frac{1}{1-\beta}} P_w^{\frac{1}{1-\beta}} \quad (22)$$

上述表达式适用的概率范围为（0.001% < P < 3%）。各不同地点和若干传播效应的 Q_1 和 β 值见ITU-R P.841建议书。若进行全球规划，则可能更适合采用单个“平均”关系（使用 $Q_1 = 2.85$ 和 $\beta = 0.13$ ），从而得出：

$$P = 0.3 P_w^{1.15} \quad (23)$$

在不同气候条件下获得的测量结果表明，平均年度最差月份时间百分比与平均年度时间百分比之比在某种程度上取决于气候。上述等式对应的气候为降雨强度的季节性变化相对较小的气候条件。对于地中海和西北欧以及降雨季节变化类似的其他区域而言，需将上述 P 值减少20%，而在更加极端的条件下，须将上述 P 值减少30%。

4.1.9 对模型评估（测试）的讨论

有关比较预测方法的测试标准，包括比较雨衰预测的测试变量的定义，见ITU-R P.311建议书。

根据现有方法和数据进行的广泛测试表明，采用ITU-R P.530建议书第2.4.1段介绍的方法可在全球获得0.001%和0.1%时间范围内的约25-30%的精确度。目前需要远期统计数据，特别是来自热带区域的统计数据来改进预测精确度。

如果时间百分比超过0.1%，则需要注意随着降雨率的减少，降雨强度测量的精确度会不断下降。应特别指出，在这些时间百分比上，大气吸收可能无法忽视，因此应将其纳入被预测的雨衰之中。

4.1.10 计算示例

例如，可计算具有下列特性的链路的雨衰分布：

工作频率：18 GHz

中点纬度：12° 00' 00"

中点经度：44° 00' 00"

路径长度：10 公里

极化：垂直。

步骤1：最好通过本地的长期测量结果得到超过0.01%时间的降雨率 $R_{0.01}$ （积分时间为1分钟）。如果不具备这些测量结果，则可通过ITU-R P.837建议书提供的信息做出估算。该建议书给出了快速估算 $R_{0.01}$ 的数字以及更精确计算该参数的方法，在这种情况下，所获得的结果为 $R_{0.01} = 50 \text{ mm/h}$ 。应当指出，虽然在此说明使用了链路中间点的地理坐标，但使用其端点的坐标不会给计算带来重大误差。

步骤2：使用ITU-R P.838建议书计算具体衰减 γ_R (dB/公里)。

$$\log_{10} k = \sum_{j=1}^4 a_j \exp \left[- \left(\frac{\log_{10} f - b_j}{c_j} \right)^2 \right] + m_k \log_{10} f + c_k \quad (24)$$

$$\alpha = \sum_{j=1}^5 a_j \exp \left[- \left(\frac{\log_{10} f - b_j}{c_j} \right)^2 \right] + m_\alpha \log_{10} f + c_\alpha \quad (25)$$

其中：

f : 频率(GHz)

k : 或为 k_H ，或为 k_V

α : 或为 α_H ，或为 α_V 。

ITU-R P.838建议书给出了 a_j 、 b_j 、 c_k 、 m_k 、 c_α 和 m_α 系数。 k 和 α 系数可以是横向(H)或纵向(V)极化。采用这些等式可得出纵向极化结果： $\alpha(18 \text{ GHz}) = 1.002505$ 和 $k(18 \text{ GHz}) = 0.077076$ 。具体衰减为：

$$\gamma_R = k R_{0.01}^\alpha = 3.89 \quad \text{dB/km} \quad (26)$$

步骤3: 计算有效路径长度 d_{eff} :

$$d_0 = 35 \exp(-0.015 R_{0.01}) = 16.53 \text{ km} \quad (27)$$

$$r = \frac{1}{1 + d/d_0} = 0.623 \quad (28)$$

$$d_{eff} = d \cdot r = 6.23 \text{ km} \quad (29)$$

步骤4: 估算超出0.01%时间的路径衰减:

$$A_{0.01} = \gamma_R d_{eff} = 24.2 \text{ dB} \quad (30)$$

步骤5: 转换为其他时间百分比:

$$\frac{A_p}{A_{0.01}} = 0.12 p^{-(0.546 + 0.043 \log_{10} p)} \quad (31)$$

p (%)	A_p (dB)
1	2.9
0,1	9.2
0,01	24.2
0,01	51.7

步骤6: 如需获得最差月份统计数据, 则采用ITU-R P.841建议书提供的气候信息计算对应最差月份时间百分比 p_w 的年度时间百分比 p 。全球规划为:

$$p(\%) = 0.30 p_w(\%)^{1.15} \quad (32)$$

通过该示例获得的结果为:

p_w (%)	p (%)	A_p (dB)
1	0.3	5.5
0,1	0.021	18.1
0,01	0.0015	45.9

4.2 汇接和汇聚链路

4.2.1 汇接路径上的关联衰落

汇接系统的总体传输性能在很大程度上受到单个链路传播特性的影响。对于长距离和甚少发生中断的系统而言, 通常可以对在两个或更多的组成链路上共同出现衰落的可能性忽略不计。

如ITU-R P.530建议书所述，在这些情况下，汇接级数的总体中断概率等于单个链路中断概率之和[Peroni和Fedi, 1974年]:

$$P_T = \sum_{i=1}^n P_i \quad (33)$$

其中 P_i 是总数为 n 个链路的 i th中断概率。

如果组成链路短（即，与衰减降雨结构相仿），则相邻链路可能同时受到影响，从而使总体中断概率小于单个概率之和，如ITU-R P.530建议书所述:

$$P_T = K \sum_{i=1}^n P_i \quad (34)$$

其中 K 是包括降雨关联总体效应的减少因数。

在日本对一系列4.5公里链路的测量表明了这一情况。对于0.03%的单个链路中断概率而言，两跳链路的的中断的减少因数为0.8，四跳链路为0.7[Sasaki及其他人, 1976年和Morita及Higuti, 1978年]。

在加拿大若干相距甚远的地点进行的降雨空间关联函数的计算表明，类似的减少因数适用于由十个汇接链路组成的更长链路（每一汇接链路的长度为10至20公里）。对于更长的汇接链路而言，只有在出现大率时才发生严重的同时衰落情况[Segal, 1982年]。

ITU-R P.530建议书在这些实验和计算的基础上给出了各种不同长度路径和各种时间百分比（考虑路径长度为4.6公里）的、作为相等路径长度链路数量函数的 K 修改因数的图形。

4.2.2 汇聚路径

ITU-R P.1410建议书提供EHF频率范围内较低频率上汇聚路径的分集改进因数信息。虽然这些信息针对点对点应用，但也可利用它总体说明其对点对点路由分集（或网状网）网络的改进情况。

由于降雨率具有时间和空间分布方面的随机性，汇聚点对点链路会瞬间受到不同程度衰减的影响，因此，当所需信号在其路径上受到雨衰影响，而造成干扰的信号未受到影响时，不同三角扇形区用户链路之间的载干比（ C/I ）可能出现劣化。

可通过下列等式估算在同一频率上工作的两个汇聚链路的差分雨衰累计分布（见注1）:

$$A_{12}(p) = [A_1(p) - 0.34 A_2(p)] \left(2.65 |\theta|^{0.23} + 0.004 |\Delta d|^{2.25} \right) f^{-0.4} \text{ dB} \quad (35)$$

其中:

p : 0.01%和1%之间的时间百分比

f : 频率(GHz)

Δd : 路径长度差（公里）

θ : 链路之间的角度（拉德吸收（rad））， 0° 至 180°

$A_1(p)$ 和 $A_2(p)$: 单个链路在 $p\%$ 的时间内超出的雨衰数值（采用ITU-R 530建议书的方法计算）。

注1—等式(35)以36对汇聚链路的测量结果为基础，链路的频率范围为15至38 GHz，链路长度范围为1至23公里。

4.3 带有无源中继器的路径

ITU-R P.530建议书以Karl和Persson的研究结果[1998年]为基础给出了将单跳链路扩展为带有两个或更多支线的无源中继器链路的程序。

在平面反射器方面，该程序十分简单，只需在上述建议书所述的等式(32)（距离减少因数）中增加总路径长度。如果路径的各支线大约相互平行，则该方法最为准确。偏离平行支线将会提高总体路径上降雨一致性的效应，因为相对于降雨小区规模而言，端点之间的距离缩短，这将进而导致是人们低估衰减，因为减少因数会被低估。上述建议书给出了近乎消除这一效应的一种未经测试的方法。

对于在各支线上具有相同极化的背对背天线中继器而言，该程序与平面反射器程序相同。对于轮换的纵向和横向极化而言，先计算整个链路上一个极化的衰减，然后计算另一个极化的衰减，之后根据路径实际长度计算每一个极化的加权平均值。

5 单一频率上的多路径衰落和增强

单一频率或窄带宽内多路径衰落分布是估算模拟链路上由于该现象造成的中断的唯一手段，该手段也是估算数字链路中断的各种技术的根本组成部分。在多路径条件下的增强分布对于计算干扰和接收饱和十分重要（见ITU R关于数字无线电接力系统的手册）。

本章的第5.1节介绍ITU-R P.530建议书给出的、有关估算单频衰落和增强分布的预测方法的基础和准确性。为帮助人们应用这些方法，我们还在本章介绍在实际链路上进行的实验示例。虽然目前还不存在有关衰落平均数和持续时间的预测程序，但第5.2节还是提供了基于有限的实验数据而制定的估算程序。第5.3节介绍现有的有关信号电平变化率的数据，第5.4节探讨汇接链路的多路径衰落。

由于失真对数字无线电链路特别重要，因此第6章单独讨论与多路径衰落频率选择性质相关的失真问题。分集技术不仅是减少多路径衰落现象的重要手段，而且有助于克服相关的失真问题，因此在第8章对其单独进行介绍。

5.1 衰落预测/增强分布

ITU-R P.530建议书确定了四种旨在在全世界任何地点预测平均最差月份的不同衰落/增强分布不同部分的补充方法，其中两个方法用于深度衰落分布范围，方法1针对详细链路设计，方法2用于最初规划或许可。这些方法为浅衰落范围的内插方法和增强范围方法提供了计算基础。第5.1.1-5.1.3段说明每种方法的基础，并对测试结果做出总结。第5.4.1段介绍采用所有这些方法的示例。

5.1.1 方法1和2的基础及准确性

5.1.1.1 从尾部得出的全分布

深衰落信号遵循瑞利分布定律，并已被长期采用[Pearson, 1965年; Morita及其他人, 1974年和Barnett, 1972年]。该定律得到有关测量数据的更详细研究结果的支持[Tjelta及其他人, 1990年]。

一种常用方法是假设每一条链路和气候/地形变量在与深度衰落范围无关的情况下发挥作用，因此采用了深衰落区域的幂律模型。总体上，衰落深度 A 被超出的概率 p_w （通常以百分数计算）由下列等式表示：

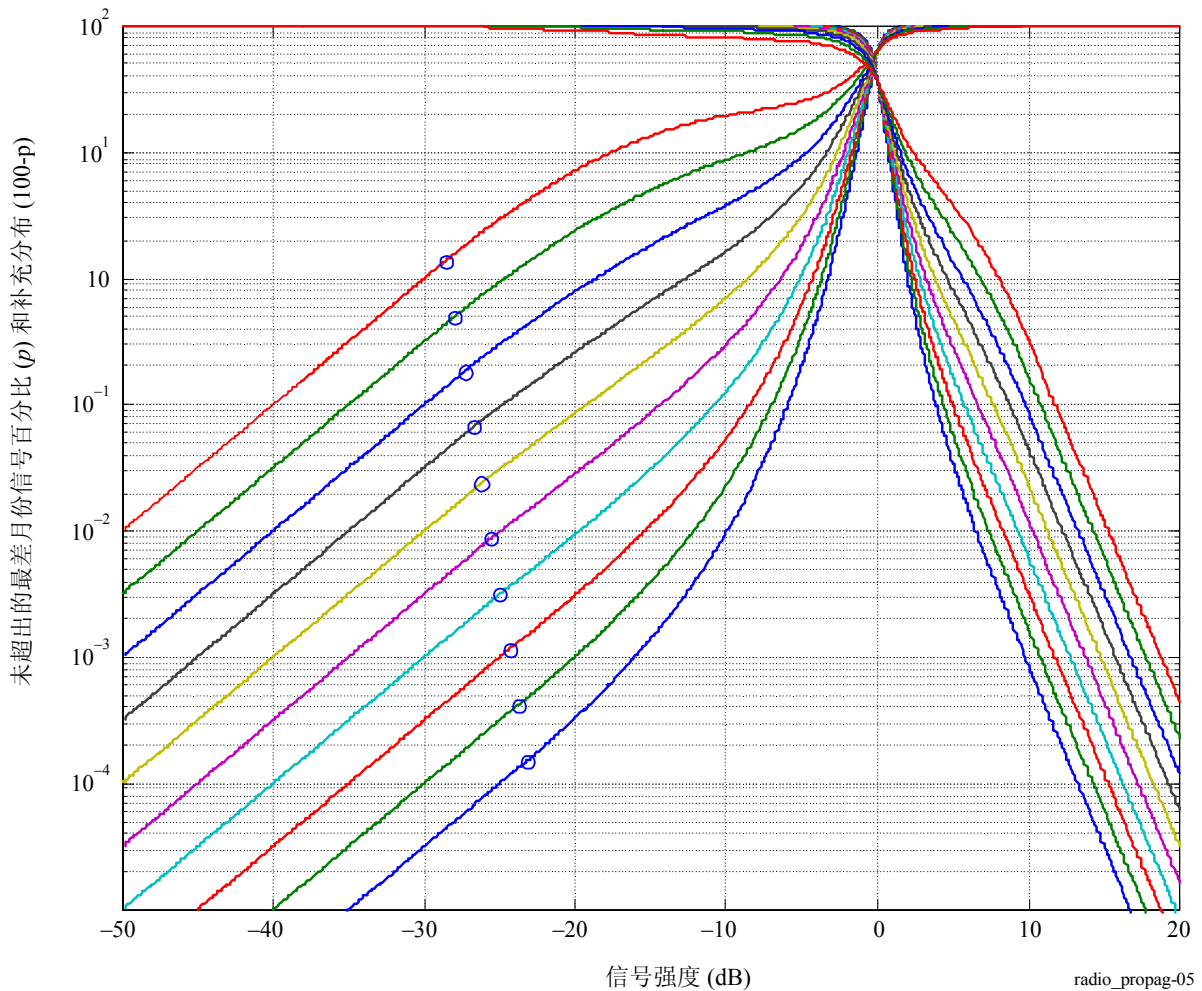
$$p_w = \prod_i g_i(x_i) 10^{-A/10} \quad (36)$$

其中 i 是 i th链路，预测变量 x_i 和 g_i 是其函数。如果指数直接表明预测重要性，则常用变量的指数函数。

一旦找出衰落尾部便可轻而易举的得出全分布。图5所示为一系列多路径衰落和增强分布情况。每条曲线上的小圆圈表示瑞利坡终止地点。在该特定点和67.7%的0 dB之间采用一个内插。在增强区域，根据对测量数据[Tjelta和Tanem, 1992年]的实验分析，分布遵循高于10 dB的固定坡，并在0 dB和10 dB之间有一个内插。

图 5

一系列多路径衰落和增强分布示例



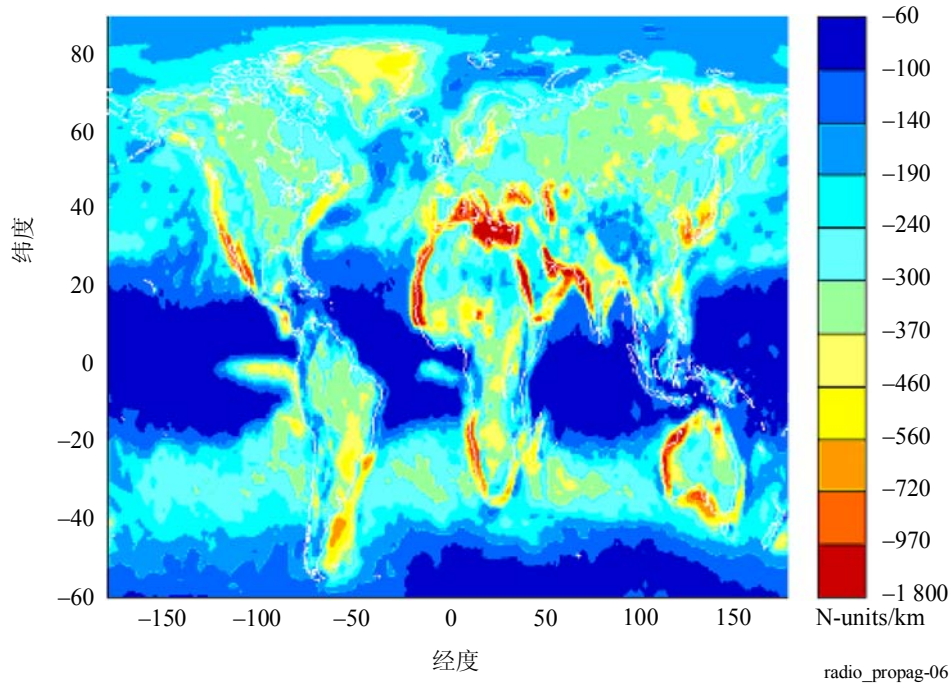
5.1.1.2 确定多路径衰落分布尾部

ITU-R P.530建议书提出了两种方法，这两种方法均将(1)中的方法分为气候描述（地理气候参数 K ）部分和有关链路变量的部分。有关气候的部分的基础是，在最准确的方法也利用地面不平坦性的地区，可能出现很强的负折射梯度。图6所示为不超过普通年份1%的折射梯度图[Tjelta及其他人, 1998年]。ITU-R P.453建议书提供地球上任何所需地点的该数据的数据表。

传播界人士对采用这些思路的方法进行了研究并普遍对其加以采用[Crombie, 1984年; Tjelta及其他人, 1990年]。

图 6

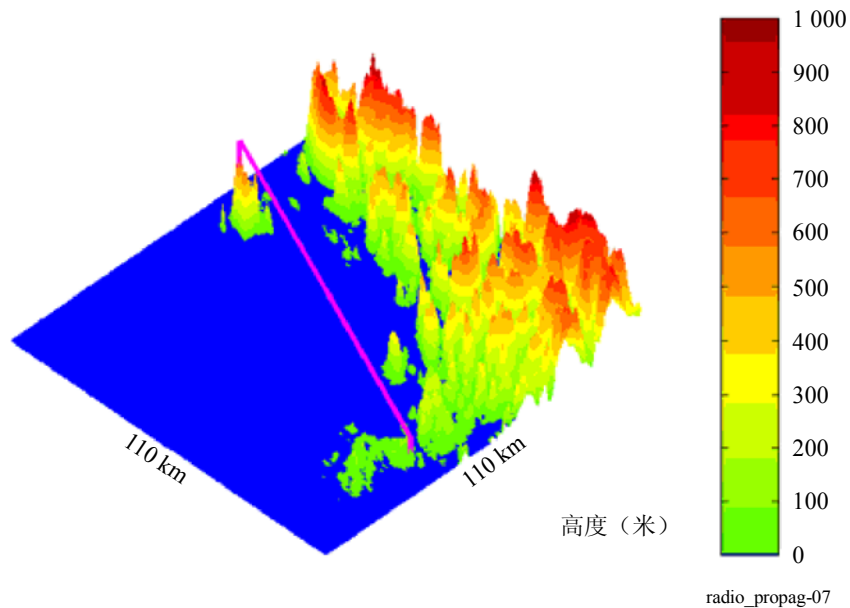
未超过普通年份1%的大气最低65米的负折射梯度
(见ITU-R P.453建议书)



在最精确的方法中考虑了地面不平坦性, 如果链路位于中间, 则需要110公里乘以110公里面积的
的数字数据。地面不平坦性 s_a 是方块中各种高度的标准偏差。

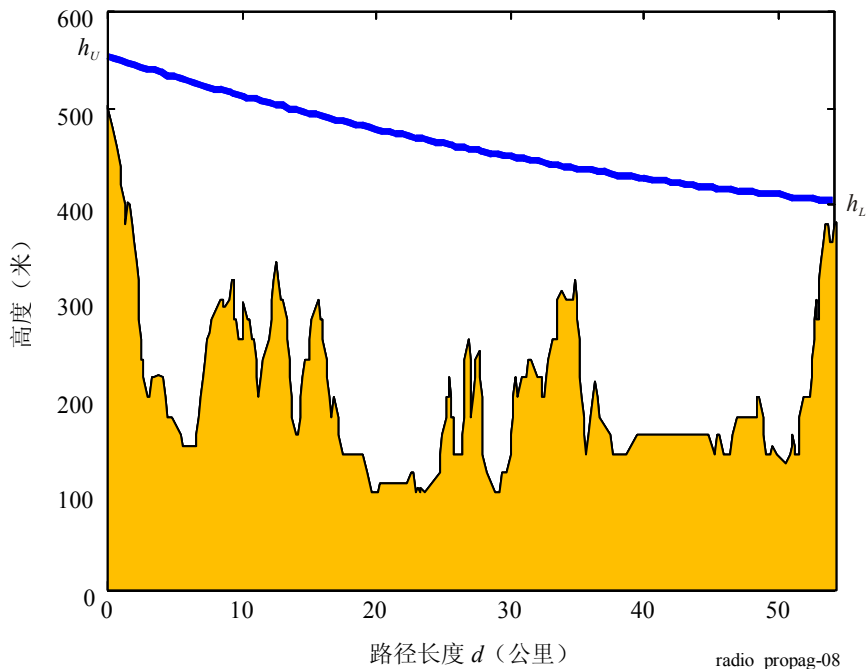
图 7

计算地面不平坦性 s_a 的110公里乘以110公里的表面示例



上述各方法在路径长度 d 、路径斜度 ϵ_p 、最低天线高度 h_L 和频率 f 的链路变量方面采用稍有不同的函数。图8是路径剖面的扁平地球图，表明得出途径斜度所需的路径长度和天线高度，重点突出最低天线高度和路径长度。

图 8
路径剖面



在此通过在西北欧47个路径上采用衰落数据复回归分析技术，制定了获得方法1和2中超出衰落深度 A 的时间百分比 p 的实验公式的基本方法[Tjelta及其他人，1990年]。此后采用折射梯度统计图的方法实际上根据最初用于加拿大的方法进行的全球总体化[Olsen和Segal，1992年]。[Olsen和Tjelta，1999年和Olsen及其他人，2003年]提供了ITU-R新的方法和区域常用方法广泛分析的基础。在产生方法1和2的地理气候因数过程中，需采用折射梯度数据（通过数字大气数据得出）[Tjelta及其他人，1998年]。该篇文章还提供最终形成预测器的系统回归和关联方法。ITU-R P.530建议书使用的实际系数最初源于提交ITU-R的输入文件。

目前非常方便在软件中实施这些方法，因为用户无需进行人工操作或对分类做出主观判断。显而易见，早期的方法能使训练有素的用户得到准确结果，但随着人们更多地采用基于软件的工具，ITU-R P.530建议书给出的方法已变得更加适应需求。

5.1.1.3 深度衰落分布尾部方法的准确性

路径长度 d 和路径倾斜度 ϵ_p 依然有足够的理由成为强有力的预测器，链路越长，越可能被纳入管道结构。同样，路径倾斜度越高，越少受到典型的横向分层管道结构的影响。在将较低天线高度作为预测器时，这似乎十分合理。它表明，基于表面的层次是造成多路径衰落和增强的主要原因。天线越低，路径越可能置于管道中。要解释频率项比较困难，只能说，频率在复回归等式中不是一个十分重要的预测器。变量之间的关联可能使人们难以看出其相互之间的依赖性，如路径长度和频率之间的明显的负关联关系。

使用方法1和方法2出现的总体预测误差偏差分别为5.7 dB和5.9 dB（包括逐年变量的影响）。在这些图所涵盖的广泛路径中， $h_L < 700$ m的陆上路径的最小标准误差偏差为5.2 dB，水上路径的最大值为7.3 dB。然而，总体标准偏差之间的细微差别不能准确反映采用方法1对十分崎岖地形（如山区）或十分平坦地形（如水上路径）的预测的改进。例如，山区链路（ $h_L > 700$ m）标准误差偏差减少0.6 dB，山区单个链路的误差偏差被减少若干分贝。

方法1和2的基础是世界不同地理气候区域的251条链路上衰落数据的复回归，路径长度 d 的范围为7.5至180公里，频率 f 的范围在450 MHz至37 GHz，路径倾斜度 $|\epsilon_p|$ 达到37 mrad，天线较低高度 h_L 的范围在17至2300米，折射梯度 dN_1 的范围为-860至-150 N-单位/公里，地面不平坦性 s_a 的范围为6至850米（ $s_a < 1$ m时，使用1米的较低值）。半实验分析结果表明，有效性的较低频率限值与路径长度成反比。

5.1.2 浅衰落方法的基础和准确性

ITU-R P.530建议书给出的预测不同时间百分比衰落深度的方法将深度衰落分布范围和0 dB之间的实验内插程序与上一节所讨论的方法1或2相结合，其基础之一是7-95公里路径长度范围和2-37 GHz频率范围之间的数据匹配。

然而，它也适用于上一节所述的方法1和2涵盖的更大范围。

ITU-R数据库表I-2中的所有可用数据均得到使用，即，预测方法变量所需的所有数据。表1总结ITU-R P.530建议书关于最差月份多路径衰落分布的预测方法的测试结果，其中所观察到的数据为衰落少于20 dB。在10%的时间内，所有可用数据的衰落均低于20 dB，在1%时，几乎所有数据均更低。然而，在0.1%时，一半的最差月份数据的衰落低于20 dB；0.01%时，仅有若干数据低于这一数值；0.001%时，无数据低于这一数值。测试结果显示，在0.1%及高于0.1%的时间内，平均误差和误差标准偏差很低，十分合理。

表 1

针对观察到的低于20 dB的最差月份浅衰落数据进行的测试

时间百分比	观察次数	平均误差(dB)		标准偏差(dB)	
		方法1	方法2	方法1	方法2
10	11	-1.0	-1.0	1.7	1.7
1	49	-1.2	-1.4	1.6	1.7
0.1	63	-0.2	-0.48	4.1	3.9
0.01	9	5.4	5.3	2.9	2.9

5.1.3 增强范围方法的基础和准确性

增强方法的基础是对[Tjelta和Tanem, 1992年]中可用数据的分析。该方法假设相同大气层或管道结构（引起深度衰落）亦会带来很强的增强。如果某一地区链路的多路径衰落严重，则也同时具备很强的增强。该方法采用十分稀少的数据对增强与多路径衰落尾部进行了简单匹配。于此同时，相关文献提供的示例表明，增强分布斜坡的强大尾部为每十年约3.5 dB，且数据表明，从10 dB增强电平往上，坡度为固定坡度。在10 dB和0 dB之间，采用了与多路径衰落相似的内插程序。

范围在90%至99.999%的比例对应10%至0.001%的超出增强。所有所用数据均为可得到预测的数据。

表 2
最差增强预测方法的测试结果

时间百分比	观察次数	平均误差(dB)		标准偏差(dB)	
		方法1	方法2	方法1	方法2
99.999	4	-0.8	-0.6	2.8	2.7
99.99	8	-0.2	-0.1	3.1	3.0
99.9	10	-0.9	-0.8	1.8	1.8
99	10	-0.6	-0.6	2.0	2.0
90	3	-1.4	-1.4	0.8	0.8

结果表明，两种方法的平均和标准偏差均很低，但可用数据也十分有限。

5.1.4 应用示例

地点：希腊雅典

纬度：38° 50' N

经度：23° 40' E

频率： $f = 6$ GHz

路径长度： $d = 60$ 公里

发射天线高度： $h_t = 45$ m

接收天线高度： $h_r = 30$ m

步骤1：在给定路径地点，未超过普通年份1%的时间中最低大气65米内的点折射梯度(dN_1)的数值为-594.75 N-unit/公里。为获得这一结果，采用了ITU-R P.453建议书中1.5°经纬度的网格。

步骤2：之后确定平均最差月份的地理气候因数 K ，通过采用下列快速计算等式获得这一因数：

$$K = 10^{-4.2 - 0.0029 dN_1} = 0.00335 \quad (37)$$

步骤3：采用相应简化等式计算多路径发生因数：

$$p_0 = Kd^{3.0} (1 + |\epsilon_p|)^{-1.2} \times 10^{0.033f - 0.001h_L} = 814.57\% \quad (38)$$

其中：

h_e 和 h_r ： 天线高度（米）（海拔以上）

$|\epsilon_p| = |h_r - h_e|/d$

h_L ： 较低天线的高度。

步骤4：通过下列等式得到衰落过渡深度 A_t ，即深度和浅衰落分布之间的过渡：

$$A_t = 25 + 1.2 \log p_0 = 28.49 \quad \text{dB} \quad (39)$$

步骤5: 表3所示为平均最差月份多种不同衰落深度 A (dB)被超出的时间百分比 p_w 。

表 3
衰落深度水平被超出的时间百分比

衰落深度 A (dB)	超过时间百分比 p_w (%)
2	36.054
5	23.246
10	16.986
30	0.815

5.2 有关衰落次数和持续时间的统计

无线电接力系统的规划和工程设计以有关可用性和性能的要求为基础。

不可用性的定义为信号性能连续10秒以上低于选定门限值（数字系统为 $\text{BER} \geq 10^{-3}$ ），和/或信号被完全中断的时间。

因此，有必要了解有关衰落的次数和持续时间的统计数据，以预测无线电系统出现不可用情况的概率。

此外，这些统计数据（如衰落变化率的统计数据）对于设计人员保护无线电接力系统的交换系统十分重要。

5.2.1 估算程序

对于大于约15 dB的衰落深度 A 而言，通常通过下列等式估算每小时的平均衰落次数 N 和衰落平均持续时间 t （频率为 f ）：

$$N = C_1 10^{-\alpha_1 A} f^{\beta_1} \quad (40)$$

及

$$t = C_1 10^{-\alpha_2 A} f^{\beta_2} \quad (41)$$

表 4
通过实验确定的等式(40)的数值

地点	α_1	α_2	β_1	β_2	$\beta_1 + \beta_2$	C_1	C_1
法国	0.5	0.5	1.4	-1	0.4	-	-
丹麦	0.67	0.33	-	-	-	$\sim 0.7^{(1)}$	-
美国	0.5	0.5	1.32	-0.50	0.82	-	$56.6 \sqrt{d}$
瑞士	0.41	0.59	1.38	-1.38	0	-	-

⁽¹⁾ 假设 β_1 的数值为1.4。

虽然无法确定一套有关等式(40)和(41)参数的规则，但通过若干主管部门的实验确定了上述表4所列的数值（陆上路径），人们可将此作为指南。

5.2.2 估算程序的实验基础

若干主管部门在4至15 GHz频率上进行了平均衰落次数和持续时间的测量[Boithias, 1981年]。等式(40)和(41)的基础是在法国[Boithias, 1981年]、丹麦[Stephansen和Mogensen, 1979年]、美国[Lin, 1971年; Vigants, 1971年; Bullington, 1971年和Barnett, 1972年]及瑞士获得的有关陆上路径的数据。比例常数 C_1 和 C_2 取决于所述时期、路径长度和气候等因素,然而,迄今为止,人们并不准确了解这些因素之间的相互依存性。某些证据表明, N (及 C_1)往往随路径长度的增加而提高。在前苏联进行的测量表明, t 随着路径长度和通路间隙而降低。

在上表所述的每种情况中,指数 α_1 和 α_2 之和等于1,因为乘积 $N \cdot t$ 表示总衰落持续时间,对于深度衰落而言,它与所收功率成正比。

等式(41)给出的衰落持续时间分布平均值符合对数正态定律[Boithias, 1981年]。衰落持续时间的标准偏差在衰落深度为13.5至15 GHz时减少,并随频率有所增加[Nadenenko及Sviatogor, 1972年和Stephansen及Mogensen, 1979年]。该偏差似乎仅在很小程度上与路径的几何特性和气候条件相关[Nadenenko及Sviatogor, 1972年]。

在足够平坦的路径上,与多路径相关的衰落次数随通路间隙的增加而增加。在沿海路径上,衰落次数大大高于内陆路径的衰落次数。例如,海上路径测得的与多路径相关的衰落次数高出地面反射点附近平坦地区陆上路径的五到十倍[Nadenenko和Sviatogor, 1972年]。

对法国西海岸一条22公里的海上路径的测量结果表明,如果频率从2增加至15 GHz,衰落持续时间的中间值和标准偏差降低。

5.3 信号电平变换率

通过下列两种方法的一种测量了信号电平变换率:在特定时间间隔内的信号电平变换,或与特定小的变换相关的时间间隔。总体而言,可用的甚少实验数据表明,该变换率随频率和衰落深度(与等式(41)中 t 的行为相符合)以及路径长度增加。

通过对法国一条53公里长的陆上链路进行为期一年的测量(工作频率为13 GHz)我们看到,信号电平变换率在10 dB间隔的平均20-30 dB衰落深度的相同标准偏差情况下,具有对数正态分布。在约20 dB时,中间值为5 dB/s,约30 dB时,该值为20 dB/s。在标准偏差间隔上的变换率比为5.4[Derrennes, 1979年]。

同样在法国的一条53公里长的陆上路径上我们观察到在11.25 GHz至11.65 GHz频率范围的四个固定频率上,信号电平变换率在超过12 dB的衰落深度上具有近似对数正态分布。超过0.1%情况的变换率高于100 dB/s。标准偏差间隔上的变换率比约为2.7[Martin, 1983年]。

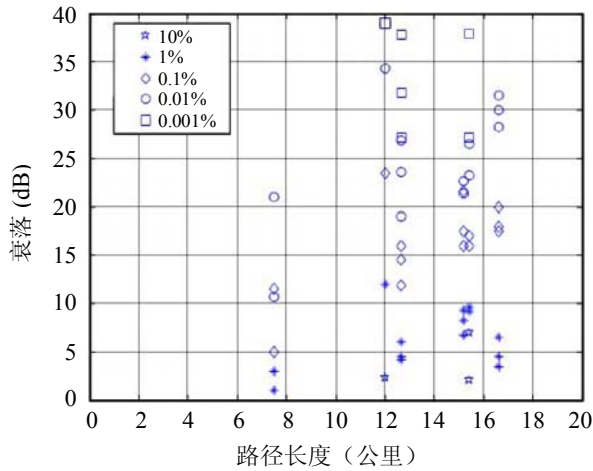
在前苏联的一条海上路径上,2 GHz的衰落率为5 dB/s,在10 dB间隔的15 GHz频率上,衰落率大于100 dB/s[Gavzilina及其他人, 1986年]。

5.4 短路径

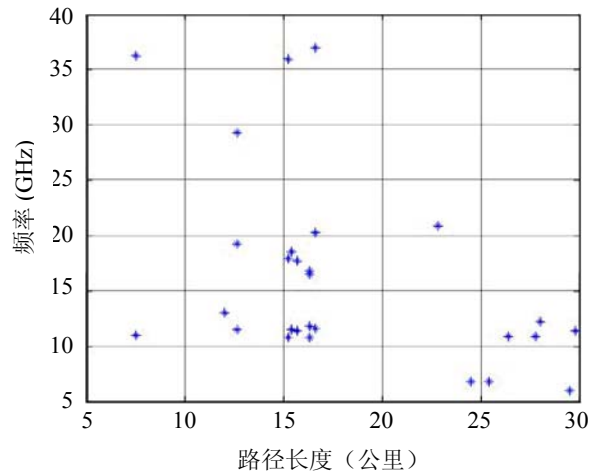
测量数据表明,即使10公里的短路径也存在严重衰落,但目前尚未看到短于7公里的路径具有多路径衰落的报告。从图9a)中我们可以看到,约7公里路径的数据也显示出在0.01%的时间有20 dB衰落。似乎在更短路径上也存在某些多路径衰落数据。另一方面而言,在极短路径上,管道机制似乎不会带来深度衰落。

图 9

a) 路径长度短于20公里的链路在10%至0.001%的范围内出现衰落的测量数据



b) 路径长度频率散射图



5.5 短时期

ITU-R P.530建议书所述的由多路径及其相关机制造成的衰落和增强的预测方法以长期传播测量结果统计数据为基础，并十分适合于视距无线电接力链路的规划。

然而，预测短时间间隔内可靠性和性能指标的方法十分重要，在按照ITU-R F.1330建议书将系统投入使用时尤其如此。ITU-R P.530建议书仅给出有关该议题的一般性指南，因为有关短期衰落测量结果的信息仅限于世界特定地区。

目前报道的最为详尽的相关研究涉及25跳的无线电接力链路（每跳长度为36.3至166.3公里）频率范围为3.7-8 GHz，分别位于俄罗斯欧洲部分的中部、西北和南部地区以及波罗地海沿海、乌克兰、白俄罗斯、Crimea和高加索黑海海岸的不同气候区[Minkin和Nadenenko, 1998年]。有关短时期内的衰落统计数据（15分钟、1小时、3小时、6小时、1天、4天和7天）通过在夏季月份处理连续不停的信号电平记录获得。共处理了23 000小时的短测验时期的实验数据。

根据这些结果，并针对世界特定地区，建议采用下列实验等式将最差月份衰落分布转换为更短时期分布。

相对平坦路径：

$$p_{sw} = p_w \cdot \left(89.34T^{-0.854} + 0.676 \right) \% \quad \text{for } 1 \text{ h} \leq T \leq 720 \text{ h} \quad (42)$$

沿海丘陵路径：

$$p_{sw} = p_w \cdot \left(119T^{-0.78} + 0.295 \right) \% \quad \text{for } 1 \text{ h} \leq T \leq 720 \text{ h} \quad (43)$$

陆地丘陵路径：

$$p_{sw} = p_w \cdot \left(119.85T^{-0.834} + 0.175 \right) \% \quad \text{for } 1 \text{ h} \leq T \leq 720 \text{ h} \quad (44)$$

5.6 汇接链路

同雨衰一样，汇接链路中单跳深度衰落之间的关联性通常可忽略不计。系列汇接链路的总体中断概率等于单个链路中断概率之和：

$$P_T = \sum_{i=1}^n P_i \quad (45)$$

其中 P_i 为 n 个总链路中第 i th的中断概率。

通过对日本五个连续链路的测量我们看到，两个连续链路同时出现特定深度衰落的概率低于每一单个链路概率的10%。对巴西18对相邻跳接链路的测量[Silva Mello及其他人，2005年]表明，在热带和赤道气候环境下，相互关联性更高。这些测量结果表明，在相同时间百分比内，联合分布衰减数值与单个链路较低的衰减分布数值之间有很强的关联性。

6 传播导致的失真

UHF和SHF频段内视距链路上失真的主要原因是频率和振幅的依赖性以及晴空多径条件下的群时延。这种通常称为频率选择性衰落的失真随着系统带宽的增加而增加，且取决于发射机和接收机之间单个路径的振幅和相对时延。对于在15 GHz左右以下频率操作的系统而言，多径引发的失真可能是限制高容量数字无线电链路的因素。在更高的频率，由此引发的失真效应也必须加以考虑。但是，人们必须要考虑，通常降雨的影响更大。本章描述了这些影响和用于预测由频率选择性衰落而导致的系统性能的信道模型。本《手册》中其它地方所描述的技术应用来抵消这些影响。

6.1 多径传播模型

预测性能受多径传播（MP）影响的方法包括：

- MP的模型，
- 发生MP的统计模型，
- 设备如何抵制MP的模型。

多径传播通常由振幅和时延给定，然后在接收机端合并两个或两个以上分离射线进行描述。有些时候，射线的数量可能更多，但当两个振幅类似的射线相互抵消时，会发生强衰落。也可能出现强衰落（和频率选择性衰落）通常由一个单独的射线在明显时延后到达并叠加到其他较早到达的射线之上的情况。

多射线物理模型的无线电信道的复杂传输功能由下式给定：

$$H(\omega) = \sum_{i=1}^N A_i e^{-j(\omega T_i + \phi_i)} \quad (46)$$

其中：

$$\omega = 2\pi f$$

A_i 、 T_i 和 ϕ_i ：分别是第 i 个光线的振幅、时延和相位。

为表示带宽有限的无线电信道（40-100 MHz），可采用更为简单的数学模型。这些模型可分为多项式或假定射线模型。

6.1.1 假定射线模型

多径传输功能也可用射线数量有限的不同模型来描述。由于在表示传输功能的过程中采用了假定的简化，这些模型并不符合自然规律。因此，它们被称为假定射线模型。

三种简化的射线模型也称为Rummler模型[Rummler, 1978年]，由下式给定：

$$H(\omega) = a \left(1 - b e^{\pm j(\omega - \omega_M)\tau_f} \right) \quad (47)$$

该模型有四个参数： a 和 b 分别为与振幅和选择性衰落形状有关的系数， τ 为第二个假定射线的时延， ω 为最大衰落深度的角频率。经常将时延设置为固定值，通常 $\tau = 6.3 \text{ ns}$ ，由此将参数的数量减为三个。

如果设定 $a = 1$ ，将参数数量减为两个，即 b 和 ω ，那么该模型称为标准两射线模型。

6.1.2 多项式模型

真实和复杂多项式都可以用来表示传输函数。振幅和群时延的多项式表达式是频率的函数，其一般形式为：

$$H(\omega) = \sum_{k=0}^N C_k \omega^k \quad (48)$$

其中系数 C_k 可能是真实的，也可能是复合的。

6.1.3 参数模型

另一种不同的方法是采用幅度差的参数表示来描述无线电信道失真。采用两个不连续频率的幅度差来描述振幅失真，该方法通常称为“线性振幅失真方法”（LAD）。并且可采用两个固定频率，最好是距离无线电信道中心距离相等的两个固定频率，即带内振幅散射（IBAD）。或者，这两个频率可对应着与自由空间电平相关的最大和最小衰减深度点，也称为带内功率散射（IBPD）。

6.2 性能计算

计算模拟系统中断时间的传统方法基于单频率衰减的概念，因此不能直接适用于高容量数字无线电链路系统。衰减余量的增加，在模拟系统中将倾向于降低热噪声的影响，如果频率选择性衰减已经使可见图形振幅降为零，将不会改善数字系统的性能。

要在高容量数字系统的性能计算中采用传播模型，必须具备各种不同的参数在多径衰减过程中如何发挥作用的统计说明。该问题可分为两部分：多径变换函数模式中随机扰动属性的描述，最好是多维联合概率分布；该分布的参数如何取决于无线电路径的物理特性（如路径长度、无线电频率、路径倾角、气候等）的说明。

与衰减发生概率的统计数字一起，这可以给出一个决定系统功效的参数的无条件联合概率分布。多径模式的完整参数级可视为多维曲面的维数。当这些参数位于多维曲面的特定临界区域内时，就产生了中断。

可采用以下不同的方法来预测数字无线电系统的中断：

- 衰减余量方法；
- 特征曲线方法；
- 采用LAD统计数据的方法。

6.2.1 特征曲线方法

特征曲线方法并不是一种单一方法，因为这种方法存在着几种不同的方式。本章给定了该方法的一般原则和一些解决方案的示例。详情请查阅《ITU-R数字无线电中继系统手册》。

由多径衰减 (P) 导致的中断概率 ($\text{BER} > 10^{-3}$) 可采用以下公式，根据由频率选择性衰减产生的中断概率 (P_s) 以及由热噪声产生的中断概率 (P_f) 进行计算：

$$P = \left(P_f^{\alpha/2} + P_s^{\alpha/2} \right)^{2/\alpha} \quad (49)$$

P_f 可根据ITU-R P.530建议书进行计算。

由频率选择性衰减造成的中断概率由多径衰减概率 η 和多径衰减过程中码间干扰定义的中断概率两者之间的乘积给出：

$$P_S = \eta \cdot (P_S|_{MP}) \quad (50)$$

多径衰减概率 η 可与强衰减发生系数 P_0 或同时发生的慢衰减的统计分布的参数相联系。一个建议的公式为：

$$\eta = 1 - e^{-0.2 P_0^{3/4}} \quad (51)$$

最后一项可基于简化的三射线模式或两射线模式。可通过将概率空间内临界区域的信道模式所定义的随机变量的联合密度分布函数进行积分，获得中断概率。要进行计算，就必须进行不同参数（如相对回波时延 τ 、相对回波振幅 k 和陷波频率 ϕ_0 ）概率分布的假设。描述中断的通常方法是采用以下公式：

$$P_S|_{MP} = \int_0^{\infty} p(\tau) d\tau \int_{-1/2\pi}^{1/2\pi} \phi_0 d\phi \int_D p(k) dk \quad (52)$$

其中 D 为最小和最大相位特征所定义的中断区域。如果采用了近似特征，积分结果可用以下公式进行描述：

$$P_S|_{MP} = \frac{C \cdot W \cdot \lambda_a \cdot \{\tau^2\} \cdot P_b(1)}{\tau_r} \quad (53)$$

其中：

- C : 常数因子
- W : 特征宽度 (MHz)
- λ_a : 特征的平均临界高度
- τ_r : λ_a 的参考时延 (ns)
- $P_b(1)$: 对应着振幅 $b = 1$ 的概率密度函数值
- $\{\tau^2\}$: 指数分布的回波相对时延分布的二阶矩 ($= 2\tau_m^2$) 且对于高斯分布 $= \mu^2 + \sigma^2$
- τ_m : 与路径长度和天线辐射方向图有关的路径平均时延。

为相对回波振幅的概率密度函数 (pdf) $P_b(b)$ 建议了各种不同的假设: 相同指数 [Saleh 和 Valenzuela, 1987]、威布尔 (Weibull) 分布 [Salous 和 Bajj, 1998] 以及 Rayleigh-over-Rayleigh [Shafi, 1987]。最小频率的 pdf $P_{f_0}(f_0)$ 是相同的。

为 $p(\tau)$ 假定了两种不同回波时延分布。在第一种情况中, 回波时延 τ 呈负指数分布, 平均值 τ_m 取决于路径长度。以下 τ_m (ns) 和 d (公里) 之间的经验关系用于没有强烈表面反射的路径:

$$\tau_m = \tau_{m0} \cdot \left(\frac{d}{50}\right)^n \quad (54)$$

其中 n 取值范围为 1.3 至 1.5 且 τ_{m0} 为一个标准 50 公里路径的平均相对时延。

在第二种情况中, 假定了包含平均 μ 和方差 v^2 的高斯分布。这些参数可以独立选择, 与指数密度的单一参数相比较, 可以更精确地符合单跳测量 (或计算) 的密度函数。如果没有每一跳的具体信息, 该模式假定:

$$\mu = 0.70 (d/50) \text{ ns} \quad (55)$$

$$v^2 = 0.49 (d/50) \text{ ns}^2 \quad (56)$$

高斯分布既包括正时延, 也包括负时延。

由于频率选择性衰落而造成的中断的粗略估计可以采用特征的矩形近似来获得。在这种情况下, 可采用以下公式:

$$P_S|_{MP} = \frac{C \cdot W \cdot 10^{-B/20} \cdot \tau_m}{\tau_r} \quad (57)$$

其中:

- B : 特征深度
- W : 特征宽度
- C : 常数
- τ_r : 特征参考时延
- τ_m : 平均时延。

当最小和非最小相位的特征不不同时, 必须通过分别计算中断概率的方法来考虑最小相位和非最小相位条件的相关性。

计算示例:

位置: 中国北京

纬度: 39° 55' N

经度: 116° 25' E

频率: $f = 2$ GHz

路径长度: $d = 80$ 公里

发射机天线高度: $h_t = 100$ 米

接收机天线高度: $h_r = 55$ 米。

第1步：根据以下计算平均时延：

$$\tau_m = 0.7 \left(\frac{d}{50} \right)^{1.3} = 1.29 \text{ ns} \quad (58)$$

第2步：需要计算多径活动参数 η （见§ 7.2.2）。 η 的值为 p_w 的函数，在当前情况下， $\eta = 0.267$ 。

第3步：假定调制格式为8-PSK。根据ITU-R F.1093建议书，针对该特定调制的标准系统参数为 $K_n = 7$ 。请注意， K_n 取决于特征宽带和深度，也取决于参考时延。

第4步：假设最小相位和非最小相位衰减采用相同的标准系统参数，即 $K_{n,M} = K_{n,NM} = 7$ 且波特周期（对应着一个典型的比特率）的数值为 $T = 105 \text{ ns}$ ，可通过下式计算选择性中断概率：

$$P_s = 2.15 \eta (K_{n,M} + K_{n,NM}) \frac{\tau_m^2}{T^2} = 0.0012 \quad (59)$$

6.2.2 衰减余量方法

将衰减余量用作系统特性来源于单一频率多径衰减定律。通过将净衰减余量（或有效衰减余量）取代平坦衰减余量，通过采用ITU-R P.530建议书的公式（15）或（28），可以计算跳的中断。净衰减余量定义为与门限误码率（如 10^{-3} ）相同的秒数内超出的单个频率衰减深度。

衰减余量方法的另一个方式通过采用离散率来解释衰减的分散性。在该方法中，净衰减余量被视为热噪声、多径散射和干扰造成的码间干扰的复合效应。获得该值的一种方法是判定离散率 DR_0 已知的一条路径上无线电信号的散乱衰减余量。该值作为散乱衰减余量参考（DFMR）。随后测量获得的或在一条路径上根据离散率 DR 预测的散乱衰减余量由以下公式给出：

$$DFM = DFMR - 10 \log (DR/DR_0) \quad (60)$$

DR 由以下公式给定：

$$DR = \frac{T_{IBPD}}{T_{SFF} \cdot (BF)^2} \quad (61)$$

其中：

T_{IBPD} ： 选定带内功率差（IBPD）数值被超出的时间量

T_{SFF} ： 选定的单频率衰减（SFF）数值被超出的时间量

BF ： 带宽校正系数，为22 MHz和测量带宽之比。

6.2.3 采用线性振幅色散（LAD）统计数字的方法

传播失真包括振幅和时延失真。由两个路径衰减导致的失真拥有复杂的形状，且不能直接完全由LAD组成。但是，LAD是最主要的。其他失真的影响，如时延失真或中断中更大程度的振幅失真等由LAD门限进行了精确和适当的描述。这意味着如果给定了等效的LAD且LAD事件已知，由频率选择性衰减造成的中断概率可以预测。

对于每一个无线电路径，可采用实验结果或此处所述的计算方法来判定信道带宽的带内振幅色散 (IBAD) 累计分布[Martin及其他人, 1993]。

知道两个固定频率上的衰减深度的自相关函数 ρ 主要取决于地面散射，就有可能计算给定无线电路径上信道带宽的IBAD累计分布。给定时间内的中断时间将取决于平坦衰减余量MB以上的载噪比C/N的超出部分 D_c 以及在统计数字上与 D_c 相关联的IBAD值。

没有数字均衡时，计算BER等于 10^{-3} ，各种 D_c 值和各种调制类型的IBAD的S值的公式如下：

$$S = C_0^2 \left[1 - \frac{1}{(1 + D_c^{1/15})^n} \right] \cdot F^{0.2} \tag{62}$$

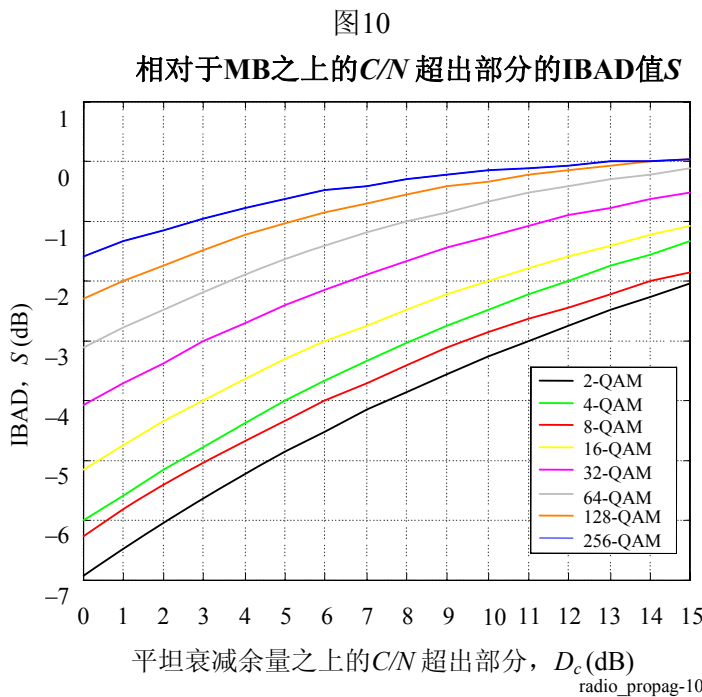
其中：

$$n = \frac{\sqrt{N}}{10} \tag{63}$$

$$\log C_0^2 = -0.74 \log(N) + 1.91 \tag{64}$$

$F = 9 - N$ 且如果 $F < 1$ ， $F = 1$ 。N为调制等级的数字。

作为一个示例，图10显示了计算各种调制电平N时，相对于MB之上的C/N超出部分的IBAD值S的上述程序。



当采用了线性时域均衡之后，给定BER等于 10^{-3} 的IBAD值 S_E 可采用以下公式从没有均衡的S值得：

$$S_E = S * k_E \tag{65}$$

其中：

$$k_E = k + 2.46/N \tag{66}$$

且

$$\log k = 0.6636 \log N - 0.577 \tag{67}$$

当数值不超过256-QAM时，该公式是有效的。

可以采用迭代计算过程调整从上述公式获得的 S 值至从描述无线电路径特征的自相关函数 ρ 给定的等概率曲线 S 和衰减深度 F 所获得的 S 值，从而获得正确的中断时间值。

7 交叉极化鉴别的降低

为在不增加带宽的情况下增加信道容量，可为在同一路径相同频率信道内的传输单独采用正交极化（线极化或圆极化）。但是，在经过大气的传播中，在一个极化上发射的能量可能被转到正交极化上，由此在频率复用系统中产生同信道干扰，从而可能影响到这种技术。在较小程度上，其影响可能在频率交错系统中产生邻信道干扰。当信号在 a 和 b 两个正交极化中以同等电平传播时，同极化接收信号（ ac 或 bc ）与交叉极化接收信号（ bx 或 ax ）在该信道之比，称为交叉极化隔离（XPI）且常用于系统设计中。这些比率 ac/ax 和 bc/ax 并非必然相同。在另一方面，传播实验通常提供交叉极化鉴别（XPD）的测量结果，当仅以 a 极化传输时，它是 ac/ax 之比。也就是说，同极化信号 ac 和交叉极化信号 ax 每一个都独立进行测量，且没有任何正交极化信号比。由于两个终端天线辐射方向图的特性，即使在普通传播条件下，穿过标准大气层的接收信号也将存在交叉极化成分。由于雨和雨以外的水汽凝结以及在多径传播期间，相关的XPD可显著地恶化，在本章中，介绍了ITU-R P.530建议书中给定的、用于估计晴空和降雨条件下XPD减少的预测方法的基础。如上所述，尽管在概念上不同，对于实际应用而言，XPI和XPD可认为是相同的[Oguchi, 1973]。

7.1 信道模式

以下各节所述讨论遵循了COST 235 [COST, 1996]最终报告中所述的方法。

采用正交计划频率复用的无线电中继系统的发展要求扩展传播信道模型，以便考虑两种极化平面的传输特性。在本节中，采用了一种普遍方法，以便考虑每一种可能的影响（由于传播和天线）并作为更进一步的步骤，仅保留了最相关的条件；因此提供了在（XPD）因子方面去极化现象的描述。

可通过分别考虑天线和大气（在两个天线之间）来定义传输矩阵 M 。为生成矩阵，需要进行一些初步考虑。

如果 E_0 为接收机端的场强且 E_i 为发射机端的场强，有可能将这些数值表示为一个包含场垂直（V）和水平（H）组成部分的列矩阵：

$$E_0 = \begin{bmatrix} E_{H_0} \\ E_{V_0} \end{bmatrix} \quad (68)$$

$$E_i = \begin{bmatrix} E_{H_i} \\ E_{V_i} \end{bmatrix}$$

发射和接收天线的影响可由它们在V和H平面同极化和交叉极化辐射方向图（分别称为 $g_{V,H}$ 和 $x_{V,H}$ ）来表示：

$$T = \begin{bmatrix} g_{TV} & x_{TV} \\ x_{TH} & g_{TH} \end{bmatrix} \quad (69)$$

$$R = \begin{bmatrix} g_{RV} & x_{RV} \\ x_{RH} & g_{RH} \end{bmatrix}$$

传播介质的传输矩阵可写为：

$$S = \begin{bmatrix} S_{VV} & S_{VH} \\ S_{HV} & S_{HH} \end{bmatrix} \quad (70)$$

传输矩阵M可从以下矩阵方程获得：

$$E_0 = R \cdot S \cdot T \cdot E_i = M \cdot E_i \quad (71)$$

明确地写出传输矩阵，我们可以获得：

$$M = \begin{bmatrix} M_{VV} & M_{VH} \\ M_{HV} & M_{HH} \end{bmatrix} \quad (72)$$

每一个组成部分的表达式可从公式(74)获得：

$$\begin{aligned} M_{VV} &= g_{RV} \cdot S_{VV} \cdot g_{TV} \\ M_{VH} &= g_{RV} \cdot S_{VV} \cdot x_{TV} + g_{RV} \cdot S_{VH} \cdot g_{TH} + x_{RV} \cdot S_{HH} \cdot g_{TH} \\ M_{HV} &= x_{RH} \cdot S_{VV} \cdot g_{TV} + g_{RH} \cdot S_{HV} \cdot g_{TV} + g_{RH} \cdot S_{HH} \cdot x_{TH} \\ M_{HH} &= g_{RH} \cdot S_{HH} \cdot g_{TH} \end{aligned} \quad (73)$$

在三个元素中至少有两个为对角线元素的项已被省略，因为通常交叉传输项远小于直接传输项。

两种极化的接收场可从以下公式获得：

$$\begin{aligned} E_{V0} &= M_{VV} \cdot E_{Vi} + M_{VH} \cdot E_{Hi} \\ E_{H0} &= M_{HV} \cdot E_{Vi} + M_{HH} \cdot E_{Hi} \end{aligned} \quad (74)$$

交叉极化鉴别根据通常定义给定：

$$\begin{aligned} XPD_V &= -20 \log \left[\frac{E_{H0}}{E_{V0}} \right]_{E_{Hi}=0} = -20 \log \left(\frac{M_{HV}}{M_{VV}} \right) \\ XPD_H &= -20 \log \left[\frac{E_{V0}}{E_{H0}} \right]_{E_{Vi}=0} = -20 \log \left(\frac{M_{VH}}{M_{HH}} \right) \end{aligned} \quad (75)$$

而交叉极化信道的隔离为：

$$\begin{aligned} XPI_V &= -20 \log \left(\frac{M_{VH}}{M_{VV}} \right)_{E_{Hi}=E_{Vi}} \\ XPI_H &= -20 \log \left(\frac{M_{HV}}{M_{HH}} \right)_{E_{Hi}=E_{Vi}} \end{aligned} \quad (76)$$

通常，以下假设已足够令人满意[Olsen, 1981]:

$$\begin{aligned} XPD_V &\cong XPI_V \\ XPD_H &\cong XPI_H \end{aligned} \quad (77)$$

7.1.1 标称接收场

在标称接收场的情况下，传播影响如下:

$$\begin{aligned} S_{VV} &= S_{HH} = 1 \\ S_{VH} &= S_{HV} = 0 \end{aligned} \quad (78)$$

为简化起见，假定天线在 H 和 V 平面内的辐射方向图相同，因此 V 和 H 平面内同极化和交叉极化辐射方向图相同且表示为 g_{TR} 和 x_{TR} 。

因此，鉴别由下式给定:

$$XPI = -20 \log \left(\frac{x_R}{g_R} + \frac{x_T}{g_T} \right) \quad (79)$$

天线的鉴别属性为同极化和交叉极化辐射方向图的综合效应:

$$\begin{aligned} X_{RN} &= -20 \log \left(\frac{x_R}{g_R} \right) \\ X_{TN} &= -20 \log \left(\frac{x_T}{g_T} \right) \end{aligned} \quad (80)$$

通常，在典型应用中，天线指向波束中心，也就是说 $g_T = g_R = 1$ 。考虑到这类因素，公式(80)成为:

$$\begin{aligned} X_{RN} &= -20 \log(x_R) \\ X_{TN} &= -20 \log(x_T) \end{aligned} \quad (81)$$

求解 $x_{R,T}$ 并代替公式(79)中的结果，可获得以下方程:

$$XPI = -20 \log \left(10^{-\frac{X_{RN}}{20}} + 10^{-\frac{X_{TN}}{20}} \right) \quad (82)$$

该结果并不包括任何额外传播影响并应作为设备安装的标称值。

7.1.2 传播导致的XPI (1条射线方法)

这种情况下(非频率选择性衰减)传播发射矩阵的元素为:

$$\begin{aligned} S_{VV} &= l_V \exp(-j\phi_V) \\ S_{HH} &= l_H \exp(-j\phi_H) \\ S_{VH} &= d_V \exp(-j\gamma_V) \\ S_{HV} &= d_H \exp(-j\gamma_H) \end{aligned} \quad (83)$$

其中:

- l 和 ϕ : 同极化信道的额外衰减和相移
- d 和 γ : 交叉极化信道的衰减和相移。

采用公式(76)和前述 H 和 V 平面内天线的辐射方向图相同的假设, 隔离可由下式给定:

$$XPI = -20 \log \left[\frac{g_T x_R + x_T g_R (l_H/l_V) \exp[-j(\varphi_H - \varphi_V)]}{g_T g_R} + \frac{d_H}{l_V} \exp[-j(\gamma_H - \varphi_V)] \right] \quad (84)$$

以上方程可用来建立晴空和降雨条件下的模型。

7.1.2.1 晴空条件

假定 H 和 V 部分的差动衰减可以忽略不计, 那么 $(l_H/l_V) \exp[-j(\varphi_H - \varphi_V)]$ 可以近似地当成 1, 且公式(84)变为:

$$XPI = -20 \log \left[\frac{x_R}{g_R} + \frac{x_T}{g_T} + \frac{d_H}{l_V} \exp[-j(\gamma_H - \varphi_V)] \right] \quad (85)$$

由于大气折射率的变化, 一般电磁射线被接收的到达角 δ 并不等于标称的一。因此:

$$-20 \log \left[\frac{x_R(\delta)}{g_R(\delta)} \right] = X_R(\delta) - G_R(\delta) \quad (86)$$

可用以下公式准确地估算交叉极化平面的辐射方向图:

$$X_R(\delta) = X_{RN} - Q(\delta) \quad (87)$$

其中 $Q(\delta)$ 是传播引起的未对准而导致的交叉极化鉴别退步。

由传播导致的交叉极化影响由下式给定:

$$XPI_P = -20 \log \left[\frac{d_H}{l_V} \exp[-j(\gamma_H - \varphi_V)] \right] \quad (88)$$

进行适当替换并考虑到文献中所述的各种事实[Olsen, 1981], 由传播导致的交叉极化影响大约为标称同极化电平以下200 dB, 公式(84)中的隔离可写为:

$$XPI = -20 \log \left[10^{-\frac{x_{RN} - Q(\delta) - G(\delta)}{20}} + 10^{-\frac{x_{TN}}{20}} \right] \quad (89)$$

7.1.2.2 降雨条件

在这种情况下, 即使对于 15 GHz 以下的频率, 公式(84)通常也不能简化, 近似值 $(l_H/l_V) \exp[-j(\varphi_H - \varphi_V)] \cong 1$ 仍然有效。

然后, 隔离可由下式给定:

$$XPI = -20 \log \left[10^{-\frac{x_{RN}}{20}} + 10^{-\frac{x_{TN}}{20}} + 10^{-\frac{XPD_P}{20}} \right] \quad (90)$$

传播影响 XPD_p 的中值可由以下等概率方程给定:

$$XPD_p = U - V \log(CPA) \quad (91)$$

其中:

$$CPA = -20 \log |l_V \exp(-j\varphi_V)| \quad (92)$$

为同极化衰减($g_T = g_R = 1$)且参数 U 和 V 可采用[Olsen, 1981]中的结果进行评估。

7.1.3 多径传播导致的XPI（两条射线）

如果在两个或更多射线组成部分之间发生了干扰，频率选择性影响就变得重要了。考虑到一个双向模型（射线1和射线2），由此产生的接收场通常来源于公式(1)且可表示为：

$$\bar{E}_0 = \bar{E}_{01} + \bar{E}_{02} = (\bar{M}_1 + \bar{M}_2) \cdot \bar{E}_i = \bar{M} \cdot \bar{E}_i \quad (93)$$

利用公式(93)以及(75)的定义，该隔离为：

$$XPI = -20 \log \left[\frac{\frac{x_{T1}}{g_{T1}} + \frac{x_{R1}}{g_{R1}} + b \left(\frac{x_{T2}}{g_{T2}} + \frac{x_{R2}}{g_{R2}} \right) \exp(-j\varphi) + \frac{d_{H1}}{l_{V1}} \exp(-j\varphi_1) + \frac{d_{H2}}{l_{V2}} b \exp(-j\varphi_2)}{1 + b \exp(-j\varphi)} \right] \quad (94)$$

其中：

$$b = \frac{g_{T2} l_{V2} g_{R2}}{g_{T1} l_{V1} g_{R1}} \quad (95)$$

为相对幅度且：

$$\begin{aligned} \varphi &= \varphi_{V2} - \varphi_{V1} \\ \varphi_1 &= \gamma_{H1} - \varphi_{V1} \\ \varphi_2 &= \gamma_{H2} - \varphi_{V1} \end{aligned} \quad (96)$$

其中近似值 $(l_H/l_V) \exp[-j(\varphi_H - \varphi_V)] \cong 1$ ， $(l_H/l_V) \exp[-j(\varphi_H - \varphi_V)] \cong 1$ 用于两个射线。应注意到，公式(94)中的分子和分母代表着没有常数的传输矩阵 M 的元素：

$$a_1 = g_{T1} l_{V1} g_{R1} \exp(-j\varphi_{V1}) \quad (97)$$

等于同极化信道上的非选择性衰减。

假定一个单一射线的参考射线（射线1）采用与上节中所得相同的假定和关系并考虑两个天线（Tx和Rx）相等，公式(94)变为：

$$XPI = -20 \log \left[\frac{10^{-\frac{XPI_1}{20}} + b \left(2 \times 10^{-\frac{X_{RN} - Q(\delta_2) - G(\delta_2)}{20}} + d_{H2} \right) \exp(-j\varphi)}{1 + b \exp(-j\varphi)} \right] \quad (98)$$

其中 XPI_1 由公式(84)给定， δ_1 和 δ_2 为参考射线和第二个射线相对于标称指向的到达角。

7.1.4 同极化相关性

XPI与同极化信号衰减的相关性平均起来可用与ITU-R P.530建议书所报告的关系式类似的关系式进行表述：

$$XPI = C - CPA \quad (99)$$

其中：

$$CPA = -20 \log [a_1 (1 + b \exp(-j\varphi))] \quad (100)$$

恒定参数 C 可从公式(98)获得:

$$C = A_i - 20 \log \left[10^{-\frac{XPI_1}{20}} + b \left(2 \times 10^{-\frac{X_{RN} - Q(\delta_2) - G(\delta_2)}{20}} + d_{H2} \right) \exp(-j\phi) \right] \quad (101)$$

强衰减通常受选择性控制且在公式(100)中, 平坦衰减影响 a_i 可以忽略。此外, 考虑到以下限制, $b \rightarrow 1$ 和 $\exp(-j\phi) \rightarrow 1$, C 可通过以下公式进行估算:

$$C = -20 \log \left[10^{-\frac{X_{TN}}{20}} + 10^{-\frac{X_{RN} - Q(\delta_1) - G(\delta_1)}{20}} - 2 \times 10^{-\frac{X_{RN} - Q(\delta_2) - G(\delta_2)}{20}} - d_{H2} \right] \quad (102)$$

应注意到, C 几乎独立于同极化信道的衰减(参数 a_i 和 b)且公式(101)实际上已变成与分离变量法相一致。公式(102)显示了与入射射线的到达角和地面去极化(如果适用的话)等随机变量的进一步相关性。

在公式(99)中, 可以注意到, 特别是对相同的发射和接收天线, 参数 C 几乎等于 d_{H2} 的值(dB)。也就是说, 传播介质的隔离特性在强衰减传播条件下的双极化信道中占首要地位, 而不是天线。

可通过公式(102)中包括的随机程序仿真或通过实验结果来估算 C 的值。

7.2 在晴空条件下预测XPD统计数字

仍根据《COST 235最终报告》的结果, 为在双极化上评估获得可接受的传输质量的可能性, 必须满足两个主要目标。第一个目标是拥有一个可适用于任何无线电链路XPI(或XPD)退步的足够预测方法。第二个目标是获得可给出可获得传输质量、有和没有交叉极化干扰抑制(XPIC)设备的性能预测方法。

对于前一个目标, 实验结果表明XPI和XPD的分布在统计上是相当的, 这意味着通常从同极化和交叉极化信号接收电平获得的且在一个单一极化上发射(如公式(72)所定义的那样)的XPD测量分布可用于评估XPI分布。其基本出发点是公式(95), 并需要估算参数 C 。如果同极化信号累积分布假定斜率为10 dB/decade(强衰减的瑞利(Rayleigh)分布), 则XPD的累积分布如下:

$$P_r(XPD < x) = P_0 \times 10^{-\frac{C-x}{10}} \quad \text{对于 } x < C - 15 \text{ dB} \quad (103)$$

其中 P_0 为多径衰减发生因子。最简单的方法是将参数 C 作为从实验数据获得的常量, ITU-R P.530建议书建议以下公式:

$$C = XPD_0 + Q \quad (104)$$

其中 XPD_0 为非衰减条件下的静态XPD, 且 Q 为显示与交叉极化天线辐射方向图斜率强烈相关的改善系数(x_T 和 x_R)。

在《COST 235最终报告》中，考虑了两种独立的预测方法，称为方法P和Q。由于方法Q被选作ITU-R P.530建议书中所采用的预测程序的基础，将在本节后面的部分更加详细地予以讨论。关于方法P的更多信息可查阅《COST 235最终报告》[COST, 1996]。方法Q可以对所涉的随机过程进行蒙特卡洛仿真，从而由公式(101)中报告的一般关系式中获得参数C。就第二个目标而言，两种方法都将交叉极化干扰信号作为要增加到热噪声上的一种噪声源。方法Q（根据经验数据）基于同极化和干扰的交叉极化信号之间存在着高度的去相关性这一假设，也就是同极化信号受到强选择性衰减而发生XPI退步，但交叉极化通常不会如此。在这种情况下，XPI分布可用来评估XPI退步所造成的中断分布且该数量与平坦中断一起定义了全部非选择性中断。通过采用一个适当的、依赖于硬件的独立交叉极化噪声改善系数（XPIF），可以评估涉及XPIC设备时由XPI退步所造成的中断分布。

7.2.1 方法Q的描述

方法Q是在COST 235项目的框架下制定的。

本节将按照逐步的过程介绍该模型。

这种程序的第一部分评估公式(104)的参数 XPD_0 和Q。

XPD_0 从以下公式计算：

$$XPD_0 = XPD_g + 5 \quad XPD_g < 35 \quad (105)$$

$$XPD_0 = 40 \quad XPD_g > 35 \quad (106)$$

然后，计算衰减发生系数 p_0 ，该系数定义为与平均最差月份中超过 $A = 0$ dB的时间百分比相对应。通过采用多径发生系数 η ，可从该数值分离出与多径相对应的衰减分数，前者定义为在给定频率上相当强衰减发生的概率。

ITU-R P.530建议书的多径衰减因子采用以下表达式：

$$\eta = 1 - e^{-0.2(P_0)^{0.75}} \quad (107)$$

然后，方法Q采用以下参数方法评估Q因子：

$$Q = -10 \log \left(\frac{K \cdot \eta}{P_0} \right) \quad (108)$$

ITU-R P.530建议书定义公式(108)的K因子 K_{XP} 并采用以下公式获取一个或两个发射天线的数值：

$$k_{XP} = \begin{cases} 0.7 & \text{一个发射天线} \\ 1 - 0.3 \exp \left[-4 \times 10^{-6} \left(\frac{s_t}{\lambda} \right)^2 \right] & \text{两个发射天线} \end{cases} \quad (109)$$

其中 s_t 为天线间隔且 λ 为同一单位的载波波长。

最后，从公式(101)计算C参数。

由晴空交叉极化所造成的中断概率 P_{XP} 可由下式计算:

$$P_{XP} = P_0 \times 10^{-\frac{M_{XPD}}{10}} \quad (110)$$

其中以dB表示的 M_{XPD} 为参考BER的等效XPD余量且由下式给定:

$$M_{XPD} = \begin{cases} C - \frac{C_0}{I} & \text{没有XPIC} \\ C - \frac{C_0}{I} + XPIF & \text{有XPIC} \end{cases} \quad (111)$$

此处 C_0/I 为参考BER的载干比, 该值可从仿真或测量中进行评估。

XPIF为当载干比足够大(典型值为35 dB)且在有和没有XPIC的系统的BER时, 在XPI中给定差别的实验室测量交叉极化噪声改善系数。XPIF的典型值为20 dB左右。

假定同极化信号的强衰减为雷利分布, 以便系统中断的XPD退步分布由下式给定:

$$P_{XP} = P_0 \times 10^{-\frac{M_{XPD}}{10}} \quad (112)$$

7.2.2 应用示例

位置: 美国德克萨斯休斯顿

纬度: 29° 46' N

经度: 264° 78' E

频率: $f = 8$ GHz

路径长度: $d = 45$ 公里

发射机天线高度: $h_t = 500$ 米

接收机天线高度: $h_r = 610$ 米.

第1步: 对于 $XPD_g = 42$ dB, 即发射/接收天线生产厂商保证的最小XPD, $XPD_0 = 40$ dB。

第2步: 然后, 多径活动参数由下式获得:

$$\eta = 1 - e^{-0.2P_0^{0.75}} = 0.026 \quad (113)$$

其中 $P_0 = p_w/100 = 0.0659$ 为多径发生系数(超过 $A = 0$ dB的时间百分比)。

第3步: 判定 $Q = -10 \log\left(\frac{k_{XP}\eta}{P_0}\right) = 5.622$

其中:

$$k_{XP} = 1 - 0.3 \exp\left[-4 \times 10^{-6} \left(\frac{s_t}{\lambda}\right)^2\right] = 0.7033 \quad (114)$$

假定两个正交极化发射来自于不同的天线, 其垂直分割 $s_t = 2$ 米。

第4步：参考BER的等效XPD余量为（假定采用了交叉极化干扰消除器且 $XPIF = 20$ dB）：

$$M_{XPD} = C - C_0/I + XPIF = 33.62 \quad \text{dB} \quad (115)$$

其中 $C = XPD_0 + Q = 45.622$ dB且 $C_0/I = 32$ dB为参考BER的载干比。

第5步：最后，由晴空交叉极化导致的中断概率由下式给定：

$$P_{XP} = P_0 \times 10^{-\frac{M_{XPD}}{10}} = 2.8 \times 10^{-5} \quad (116)$$

7.3 在降雨条件中预测XPD统计数据

实验证据表明，随着雨滴大小的增加，其形状逐渐背离球形且与扁球面的形状相似，平滑底部越来越明显，对于相当大的雨滴尺寸，在平滑底部形成了凹陷[Pruppacher和Beard, 1970以及Pruppacher和Pitter, 1971]。而且，雨滴可能倾向于水平[Saunders, 1971]。这两种效应是降雨条件下交叉极化的起因，《无线电气象学手册》对此给予了更详细的讨论。目前采用的大部分在降水条件下预测XPD统计数字的方法属于半经验主义[Olsen, 1981]，它们在雨滴随机落下的一般降雨理论基础上建立模型[Olsen, 1981]且选择的参数要近似地符合经验数据。通常假定采用基于雨滴倾斜角成高斯分布的双参数模型[Kobayashi, 1977和Nowland及其他人, 1977]。

7.3.1 降雨过程中XPD预测方法的基础

对于绝大多数实际应用，交叉极化鉴别（XPD）和同极化路径衰减（CPA）之间的关系对于基于衰减统计数字基础上的预测至关重要。

大雨支配着小时间百分比内观测到的XPD的减少。对于没有更详细预测或测量的路径，可采用以下等概率关系式从同极化衰减（CPA）的累积分布中获得XPD无条件分布的粗略估计：

$$XPD = U - V(f) \log CPA \quad \text{dB} \quad (117)$$

系数 U 和 $V(f)$ 通常取决于一些变量和经验参数，包括频率 f 。对于小仰角且水平或垂直极化的LoS路径，这些系数可通过下式近似获得：

$$U = U_0 + 30 \log f \quad (118)$$

$$V(f) = 12.8 f^{0.19} \quad \text{对于 } 8 \leq f \leq 20 \text{ GHz} \quad (119)$$

$$V(f) = 22.6 \quad \text{对于 } 20 < f \leq 35 \text{ GHz}$$

对于大于15 dB的衰减，可获得所有测量的 U_0 平均值为15 dB左右，下限为9 dB。

U 和 $V(f)$ 数值的变化程度为，当评估XPD时，垂直和水平极化之间CPA值的差别并不明显。建议用户在适用公式(117)时采用圆极化的CPA值。

在一个频率上获得的长期XPD统计数字可采用以下半经验公式按比例估量到另一个频率上：

$$XPD_2 = XPD_1 - 20 \log(f_2 / f_1) \quad \text{对于 } 4 \leq f_1, f_2 \leq 30 \text{ GHz} \quad (120)$$

其中 XPD_1 和 XPD_2 为在频率 f_1 和 f_2 时相同时间百分比内未超出的XPD值。

XPD和CPA之间的关系受到多个因素的影响，包括可能未考虑在内的驻留天线XPD。对于各个频率之间存在较大差异的情况，以上公式最不准确。但是，如果 XPD_1 和 XPD_2 对应着相同的极化（水平或垂直），则以上公式最准确。

7.3.2 应用示例

位置：法国巴黎

纬度：48° 52' N

经度：02° 20' E

频率： $f = 30 \text{ GHz}$

路径长度： $d = 8 \text{ 公里}$

线极化： $\tau = 90^\circ$ 。

第1步：对于所述参数，等效路径衰减由下式决定：

$$A_p = 10^{((U - C_0/I + XPIF)/V)} = 33 \text{ dB} \quad (121)$$

其中 $U = U_0 + 30 \log f = 15 + 30 \log 30 = 59.31$ ，载干比 $C_0/I = 25 \text{ dB}$ 且 $V = 22.6$ 在该频率范围内。不采用XPIC设备。

第2步：然后，确定以下参数：

$$m = 23.26 \log [A_p / 0.12 A_{0.01}] = 23.75 \quad (122)$$

$$n = (-12.7 + \sqrt{161.23 - 4m}) / 2 = -2.28 \quad (123)$$

第3步：由降雨效应造成的XPD中断由下式给定：

$$P_{XPR} = 10^{n-2} = 5.25 \times 10^{-5} \quad (124)$$

7.4 晴空和降雨条件下XPD恶化的相对效应

还无法建立通过考虑路径特性来判断两种效应（雨和多径）中哪一个占主导地位的一般规则，因此，建议用户在系统设计中适用上述方法时，既算降雨造成的XPD减少，也估算多径造成的XPD减少。但是，通常观测到的结果是，对于水平和垂直双极化系统，有或没有分集，在短路径上降雨是恶化的主要起因，而在长链路上，多径是恶化的主要起因。多径效应占主导地位的最小路径长度取决于频率、气候、路径空隙以及链路是否跨越陆地或水面及是否采用了分集。在非分集的情况下，例如，在欧洲10到12 GHz范围内对小于20公里路径的测量[Watson, 1976]表明，降雨更为显著。在6到13 GHz范围内对大于50公里的路径测量[Rooryck和Battesti, 1976]表明，多径效应更为重要。这些测量也表明，由雨造成的XPD退化并未显著增加时间，因为XPD降低倾向于与强衰减同时发生。

7.5 由沙尘暴造成的交叉极化

迄今为止，还没有在尘暴期间交叉极化的量化观测结果发表在公开刊物中。因此，沙尘暴期间微波链路交叉极化性能的所有估算都是基于颗粒大小、形状、数量密度和介电性能的推想考虑。微观检验[McEwan及其他人，1985及Ghobrial和Sharief，1987]已明确表明，赤道风暴中携带的沙尘微粒为非球型。进一步的计算表明，在没有气溶胶和风切变的情况下，液体动力将趋向于使悬浮的微粒以垂直平面的长轴为方向[McEwan及其他人，1985]。作为这种各向异性的结果，即使衰减并不强，也可能出现微分相移导致的XPD明显退步。相似条件也可适用于倾斜线极化[Bashir和McEwan，1986]。理论研究[Ghobrial和Sharief，1987]表明，在干尘暴中，圆极化的XPD与能见度的关系可能为以下公式：

$$XPD = 91.6 - 20 \log(fd) + 21.4 \log V \quad (125)$$

其中：

f : 频率 (GHz)

d : 路径长度 (公里)

V : 能见度 (公里)。

对于表面水分含量为4%的尘埃，XPD进一步减小约1.7 dB。

8 与多径传播有关的抑制技术

在地面LoS链路设计中，必须考虑慢相对非频率选择性衰减（即“平衰减”）和选择性衰减的效应。有多种可用来抑制这些效应的技术，绝大部分技术可同时抑制这两种效应。相同的技术也经常抑制交叉极化鉴别的减少。它们可分为不需要某种分集接收或传输的技术以及需要分集的技术（相关的《ITU-R数字无线电中继系统手册》中讨论了自适应均衡等纯系统技术）。

既然出于经济原因有必要尽可能避免分集，首先在第8.1节中考虑了不需要分集的策略和技术。但是，这些策略和技术也与分集系统相关，尽管不是那么必要，在方便时也应采用。第8.2节讨论了分集技术，空间分集的讨论在8.2.1节中，角度分集技术在8.2.2节中，频率分集技术在8.2.3节中，极化分集在8.2.4节中。8.3节单独讨论了采用双极化频率复用系统中交叉极化鉴别抑制减少的分集技术。

8.1 非分集策略和技术

抑制与多径衰减相关的最强效应的非分集技术可分为以下三个一般策略中的一个或多个 [Olsen, 1989]:

策略A: 降低由大气机制造成的显著“平坦衰减”的发生：这样的机制包括波束分散（在英语科学文献中通常称为散焦），一般同时发生天线退耦以及大气多径。降低这些机制发生的目的是减少因大气波（除非发生大气多径，否则为直接辐射波）振幅降低而可能破坏性地干扰地面反射波的可能性，后者导致强多径衰减和失真。尽管大气多径自身可以轻微地在一个频段上出现频率选择性，与大气波破坏性地干扰一个或多个地面反射波时发生的表面多径传播相比，在其振幅和时延特性中通常是“平坦的”。

策略B: 减少显著表面反射的发生：与第一个策略类似，该策略的目的是减少导致强多径衰减和失真的大气波和表面反射波之间破坏性干扰的发生可能性。

策略C: 降低表面反射相对于大气波的相对时延：该策略的目的是减低大气波和表面反射波之间存在破坏性干扰时发生的振幅和时延失真的严重程度，通常该种情况不可完全避免。

以下所述的ITU-R P.530建议书中介绍的各种技术似乎可以达成一项或多项策略。

8.1.1 增加路径倾角

该项技术有时也称为“高-低技术”[Vigants, 1975和Fehlhaber, 1976]，只要地形允许就应采用。该方法倾向于实现策略A和策略B。首先，当直接辐射波的角度与强折射结构（如产生这些影响的波导）相比增加时，波束分散损耗和相关的天线退耦的发生率趋向于降低。其次，反射和漫射波的程度趋向于降低，因为：

- 在朝向表面的方向，直接辐射波扩展的能量较少，
- 在反射的方向两个天线组合指向性较少，且
- 反射波的入射余角通常会增加。

在大气多径是大气波衰减原因的情况下，射线跟踪分析[Webster, 1983]也提供了证据，即增加路径倾斜将减低其发生率。

ITU-R P.530建议书中数个预测公式都可以定量地看到通过增加路径倾斜来改善多径衰减的效应。特别是该建议书中公式 (7)和 (8) 明确展示了超过给定衰减深度的时间百分比降低了。事实上，这种关系是计算多径发生因子的基础，该因子支配着双极化频率复用系统（见公式 (49)）中平坦衰减量（见公式 (24)、选择性衰减量以及XPD 降低。

显然适于采用这种技术的地形类型为丘陵或山区地形。这种地形也趋向于具备额外的优势，即所涉的崎岖不平和高度与波导等极端折射层发生率的降低有关联。既然该技术的一个明显劣势是路径长度趋向于更短，应在长路径长度的明显经济优势与消除多径传播最严重效应的技术（以及潜在的经济）优势两者间取得平衡。不幸的是，目前没有如何实现这种平衡的清晰规则。

尽管这种技术一般而言倾向于降低表面反射的强度，也可能出现相反的情况。这一明显要避免出现的情况的是在水面或平坦地面上发生的主要表面反射。稍加注意，就可选择路径既倾斜且其主要表面反射被中间地形所阻挡的路径几何。

8.1.2 降低表面反射的效应

ITU-R P.530建议书中给出了数个用来降低表面反射效应（策略B）以便减少表面多径衰减发生的技术。下文讨论了这些技术和额外要点的基础。

8.1.2.1 反射点的屏蔽

自无线电中继设计的早期开始,就已采用了利用路径上丘陵、山地或建筑物来遮挡天线不受强反射性表面(如水表面,平原,没有树覆盖的平坦山顶,建筑物顶部等)的影响。使用基于计算机的射线追踪可将其有效地应用并考虑各种有效 k 值。在旨在阻挡反射的山脊上由于表面反射波超折射而未能采用该技术的示例[Lam和Webster, 1985]证明了这种射线追踪分析的重要性。

8.1.2.2 将反射点移至较差的反射面

这种技术是调整路径上一端或两端的天线高度,尽量将反射放置在更加崎岖的地形或有植被覆盖的表面。在可行的情况下,尤其要避免水面反射。

8.1.2.3 天线高度最佳选择

ITU-R P.530建议书中作为一种逐步过程介绍的这种技术并不必然地降低表面反射的强度。它被设计用来安排直接辐射波和主要表面反射波(通常为一个单一波)之间的破坏性干扰,以避免多径衰减的有害影响。对于要研究的有效 k 值的范围,仅在短路径上,或稍长路径但更低频率上才有可能。ITU-R P.530建议书中这种逐步过程的介绍方式使得用户可以判断在何时才有必要采用某种分集。

两个出版物[Boithias, 1983及Karl和Persson, 1998]中介绍了这种技术的基础。其唯一的差别是前一种采用了闭合式解决方法而后一种采用了截断级数(truncated series)解决方法。

8.1.2.4 垂直极化的选择

选择垂直极化而不是水平极化是有利的,特别是在水面路径2 GHz以下的频率上。ITU-R P.530建议书给出了计算有效表面反射系数和测量该系数的逐步过程。

[Boithias, 1983]已经描述了ITU-R P.530建议书中各种技术的绝大部分数学基础。一个额外要素是表面粗糙系数的引入。该系数的原始高斯近似法[Beckmann和Spizzichino, 1963]已由基于海面经验数据的、修改后的高斯近似法[Miller及其他人, 1984]所取代。所作的假设是该改良型对于地形来说更加准确[Olsen及其他人, 1987]。

8.1.2.5 天线隔离的采用

在足够倾斜的路径或自然容有大净空的路径上,直接辐射波和反射波之间的角度已足够大,足以利用一个或两个天线的辐射方向图来隔离反射波。即使没有这种自然的优势,将一个或两个天线稍微向上倾斜来增加可得的隔离量也是有益的。ITU-R P.530建议书介绍了该方法的逐步过程。该方法倾向于实现两种策略,即上述B以及与此同时,在某种程度上策略A。很显然,由于在这些反射的方向上降低了天线指向性,表面反射的强度也降低了。

数个出版物[Hartman和Smith, 1977; Sasaki及其他人, 1987; Satoh及其他人, 1989及Prasad及其他人, 1991]中的测量结果已证明向上倾斜天线对改善表面多径效应的实用性。在北美中东部31、41和51公里长的路径上的三个最强射线的测量[Webster, 1991]证实了向上倾斜将隔离表面方向射来的射线并证明在多径条件下,最强射线(通常为直接辐射波)一般以正到达角到达,ITU-R P.530建议书中在 $k = \infty$ 时到达角的估算[Karl和Persson, 1998]符合这些测量的最可能数值(即模式)。

ITU-R P.530建议书给出了确定最佳倾斜角的两种互补性技术。在一种技术中，表面多径的最大衰减深度已最小化；而在另一种技术中，振幅失真亦最小化。第一种技术基于表面反射众所周之的公式[Boithias, 1983; Karl和Persson, 1998]、高斯波束天线主瓣图的近似值[Olsen及其他人, 1987]以及多径传播物理原理的现有理解[Olsen及其他人, 1987; Olsen, 1989及Segal, 1999]。但是，应注意到这种技术对于被仿真的具体自然情况并不灵敏。第二种技术基于另一种技术[Tanem, 1988]，该技术的完全适用要求知道天线的辐射方向图。如同已注意到的那样，如果通过倾斜发射和接收天线所获得的平坦衰减余量的损耗限于6 dB左右，则没有必要采用天线辐射方向图。也注意到，采用一种技术之后是否采用另一种或折中方法将取决于系统的特性。两种技术都符合数个国家仅在接收机端采用天线倾斜而获得的角度分集观测结果[Satoh及其他人, 1989及Sasaki及其他人, 1991]。

应注意到，在绝大多数情况下，向上倾斜天线来改善表面多径的效应也趋向于改善大气多径的效应。两种射线跟踪分析[Webster, 1983]以及对北美中东部51公里长的路径上三个最强射线的振幅和到达角的测量进行的大量分析都可以得出该结论[Webster及其他人, 1994]，原因是两个最强大气多径射线中更强的一个也趋向于拥有更大的到达角。由此，如果天线向上倾斜的角度大于这个较大的到达角，两个最强大气多径射线之间的强度差异将很可能增加。在31、41和51公里长度的路径上进行的测量[Webster, 1991]表明，通常最强射线的到达角小于 0.3° 。这就是ITU-R P.530建议书中向上倾斜通常应进行优化来改善表面多径效应这一结论的理由。

8.1.3 路径空隙的降低

尽量减小路径空隙以便改善多径衰减效应的技术可能是那些可用方法中最好的之一，但不幸的是，已出版的文献中支持这种技术的证据仍不充足[Olsen和Segal, 1992]。绝大多数报告记述的都是链路设计人员的趣闻轶事。由于路径空隙的降低可以导致次折射条件下衍射损耗发生率的增加（见3.3节），如果不能相当精确地估算衍射损耗的数量，在没有空间分集的路径上采用该技术有一些风险。

已经为世界一些地区建议了估算衍射损耗的技术，而且采用这些技术将允许承受一些衍射损耗[Giloi, 1979; Kalinin, 1979; Nadenenko, 1981; Vigants, 1981及Olsen和Segal, 1992]。ITU-R P.530建议书中第2.2.2.1节中的路径空隙规则[Olsen和Segal, 1992]被设计用来避免正常折射条件下的衍射损耗（即平均有效 k 系数），但允许在相当于 k_e (99.9%)的条件下有6 dB的衍射损耗。原则上，对于平坦衰减余量足够大的系统，可在正常和次折射条件下允许较大数量的衍射损耗。

据信，这种技术结果是有效的，因为空隙较少的路径上可能在路径以下存在的波导等超级折射层也较少，由此降低了直接辐射波中强波束分散损耗的发生并因此减小了与表面反射波发生破坏性干扰的可能性[Olsen, 1989及Olsen和Segal, 1992]。如果属于这种情况，那么该技术将趋向于实现上述策略A和策略C。地面反射相对时延的降低将发生的主要原因是路径之下穿透层的双向传输所造成时延的一大部分被减少。但在小范围内也是因为时延几何部分的减小[Olsen及其他人, 1987及Olsen, 1989]。

8.2 分集技术

当上述章节中所述的技术没有消除多径衰减效应和失真，以便将系统预计中断降低到可接受程度时，必须采用额外的分集技术。分集技术包括空间、角度、频率和极化分集。如ITU-R P.530建议书所述，应尽可能避免频率分集，以便保护频谱。每当采用空间分集时，建议采用角度分集，将天线按不同仰角向上倾斜。在无法实现足够的空间分集或为了降低塔架高度，可以采用角度分集。

8.2.1 空间分集

空间分集系统通常在链路的一端采用两个垂直分极天线。这种标准间隔的配置通常对抗多径衰减和失真的效应已经足够有效，但对于一些问题链路，也采用了其它配置。有人建议将增加天线间隔作为更有效的对抗波束分散和相关表面多径衰减效应的一种方法[Olsen, 1989]。ITU-R P.530建议书中为分集天线所建议的范围中采用更低的路径空隙可趋向于产生这种期望的结果。对于波束分散损耗更为严重的链路，在两端采用分集式天线已证明是有效的[Boithias, 1979及Hautefeuille和其他人, 1980]。

8.2.2 空间分集系统中的天线间隔

ITU-R P.530建议书给出了二或三天线空间分集系统中确定天线间隔的逐步过程。该程序是以下因素的平衡：

- a) 尽量降低较低天线的空隙（在ITU-R P.530建议书第2.2.2节空隙指南的范围内），以便把表面多径衰减的发生降至最低程度的必要性（见8.1.3节），
- b) 为跨越陆地的路径获取特定空间分集改善系数的必要性（见8.2.2节），以及
- c) 当另一个天线上的信号衰减时，将一个分集天线的信号被表面多径衰减的可能性降到最低的必要性。

在某种程度上，它基于优化间隔以对抗表面多径[Karl和Persson, 1998]的一个程序，并在某种程度上基于对表面多径物理学的了解[Olsen及其他人, 1987; Olsen, 1989; Webster, 1991; Rana及其他人, 1993, 1995及Segal, 1999]。处理两段式被动反射器跳跃的方法在一定程度上基于涉及50.7公里和15.3公里行程的6 GHz测量结果[Vigants, 1975]。

8.2.3 角度分集和空间/角度分集组合系统中的角间距

可通过采用以下方式获得角度分集：

- a) 单个多馈天线，两个或多个波束被垂直平面的小角度分隔
- b) 使用两个水平隔离且在垂直平面上倾斜不同角度的两个天线，或
- c) 使用在垂直平面内向不同角度倾斜的分离式垂直空间分集天线。

该方法是有用的，因为各个波束不同地隔离了垂直平面内到达角不同的多径信号。由此，两个或多个多径信号组合后在一个波束上产生深频率选择性多径衰减，将以不同比例在另一个波束上组合，可能避免相同的衰减深度和选择性。方法 a) 或b) 在一个已经存在的塔架上必须安装分集系统和塔架的高度不足以允许空间分集时，是有用的。如果获得的角度分集改善足够，这些方法在新塔架上也是有用的，以便将塔架高度降至最低。除这样的天线增加成本以外，单天线技术的一个轻微不足是“现货供应”天线的波束间隔可能未针对其将要使用的具体路径进行优化。

只要采用了空间分集，就鼓励与空间分集一起采用角度分集，以便将性能最大化。在存在明显镜面反射的路径上尤其重要。但是，将天线适当倾斜以获得角度分集涉及一些成本，人们认识到也许有必要仅在预计足够无阻挡的路径上采用空间分集。令人遗憾的是，只有很少关于空间分集和天线倾斜组合的测量结果[Sato和其他人, 1989; Vergeres和其他人, 1990及Sasaki和其他人, 1991]。

其他地方给出了早期测量历史和结果的回顾[Lin和其他人, 1988]。另一个回顾[Olsen, 1989]讨论了测量及测量在多径传播物理学方面的影响。自那以后, 仅报告了少数一些其他角度分集测量和分析[Satoh和其他人, 1989; Vergeres和其他人, 1990及Sasaki和其他人, 1991; Tjelta和其他人, 1991; Alley和其他人, 1992; Di Zenobio和其他人, 1992及Danielsson和Johansson, 1993]。

ITU-R P.530建议书给出了确定方法b) 和c) 中天线波束倾斜角度的程序。该程序基于可得的所有实验结果、现有理论[Boithias, 1983; Tanem, 1988及Karl和Persson, 1998]和对多径物理学的了解[Olsen和其他人, 1987; Olsen, 1989及Segal, 1999]。但是, 也特别注意到了涉及多径天线倾斜角度[Dombek, 1986及Valentin和其他人, 1987, 1989和1990], 一个以上路径[Sasaki和其他人, 1987; Satoh和其他人, 1989; Valentin和其他人, 1990及Sasaki和其他人, 1991]的详细角度和空间分集实验以及与平坦衰减和选择性衰减成分相关的分析[Valentin和其他人, 1990]或与[Satoh和其他人, 1989及Sasaki和其他人, 1991]相关的仿真。同样, 也特别注意到了涉及在跨越陆地和跨越水面的五个不同路径上测量单独到达角和多径信号电平的一系列长期实验[Lam 和 Webster, 1985; Webster, 1991; Rana和其他人, 1992, 1993和1995及Webster和其他人, 1994]。

第8.1.2.5节中描述了确定一个天线波束向上倾斜角程序的基础。给出了两种技术, 一种基于将最大衰减深度最小化, 而另一种技术基于将振幅失真最小化。如人们注意到的那样, 两种技术都与几个国家仅在接收机端采用天线倾斜进行角度分集观测的研究[Satoh和其他人, 1989及Sasaki和其他人, 1991]相一致。

在具有足够明显表面反射以在直接辐射波波束分散所造成的强平坦衰减条件下提供额外的分集保护的路径上向下倾斜另一个天线波束的好处已被实验所证明, 在该实验中提取了信号的平坦衰减成分[Valentin和其他人, 1989和1990]。这也符合射线最终分析[Olsen和其他人, 1987及Sasaki和其他人, 1987]和表明多径通常在由直接辐射波波束分散造成的平坦衰减发生时获得改善的观测结果[Olsen和其他人, 1987及Rana和其他人, 1992, 1993]。最大镜面反射方向的倾斜角被设计用来将强平坦衰减条件下的分集保护最大化。但是, 这种向下倾斜波束的一个额外好处是直接辐射波以由于亚折射造成的负到达角到达而产生的天线退耦损耗[Olsen, 1989]可以降低。如ITU-R P.530建议书所述, 设计过程中的3 dB限制是为了避免过多地降低向下倾斜天线直接信号(通常在多径条件下以正到达角到达)的电平, 特别是当占支配地位的镜面反射位于天线最突出位置时。

向下倾斜天线波束的不利之处在于, 由于自路径表面方向到达的多径信号的电平被增强[Valentin和其他人, 1989和1990及Vergeres和其他人, 1990], 已知相当程度的频率选择性衰减和失真发生在该波束上的可能性更大。但是, 当在这个波束上发生这种衰减和失真时, 不太可能同时在向上倾斜波束上发生。这是因为在向上倾斜波束上直接和表面多径信号的比例明显不同。由于在向下倾斜波束上更容易产生大强度的衰减和失真, 有必要采用分集切换而不是组合。

在没有明显镜面反射的路径上, 更难以决定将天线波束向下倾斜。但是, 必须指出, 表面漫散射将在所有路径上发生且散射信号的电平将在直接信号受到波束分散造成的平坦衰减的同时, 其电平也可提高。由此, 如果漫散射信号足够大, 有可能出现明显衰减和失真。而且, 有证据表明来自路径表面方向的多径可能由于在表面薄亚折射层的折射而发生[Segal, 1999]。这种反射的方向可通过在路径坡面或路径坡面的一部分上利用回归曲线进行预测并由此假定镜面反射。ITU-R P.530建议书给出了确定反射点和反射角的公式。

8.2.4 窄带系统中空间分集的改进

ITU-R P.530建议书给出了预测窄带系统空间分集改善因子 I 的一个通用公式。该公式主要基于列在ITU-R数据库中数据的经验拟合（见ITU-R P.311建议书）并采用了一种设计用来考虑不同气候中发生平坦衰减中大幅变化的方法[Hosoya, 1991]。

另一种更为简单的预测[CCIR, 1986-1990年]公式给出结果的精确度接近ITU-R P.530建议书，该公式是：

$$I = 1 + 1.3 \times 10^{-5} (Sf)^{1.3} \cdot d^{1.5/p} \quad (126)$$

其中：

p : 超出衰落深度 A (dB) 的时间百分比

S : 接收天线中心-到-中心的垂直分隔 (米)

f : 频率 (GHz)

d : 路径长度 (公里).

该公式基于 $2.1 < f < 6.2$ GHz, $50 < d < 240$ 公里, $63 < S/\lambda < 270$ 参数范围的数据, 其中 λ 为波长。其它地方讨论了该方法的进一步发展情况[Boithias, 1990]。

Hosoya [1991年]给出了这两种方法和其他几个方法采用ITU-R数据库中数据的测试结果。

8.2.5 频率分集

认识到通常应避免采用频率分集系统, ITU-R P.530建议书给出了确定当出于需要或方便且具有价值时, 在这样的系统内确定频率间隔的逐步过程。该过程的一部分给出了对于具有明显镜面反射路径的主要和保护信道, 最小最优频率间隔以及可能的更大最优频率间隔。该部分基于和在空间分集系统中制定天线间隔程序相同的方法。它将最明显表面发射波位于一个频率上直接辐射波的相位中而它在另一个频率上位于相位以外(此时发生强衰落)的可能性最大化。适用于没有表面反射的另一部基于ITU-R P.530建议书公式(107)中改善系数的计算。

如那个建议书所述, 一个优化设计的频率分集系统并不能向一个类似优化设计的空间分集系统那样提供很多保护。由于在主要和保护信道信号之间存在的相位差, 后者获得了前者所有的保护, 由于天线的垂直分割, 还获得了对抗直接信号的波束分散损耗所造成的平坦衰落成分的额外保护。如果基于建议书第2.2.2.2节的程序降低了分集天线的路径空隙, 这就更加准确了。原则上, 空间分集应该也可以提供更多抵御大气多径的保护。

8.2.5.1 窄带1+1系统的频率分集改善系数

可用来制定和测试窄带1+1系统频率分集改善系数的通用预测公式的数据非常之少。

以下用于跨域陆地链路, 至少那些没有支配性地面反射的链路所广泛采用的公式, 是根据早期可用数据制定的[Barnett, 1970及Vigants, 1975]:

$$I = (0.8/f/d) (\Delta f/f) 10^{A/10} \quad (127)$$

其中：

f : 频段中心频率 (GHz)

d : 路径 (公里)

$(\Delta f/f)$: 作为百分比的相对频率间隔

A : 衰落深度 (dB)。

该公式仅适用于以下范围的参数：

$$2 \leq f \leq 11 \text{ GHz}$$

$$30 \leq d \leq 70 \text{ 公里}$$

$$\Delta f/f \leq 5\%。$$

类推可能导致错误。该公式仅对 $I \geq 5$ 的数值才有效。

另一个预测公式是根据早期数据库和与公式 (127) 相关的那些参数的同一范围近似的一些额外数据组合制定的，其公式[Boithias和其他人，1986]如下：

$$I = 1 + 0.015 (1/f) (\Delta f/f)^{1.25} \times 10^{A/10} \quad (128)$$

8.2.5.2 窄带多信道切换 ($n+1$) 等系统的频率分集改善因数

$n+1$ 等模拟频率分集系统的分集改善因数可从以下等效于公式 (128) 的公式进行估算[Vigants和Pursley, 1979]:

$$I = 160 (f/d\Gamma) \times 10^{A/10} \quad (129)$$

其中：

f : RF频段的中心频率

Γ : 取决于信道载波频率，信道间隔和信道衰落余量变化的参数[Vigants和Pursely, 1979]。

其他参数的有效值同前。

8.2.5.3 应用示例

具有明显表面反射的路径示例：让我们考虑从一个建筑物顶部到一个山丘，横跨一条河流，允许在其表面超过一个完全第一菲涅尔区反射的10公里4 GHz链路。建筑物上的天线位于河流以上57米且小山之上的天线位于河流之上86米。（水面上第一菲涅尔区的长度和宽度分别为1.84公里和27米，见ITU-R P.530建议书）。

表5的最后一栏给出了最小最优频率间隔的几个 k 值，以及上述建议书的其它几个参数值，以便说明当由大气的折射结构造成的一些波束分散损耗发生在直接辐射波上时，衰落上表面反射的效应（在这种情况下，假定了一个完全光滑的水面， $R_r = 1$ ）。衰落变量 A_{max} 、 A_{min} 和 A 产生于直接信号由于波束分散损耗而收到 $0.5 \times 4.4 = 2.2$ dB的衰落以及对于天线半功率波束宽度为 2.7° 时表面反射信号增强同等数量（即 $L_{add} = 4.4$ dB）的假设。（ A_{min} 为总体信号由直接和反射波破坏性干扰而引起的增强，该值取自于ITU-R P.530建议书，原括号内的负号已被正号取代。负数意味着增强。）为假定向上倾斜天线，但如此肯定将为频率分集带来额外的保护。最优频率间隔仅受路径长度 d 、 d_1 和 d_2 及天线在河流上方的高度 h_1 和 h_2 的影响。因而如果天线半功率波束宽度保持不变，该示例可发生在任何频率上。

如ITU-R P.530建议书所示，最小最优频率间隔约为160 MHz，这是绝大多数频率极化都可以获得的间隔。信道2的这样一个间隔将避免在主信道4 GHz上发生强衰落（ k 值约为10的时候为50.8 dB且 $L_{add} = 4.4$ dB），在分集信道中给出一个增强信号电平（ $L_{add} = 4.4$ dB时约3.8 dB），该信道必须被放置在4.16 GHz或3.84 GHz的中心位置。

如果路径长度为30 公里而不是10 公里，对于 k 值为4/3时，最小最优频率间隔将是692 MHz。原则上，以6.076 GHz为分集信道的跨频段分集（即如ITU-R P.530建议书所述，三倍于最小优化频率间隔）可以提供抵御直接信号的这种波束分散损耗和表面反射联合造成的多径衰减的保护。

表 5

最优频率间隔的最小值和其他各种 k 值的变量

k	d_1 (公里)	d_2 (公里)	D	ρ	ρ_{eff}	L_s (dB)	A_{max} (dB)	A_{min} (dB)	A (dB)	Δf (MHz)
0.5	4.04	5.96	0.948	0.794	0.794	2.31	45.9	-3.8	-2.4	171.3
1	4.01	5.99	0.974	0.788	0.788	2.27	41.4	-3.8	-3.0	161.8
1.33	4.01	5.99	0.980	0.787	0.787	2.26	44.7	-3.8	-3.7	159.5
3	3.99	6.01	0.991	0.784	0.784	2.24	48.7	-3.8	2.2	155.8
5	3.99	6.01	0.995	0.784	0.784	2.24	49.8	-3.8	9.3	154.7
10	3.99	6.01	0.997	0.783	0.783	2.24	50.8	-3.8	49.6	153.8
100	3.99	6.01	1	0.782	0.782	2.23	51.8	-3.8	10.1	153.1
1.0×10^9	3.99	6.01	1	0.782	0.782	2.23	52.0	-3.8	9.2	153.0

没有明显表面反射的路径示例：

考虑在4 GHz上平坦衰落余量为40 dB的30 公里路径。如果80 MHz为一个特定系统的所需频率间隔，ITU-R P.530建议书中非选择性改善系数 $I_{ns} = 133.3$ 可以使用。该值然后可以被插入ITU-R P.530建议书的方法，以获得中断的预测。如果预测的中断太大，可以考虑一个更大的频率间隔。例如，一个160 MHz的间隔将给出 $I_{ns} = 266.7$ 。

8.2.6 宽带系统的极化分集改善系数

频谱的同频使用使得知道是否存在分集效应并对其进行量化变得很重要。特别是 $(n + m)$ 切换的使用要求选择最足够的 m 保护信道，作为频段内其频率和其极化的函数。

测量结果表明，两个同频率信道（V和H）平均功率的衰落事件与高达至少25 dB的衰落值非常有相关性。所以极化分集带来的改善主要来自于两个同频信道的色散并不非常相关的事实。

8.2.7 各种分集技术的优缺点及其组合

空间和角度分集相对于频率分集的一个主要优势是它可以保护可用的频谱资源。

空间和角度分集的比较仍处于初级阶段。多波束的单个角度分集天线的明显优势是降低成本，减轻塔架负载以及可在高度太低而无法采用空间分集的塔架上使用等。就数字链路相对性能而言，对于平坦衰减导致的中断占主导地位的链路而言，有迹象表明普通空间分集配置可给出最大分集改善，而对于失真导致的中断占主导地位的链路而言，角度分集配置可给出最大分集改善[Lin和其他人，1988; Alley和其他人，1987; Valentin和其他人，1989及Mohamed和其他人，1989]。

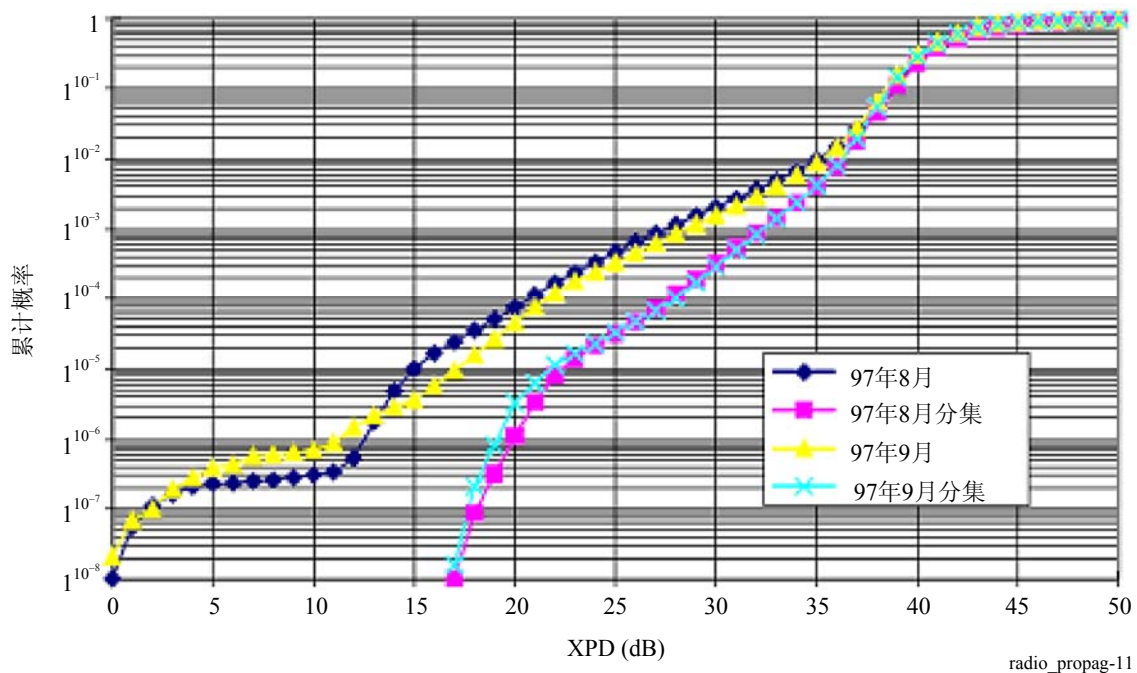
其他的实验也组合不同的分集技术，通过将空间和角度分集接收进行组合并辅以非倾斜上部天线和向上倾斜下部天线，单个频率衰落，XPD和带内功率差都得到了很大改善。也已经确认非倾斜波束和指向海面反射波的波束之间的分集接收对于降低存在静止强反射波且经常发生波束分散的路径上降低衰落是有效的[Sasaki和其他人，1987及Satoh和其他人，1989]。

8.3 缓解XPD降低的分集技术

图11给出了采用分集获得交叉极化鉴别改善的示例。该图显示了一年最坏月份内，在4 GHz频率上，在瑞士122.4公里长的链路上获得的测量结果[Thorvaldsen, 2000]。

图 11

采用分集获得的交叉极化鉴别改善



参考文献

- ALLEY, G. D., BIANCHI, C. H. and ROBINSON, W. A. [1992] Angle diversity and space diversity experiments on the Salton/Browley hop. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 40, 2, p. 440-454.
- ALLEY, G. D., PENG, W. C., ROBINSON, W. A. and LING, E. H. [1987] The effect on error performance of angle diversity in a high capacity digital microwave radio system. *IEEE GLOBECOM*.
- BARNETT, W. T. [October 1970] Microwave line-of-sight propagation with and without frequency diversity. *BSTJ*, Vol. 49, 8, p. 1827-1871.
- BARNETT, W. T. [1972] Multipath propagation at 4, 6 and 11 GHz. *BSTJ*, Vol. 51, 2, p. 311-361.
- BASHIR, S. O. and McEWAN, N. J. [June 1986] Microwave propagation in dust storms: A review. *Proc. Inst. Elect. Eng.*, Vol. 133, p. 241-247.
- BATTESTI, J. and BOITHIAS, L. [1978] 6th Colloquium on Microwave Communications, Budapest, Hungary.
- BECKMANN, P. and SPIZZICHINO, A. [1963] *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*, Ed. Pergamon Press.
- BERTOK, E., DERENZIS, G. and DRUFUCA, G. [1977] Estimate of attenuation due to rain at 11 GHz from rain gauge. *CNET*, Issy-les-Moulineaux, France, p. 295-300.
- BOITHIAS, L. [1979] Protection contre les évanouissements dus aux conduits troposphériques sur les liaisons en visibilité. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 34, 9-10, p. 513-514.
- BOITHIAS, L. [1981] Distribution statistiques des niveaux reçus en propagation par trajet multiple troposphérique. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 36, 5-6, p. 329-337.
- BOITHIAS, L. [1983] *Propagation des Ondes Radioélectriques Dans L'Environnement Terrestre*. Ed. Dunod.
- BOITHIAS, L. [1987] *Radio Wave Propagation* (translated by D. Beeson). Ed. McGraw-Hill.
- BOITHIAS, L. [1989] Similitude en fréquences pour l'affaiblissement par la pluie. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 44, 3-4, p. 186-191.
- BOITHIAS, L. [1990] La réception en diversité sur les liaisons de télécommunications. *L'Onde Electrique*, Vol. 70, 1, p. 65-75.
- BOITHIAS, L. and BATTESTI, J. [1967] Protection against fading on line-of-sight radio-relay systems (in French). *Ann des Télécomm.*, Vol. 22, 9-10, p. 230-242.
- BOITHIAS, L., BATTESTI, J. and ROORYCK, M. [1986] Prediction of the improvement due to diversity reception in microwave links. *Proc. MICROCOLL '86*, Budapest, Hungary.
- BULLINGTON, K. [1971] Phase and amplitude variations of multipath fading of microwave signals relating to atmospheric irregularities. *BSTJ*, Vol. 50, p. 2039-2053.
- CAPSONI, C., FEDI, F. and PARABONI, A. [1987] A comprehensive meteorologically oriented methodology for the prediction of wave propagation parameters in telecommunication applications beyond 10 GHz. *Radio Sci.*, Vol. 22, p. 387-393.
- CHU, T. [1974] Rain-induced crosspolarization at centimeter and millimeter wavelengths. *BSTJ*, Vol. 53, 8, p. 1557-1539.
- COST [1996] COST 235 – Radiowave propagation effects on next-generation fixed-services terrestrial telecommunications systems. European Commission, EUR 16992 EN, ISBN 92-827-8023-6.
- CRANE, R. K. [1976] *Refraction effects in the neutral atmosphere. Methods Experimental Physics*, Vol. 12B. M. L. Meeks, Ed. Academic Press.
- CRANE, R. K. [October 1979] Automatic cell detection and tracking. *IEEE Trans. Geosci. Electron.*, Vol. 17, Issue: 4.
- CRANE, R. K. [1980] Prediction of attenuation by rain. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 28, p. 1717-1733.
- CROMBIE, D. C. [1984] Prediction of multipath fading on terrestrial microwave links at frequencies of 11 GHz and greater. *NATO/AGARD Conf. Proc. CP-346*, p 10/1-8. North Atlantic Treaty Organization, Paris, France.

- DANIELSSON, B. and JOHANSSON, U. [1993] Measured improvements using angle and space diversity on a terrestrial microwave radio link. IEE Conf. Publ. No. 386 on Radio Relay Systems, p. 215-220.
- DERENNES, M. [1979] Etude statistique sur des trajets multiples. Note techniques CNET-TCR/APH/60. Centre national d'études des télécommunications, Issy-les-Moulineaux, France.
- DI ZENOBIO, D., SANTELLA, G., CANDEO, S. and MANDICH, D. [1992] Angle and Space Diversity: Experimental Comparison. Conf. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'92), Conf. Rec., Orlando, United States of America, p. 1851-1857.
- DISSANAYAKE, A. and ALLNUTT, J. E. [1992] Interpretation of radiometric measurements of sky-noise in terms of path attenuation. Proc. ICAP 1991, p. 374-378.
- DOMBEK, K. P. [1986] Reduction of multipath interference by adaptive beam orientation. Proc. European Conf. on Radio-Relay Systems, p. 400-106.
- DRUFUCA, G. [1974] Rain attenuation statistics for frequencies above 10 GHz from rain gauge observations. *J. Rech. Atmos.*
- FEDI, F., MERLO, U., and MIGLIORINI, P. [1977] Effect of the rain rate profile along a path on rain induced attenuation. Proc. URSI Open Symposium on Propagation in Non-ionised Media, La Baule, France.
- FEHLHABER, L. [1976] Influence of the path geometry on fading on line-of-sight radio-relay paths (in German). *Techn. Ber. FTZ, A 455 TBr 59.*
- FIMBEL, J. and JUY, M. [April 28-May 6, 1977] Differential attenuations at 13 GHz over 53 km - Comparison with simultaneous measurements at 20.5 GHz. Proc. Union Radio Scientifique Internationale, Open Symposium, La Baule, Loire-Atlantique, France.
- GARCIA LOPEZ, J. A. and PEIRO J. [1983] Simple rain attenuation prediction technique for terrestrial radio links. *Electron. Lett.*, Vol. 19, p. 879-881.
- GAVZILINA, V. D., KALININ, A. I., DADENENKO, L. V., PANOVA, R. K., SVJATOGOZ, V. V. and UDINA, T. A. [1986] The influence of multipath propagation on the performance characteristics of line-of-sight radio relay channels (in Russian). NIIR Proc., N1.
- GHOBRIAL, S. I. and SHARIEF, S. M. [April 1987] Microwave attenuation and cross polarization in dust storms. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-35, p. 418-425.
- GIBBINS, C. J. and WALDEN, C. J. [2003] A study into the derivation of improved rain attenuation regression coefficients. Radiocommunications Agency Report No. AY4359, available from <http://www.radio.gov.uk/topics/research/research-index.htm>.
- GILOI, H. G. [1979] Diffraction phenomena during multipath. AGARD Conf. Proc. No. 269, p. 32-1-32-14.
- GOSSARD, E. E. [1977] Refractive index variance and its height distribution in different air masses. *Radio Sci.*, **12**, p. 89-105.
- GUTTEBERG, O. [1983] Low elevation propagation in high-latitude regions. Telenor R&D Report No 7/83.
- HARDEN, B. N., NORBURY, J. and WHITE A. [1978] Use of a lognormal distribution of raindrop sizes in millimetric radio attenuation studies. IEE Conf. Publ 169, Part 2, p. 87-91.
- HARTMAN, W. J. and SMITH, D. [1977] Tilting antennas to reduce line-of-sight microwave link fading. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 25, **5**, p. 642-645.
- HAUTFEUILLE, M., BOYLE, A. W., TIMMERS, A. G. W., and SHANNON, J. D. [1980] Duct fading – is Senegal an isolated case? *Telecomm. J.*, Vol. 47, **VIII**, p. 517-525.
- HENDRY, A., ANTAR, Y. M. M., SCHLESACK, J. J. and OLSEN, R. L. [1981] Melting layer attenuation at 28.6 GHz from simultaneous Comstar beacon and polarisation diversity data. *Electron. Lett.*, **17(5)**, p. 190-191.
- HOSOYA, Y. [1991] A unified prediction method for space diversity improvement in received power on microwave links. *Electronics and Communications in Japan*. Part 1, Vol. 74, **9**, p. 73-81. Translated from Denshi Joho Tsushin Gakkai Ronbunshi, Vol. 73-B-II, **12**, December 1990.
- JAIN, Y. M. and WATSON, P. A. [1985] Attenuation in melting snow on microwave- and millimetre-wave terrestrial radio links. *Electron. Lett.*, **21(2)**.

- KALININ, A. I. [1979] Rasprostranenie radiovoln na trassakh nazemnykhi kosmicheskikh radioliny (Propagation on terrestrial and space links). *Sviaz*, Moscow, USSR.
- KARL, H. and PERSSON, R. [1998] The Planning and Engineering of Radio Systems. *K&K Engineering*, Stockholm, Sweden.
- KHARADLY, M., OWEN, N. VAN DER STAR, J., MICHELSON, D. and ENEGREN, T. [1983] Observations of abnormal microwave propagation phenomena during melting layer conditions. Proc. of International Conference on Antennas and Propagation (ICAP), Norwich United Kingdom.
- KHARADLY, M. M. Z. and OWEN, N. [1988] Microwave propagation through the melting layer at grazing angles of incidence. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, 36(8).
- KOBAYASHI, T. [July 1977] Degradation of cross-polarization isolation due to rain. *Radio Res. Lab. J.*, Vol. 24, p. 101-107.
- KUZNETSOV, G. G., WALDEN, C. J. and HOLT, A. R. [2000] Attenuation of microwaves in sleet. Final Report to the Radiocommunication Agency AY 3564, Dep. of Mathematics, University of Essex, Colchester (Available from <http://www.ofcom.org.uk/>).
- LAM, W. I. and WEBSTER, A. R. [1985] Microwave propagation on two line-of-sight overseas paths. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 33, 5, p. 510-516.
- LIN, S. H. [1971] Probability amplitude analysis of statistical behaviour of fading signal envelope. *BSTJ*, Vol. 50, p. 3211-3270.
- LIN, S. H. [1975] A method for calculating rain attenuation distributions on microwave paths. *BSTJ*, 54, p. 1051-1086.
- LIN, S. H., LEE, T. C. and GARDINA, M. F. [1988] Diversity protections for digital radio – A review. SMBO Int. Microwave Symp. Proc., Vol. II, p. 1175-1182.
- MARTIN, L. [1983] Rates of change of propagation medium transfer functions during selective fading. Proc. URSI (Commission F) International Symposium on wave propagation and remote sensing, Louvain-la-Neuve, Belgium.
- MARTIN, L., GIRAUD, B. and BOUIDENE, A. [1993] General computation method of outage time for digital radio links. *Electron. Lett.*, Vol. 29, 22, p. 1913-1914.
- McEWAN, N. J., BASHIR, S. O., CONNOLLY, C. and EXCELL, D. [1985] The effect of sand and dust particles on 6/4 and 14/11 GHz signals on satellite-to-Earth paths. University of Bradford, Report 379.
- MEDHURST, R. [1965] Rainfall attenuation of centimeter waves: Comparison of theory and measurement. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, p. 550- 564.
- MILLER, A. R., BROWN, R. M. and VEGH, E. [1984] New derivation for the rough-surface reflection coefficient and for the distribution of sea-wave elevations. *Proc. IEE*, Vol. 131, Pt. H, 2, p. 114-116.
- MINKIN, V. M. and NADENENKO, L.V. [1998] Influence of propagation conditions on the bringing into service procedure for digital radio-relay systems. Proc. of 6th ECRR' 98, Bergen, Norway.
- MISME, P. and FIMBEL, J. [1975] Theoretical and experimental determination of rain-induced attenuation on a radioelectric path. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 30, p. 149-158.
- MOHAMED, S. A. RICHMAN, G. D., and HUIISH, P. W. [198] Results of angle diversity trials by British Telecom. Proc. 2nd European Conference on Radio-Relay Systems.
- MORITA, K. and HIGUTI, I. [1978] Statistical Studies on Rain Attenuation and Site Diversity Effect on Earth to Satellite Links in Microwave and Millimeter Wavebands. IEICE TRANS. (1976-1990), Vol. 61, 6, p. 425-432.
- MORITA, K. SHIMBA, M. and AKEYAMA, A. [May 1974] Radio propagation characteristics due to rain at 20-GHz band. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 22, 5, p. 507-509.
- MOUPFOUMA, F. [1984] Improvement of a rain attenuation prediction method for terrestrial microwave links. *IEEE Tran. Ant. Prop.*, Vol. 32, p. 1368-1372.
- NADENENKO, L.V. [1981] Raschet trass radioreleinykh liny pryamoj vidimosti (Calculations for line-of-sight radio relay paths). Spravochnik po radioreleinoi svyazi. *Radio I Sviaz*, Moscow, Russian Federation.

- NADENENKO, L. V. and SVIATOGOR, V. V. [1972] Dlitelnost zamiraniy signala na intervalakh radioreleynikh liniy pryamoy vidimosti (Duration of signal fading in the hops of line-of-sight radio-relay systems) (in Russian). *Elektrosviaz*, 5, p. 6-10.
- NISHITSUJI, A. [1971] Method of calculation of radio-wave attenuation in snowfall. *Electronics and communications in Japan*, 54-B(1).
- NOWLAND, W. L., OLSEN, R. L. and SHKAROFSKY, I. P. [October 1977] Theoretical relationship between rain depolarisation and attenuation. *Electron. Lett.*, Vol. 13, 22, p. 676-678.
- OLSEN, R. L. [1981] Cross-polarisation during precipitation on terrestrial links. *Radio Sci.*, Vol. 16, 5, p. 761-779.
- OLSEN, R. L. [1989] The role of atmospheric stratification and surface effects in multipath propagation over terrestrial line-of-sight links: A review of some recent results. SMBO Proc. Int. Microwave Symp., São Paulo, Brazil, p. 401-408.
- OGUCHI, T. [1973] Attenuation and phase rotation of radio-waves due to rain: Calculation of 19.3 and 34.8 GHz. *Radio Sci.*, Vol. 8, p. 51-58,
- OGUCHI, T. [1977] Scattering properties of Pruppacher-and-Pitter form raindrops and cross-polarization due to rain: calculations at 11,13, 19-3 and 34-8 GHz. *Radio Sci.*, 12, p. 41-51.
- OGUCHI, T. and HOSOYA, Y. [1974] Differential attenuation and differential phase shift of radio waves due to rain: Calculations of microwave and millimeter wave regions. *J. Rech. Atmos.*, Vol. 8, p. 121-128.
- OLSEN, R. L. [September-October 1981] Cross polarization during precipitation on terrestrial links: A review. *Radio Sci.* Vol. 16, p. 761-779.
- OLSEN, R. L. [1989] The role of atmospheric stratification and surface effects in multipath propagation over terrestrial line-of-sight links: A review of some recent results. Proc. SBMO International Microwave Symposium, São Paulo, Brazil, p. 401-408.
- OLSEN, R. L. and SEGAL, B. [1992] New techniques of predicting the multipath fading distribution on VHF/UHF/SHF terrestrial line-of-sight links in Canada. *Can. J. Elect. & Comp. Eng.*, Vol. 17, 1, p. 11-23.
- OLSEN, R. L. and TJELTA, T. [1999] Worldwide techniques for predicting the multipath fading distribution on terrestrial L.O.S. links: Background and results of tests. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 47, 1, p. 157-170.
- OLSEN, R. ROGERS, D. and HODGE, D. [1978] The aRb relation in the calculation of rain attenuation. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 26, 2, p. 318-329.
- OLSEN, R. L., MARTIN, L. and TJELTA, T. [1987] A review of the role of surface reflection in multipath propagation over terrestrial microwave links. Proc. of NATO/AGARD Symposium on Terrestrial propagation characteristics in modern systems of communications, surveillance, guidance and control, No. CP407, p. 2/1-23.
- OLSEN, R. L., TJELTA, T., MARTIN, L. and SEGAL, B. [January 2003] Worldwide techniques for predicting the multipath fading distribution on terrestrial L.O.S. links: comparison with regional techniques. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 51, 1, p. 23-30.
- PEARSON, K. W. [1965] Method for the prediction of the fading performance of a multisection microwave link. Proc. Inst. Elec. Eng., Vol. 112, p. 1291-1300.
- PERONI, B. and FEDI, F. [1974] The calculation of the hop length of digital radio relay systems at frequencies above 10 GHz. *Alta Frequenza*, Vol. 43, p. 634-639.
- PRASAD, M. V. S. N., DUTTA, H. N., SARKAR, S. K. and REDDY, B. M. [1991] Fading reduction in microwave LOS links using antenna beam tilting techniques. *Radio Sci.*, Vol. 26, 3, p. 751-758.
- PRUPPACHER, H. R. and BEARD, K. V. [1970] A wind-tunnel investigation of the internal circulation and shape of water drops falling at terminal velocity in air. *Quart. J. Roy. Meteor. Soc.*, Vol. 96, p. 247-256.
- PRUPPACHER, H. R. and PITTER, R. L. [1971] A semi-empirical determination of the shape of cloud and rain drops. *Atmos. Sci.*, 28, p. 86-94.
- RANA, D., WEBSTER, A. R. and SYLVAIN, M. [1992] Statistical characterization of line-of-sight microwave links. *Radio Sci.*, Vol. 27, 6, p. 783-796.
- RANA, D., WEBSTER, A. R. and SYLVAIN, M. [1993] Origin of multipath fading on a terrestrial link. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 48, 11-12, p. 557-566.

- RANA, D., WEBSTER, A. R. and SYLVAIN, M. [1995] Surface reflection at low-angle propagation *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 43, 7, p. 639-652.
- ROORYCK, M. and BATTISTI, J. [1976] Experimental investigation of a link at 13 GHz on 53 km: Attenuation and cross polarization. *ESA Probl. of Space and Terrest. Microwave Propagation*, p. 217-227.
- RUMMLER, W. D. [10-14 June 1978] A multipath channel model for line-of-sight digital radio systems. *IEEE International Conference on Communications (ICC'79)*, Boston, United States of America, Vol. 2, p. 32.2.1-5.
- RYDE, J. W. and D. RYDE [1945] Attenuation of Centimetre and Millimetre Waves by Rain, Hail, Fogs, and Clouds. Rpt. No. 8670, Research Laboratory of the General Electric Company, Wembley, England.
- SALEH, A. A. M. and VALENZUELA, R. A. [1987] A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation. *IEEE J. Selected Areas Comm.*, Vol. 5, 2, p. 128-137.
- SALOUS, S. and BAJJ, N. [1998] Urban wideband measurements at 1.8 GHz with different chirp bandwidths. 48th IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 1, **18-21**, p. 697-701.
- SASAKI, O., HOSOYA, Y. and YOSHIKAWA, M. [1987] A tilted-beam diversity reception system to reduce line-of-sight microwave fading. *Trans. Inst. Electron. Comm. Engrs.*, Vol. 70-B, **10**, p. 1251-1253.
- SASAKI, O., MORITA, K. and KIKUSHIMA, M. [1976] 19 GHz rain attenuation characteristics on four tandem links. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 24, 2, p. 216-220.
- SASAKI, O., SATOH, A. and HOSOYA, Y. [1991] Multiple diversity reception techniques. *NTT Rev.*, Vol. 3, **1**, p. 66-74.
- SATOH, A. and SASAKI, O. [1989] Tilted-beam-, beam-width- and space-diversity improvements on various paths. *IEEE Global Telecommunications Conf. (Globecom'89)*, p. 2.3.1.
- SATOH, A., SASAKI, O. and HOSOYA, Y. [1989] Improvement of in-band dispersion by beam tilting on radio links with strong ground reflection. *Proc. Int. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP'89)*, p. 1073-1076.
- SAUNDERS, M. I. [1971] Cross polarisation at 18 and 30 GHz due to rain. *IEEE Trans.*, Vol. AP-19, p. 273-277.
- SCHIAVONE, J. A. [1981] Prediction of positive refractivity gradient for line-of-sight microwave radio paths. *BSTJ*, Vol. 60, **6**, p. 803-822.
- SEGAL, B. [1979] High-intensity rainfall statistics for Canada. *Commun. Res. Centre, Ottawa, ON, Canada*, 1329-E.
- SEGAL, B. [1982] Rain Attenuation Statistics for Terrestrial. Microwave Links in Canada. *Comm. Res. Centre. Rep. No. 1351-E, Ottawa, Canada*, p. 14.
- SEGAL, B. [1999] Multipath propagation mechanisms deduced from tower-based meteorological measurements. *Proc. First International Workshop on Radiowave Propagation Modelling for SatCom Services at Ku-Band and Above, European Space Agency, Report No. 146*, p. 13-18, Noordwijk (The Netherlands).
- SETZER, J. E. [1970] Computed transmission through rain at microwave and visual frequencies. *BSTJ*, Vol. 49, p. 1873-1892.
- SHAFI, M. [April 1987] Statistical Analysis/Simulation of a Three Ray Model for Multipath Fading with Applications to Outage Prediction, *IEEE Journal on Selected Areas on Communication*, Special issue on Advances in Digital Communications.
- SILVA MELLO, L. A. R., GARCIA, N. A. P. and PONTES, M. S. [2005] Measurements and Prediction of Differential Rain Attenuation in Converging Links. *Electron. Lett.*, London, Vol. 41, **17**, p. 942-942.
- STEPHANSEN, E. and MOGENSEN, G. [1979] Experimental Investigation of Some Effects of Multipath Propagation on a Line-of-Sight Path at 14 GHz. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 27, **3**, p. 643-647.
- TAKADA, M. and NAKAMURA, S. [January 1966] Attenuation of 11 Gc Waves by Wet Snowfall. *Rev. Elec. Comm. Labs.*, 14(**1-2**), p. 27-42.
- TANEM, T. [1988] Forbedring av transmisjonskvaliteten i digital radiolinjesystemer over sjøhopp ved optimal tilting av antennene (in Norwegian). *Telekonikk*, Nr. 2/3. English translation available from author, Telenor, Oslo, Norway.
- TATARSKII, V. I. [1967] *Wave Propagation in the Turbulent Atmosphere*. Nauka, Moscow, Russian Federation.
- THORVALDSEN, P. [2000] Co-channels everywhere. *Proc. of ECRR 2000*.

- THURAI, M. and WOODROFFE, J. M. [1997] Precipitation induced co and cross-polar effects from a 9 km link operating at 38 GHz. Proc. of International Conference on Antennas and Propagation (ICAP), Conf. Publ. No. 436, 2, p. 222-225.
- TJELTA, T., BRÅTEN L. E. and BACON D. [2005] Predicting the attenuation distribution on line-of-sight radio links due to melting snow. Proc. ClimDiff, Cleveland, United States of America.
- TJELTA, T., BRÅTEN L. E. and BREIVIK, T. O. [2006] Predicting the attenuation distribution on line-of-sight radio links due to melting snow. Telenor R&D Scientific. Doc. N 35/2005.
- TJELTA, T., HAYTON, T. G., SEGAL, B. and SALONEN, E. [1998] Correlation of observed multipath occurrence with climatic parameters derived from radiosondes, surface stations, and numerical atmosphere models. Proc. of URSI Commission F Symposium on Climatic Parameters in Radiowave Propagation, Ottawa, Canada, p. 85-92.
- TJELTA, T., NYSETH, A. and LIND, K. [1991] Simultaneous measurements of angle and space diversity improvement on a line-of-sight microwave link in Norway. Proc. 3rd European Conf. on Radio Relay Systems (ECRR).
- TJELTA, T. and OLSEN, R. L. [2-5 June 1998] Further development of methods for worldwide prediction of terrestrial radio link multipath fading distributions. Proc. of ECRR'98, Bergen, p. 330-335.
- TJELTA, T., OLSEN, R. L. and MARTIN, L. [1990] Systematic development of new multivariable techniques for predicting the distribution of multipath fading on terrestrial microwave links. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 38, 10, p. 1650-1665.
- TJELTA, T. and TANEM, T. [1992] Measured and predicted enhancement on line-of-sight microwave links. URSI Comm. F Symposium, p. 9.1.1-6.
- VALENTIN, R., GILOI, H. G. and METZGER, K. [1989] Space diversity versus angle diversity – Results of system analysis using propagation data. IEEE Int. Conf. Comm. (ICC'89).
- VALENTIN, R., GILOI, H. G. and METZGER, K. [1990] More on angle diversity for digital radio links.
- VALENTIN, R., METZGER, K., GILOI, H. G. and DOMBEK, K. P. [1987] Effects of angle diversity on the performance on line-of-sight digital radio-relay systems. IEEE Global Telcom. Conf. (Globecom'87), p. 1229-1232.
- VERGERES, D., JORDI, P. and LOEMBE, A. [1990] Simultaneous error performance of antenna pattern diversity and vertical space diversity on a 64 QAM-radio link. IEEE Global Telecom. Conf. (GLOBECOM'90), Conf. Rec., Vol. 2, p. 817-82 (see also Bulletin Technique PTT, Swiss PTT, Berne, Switzerland, 1, 28-33, 1991).
- VIGANTS, A [1971] Number and duration of fades at 6 and 4 GHz. *BSTJ*, Vol. 50, p. 815-841.
- VIGANTS, A. [1975] Space-diversity engineering. *BSTJ*, Vol. 54, 1, p. 103-142.
- VIGANTS, A. [1981] Microwave radio obstruction fading. *BSTJ*, Vol. 60, 6, p. 785-801.
- VIGANTS, A. and PURSLEY, M. V. [1979] Transmission unavailability of frequency-diversity protected microwave FM radio systems caused by multipath fading. *BSTJ*, Vol. 58, 8, p. 1279-1796.
- WALDEN, C. J., WILSON C. L., GODDARD J. W. F., PAULSON K. S., WILLIS M. J. and EASTMENT J. D. [2003] A study of the effects of melting snow on communications links in Scotland. Proc. International Conference on Antennas and Propagation (ICAP).
- WATSON, P. A. [September 1976] Survey of measurements of attenuation by rain and other hydrometeors. *Proc IEE*, Vol. 123, 9, p. 863-71.
- WEBSTER, A. R. [1983] Angle-of-arrival and delay times on terrestrial line-of-sight microwave links. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 31, 1, p. 12-17.
- WEBSTER, A. R. [1991] Multipath angle-of-arrival measurements on microwave line-of-sight links. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 39, 6, p. 798-803.
- WEBSTER, A. R., TIEU, T. and WONG, W. [1994] Simultaneous experimental studies of tropospheric microwave propagation. Dept. Electrical Engineering, University of Western Ontario, London, Ontario, Canada, Report CRC-CR-94-003.
- YAMADA, M., KARASAWA, Y. and YASUNAGA, M. [1987] An improved prediction method for rain attenuation in satellite communications operating at 10-20 GHz. *Radio Sci.*, Vol. 22.

ITU-R texts

- Recommendation ITU-R P.1510 (2001) Annual mean surface temperature.
- Recommendation ITU-R P.311-10 (2001) Acquisition, presentation and analysis of data in studies of tropospheric propagation.
- Recommendation ITU-R P.581-2 (1990) The concept of “worst month”.
- Recommendation ITU-R P.618-8 (2003) Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems.
- Recommendation ITU-R P.676-5 (2001) Attenuation by atmospheric gases.
- Recommendation ITU-R P.835-3 (1999) Reference standard atmospheres.
- Recommendation ITU-R P.836-2 (2001) Water vapour: surface density and total columnar content.
- Recommendation ITU-R P.837-4 (2003) Characteristics of precipitation for propagation modelling.
- Recommendation ITU-R P.838-3 (2005) Specific attenuation model for rain for use in prediction methods.
- Recommendation ITU-R P.839-3 (2001) Rain height model for prediction methods.
- Recommendation ITU-R P.840-3 (1999) Attenuation due to clouds and fog.
- Recommendation ITU-R P.841-2 (2001) Conversion of annual statistics to worst-month statistics.
- Recommendation ITU-R P.676-3 (1997) Attenuation by atmospheric gases.
- ITU-R [2002] Development towards a model for combined rain and sleet attenuation. Document 3M/62E.
- ITU-R [1996] Handbook on Digital Radio-Relay Systems. Radiocommunication Bureau, Geneva.
- ITU-R [1996] Handbook on Radiometeorology. Radiocommunication Bureau, Geneva.
- CCIR [1986-1990] Doc. 5/287 (France).

第2部分

超视距链路

1 引言

《手册》的本部分介绍超视距无线电接力系统的规划和设计。在ITU-R P.526和ITU-R P.617建议书的基础上，本部分介绍上述建议书所述各种衍射和对流层散射损耗的预测方法及数据和其他材料的背景信息，其中包括对这些方法的数学和实验基础的简介以及相关参考文献的引述。

2 典型应用

超视距无线电链路的特点是通常为100至近1 000公里的特长路径，因此会产生极高的路径衰减，必须采用甚高射频辐射功率、高增益天线和灵敏的低噪声接收机予以补偿。此外，可能需要某种形式的分集。通常采用的频段为UHF频段和SHF范围的较低频段。

与传统视距无线电链路相比，超视距系统可能在某些情况下成为更加经济的解决方案，因为可以避免使用中继器。对于困难地形（如农村地区不同远端站址之间的连接、内陆和边远岛屿之间的连接（或岛屿之间的连接）及海岸与海上石油钻井平台之间的连接），这一特点特别有益。

超视距链路具有很强的抗破坏或灾害能力，因为需得到保护的中继站少之又少。这也是军方对此类系统极为有兴趣的主要原因。

超视距无线电链路的一个负面特点是限制有用带宽和流量容量的传输和失真问题，这也是现代公众电话网络排除使用此类系统的原因（某些发展中国家除外）。预计未来超视距无线电链路将主要用于政府网络，并在某种程度上用于专用通信网络（如石油行业通信）。目前计划采用的多数新系统均将传输数字流量，因此，必须特别认真管理失真问题。

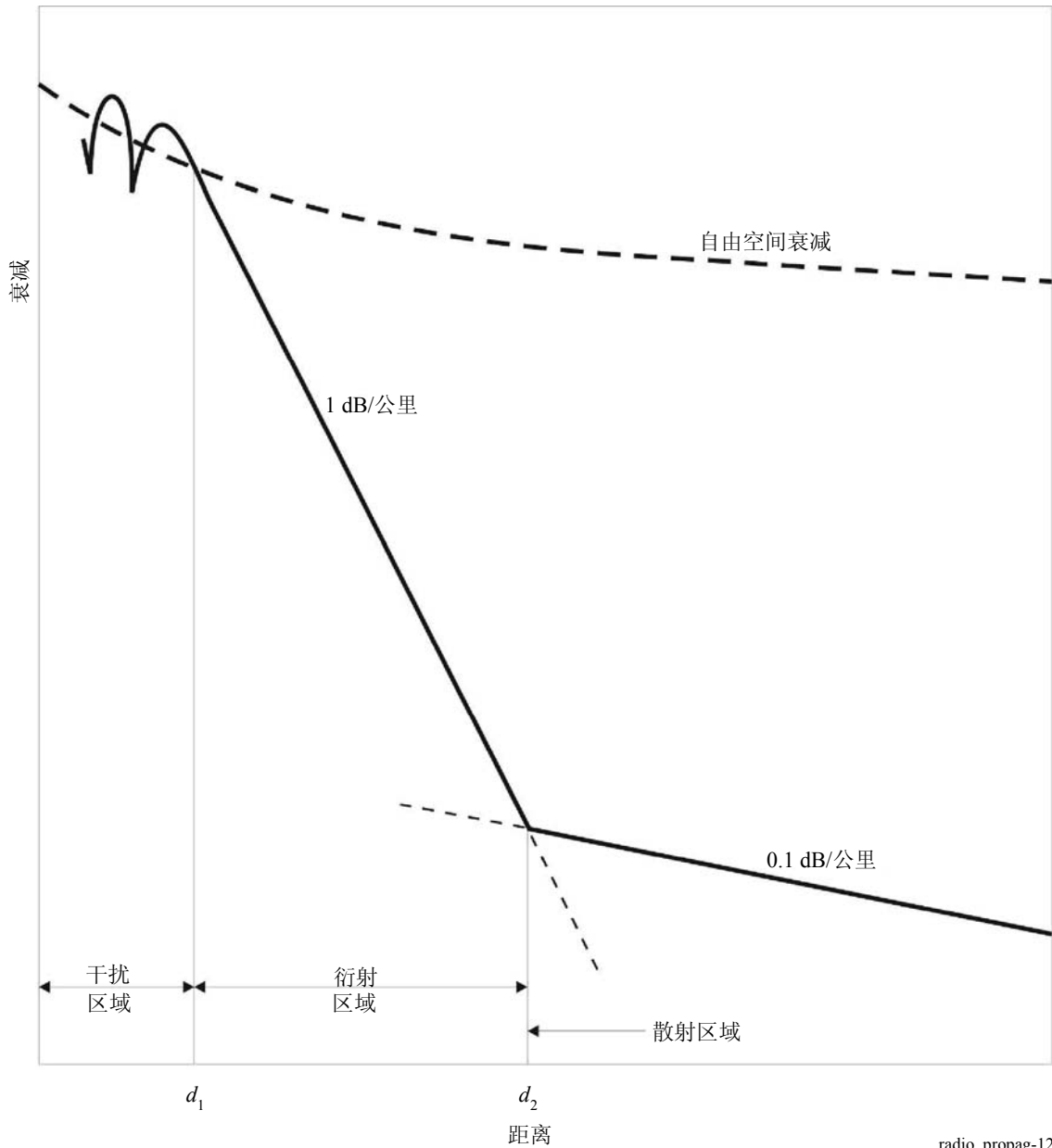
3 基本理论

当路径超出正常无线电地平线时即会出现超视距传播机制，30 MHz以上频率仅出现的两种永久性超视距传播机制为衍射和对流层散射。图12所示为与该两个机制相关的、随距离出现的衰减。

应当指出，刚超过地平线时，被衍射场会出现快速指数型衰减（1 GHz时为1 dB/公里），而散射场衰减约为0.1 dB/公里。虽然在本部分所讨论的方法中未得到考虑，但图12亦表明了干涉区域，其中接收场振荡由直接和反射线的向量和造成。

图 12

干扰、衍射和散射区域



radio_propag-12

3.1 衍射

如第1部分第3.3节所述，如果大气充分副折射，则无线电波朝向地球弯曲。与此机制相关的两个主要效应是地球曲率衍射和地形不规则性造成的衍射。

3.1.1 平滑球面地球上的衍射

球形地球（平滑及均匀）上衍射的传统解决方法是剩余级数法[Bremmer, 1949年]。在地平线上或超过地平线时，该级数的第一项给出评估衍射场的有效近似值[Bullington, 1947年和Rice及其他人, 1967年]。虽然该解决方案对许多应用而言均是一种令人满意的方式，但在某些情况却需要一种更加精确的确定，其中之一是对部分在陆上部分在海上的路径传播场强的预测。

对于不均匀地球表面的衍射问题, Millington [1949年]给出了一种半实验性解决方案, 并通过采用补偿定理得出了一种积分方程解决方案[Monteath, 1951年]。[Wait, 1974年]介绍了两区段和三区段平滑地球的数字结果。有关预测陆地-海上边界恢复效应的实验数据与上述结果的相互吻合是对该理论的一个重要确认[Millington, 1949年和Millington及Isted, 1950年]。

3.1.2 孤立障碍物上的衍射

两端地平线相同的传播路径可被视作单刀刃路径, 解决该问题的传统方式是以Fresnel-Kirchhoff有关光学的标量理论为基础的[Born及Wolf, 1970年]。然而目前已证实, 在某些情况下, 障碍物规格的效应往往会带来与通过刀刃模型测得的结果非常不同的结果。上世纪50年代, Fock对该解决方案进行了纠正, 他通过实验表明衍射场存在两个部分: 一部分通过Fresnel-Kirchhoff理论获得, 另一部分是障碍物规格的函数, 与相关纠正因数相对应。还应当指出, 根据局部动作原则[Fock, 1965年], 圆形障碍物上的衍射与障碍物形状无关。

在Fock所进行工作的基础上, [Wait和Conda, 1959年]研究了入射余角的圆柱平滑障碍物造成的衍射问题。通过数字方法解决的积分方程, 这些作者避免了其它现有解决方案均存在的视距区域系列融合极差的问题。上世纪60年代公布了对Wait和Conda所得结果的拓展结果[Dougherty和Maloney, 1964年和Dougherty及Wilkerson, 1967年], 包括实际应用中的工程设计公式和图形。

3.1.3 多障碍物上的衍射

有关双刀刃的严格解决方案已问世若干年[Millington及其他人, 1962年和Furutsu, 1963年]。最高为十个刀刃的障碍物的理论解决方案要求时相当于刀刃数量的多个Fresnel整数做出数字评估[Vogler, 1982年]。为进行工程设计, 人们也提出了近似方法[Epstein和Peterson, 1953年; Deygout, 1966年和Giovaneli, 1984年], 所有这些方法均以单刀刃衍射理论为基础。

目前不存在任何严格的、预测多个圆形障碍物造成的衍射场强方法。人们提出了有关拓展Deygout方法的建议[Assis, 1971年], 它采用一种简化解决方案, 其设想是每一个障碍物均可由一个半径与障碍物顶端曲率半径相等的圆柱代表。人们还考虑了用于圆柱级联安排的、使用Vogler所用程序的解决方案[1982年], [Sharples及Mehler, 1989年]。这些作者仅使用Vogler无穷级数的第一项, 产生的结果与Epstein和Peterson [1953年]获得的结果类似, 但为相关扩展损耗增加了纠正因数。

ITU-R P.526建议书介绍两种有关多障碍物之上的衍射方法, 第一种方法假设每个障碍物均可由半径等于障碍物顶端曲率半径的一个圆柱代表(最好在通过脊形的详细纵向剖面存在时使用); 第二种方法以刀刃障碍物为基础, 该方法采用最多限于三个刀刃的Deygout构造, 加上通过对英国25 000条路径进行的测量得出的试验纠正数据。

3.1.4 不规则地形上的衍射

[Hufford, 1952年]采用积分方程技术制订了解决不规则地形造成衍射问题的根本理论方法, Ott和Berry [1970年]和Ott [1971年]按照该方向进一步开展了工作。在后者的模型中, 地形可由沿路径大圆的完全任意剖面代表, 且地球的电特性持续变化。遗憾的是, 如果要考虑地形的细微标度结构, 则需要大量的计算机内存空间。

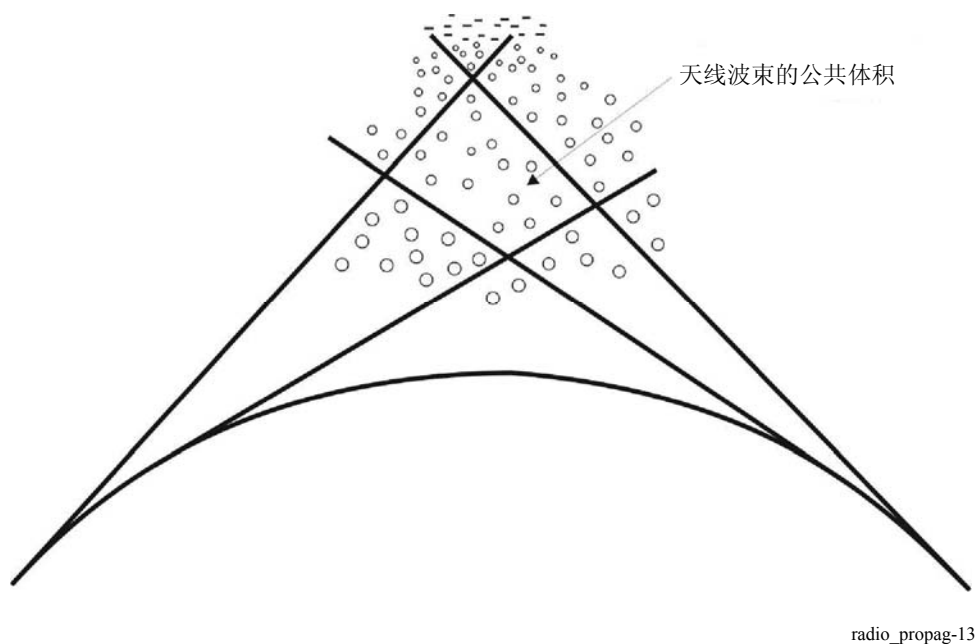
[Furutsu和Wilkerson, 1970年和1971年]提出了一种半实验方法, 用于估算均匀球形地球上脊形造成的增益。该方法使用障碍物的“终端增益”图形, 它通过障碍物一面的无穷传播距离的障碍物理理论增益渐进值进行定义, 且假设另一面的有限距离。通过模式匹配方式也获得了类似结果[Wait, 1974年]。

在地形特点可被建模为单刀刃地形且地形在与传播平面垂直方向不规则的情况下(大圆路径), 可采用一种数字方法[Assis, 1982年]。270至330 MHz频率范围的测量结果表明, 如果不考虑横向不规则性, 则刀刃计算的误差范围在 ± 10 dB左右。

3.2 对流层散射

在该机制中, 能量从公共体积的对流层不均匀处反射, 其中包括发射和接收天线均可看到的对流层部分(如图13所示)。

图13
对流层散射传播



由于该机制的证据首次出现于上世纪50年代左右, 因此在随后15年进行了大量理论研究, 并进行过许多科学讨论。但从没有任何理论占据上风, 然而, 人们认识到, 主要机制是湍流散射和非相干层散射[Friis及其他人, 1957年], 且两种情况的相关次机制均可根据所考虑的地理区域气候特点而成为主机。人们为此制定了相关数学模型, 来评估基于湍流规模和层范围的对流层损耗。然而, 由于难以通过气象测量获得这些参数, 因此上述模型未在实践中得到应用。尽管如此, 这些模型对于调查对频率和距离的依赖性以及天线增益损耗等现象可能颇为有益[Du Castel, 1966年]。在此基础上, 也通过传播测量得出了评估传输损耗的实验或半实验性模型。

目前，有关对流层散射路径的预测以这些实验或半实验性方法为基础。1965年发表的两种方法在20多年来一直是ITU-R研究的参考内容，其中一种方法与简化的美国国家标准局（NBS）方法相对应（首次于1965年5月发表），并于两年后发表修订版[Rice及其他人，1967年]。按照该方法，可通过下列等式得出年度传输损耗中值：

$$L(50) = 20 \log f - 20 \log d + F(\theta) + L_c - G_t - G_r - V(d_e) \quad (130)$$

其中 d 为距离（公里）， f 为频率（MHz）， θ （拉德吸收）为中间大气条件下包含天线的大圆平面中无线电地平线射线之间的角度（见图14）， G_t 和 G_r 分别为发射和接收天线增益（dB）。函数 $F(\theta)$ 和 $V(d_e)$ 及有效距离的定义见[Rice及其他人，1967年]等的论文。 L_c 为ITU-R P.617建议书给出的孔径至媒介的耦合损耗。

散射角 θ 由下列等式给出：

$$\theta = \theta_e + \theta_t + \theta_r \quad (131)$$

其中 θ_t 和 θ_r 分别为发射和接收地平线角，这些角可通过下列等式计算：

$$\theta_e = d \times 10^3 / ka \quad \text{mrad} \quad (132)$$

$$\theta_{t,r} = \frac{h'_{1,2} - h_{1,2}}{d_1} - \frac{d_{1,2} \times 10^3}{ka} \quad \text{mrad} \quad (133)$$

其中：

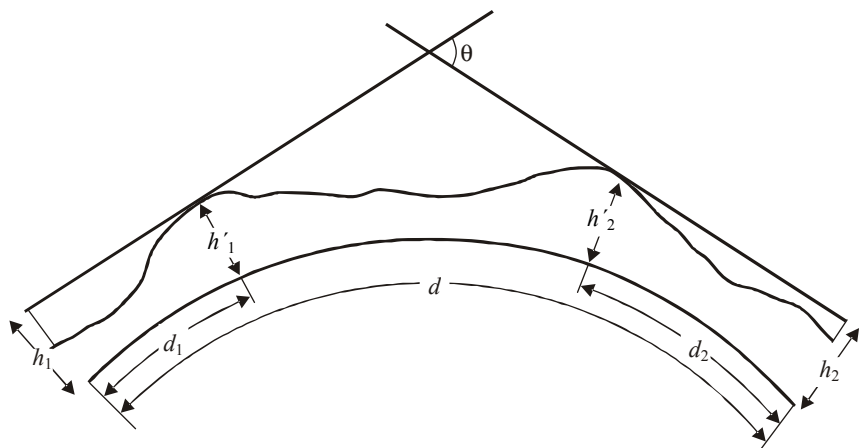
d : 路径长度（公里）

a : 地球的6370公里半径

k : 中间折射条件的有效地球半径因数（应使用 $k = 4/3$ ，除非已知更准确的数值）

且天线高度（ $h_{1,2}$ 和 $h'_{1,2}$ ）（米）及距离（ $d_{1,2}$ ）（公里）见图14。

图 14
散射几何



radio_propag-14

对其他年度时间百分比, [Rice及其他人, 1967年]的论文给出了一套作为有效距离和气候函数的曲线。在该方法中, 为考虑世界各地不同地理情况, 特确定了九种无线电气候: 赤道; 大陆亚热带; 海洋亚热带; 沙漠; 地中海; 大陆温带; 海洋温带, 陆上; 海洋热带, 海上; 南北极。当然这是一种十分粗线条的划分, 可能需要对当地地理条件进行重大修改。ITU-R P.617建议书简短介绍上述气候。

第二种方法以在欧洲和非洲进行的测量为基础, 且为全图形方法。该方法为下列气候制定了曲线图: 赤道; 海洋亚热带; 沙漠; 大陆温带; 海洋温带, 陆上。曲线所示为最差月份和全年的若干时间百分比(1%、10%、50%、90%、99%和99.9%)期间1 GHz上电离天线之间的传输损耗, 可用于无线电接力系统的设计[Boithias及Battesti, 1965年]。对于1 GHz以外的频率而言, 相关因数(dB)为30对数($f/1000$), f 以MHz表示。

在该方法中, 曲线假设地平线可由仰角为零度的链路的每一端点看到。如果仰角分别等于 θ_1 和 θ_2 (弧度), 则实际距离应由等效距离 d_q (公里)代替, 具体由下列等式给出:

$$d_q = d + 8.5(\theta_1 + \theta_2) \quad (134)$$

此外, 必须在所计算的损耗中加上下一项:

$$20 \log(d/d_q) \quad (135)$$

最近, 中华人民共和国[Zhang, 1988年]制定了一种简单且准确性较高的方法, 其最初形式源于[Zhang, 1977年], 其中散射区域的应用形式为:

$$\sigma = A\lambda^n \theta m e^{-\gamma h} \quad (136)$$

其中 λ 为波长, θ 为散射角, h 为从散射体积基础到地球表面的高度, A 、 n 、 m 和 γ 分别为气象参数。带有 λ 和 θ 的因数代表散射机制的特性, 当 $n = m - 4$ 时, 它为湍流散射, 当 n 和 m 采取其他值时, 它也可以成为非相干层散射。指数因数代表对高度不均匀程度的依赖性。最初传输损耗的理论形式通过在中国获得的传播数据首次调整其气候参数得到修改, 然后通过无线电通信第3研究组的数据库得到修改。通过该程序获得了十分简单的年度传输损耗中值等式。此外, 作为年度变化的特性, 人们认为不超过50%和90%的时间传输损耗之间的差的形式为:

$$Y(90) = a' + b' e^{-c'h} \quad (137)$$

其中 a' 、 b' 和 c' 是待定常数, h 为散射体积基础至地球表面的高度。常数 a' 和 c' 取决于气候, 常数 b' 取决于 ΔN_S (表面折射)的年度变化范围、频率和气候。

4 传播损耗预测

本节介绍的材料主要以ITU-R P.526建议书为基础, 特别是有关衍射的ITU-R P.526-3和ITU-R P.526-9建议书以及有关散射的ITU-R P.617建议书。由于这些建议书涉及的实际案例有限, 因此请读者参考上一节引述的参考文献清单。另一方面而言, 有关在此所用的传输损耗概念的细节可参见ITU-R P.341建议书。

路径剖面分析

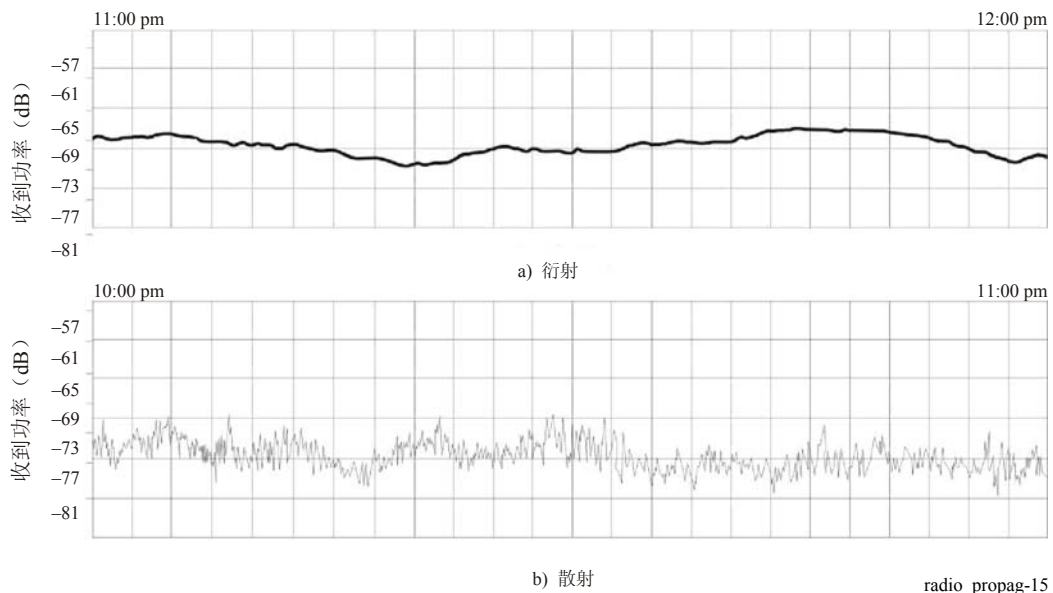
分析时首先通过修改地形仰角(以包括对流层折射效应)来在线性标度图上画出路径剖面。由于缺乏可用的有关等效地球半径的信息, 因此可参考8 500公里的标准数值。

一旦打出路径剖面图，则可开始确认主要传播机制（衍射或散射）。如图12所示，即使在视距路径中，也可能存在衍射效应。干涉和衍射区域之间的分离（图12中的 d_1 ）与首个Fresnel区半径等于0.6的通路间隙点相对应（见ITU-R P.530建议书）。

衍射与散射区域之间的分离（图12中的 d_2 ）难以定义。实验数据表明，存在一个衍射和散射机制均必须得到考虑的中间区域，该区域通常位于离发射天线站址100至150公里的地方。在这种情况下，最好通过两个机制评估衰减损耗，并针对特定应用使用其中最为合适的机制（规划时采用更高衰减，进行干扰计算时采用更低衰减）。为具体说明情况，图15[Assis, 1986年]表明位于亚马逊地区（赤道气候）的300 MHz链路（135公里长）的收到功率变化示例。

图 15

位于赤道区域的UHF链路所收功率记录示例



白天，对流层散射传播机制为主要机制，收到功率在约10 dB的范围内大幅波动。夜间，信号行为大为不同。在对流层分层影响下，收到功率缓慢变化，未出现日间所看到的快速波动。

4.1 衍射损耗

在地球表面传播中，路径常常出现衍射，因此有必要估算在球形地球表面出现的衍射或不规则地形表面出现的衍射造成的传输损耗，包括由不同类型障碍物造成的衍射。在上述两种情况下，衍射损耗的基准是相对于自由空间的衰减。

4.1.1 球形地球上的衍射

为评估超视距路径上的衍射情况，ITU-R P.526建议书介绍一种数字方法以及一种图形方法，二者均通过相同近似得出，即，剩余级数第一项的支配性。数字方法的主要基础是美国主管部门的一份文稿，图形方法源于法国主管部门提交的一份文稿。该两种方法所采用的上述近似均有助于评估距离和天线高度产生的影响。

应当指出，在VHF及高于VHF的频段内，带有任何地表类型的横向极化或任何陆上纵向极化的地球表面的电气特性效应均可忽略不计。然而，在300 MHz以内频率的海上纵向极化中，该效应必须被考虑在内。为此，ITU-R P.526建议书描述的数字方法包括取决于有效相对介电常数 ϵ 和地球有效导电性 σ 的 β 参数[Boithias, 1983年]。同样的考虑也适用于图形解决方案，在该方法中必须在每种情况下均使用一对不同的列线图。

对带有分路径衍射的视距路径而言，建议在衍射区（第一个Fresnel区半径0.6的间隙，其中相对于自由空间的衰减为零）和无线电地平线之间使用线性插入。

4.1.2 刀刃衍射

只有在障碍物曲率半径可被忽略的情况下（如，两终端具有共同地平线的路径）该极为理想的模式才具有意义。ITU-R P.526建议书阐述一种适用于衍射区域、用以评估由刀刃效益造成的相对于自由空间的传输损耗的近似等式[Boithias, 1983年]。

4.1.3 单个圆形障碍物

ITU-R P.526建议书采用的该解决方案以Dougherty和Maloney [1964年]和Dougherty及Wilkerson [1967年]的工作为基础。上述作者提出，可通过下列等式获得衍射损耗：

$$A = J(\nu) + T(m, n) \quad (138)$$

其中 $J(\nu)$ 是Fresnel-Kirchoff损耗，它假设存在单一尖锐障碍物（刀刃）和 $T(m, n)$ - 纠正函数，以考虑障碍物的规格（ m 及 n ）。参数 ν 通过下列等式定义：

$$\nu = [2]^{1/2} h/F_1 \quad (139)$$

其中 h 是从连接发射和接收天线的线路处测得的路径阻挡， F_1 是在障碍物所处地方评估获得的第一个Fresnel区半径。另一方面，上述作者在最初计数法中，将函数 $T(m, n)$ 表示如下：

$$T(m, n) = T(\rho) + Q(X) \quad (140)$$

其中：

$$T(\rho) = 7.2\rho - 2\rho^2 + 3.6\rho^3 - 0.8\rho^4 \quad (141)$$

及

$$Q(X) = \begin{cases} 12.5 X & \text{for } 0 < X < 4 \\ 17 X - 6 - 20 \log X & \text{for } X \geq 4 \end{cases} \quad (142)$$

条件是， $m = \rho^2$ ； $mn = X$ ； $\rho = (\lambda^2 R)^{1/3} / \pi^{1/6} F_1$ ； $X = (\pi R)^{1/3} \lambda^{2/3} h / F_1^2$ ，且 R 为障碍物曲率半径。

应用该解决方式的一个主要问题是确定障碍物的曲率半径。准确性可令人接受的一个实际可行的解决方案[Crysdale, 1958年；Assis, 1971年]是在抛物面反射器（安装在顶部附近的障碍物剖面上）的顶点使用曲率半径。如果能够获得带有地表拓扑的数字地图，则可轻而易举的实施这一程序。

4.1.4 双刀刃

ITU-R P.526建议书提议采用两种方法。由Epstein和Peterson [1953年]提议的方法最为简单，然而，现建议在[Millington及其他人, 1962年]的基础上做出纠正，以考虑刀刃之间的间隔。如果一个刀刃为主宰刀刃，则建议使用Deygout方法[Deygout, 1966年]。在这种情况下，不必要做出纠正。

4.1.5 多个孤立障碍物

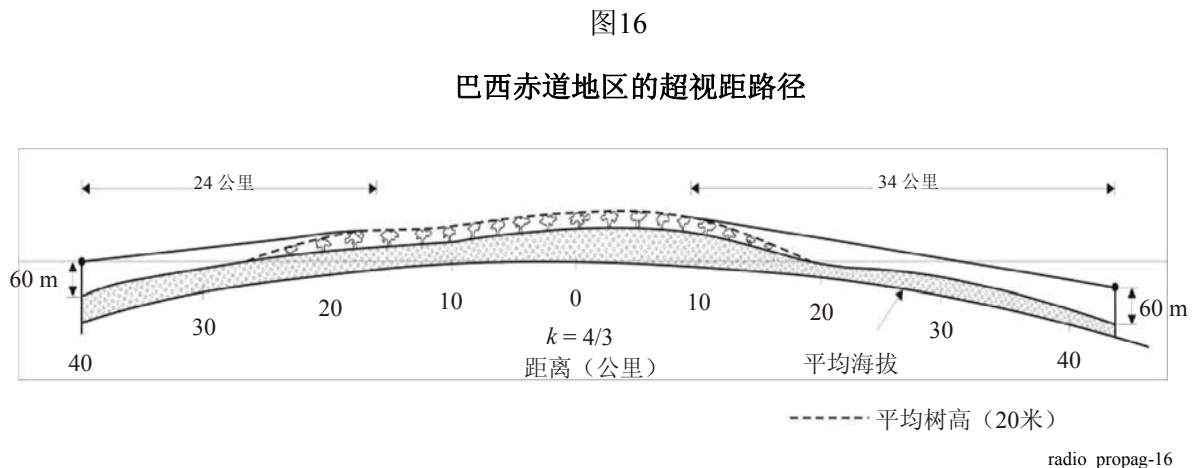
如前所述，ITU-R P.526建议书给出适用这一情形的两种方法，一种方法以级联安排的圆柱为基础，另一种方法则基于刀刃障碍物。级联圆柱方法的数学基础十分牢固，因为它得到了诸多实验结果的支持[Sharples和Mehler, 1989年及Eliades, 1993年]。刀刃方法以Deygout [1966年]提议的方式为基础，限于三个刀刃加一个实验纠正。相关结果表明，Deygout模式与衍射几何理论[Pogozelski, 1980年]十分兼容，但实验纠正没有实际意义，因为障碍物规格并未得到考虑。

人们必须认识到，刀刃模式更容易通过计算机代码实施，因此可作为规划的首要方式。然而，如果准确性至关重要，则最好采用级联圆柱方法。

4.1.6 应用示例

4.1.6.1 球形地球路径

图16所示为巴西Pará州Castanhal和Capanema市之间、位于亚马逊区域的328 MHz路径（84公里长）的剖面。



该路径的等效地球半径为8500公里，路径的大部分由密集的森林覆盖，其平均树高约为20米。尽管这并非一条真正的平滑球面地球路径，但还是使用了第4.2.1段所述的程序来计算衍射损耗。然而，为确保物理问题的完整性，保留了地平线之间的距离（26公里）以及从每一个终端到其地平线的距离（24公里和34公里）。

根据这些假设，确定了下列等效路径：

- 路径长度：84公里；
- A终端的等效天线高度： $h_A = 34$ 米；
- B终端的等效天线高度： $h_B = 68$ 米。

在这些数据基础上，可十分简单地评估衍射损耗，即：

- 距离损耗： -36.2 dB（带列线图时为36.0 dB）；
- A终端的高度增益： -1.9 dB（带列线图时为 -1.5 dB）；
- B终端的高度增益： 5.4 dB（带列线图时为5.0 dB）。

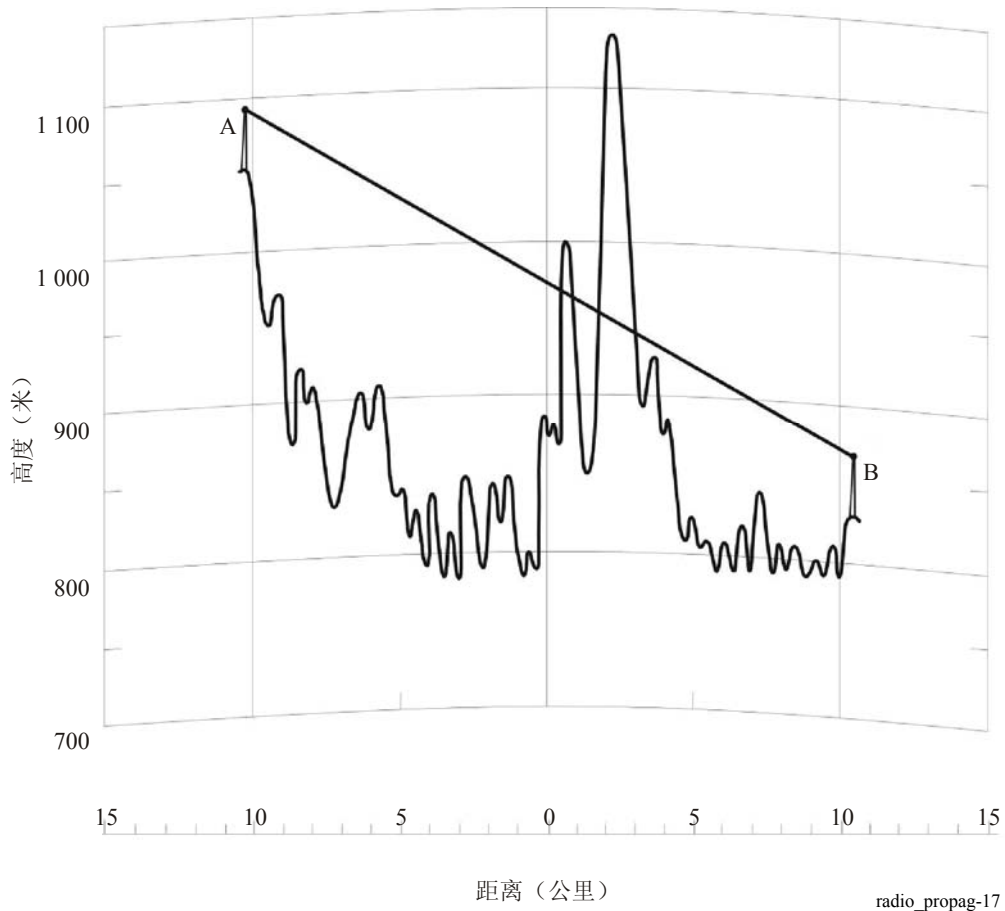
之后得出的相对于自由空间的衍射损耗为32.7 dB（或在带列线图时为36.5 dB）。这些数值非常符合所测得的数值（34.8 dB）。

4.1.6.2 单障碍物上的衍射

图17所示为巴西圣保罗州Bragança Paulista和Piracaia市之间300 MHz路径（20.5公里长）的衍射剖面。路径图的等效地球半径为8 500公里。

图 17

单圆障碍物上的衍射



从上图得出的基本参数为：

$$d_1 = 12.5 \text{ km}; \quad d_2 = 8.0 \text{ km}; \quad h_a = 1086 \text{ m}; \quad h_b = 865; \quad h_n = 1135 \text{ m}; \quad R = 1500 \text{ m}$$

当 $\lambda = 1$ 米时，根据ITU-R P.526建议书，可通过下列等式得到参数 ν ：

$$h = h_n + d_1 d_2 / (2ka) - (h_a d_2 + h_b d_1) / d = 190 \text{ m} \quad (143)$$

$$\nu = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} = 3.8 \quad (144)$$

R 、 d_1 、 d_2 、 h 和 λ 采用自相容单位。

a) Fresnel-Kirchoff 损耗

ITU-R P.526 建议书给出:

$$J(v) = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v - 0.1)^2 + 1} + v - 0.1 \right) = 24.4 \text{ dB} \quad (145)$$

b) 障碍物曲率造成的附加衰减

应用 ITU-R P.526 建议书得出:

$$m = R \left[\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2} \right] \Bigg/ \left[\frac{\pi R}{\lambda} \right]^{1/3} = 0.018 \quad (146)$$

$$n = h \left[\frac{\pi R}{\lambda} \right]^{2/3} \Bigg/ R = 35.5 \quad (147)$$

R 、 d_1 、 d_2 、 h 和 λ 采用自相容单位。

$$T(m, n) = 7.2 m^{1/2} - (2 - 12.5 n)m + 3.6 m^{3/2} - 0.8 m^2 = 9.1 \text{ dB} \quad (148)$$

c) 总衍射损耗

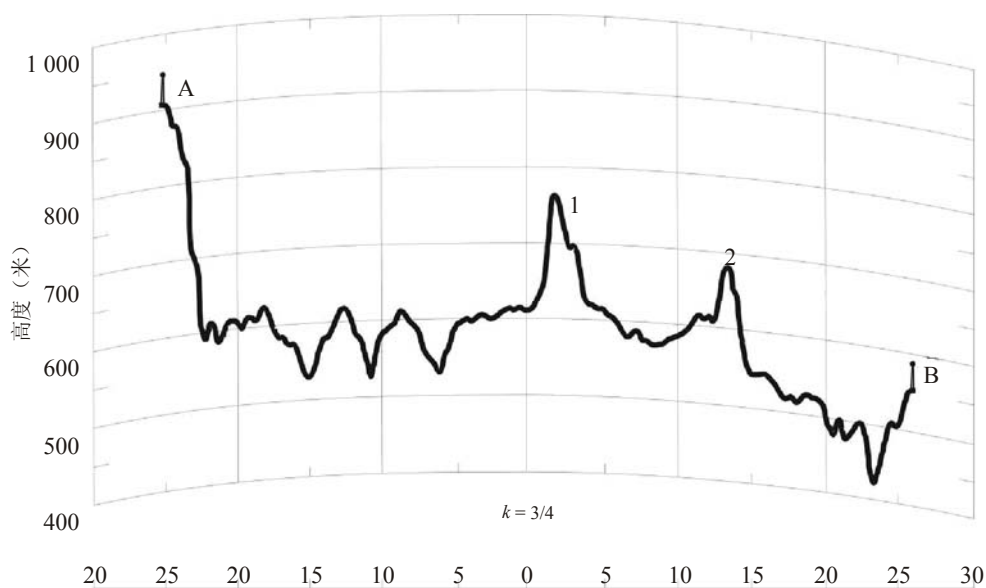
$$A = J(v) + T(m, n) = 33.5 \text{ dB} \quad (149)$$

测得的、相对于自由空间的衍射损耗为 34.9 dB。

4.1.6.3 多障碍物上的衍射

图 18 所示为巴西 Goiás 州 Caçu 市附近两个无线电接力站之间的 312.27 MHz 衍射路径 (50.6 公里, $\lambda = 0.94$ 米) 的剖面图。

图 18
两个圆障碍物上的衍射



距离 (公里)

路径图的等效地球半径为8 500公里。从上述图中得到的基本参数为：

$$a = 26.6 \text{ km}; b = 11.8 \text{ km}; c = 12.2 \text{ km}; h_a = 943 \text{ m}; h_b = 591 \text{ m}; h_{n1} = 762 \text{ m}; h_{n2} = 684 \text{ m}$$

障碍物1和2的曲率半径分别为1 500米和1 000米。

有关级联圆柱方法，ITU-R P.526建议书给出了相对于自由空间的、单位为dB的总衍射损耗：

$$L_d = L'_1 + L'_2 - 20 \log C_2 \quad (150)$$

其中：

L'_1 ：通过ITU-R P.526建议书所给方法计算的第一个圆柱的衍射损耗

L'_2 ：第二个圆柱与上相同

C_2 ：为考虑由连续圆造成的衍射的扩展损耗而采用的纠正因数。

可使用下列等式计算纠正因数 C_2 ：

$$C_2 = (P_a/P_b)^{0.5} \quad (151)$$

$$P_a = abc(a+b+c) \quad (152)$$

$$P_b = ac(a+b)(b+c) \quad (153)$$

采用与上一个示例相同的方法计算得出的障碍物1和2的参数 $h'_{1,2}$ 和 $v'_{1,2}$ 为 $h'_1 = 17$ 米， $v'_1 = 0.27$ ， $h'_2 = 14.5$ 米， $v'_2 = 0.27$ 。

那么：

$$J(v_1) = J(v_2) = 8.4 \text{ dB} \quad (154)$$

按照与上一示例相同的方法计算参数 m_1 、 n_1 和 m_2 、 n_2 ，得出 $m_1 = 0.011$ ， $n_1 = 3.32$ ， $m_2 = 0.011$ 和 $n_2 = 3.24$ 。

由障碍物曲率造成的附加损耗为：

$$T_1(m_1, n_1) = T_2(m_2, n_2) \cong 1.2 \text{ dB} \quad (155)$$

可通过下列等式得出考虑障碍物之间间隔的纠正项：

$$C_2(\text{dB}) = 10 \log (P_a + P_b) = -1.9 \text{ dB} \quad (156)$$

因此超量损耗变为：

$$L = J(v_1) + T_1(m_1, n_1) + J(v_2) + T_2(m_2, n_2) - C_2 = 21.1 \text{ dB} \quad (157)$$

此链路中测得的超量损耗为23 dB。

另一种替代方法是使用级联刀刃方法。使用Deygout结构的第一个步骤是确定主刀刃，即具有最高 v 值的峰值。

对障碍物1而言， $d_1 = d_a = 26.6$ 公里； $d_2 = (d_b + d_c) = 24$ 公里； $h_n = 762$ 米； $R = 1500$ 米，得出：

$$h_1 = h_n + d_1 d_2 / (2ka) - (h_a d_2 + h_b d_1) / d = 41.6 \text{ m} \quad (158)$$

$$v_1 = h_1 \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} = 0.54 \quad (159)$$

对障碍物2而言, $d_1 = (d_a + d_b) = 28.4$ 公里; $d_2 = d_c = 12.2$ 公里; $h_n = 684$ 米; $R = 1000$ 米, 得出:

$$h_2 = h_n + d_1 d_2 / (2ka) - (h_a d_2 + h_b d_1) / d = 35.7 \text{ m} \quad (160)$$

$$v_2 = h_2 \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} = 0.54 \quad (161)$$

由于两个障碍物的 v 值相同, 因此可指定其中任何一个为主要障碍物。在该示例中, 障碍物1为主要障碍物。

通过下列等式可得出与主要障碍物相关的损耗:

$$J(v_1) = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v_1 - 0.1)^2 + 1} + v_1 - 0.1 \right) = 10.6 \text{ dB} \quad (162)$$

与第二个障碍物相关的损耗是新的 h'_2 和 v'_2 参数的函数 (通过 $d_1 = d_b = 11.8$ 公里; $d_2 = d_c = 12.2$ 公里; $h_a = 762$ 米; $h_b = 591$ 米; $h_n = 684$ 米; $R = 1500$ 米) 得出:

$$h'_2 = 14.5 \text{ m} \quad (163)$$

$$v'_2 = 0.27 \quad (164)$$

$$J(v'_2) = 6.9 + 20 \log \left(\sqrt{(v'_2 - 0.1)^2 + 1} + v'_2 - 0.1 \right) = 8.4 \text{ dB} \quad (165)$$

ITU-R P.526建议书给出了实验纠正 C :

$$C = 10.0 + 0.04 (d_a + d_b + d_c) = 12 \text{ dB} \quad (166)$$

参数 T 通过下列等式得出:

$$T = 1.0 - \exp[-J(v_1)/6.0] = 0.83 \quad (167)$$

最后, ITU-R P.526建议书给出了衍射损耗:

$$L = J(v_1) + T [J(v_2) + C] = 27.5 \text{ dB} \quad (168)$$

4.2 对流层散射传输损耗

ITU-R P.617建议书给出的50%以上时间不被超过的、年度中间损耗 $L(q)$ 估算方法主要基于 [Zhang, 1988年] 制定的方法, 后者本身在某种程度上以早期的方法 [Rice及其他人, 1967年和Boithias及Battesti, 1965年] 为基础, 且其基础已在第3.2段得到介绍。下列等式为不超过 $q\%$ 的时间的年度传输损耗的普通表达式:

$$L(q) = M + 30 \log f + 30 \log \theta + 10 \log d + 30 \log \theta + L_N + L_c - G_t - G_r - Y(q) \quad (169)$$

其中除此前定义的参数 (f 、 d 、 L_c 、 θ 、 G_t 和 G_r) 外, M 为气象因数, L_N 包括取决于公共体积高度的传输损耗, $Y(q)$ 为50%和 $q\%$ 的时间内不被超过的传输损耗之间的差。

为阐明上述建议书第3节所述的分步骤程序与本《手册》第3.2节所讨论的三种实验方法之间的联系, 必须说明:

- a) 根据实验数据，ITU-R P.617建议书给出的气象因数 M 和大气结构参数 γ 的数值为第3.2节所述各种气候的数值；
- b) ITU-R P.617建议书给出的高于地面的公共体积高度是近似表达式（假设超过两终端地平线的路径段在平滑地球上）。在实践中，可通过路径几何准确确定这一高度；
- c) 如前所述， $q\%$ 时间的转换因数 $Y(q)$ 由回归技术得出（该技术采用无线电通信第3研究组关于气候2、6、7a和7b的数据库），并以气候1、3和4的、由[Rice及其他人，1967年]给出的 $Y(90)$ 的三种曲线为基础（对这三种气候，不存在可使用回归技术的数据）。

此外，超过50%的时间的平均最差月份中间传输损耗分布通过平均年度分布确定（后者通过基于Boithias和Battesti [1965年]给出的曲率而得到的转换因数得出）。

最后，ITU-R P.617建议书还考虑了分集接收。关于横向和纵向空间分集的等式源于[Fehlhaber和Grosskopf, 1967年]。另一方面而言，在频率分集方面，所建议的间隔源于[Fehlhaber, 1967年]。该建议书还讨论了角度分集。用于接收端的一个简单的此类系统所提供的性能可与空间分集系统媲美，并比后者经济许多[Surenian, 1965年]。因此，人们认为角度分集性能与频率分集相当，尽管前者的传输损耗略有增加。

4.2.1 路径天线增益

在超视距无线电接力系统中，无线电能量的传输是各大气不均匀性（由发射天线照明）的再辐射和产生，因此到达接收站的无线电波并非平面波，所以接收天线的表面增益低于自由空间增益（该增益由平面波确定）。由于同样的原因，天线波束宽度似乎也大于平面波。这种增益降低被称作“孔径-至-媒介耦合损耗”或“增益劣化”。

对该现象的理论分析[Rice及其他人，1967年]表明，增益下降取决于天线增益和距离。然而实践经验与该理论预测向反，前者表明增益劣化在150公里至500公里的路径上与距离无关[Boithias和Battesti, 1964年]，至少在温带环境下如此。

根据实验数据，得出了下列实验等式[Boithias, 1983年]，用于计算作为两个天线自由空间增益之和的参数的对流层散射链路的总体有效增益 G_e ：

$$G_e = (G_t + G_r) \exp\left(-\frac{a^4}{1+a^4}\right) \quad (170)$$

其中：

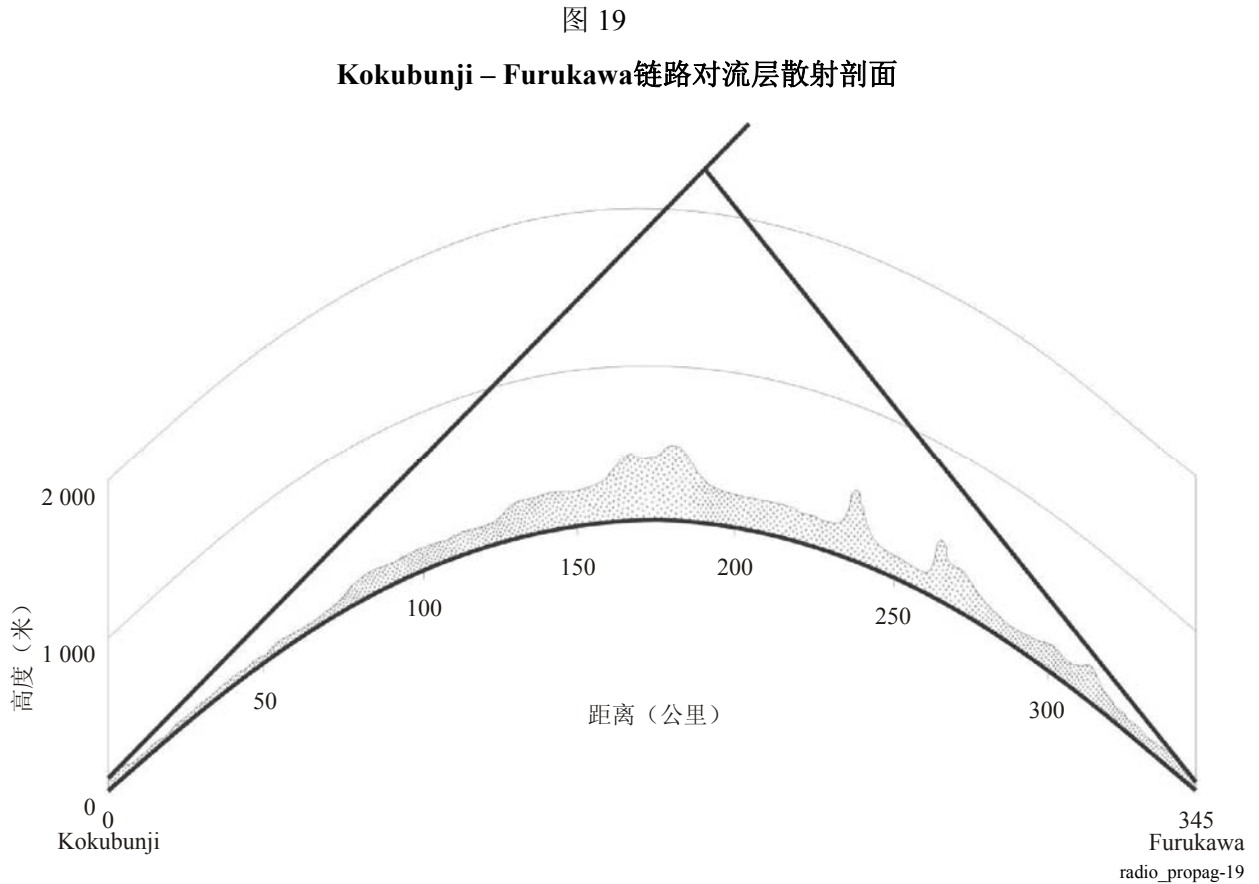
$$a = \frac{G_t + G_r}{148}$$

该公式也适用于 $G_t + G_r < 120$ dB的情况以及两个天线的增益类似的情况。

数字分析表明，[Boithias, 1983年]给出的公式和ITU-R P.617建议书等式(10)给出的公式差的平均值为-0.24 dB， G_e 在50至100 dB之间时，a r.m.s.值为0.61 dB。

4.2.2 应用示例

图19所示为日本Kokubunji与Furukawa之间的一条对流层散射链路剖面图。



纬度和经度为：

Kokubunji: 35° 42' 24" N; 139° 29' 18" E

Furukawa: 38° 34' 22" N; 140° 57' 51" E

基本参数为： $f = 600$ MHz； $d = 345$ 公里； $h_1 = 103$ 米； $h_2 = 25$ 米； $h'_1 = 104$ 米； $h'_2 = 80$ 米； $d_1 = 4$ 公里； $d_2 = 8$ 公里； $G_t + G_r = 56$ dB。

采用ITU-R P.617建议书建议的分步骤程序来计算传输损耗。

步骤1：确定链路的相关气候。这是一条纬度在35° N和39° N之间的陆上链路，周围地形崎岖不平。据报道，月平均表面折射每年高达约60N-单位。按照ITU-R P.617建议书的气候描述，该链路的相关气候应为6类，即大陆温带气候。

步骤2：确定气象和大气结构参数 M 及 γ 。ITU-R P.617建议书给出的6类气候的两个参数为：

$$M = 29.73 \text{ dB}; \quad \gamma = 0.27 \text{ km}^{-1} \quad (171)$$

步骤3：计算散射角度 θ 。可采用ITU-R P.453建议书计算链路周围区域表面1公里层的年度折射中间下降值，并得出：

$$\Delta N \approx 40 N - \text{units} \quad (172)$$

因此，中间折射条件的有效地球半径因数为：

$$k = 1/(1 - a \Delta N \times 10^{-6}) \cong 4/3 \quad (173)$$

其中 a 为真实地球半径，即6370公里。发射和接收地平线角度分别为：

$$\theta_t = (h'_1 - h_1)/d_1 - d_1 \cdot h_1/(2ka) \cong 0.2 \quad \text{mrad} \quad (174)$$

$$\theta_r = (h'_2 - h_2)/d_2 - d_2 \cdot h_2/(2ka) \cong 6.7 \quad \text{mrad} \quad (175)$$

按照ITU-R P.617建议书：

$$\theta = d \times 10^3/(ka) + \theta_t + \theta_r = 47.7 \quad \text{mrad} \quad (176)$$

步骤4：估算公共体积高度的效应 L_N 。按照ITU-R P.617建议书并在 $\gamma(\text{公里}^{-1}) = 0.27$ (climate 6)时：

$$H = 10^{-3} \theta d/4 = 4.1 \quad \text{km} \quad (177)$$

$$h = 10^{-6} \theta^2 ka/8 = 2.4 \quad \text{km} \quad (178)$$

$$L_N = 20 \log(5 + \gamma H) + 4.34 \gamma h = 18.56 \quad \text{dB} \quad (179)$$

步骤5：估算不超过 q 百分比的转换因数 $Y(q)$ 。可通过ITU-R P.617建议书给出的等式估算 $Y(q)$ ：

$$Y(90) = -2.2 - (8.1 - 2.3 \times 10^{-4} f) \exp(-0.137 h) = -7.9 \quad \text{dB} \quad (180)$$

按照该同一建议书：

$$Y(q) = C(q) \cdot Y(90) \quad \text{dB} \quad (181)$$

其中 $C(50) = 0$, $C(99) = 1.82$ and $C(99.9) = 2.41$ ，因此：

$$Y(50) = 0 \text{ dB}; \quad Y(99) = -14.41 \text{ dB}; \quad Y(99.9) = -19.1 \quad \text{dB} \quad (182)$$

步骤6：估算孔径-至-媒介的耦合损耗 L_c 。按照ITU-R P.617建议书：

$$L_c = 0.07 \cdot \exp[0.055 (G_t + G_r)] = 1.52 \quad \text{dB} \quad (183)$$

步骤7：估算 $q\%$ 的时间不被超过的年度平均传输损耗 $L(q)$ 。根据等式(169)，并在 $M = 29.73$ (climate 6)时：

$$L(50) = 152.9 \quad \text{dB}; \quad L(90) = 160.8 \quad \text{dB} \quad (184)$$

$$L(99) = 167.3 \quad \text{dB}; \quad L(99.9) = 172 \quad \text{dB} \quad (185)$$

所测的年度传输损耗为：

$$L_{meas}(50) = 151.8 \quad \text{dB}; \quad L_{meas}(90) = 162.8 \quad \text{dB} \quad (186)$$

$$L_{meas}(99) = 169.8 \quad \text{dB} \quad (187)$$

在分别为50%、90%和99%的时间内，预测误差为0.9 dB、-2 dB和-2.5 dB。

ITU-R P.617建议书还给出了将年度分布转换为最差月份分布的一种分步骤方法。

步骤8: 确定 $q\%$ 的时间内平均年度传输损耗与平均最差月份传输损耗之间的差 $\Delta L(q)$ 。可通过下列等式得到等效距离:

$$d_e = 0.4 \text{ ka} \times 10^{-3} = 400 \text{ km} \quad (188)$$

ITU-R P.617建议书表明6类气候的、400公里等效距离的下列 $\Delta L(q)$ 的值:

$$\Delta L(50) = 5.9 \text{ dB}; \quad \Delta L(90) = 5.1 \text{ dB} \quad (189)$$

$$\Delta L(99) = 4.4 \text{ dB}; \quad \Delta L(99.9) = 4.0 \text{ dB} \quad (190)$$

步骤9: 在平均传输损耗 $L(q)$ 中增加二者之差 $\Delta L(q)$, 从而估算 $q\%$ 的时间内的平均最差月份传输损耗 $L_w(q)$:

$$L_w(50) = 158.6 \text{ dB}; \quad L_w(90) = 165.9 \text{ dB} \quad (191)$$

$$L_w(99) = 171.5 \text{ dB}; \quad L_w(99.9) = 176 \text{ dB} \quad (192)$$

不存在有关最差月份的数据。

4.2.3 测试结果

对各种方法进行了测试[Zhang, 1988年; Rice及其他人, 1967年和Boithias及Battesti, 1965年]。表6所示为测试结果, 为简单起见, 上述方法分别被称作I、II和III。

4.2.4 合并损耗及其变化率

4.2.4.1 频率效应

人们普遍认为, 电离层天线之间的长期中间传输损耗(基本传输损耗)随最高为3 GHz的频率的第三次方而增加, 并与相对于自由空间的衰减成线性关系。在采样时间低于一小时时, 相对于自由空间的衰减与频率的相关性在 f^2 和 $f^{1/3}$ 之间变化[Eklund和Wickerts, 1968年]。此外, 在法国对462和2 220 MHz的两条链路(分别为325和165公里)的测量表明, 对频率的依赖规律为1%的时间是 f^2 , 99%的时间是 f (长链路), 且在短链路上, 1%的时间是 $f^{1.5}$, 99%的时间是 $f^{0.5}$ 。该依赖性在夏季高于冬季, 特别是在短链路上[Boithias和Battesti, 1983年]。

4.2.4.2 长期和短期传输损耗变化

通过实验观察到了缓慢和快速场强变化两种情况。缓慢衰落主要由大气折射条件的总体变化造成, 快速衰落由小规模不规则性的变化造成。每小时的中间传输损耗分布很好地说明了缓慢变化情况, 根据气候条件, 该变化与4 dB至8 dB之间的标准偏差约成对数正态。

快速衰落是变量数量、非相干成分和幅度(呈瑞利分布)共同作用的结果。通过最多为五分钟的时段的分布分析发现这种情况接近真实。如果其他类型信号也出现于所收到信号, 则可能修改这种分布。实验表明, 当正面气流经过链路时, 会出现突然的深度快速衰落。航空器反射会带来明显的快速衰落。

在VHF频率上, 快速衰落为每分钟几次, 在UHF上为几个赫兹。现已根据时间自动关联函数研究了快速衰落, 并提供了信号保持不变的短时期内的平均衰落频次。平均衰落频次的中间值几乎与路径长度和载频成正比, 并随天线直径的增加而略有减少。衰落速度在数字信号传输中尤为重要, 可通过分集接收技术减缓快速衰落效应。

将衰落进一步分为两个部分（缓慢和快速衰落）是一种十分随意的做法，其目的仅仅是便于对这种现象做出数学分析。必须在所收到的信号电平中的缓慢变化中增加快速波动，最终可推导出所收信号的定律，同时牢记瑞利变量的平均值本身是一个符合对数正态定律的随机变量。为便于实际应用，特提供了合并缓慢和快速衰落分布的图形方法[Panther, 1972年]。

表 6

对流层散射路径预测误差

时间百分比

路径编号.	50%			90%			99.9%		
	I	II	III	I	II	III	I	II	III
908	2.4	0.1	6.9	2.1	-2.4	5.3			
1440	-5.5	-10.5	-5.7	-6.9	-11.1	-9.0	-9.0	-12.7	-12.7
1441	-0.9	-6.0	-1.1	-1.1	-4.9	-2.4	-0.8	-3.8	-3.0
2064	1.7	-3.2	1.9	3.5	0.7	2.4	4.7	3.6	2.6
2272	-4.4	-6.3	1.5	-5.6	-10.2	-1.5	-5.3	-12.2	-2.8
2273	5.0	3.3	10.8	5.5	1.2	9.8	5.5	-1.0	8.6
2304	0.7	0.4	11.1	-2.3	-5.2	6.6	-2.7	-7.7	4.9
2305	0.6	-3.8	3.7	-0.1	-5.5	1.2	0.6	-5.8	0.3
2306	-4.9	-5.1	5.5	-3.1	-5.9	6.0	-0.8	-5.6	7.3
2307	0.9	-3.3	4.1	3.9	-1.3	5.5	7.3	1.2	7.6
4901	2.9	-0.2	6.1	3.3	2.7	8.2	6.3	7.7	12.6
5006	3.5	-1.2	5.0	7.1	3.5	7.2	4.1	1.4	3.0
5009	-2.0	-6.0	3.9	-2.3	-4.8	2.5	-6.9	-8.4	-3.2
9009	0.9	-0.9	14.9	-0.7	-2.7	12.4	-1.4	-3.6	10.8
9018	2.5	-1.6	2.5	1.1	0.1	1.1	0.3	1.9	0.3
9019	0.7	-1.2	5.6	1.5	0.8	5.4			
9034	3.7	1.8	10.8	1.8	-1.4	7.6	1.5	-2.9	6.1
9041	0.0	-2.6	6.4	7.4	5.9	10.0	10.5	10.0	10.0
9042	0.0	-1.1	-0.5	-4.1	-4.6	-4.7	-7.9	-7.9	-8.6
9043	0.0	0.7	4.6	6.9	7.6	-9.4			
9045	-0.4	-2.8	4.0	-3.2	-7.7	-0.7	-2.7	-8.9	-1.7
9046	0.1	-2.0	4.5	0.6	-3.2	3.9	2.5	-2.6	4.8
A	-3.7	-9.1	-2.7						
B	-0.6	-4.3	1.4						
C	-3.6	-7.6	-0.5						
平均误差	0.0	-2.9	4.2	0.7	-2.2	3.9	0.3	-3.0	2.5
r.m.s.误差	2.7	4.4	6.2	4.0	5.2	6.5	5.2	6.8	7.0

4.2.4.3 季节和昼夜变化

在大多数气候条件下，传输损耗在一年当中的不同季节发生重大变化。传输损耗的最大昼夜变化发生于下午晚些时候，最小变化出现于上午。

在温带气候条件下，月中间损耗往往在冬季高于夏季，陆上路径（150至200公里）的损耗范围在10至15 dB，但随着距离的加长，损耗降低。夏天的昼夜变化最为明显，在100至200公里的陆上路径上，变化范围在5到10 dB之间。海上路径比陆上路径更容易受到超折射和提高层的影响，因此变化更大。海拔较低的平坦沿海区域的路径情况也是如此。

干燥炎热的沙漠地带的衰减在夏季最高，月中间值的年变化范围在15至20 dB之间（200至300公里的链路），但也随着距离的加长而减少。在这些气候条件下，小时中间值的变化甚至超过了20 dB。

在赤道气候环境下，年度和昼夜变化小很多，最严重的传输损耗发生在雨季。

在季风气候环境下进行的测量（塞内加尔和巴巴多斯）表明，每年有两次高传输损耗发生，一次在旱季，另一次在雨季。应当指出，在这些气候环境下， N_S （接近地球表面的折射）的最大值出现于雨季。

5 传播造成的失真

多路径时延造成的失真会为模拟链路带来调制间噪声，并为数字链路带来符号间干扰。多路径时延 T_m 是对时域中所收波形宽度的测量（在该时域中通过频道传送单一脉冲功能）。其相反形式称作相干带宽 B_c ，该带宽从实际角度讲，定义了可用或可传送带宽[Hall, 1979年; Boithias, 1983年]。如果被传送信号 B 完全在 B_c 之内，或被传送数字信号的脉冲持续时间大大高于 T_m ，则不会产生重大效应。然而，如果信号带宽逐渐加宽，或数字信号比特率逐步增加，则所收信号会日益失真，从而在模拟系统中出现越来越强的调制间噪声，并在数字系统中出现更多的由符号间干扰造成的误码率。

对流层散射传播中的多路径时延的范围根据路径几何和天线波束宽度在0.1至1.0 μs 之间。可通过理论方法计算该参数[Bello, 1969年]。然而，除其在数学方面的复杂性外，它仅部分与实验数据相吻合[Roda, 1988年]。可通过考虑与天线波束公共体积规模相关的相移，初步估算出 T_m ，即由下列等式得出路径差 Δd ：

$$\Delta d(m) = (\Omega^2 + \Omega\theta) \frac{d \times 10^3}{2} \quad (193)$$

其中 Ω 是天线的3 dB波束宽度， θ 和 d 如图14显示，角度单位为mrad，距离单位为公里。因此，可按如下方法确定 T_m (μs)：

$$T_m(\mu\text{s}) = \Delta d / (3 \times 10^2) \quad (194)$$

在模拟链路方面，评估调制间噪声十分困难，且目前尚未完全解决这一问题。目前存在一些近似方法[Medhurst, 1959年; Beach和Trecker, 1963年; Sunde, 1964年]。在法国进行的实验研究[Battesti和Boithias, 1971年]表明：

- 提高天线增益可加宽可传输带宽，但增益劣化也随之加大（即，超过约30 dB的增益）；
- 如果其他条件相等，则可传输带宽取决于所述气候区的大气结构；
- 距离加长，可使用带宽缩减，但制约该现象的规律并非在各种气候条件下一成不变；
- 当发射角为正数时，可用带宽更窄，而发射角为负数时，可用带宽更宽。

在最高比特率为2 Mbit/s的数字链路中，多路径失真往往不是问题，然而，如果比特率更高，则作为 T_m/T 比函数的误码率增加，其中 T 是所发送符号的持续时间。若 T_m/T 的最高值为0.2~0.3，则误码率的增加（BER）可忽略不计，但超过该限值时，误码率快速增加。应对多路径失真的最有效对策是结合使用分集接收和自适应均衡。如果最大限度地缩小散射角和天线波束宽度（从而最大限度地降低公共体积内的最大路径差），则也可以解决该问题。

6 分集技术

分集系指同时接收两个或更多承载相同信息的信号。为克服所收信号的变化效应，必须在对流层散射无线电链路中使用分集接收。为改善接收，分集信号之间必须尽可能不具备相互关联性。典型的分集配置为：空间分集；频率分集；角度分集；极化分集和时间分集。

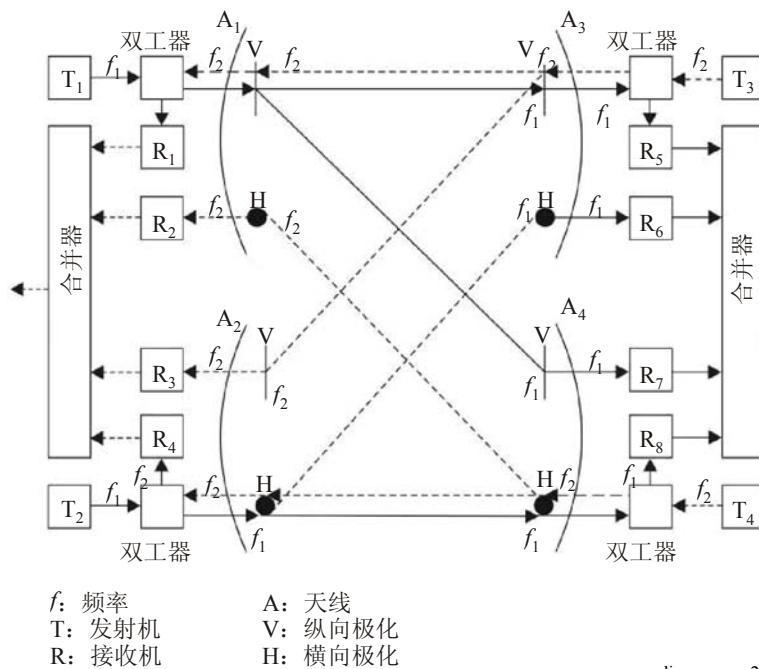
6.1 空间分集

这是最常用的配置。现有系统通常采用四重极化分集，每个终端有两个交叉极化天线，以便将到达每一接收天线的两个信号分开（如图20所示）。

这种四重分集系统的设计至关重要，因为无线电路径只在某种程度上为独立路径，因此必须谨慎选择天线分割，以得到可令人接受的解相关[Larsen, 1980年]。有时也使用双重空间分集。虽然双重分集终端较四重分集终端更为经济，但却付出了可靠性方面的代价，因为后者即使在一个发射机发生故障时依然可以运行（性能降低）[Roda, 1988年]。

图 20

四重空间分集配置



Fehlhaber和Grosskopf [1967年]对空间分集效应进行了研究。空间分集系统中两个接收天线的充分间隔 Δh 取决于由空间相关函数决定的尺度长度，并取决于接收天线的直径。由于尺度长度的统计特性，因此应采用一个在1%的时间内被超出的值。ITU-R P.617建议书给出了横向和纵向分离的 Δh 的实验公式。

6.2 频率分集

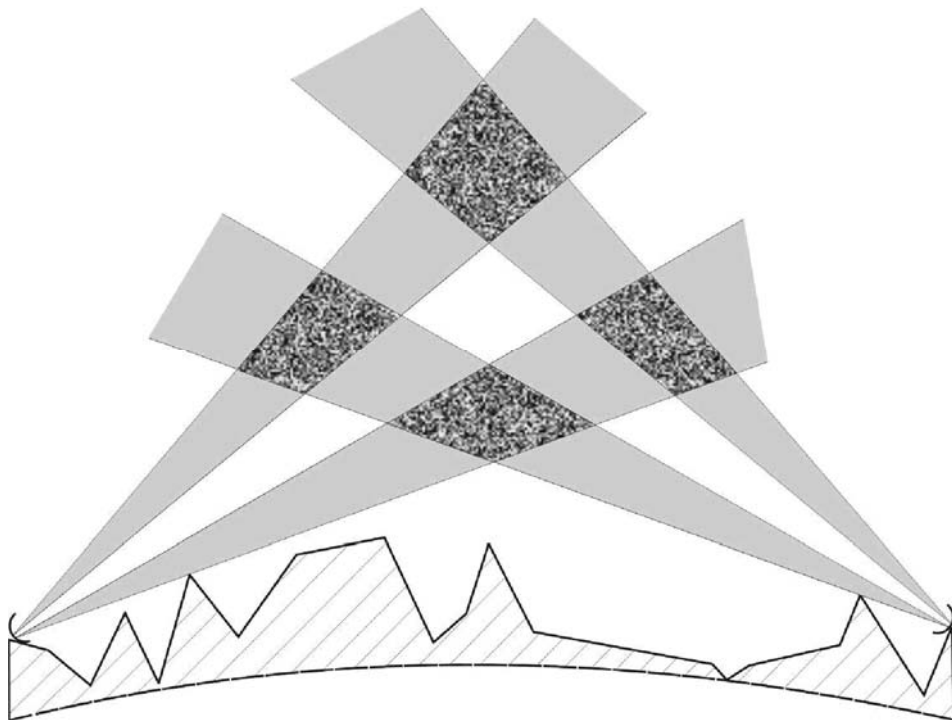
通常人们建议在无线电频谱出现阻塞时不采用这种配置。频率相关系数随路径长度出现的变化已得到研究[Fehlhaber, 1967年]。该作者还研究了相关的频率间隔 Δf 。按照该研究结果，ITU-R P.617建议书给出了一种实际可行的公式，作为纵向方向频率、天线直径、散射角和尺度长度的函数。

6.3 角度分集

在接收天线上使用纵向显示的馈源，以便如纵向空间分集一样，产生不同的纵向间隔公共数值。在双重分集系统中，信号在一个波束中传送，并在位于两个不同到达角两个单独波束中接收。虽然两个波束也可以实现横向间隔，但实验发现纵向间隔能带来好的多的结果[Roda, 1988年]。在四重分集系统中，信号在两个波束的相同频率上发送，从而产生四个公共体积（如图21所示）。

各路径的解相关相对合理，但如果路径具有不同衰减，则必须极为谨慎。ITU-R P.617建议书给出了波束间角度间隔的一种实际可行的公式。

图 21
角度分集



6.4 极化分集

实验证明，该配置不能带来分集增益，但是，如合并采用空间分集（见图21），则其极化鉴别有利于分割相同频率上传送的两个正交极化信号，并通过在馈源上使用正交探头在接收天线上分离这些信号。

6.5 时间分集

信息信号在高于平均衰落率的相反数的时间间隔内反复得到传送。在多路径情况下可实现某种时间分集，具体是当带宽足够宽的信号 $B > B_c$ 得到传送时实现（此时多路径可被视作产生一系列回声）。被Roda [1988年]称作隐式分集的该多路径分集可通过采用特殊调制技术、信号编码等实现。跳频和自适应均衡是在实践中得到采用的该类技术。

6.6 合并技术

实践中存在四种可行的分集合并技术系统：

- a) 扫描分集：选择装置按固定顺序对频道进行扫描，直到发现高于预设门限的信号，然后在该信号低于门限之前一直使用该信号，之后按照同样的固定顺序对其他频道进行扫描，直到再次找到高于上述门限的一个信号。
- b) 选择分集：该技术是比上述交换技术更为复杂的一种技术，它对最佳可用信号进行选择。
- c) 最大比分集：合并之前，分集信号以与噪声功率成反比的方向被放大，目的在于实现一种合并的信号噪声比，该信号噪声比在任何时候均等于或优于最佳信号噪声比。
- d) 相等增益分集：在获得相同放大增益之后，将所有分集信号进行合并。

图22和23分别对双重和四重分集系统的选择、最大比和相等增益技术做出比较[Brennan, 1959年]。

最常用的合并技术是最大比技术，尽管相等增益技术可使设备和维护工作更加简单，同时仅在性能方面略有牺牲（四重分集系统的性能仅损失约1 dB）。

6.7 分集增益

从图22和23中可以看出，使用分集结果可获得每一个时间百分比的分集增益，且该增益随着时间百分比的增加而提高。例如，选择型的双重分集系统在99.9%的时间内可获得15 dB的分集增益，因为低于中间值28 dB的信号被提高至低于中间值13 dB。

但必须指出，常用以表示各种分集配置有效性的分集增益一词并非标准定义，例如，在某些情况下，该术语系指减少信号降低至不可用电平的时间百分比的分集。

图 22
双重分集分布曲线

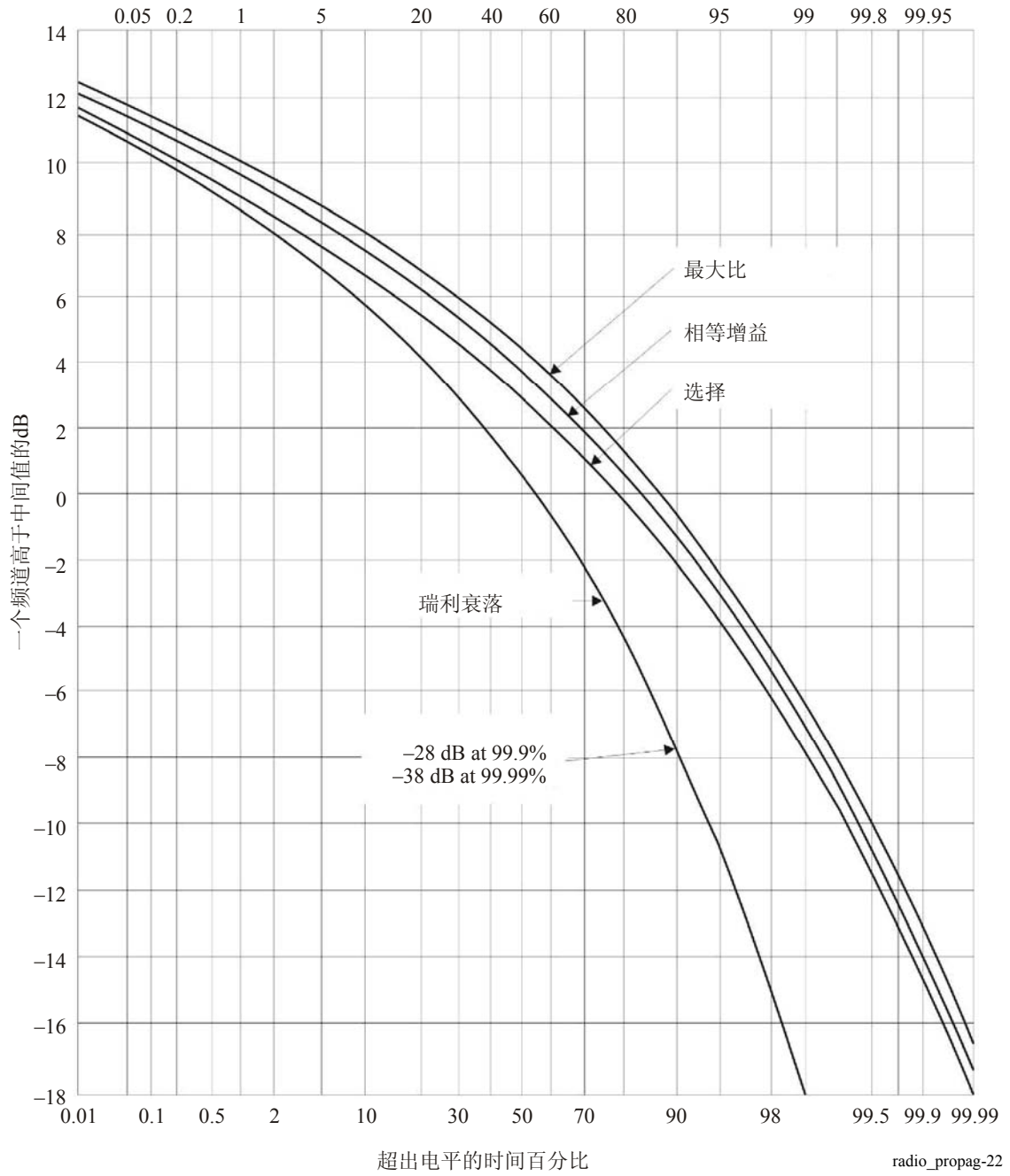
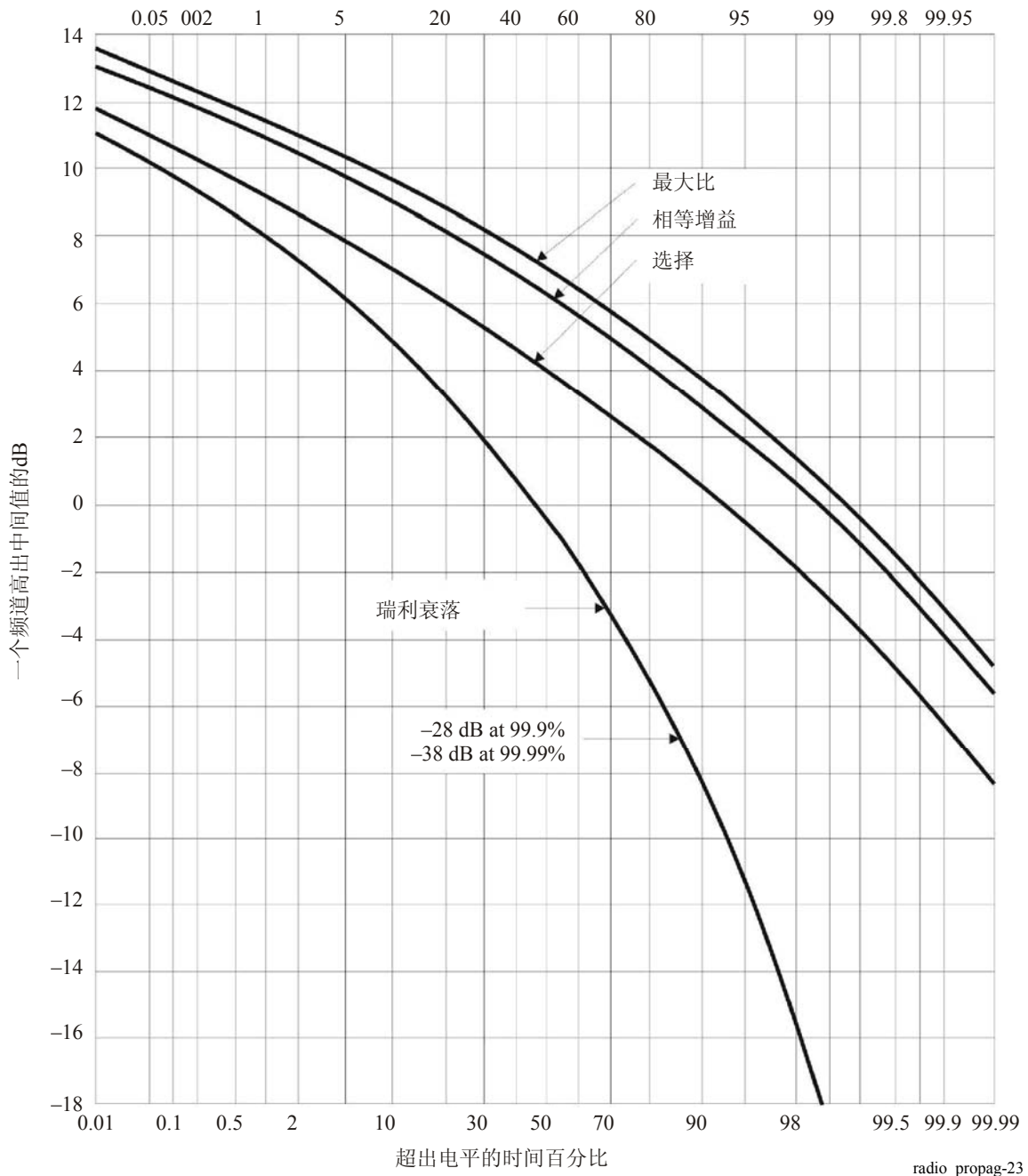


图 23
四重分集分布曲线



参考文献

- ASSIS, M. S. [1971] A simplified solution to the problem of multiple diffraction over rounded obstacles. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 19, p. 292-295.
- ASSIS, M. S. [1982] Effect of lateral profile on diffraction by natural obstacles. *Radio Sci.*, Vol. 17, 5, p. 1051-1054.
- ASSIS, M. S. [1986] Tropospheric propagation at low latitude areas. IEEE Global Telecommunications Conference, Houston, TX, United States of America.

- BARNETT, W. T. [1979] Microwave line-of-sight propagation with and without frequency diversity. *Bell BSTJ*, Vol. 49, 8, p. 1827-1871.
- BATTESTI, J. and BOITHIAS, L. [1971] Nouveaux éléments sur la propagation par hétérogénéités de l'atmosphère. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 26, p. 15-20.
- BEACH, C. D. and TRECKER, J. M. [1963] A method for predicting interchannel modulation due to multipath propagation in FM and PM tropospheric radio systems. *BSTJ*, Vol. 42, p. 1-36.
- BELLO, P. A. [1969] A troposcatter channel model. *IEEE Trans. Comm. Techn.*, Vol. 17, p. 130-137.
- BOITHIAS, L. [1983] *Propagation des Ondes Radioélectriques dans l'Environnement Terrestre*. Editions Dunod, Paris, France.
- BOITHIAS, L. and BATTESTI, J. [1964] Etude expérimentale de la baisse de gain d'antenne dans les liaisons transhorizon. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 19, 9-10, p. 221-229.
- BOITHIAS, L. and BATTESTI, J. [1965] Les faisceaux hertziens transhorizon de haute qualité. *Ann. des Télécomm.*, Vol. 20, 7-8, p. 138-150.
- BOITHIAS, L. and BATTESTI, J. [1983] Propagation due to tropospheric inhomogeneities. *Proc. IEE*, Vol. 130, Part F, 7, 657-664.
- BOOKER, H. G. and GORDON, W. E. [1950] A theory of radio scattering in the troposphere. *Proc. IRE*, Vol. 38, p. 401-412.
- BORN, M. and WOLF, E. [1970] *Principles of optics*. Pergamon Press, Oxford, United Kingdom.
- BREMMER, H. [1949] *Terrestrial Radio Waves*. Elsevier Publishing Co., Amsterdam, Netherland.
- BRENNAN, D. G. [1959] Linear diversity combining techniques. *Proc. IRE*, Vol. 47, p. 1075-1102.
- BULLINGTON, K. [1947] Radio propagation at frequencies above 30 Mc/s. *Proc. IRE*, Vol. 35, 10, p. 1122-1136.
- CRYSDALE, J. H. [1958] Comparison of some experimental terrain diffraction losses with predictions based on Rice's theory for diffraction by a parabolic cylinder. *IRE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 6, p. 293-295.
- DEYGOUT, J. [1966] Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 14, p. 480-489.
- DOUGHERTY, H. T. and MALONEY, L. J. [1964] Application of diffraction by convex surfaces to irregular terrain situations. *Radio Sci.*, J. Res. NBS, Vol. 68D, p. 239-250.
- DOUGHERTY, H. T. and WILKERSON, R. E. [1967] Determination of antenna height for protection against microwave diffraction fading. *Radio Sci.*, Vol. 2, p. 161-165.
- DU CASTEL, F. [1966] *Tropospheric radiowave propagation beyond the horizon*. Pergamon Press, New York, United States of America.
- EKLUND, F. and WICKERTS, S. [1968] Wavelength dependence of microwave propagation far beyond the radio horizon. *Radio Sci.*, Vol. 3, 11, 1066-1074.
- ELIADES, D. E. [1993] Alternative derivation of the cascaded cylinder diffraction model. *Proc. IEE*, Part H, Vol. 140, p. 279-284.
- EPSTEIN J. and PETERSON, D. W. [1953] An experimental study of wave propagation at 850 Mc/s. *Proc. IRE*, Vol. 41, 5, p. 595-611.
- FEHLHABER, L. [1967] Selektiver Schwund, übertragbare Bandbreite und Frequenzdiversity auf troposphärischen Scatterstrecken im Frequenzbereich zwischen 1 GHz und 10 GHz. *Tech. Ber. FTZ*, No. 5589.
- FEHLHABER, L. and GROSSKOPF, J. [1967] Das elektromagnetische Feld am Empfangsort einer troposphärischen Scatterstrecke. *NTZ*, Vol. 20, p. 511-520.
- FOCK, V. A. [1965] *Electromagnetic diffraction and propagation problems*. Pergamon Press, New York, United States of America.
- FRIIS, H. T., CRAWFORD, A. B. and HOGG, D. C. [1957] A reflection theory for propagation beyond the horizon. *BSTJ*, Vol. 36, p. 627-644.
- FURUTSU, K. [1963] On the theory of radio wave propagation over inhomogeneous earth. *J. Res. NBS*, Vol. 67D, p. 39-62.

- FURUTSU, K. and WILKERSON, R. E. [1970] Obstacles gain in radio-wave propagation over inhomogeneous earth. *Proc. IEE*, Vol. 117, p. 887-893.
- FURUTSU, K. and WILKERSON, R. E. [1971] Optical approximation for the residue series for terminal gain in radio-wave propagation over inhomogeneous earth. *Proc. IEE*, Vol. 118, p. 1197-1202.
- GIOVANELI, C. L. [1984] An analysis of simplified solutions for multiple knife-edge diffraction. *IEEE Trans. Ant. Prop.*, Vol. 32, p. 297-301.
- HALL, M. P. M. [1979] *Effects of the troposphere on radio communications*. Peter Peregrinus Ltd, Stevenage, United Kingdom.
- HUFFORD, G. A. [1952] An integral equation approach to the problem of wave propagation over an irregular surface. *Quart. J. Appl. Math.*, Vol. 9, p. 391-404.
- LARSEN, R. [1980] Quadruple space diversity in troposcatter systems. *Marconi Rev.*, p. 28-55.
- MEDHURST, R. G. [1959] Echo distortion in frequency modulation. *Electron. Radio Eng.*, Vol. 36, p. 253-259.
- MILLINGTON, G. [1949a] Ground wave propagation over an inhomogeneous smooth earth. *Proc. IEE*, Part III, Vol. 96, p. 53-64.
- MILLINGTON, G. [1949b] Ground wave propagation across a land/sea boundary. *Nature*, Vol. 163, p. 128.
- MILLINGTON, G. and ISTEAD, G. A. [1950] Ground wave propagation over an inhomogeneous smooth earth. *Proc. IEE*, Part III, Vol. 97, p. 209-222.
- MILLINGTON, G.; HEWITT, R. and IMMIIRZI, F. S. [1962] Double knife-edge diffraction in field-strength prediction. *Proc. IEE*, Vol. 109C, p. 419-429.
- MONTEATH, G. D. [1951] Applications of the compensation theorem to certain radiation and propagation problems. *Proc. IEE*, Vol. 98, p. 23-30.
- OTT, R. H. [1971] An alternative integral equation for propagation over irregular terrain II. *Radio Sci.*, Vol. 6, p. 429-435.
- OTT, R. H. and BERRY, L. A. [1970] An alternative integral equation for propagation over irregular terrain. *Radio Sci.*, Vol. 5, p. 767-771.
- PANTHER, P. F. [1972] *Communications systems design – Line-of-sight and troposcatter systems*. Mcgraw-Hill, New York, United States of America.
- POGOZELSKI, R. J. [1980] A note on some common diffraction links models. *Radio Sci.*, Vol. 17, p. 1536-1540.
- RICE, P. L.; LONGLEY, A. G.; NORTON, K. A. and BARSIS, A. P. [1965 (Rev. 1967)] Transmission loss predictions for tropospheric communications circuits. NBS Tech. Note 101, Vols. 1 and 2, U.S. Dep. of Commerce. (Available as AD687-820, Natl. Tech Inf. Serv., Springfield, Va.)
- RODA, G. [1988] *Troposcatter radio links*. Artech House, Boston, United States of America.
- SHARPLES, P. A. and MEHLER, M. J. [1989] Cascaded cylinder model for predicting terrain diffraction loss at microwave frequencies. *Proc. IEE*, Part H, Vol. 136, p. 331-337.
- SUNDE, E. D. [1964] Intermodulation distortion in analog FM troposcatter systems. *BSTJ*, Vol. 43, p. 399-435.
- SURENIAN, D. [1965] Experimental results of angle diversity system tests. *IEEE Trans. Comm. Techn.*, Vol. 13, p. 208-219.
- VOGLER, L. E. [1982] An attenuation function for multiple knife-edge diffraction. *Radio Sci.*, Vol. 17, 6, p. 1541-1546.
- WAIT, J. R. [1974] Recent analytical investigations of electromagnetic ground wave propagation over inhomogeneous earth models. *Proc. IEEE*, Vol. 62, p. 1061-1072.
- WAIT, J. R. and CONDA, A. M. [1959] Diffraction of electromagnetic waves by smooth obstacles for grazing angles. *J. Res. NBS*, Vol. 63D, p. 181-197.
- ZHANG, M. [1977] Tropospheric scatter propagation. Monograph of China Research Institute of Radiowave Propagation.
- ZHANG, M. [1988] An Improved method for predicting the transmission loss due to troposcatter. International Symposium on Radio Propagation, Beijing, P. R. China.

第3部分

自由空间光链路

1 引言

ITU-R手册的该部分与自由空间光（FSO）链路的规划和设计有关。根据ITU-R P.1817建议书，它提供了与计算此类链路总衰减各种因素所占比例方法有关的背景信息。包括在其中的还有应在FSO系统设计中考虑的与额外事项有关的简要讨论以及一个应用事例。

2 设计FSO链路的初始考虑

在设计FSO链路时，必须考虑以下几种影响：由于大气吸收造成的损耗、散射和气溶胶、小气候环境和本地化效应、链路距离、错误指向、波长的选择、数据速率、眼睛安全问题以及周围环境的太阳衰减。

FSO系统要求在视线范围内（LOS）操作。当测试LOS时，由于FSO系统采用波束扩展和准直束，波束中心与任何遮挡物之间所需的净空等于波束的半径。这与射频系统相反，射频系统中需要的是菲涅尔（Fresnel）净空。

FSO系统的主要不足是易受衰减和散射等大气效应的影响，这些影响可能降低链路的可用性。而且，与射频系统相比，由于波束较窄，激光通信终端的对准比较关键，而射频系统则较为寻常。

设计FSO链路的一个关键参数是考虑功率预算。链路余量 M_{link} （dB）是接收机敏感度以上可用的功率，可由以下公式给出：

$$M_{link} = P_e - S_r - A_{geo} - A_{atmo} - A_{scintillation} - A_{system} \quad (195)$$

其中：

- P_e ：发射器的总功率（dBm）
- S_r ：接收机的灵敏度，取决于带宽（数据速率）（dBm）
- A_{geo} ：由于发射波束随着距离增长而分散造成的链路几何衰减（dB）
- A_{atmo} ：由于吸收和散射造成的大气衰减（dB）
- $A_{scintillation}$ ：由于大气气溶胶造成的衰减（dB）
- A_{system} ：代表所有其它取决于系统的损耗（dB），如错误指向损耗、接收机光学损耗、光束偏移损耗、周围环境光衰减（太阳辐射）等。

以下给定了规划FSO链路时这些术语的定义和计算以及初步的考虑。

对于FSO系统的成功运作而言，选择合适的链路位置是一个重要的问题。FSO链路的安装需要考虑主要气候条件、物理障碍物和路径上的表面类型以及收发信机的安装固定安排，以确保GEO的链路性能。

天气

- 所选链路路径附近的天气条件，特别是当地的气候学将影响到是否可能发生导致发射信号被吸收和散射的降雪、降雨、雨雾天气、云雾、悬浮微粒和灰尘/沙尘。

链路特性

- 显然要避免对接收机和发射机之间路径的物理遮挡。应牢记成年树木一年内高度可以增长0.5到1米且一年内树叶密度是变化的。
- 建筑物之间建立的链路应考虑可能导致热空气上升并穿过链路路径的热排气口 – 由此产生的气溶胶可在接收机端形成相当程度的散射。
- FSO视线路径以下的地势和表面类型可对链路的性能产生极大的影响。那些穿越河谷或穿越远海区域设置的链路将经常遇到更多的大雾情况。链路以下的建筑物结构也可能在其上方的空气中产生额外的热活性，这些热活性可能会引起接收信号的散射增长。

收发信及固定安装

- 绝大多数FSO系统波束宽度很窄，因而正确安装收发信机非常关键；任何未对准将产生严重的信号损耗。安装底座必须稳定且直接安排到承重墙上或单柱的顶部，此条对于确保一段时间内的可靠性能是重要的。应将不均匀热膨胀或风引起的震动而产生的移动最小化。

3 几何衰减

即使在晴朗的天气条件下，波束也会偏离且探测器接收到较少的功率。由于随着距离增加而出现的发射波束分散所导致的衰减称为几何衰减且由公式(196)给定：

$$A_{geo}(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{S_d}{S_{capture}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{\pi}{4} (d \theta)^2}{S_{capture}} \right) \quad (196)$$

其中：

- S_d : 发射波束距离d时的表面面积
- $S_{capture}$: 接收机截获面积（平方米）
- θ : 波束发散性（mrad）
- d : 发射机-接收机距离（公里）。

4 由于吸收和散射造成的大气衰减

自由空间光（FSO）链路由于地球大气对光的吸收和散射而受到损坏。由于大气的组成而与光线发生作用，通常大气包括各种不同的分子，小型悬浮粒子（气溶胶，雾）和沉降粒子（雨、雪和冰雹）。

激光功率的衰减由比尔定律（Beers' law）描述[Weichel, 1990]：

$$\tau(\lambda, d) = \frac{P(\lambda, d)}{P(\lambda, 0)} = \exp\{-\gamma(\lambda) \cdot d\} \quad (197)$$

其中：

- $\tau(\lambda, d)$: 距离为d，波长为λ的透射比
- $P(\lambda, d)$: 距离为d时的激光功率
- $P(\lambda, 0)$: 在源头的激光功率
- $\gamma(\lambda)$: 每单位长度的衰减或总消光系数

消光系统由两部分构成:

$$\gamma(\lambda) = A_a + S_a \quad (198)$$

其中 A_a 为吸收系数(A_a 代表所有潜在吸收系数之和,即分子吸收、气溶胶吸收)且 S_a 为散射系数(S_a 表示所有潜在散射系数之和,即分子散射,气溶胶散射,雾散射等)。

大气衰减 A_{atmo} 可写作两项之和:

$$A_{atmo} = A_{clear_air} + A_{excess} \quad (199)$$

其中:

A_{clear_air} : 晴朗空气下的衰减(由于气体分子的存在)

A_{excess} : 由于偶然的雾、薄雾、烟雾、蒙蒙细雨、雨、雪、冰雹而造成的衰减。

大气是一种随时间而变化的传输介质,因此 A_{atmo} 是一种随机过程。但是,通常在统计学的基础上处理对系统可用性所施加的限制以及由此产生的影响。链路余量 M_{link} ,表示一个给定系统在一个给定的范围内可以承受的衰减量。

4.1 晴空衰减

晴空条件下的衰减主要是由于气体分子的吸收而造成的衰减。在大气中以特定光学波长传播的辐射吸收产生于光子和原子或分子(N_2 、 O_2 、 H_2 、 H_2O 、 CO_2 、 O_3 等)之间的相互作用,从而导致入射光子消失以及温度升高。吸收系数取决于气体分子的类型及其浓度。

分子吸收是一种选择性现象,它导致大气的光谱透射,出现透明区域(称为大气透射窗口)和不透明区域(成为大气遮挡窗口)[Bouchet和其他人,2005及Andrews和Phillips,2005]在红外线频段具有高吸收率的重要大气分子有水、 CO_2 、臭氧和 O_3 。图24显示了采用LOWTRAN 7软件计算的、在频率(波数, $1/\lambda$)范围20至 $14,000\text{ cm}^{-1}$ – 600 GHz至420 THz内由于大气气体而产生的特定衰减[Gibbins,1999]。由于气体分子的尺寸远远小于波长,气体分子的散射衰减可以忽略不计[Pratt,1969]。

通常选择位于大气透射窗口内的激光波长,所以 A_{clear_air} 可以忽略不计[Weichel,1990]。在FSO系统中一般采用的波长接近690、780、850和1550纳米。但是,相对污染较轻的城郊地点,在高气溶胶含量的城市密集地区中的应用可能轻微地从一个不同的波长获益。

4.2 逾量衰减

逾量衰减被视为由偶发的雾、薄雾、烟雾、蒙蒙细雨、雨和雪颗粒造成的衰减。这些颗粒的出现导致了入射光通量称角度地再分布,称为散射并降低了原始方向中通亮传播。但是,没有与吸收类似的能量损耗。相对于传输激光波长的散射物的物理大小决定了散射的类型。表5显示了三种取决于散射物大小不同的散射方式以及波长与散射物衰减系数(有效截面)之间的大概关系。在表7中显示的还有属于可见光和红外波长的每一种方法的散射物类型[Kim和其他人,2000;McCartney,1976及Wallace和Hobbs,1977]。

图 24
红外波长的大气衰减

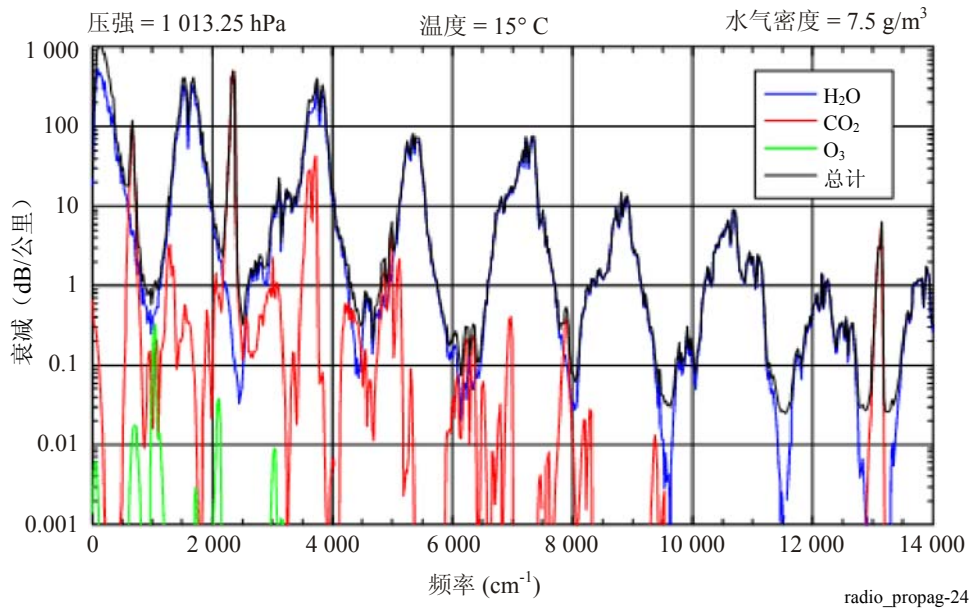


表7

取决于散射物大小 r 与波长 λ 的散射方式以及
波长和散射衰减系数 $Q(\lambda)$ 之间的大概关系

	瑞利散射	米氏散射	非选择性或几何散射
	$r \ll \lambda$ $Q(\lambda) \sim \lambda^{-4}$	$r \approx \lambda$ $Q(\lambda) \sim \lambda^{-1.6}$ to $Q(\lambda) \sim \lambda^0$	$r \gg \lambda$ $Q(\lambda) \sim \lambda^0$
散射物类型	空气分子 烟雾	烟雾 雾 气溶胶	雾 雨 雪 冰雹

由于瑞利方式的 $Q(\lambda) \sim \lambda^{-4}$ 关系，空气分子散射在总衰减系数中的比率可以忽略不计 [Pratt, 1969]。

对于远大于波长的微粒，可用几何光学描述散射而且不取决于激光波长。雨滴、雪、冰雹、小云滴和浓雾将按照几何方式散射激光 [Wallace和Hobbs, 1977]。

对于大小与波长相当的颗粒，可采用米氏散射方式。该理论较为复杂，但不言自明。雾和气溶胶颗粒是米氏散射过程的主要促成因素。

可采用一种分析方法，在该方法中，在从理论上获得的大气粒子的有效界面的基础上用假定的颗粒大小分布来进行 $\gamma(\lambda)$ 的计算预测。但是，气溶胶或雾的颗粒大小分布作为决定其物理和光学特性的重要阐述，难以见模或精心测量。

4.2.1 米氏散射（雾衰减的预测）

由于采用分析的方法来计算米氏散射造成的衰减并不总是非常实际，FSO研究采用了经验方法。在这些方法中，米氏散射造成的衰减系数与能见度有关。

能见度或可视距离在技术上定义为光降低到原始能量2%的距离或在质量上，能见度为刚刚可以分辨地平线上黑暗物体的距离 [Middleton, 1952]。能见度参数可轻易地测量并存储在气象站或机场的数据库中，使得采用该参数分布评估这些电信系统的本地性能成为可能。但是，需指出在机场收集的能见度数据并不一定代表在城区环境或农村环境下的条件，它们在地形和雨水的距离方面可能相差很大。

长期在FSO研究界被用来计算雾造成的衰减系数 $\gamma_{fog}(\lambda)$ (dB/公里) 的简化经验公式可在 [Weichel, 1990]中找到：

$$\gamma_{fog}(\lambda) = \frac{3.91}{V} \left(\frac{\lambda}{550 \text{ nm}} \right)^{-q} \quad (200)$$

其中：

V ： 能见度（公里）

λ ： 波长（纳米）

q ： 取决于散射粒子大小分布的系数。

已从经验数据 [Kim, 1997; Middleton, 1952]获得该系数，但仍有待于实验工作的检验。由 [Weichel, 1990和Pratt, 1969]给出的结果如下：

$$\begin{aligned} q &= 1.6 && \text{如果} && V > 50 \text{ km} \\ &= 1.3 && \text{如果} && 6 \text{ km} < V < 50 \text{ km} \\ &= 0.585V^{1/3} && \text{如果} && V < 6 \text{ km} \end{aligned} \quad (201)$$

为获得给定时间比例 p 超出的衰减值（即对于一个给定的概率），在该比例 p 中未超出的能见度值需要根据公式(205)得到。近期已经建议了对雾衰减计算的改进，但仍有待于试验工作的检验[Al Naboulsi和其他人, 2004及Kim和其他人, 2000]。表8显示了国际能见度代码（IVC），该代码与能见距离下的天气条件相关[Chu和Hogg, 1968及McCartney, 1976]。

表8

国际能见度代码天气条件[McCartney, 1976]
和降水[Chu and Hogg, 1968]及其能见度

天气条件	降水		能见度
		mm/hr	
浓雾 (Dense fog)			0米
			50米
浓雾 (Thick fog)			200米
			500米
中雾			770米
			1公里
轻雾	暴雨	100	1.9公里
			2公里
薄雾	大雨	25	2.8公里
			4公里
烟雾(霾)	中雨	12.5	5.9公里
			10公里
轻雾	小雨	2.5	18.1公里
			20公里
晴朗	蒙蒙细雨	0.25	23公里
			50公里
很晴朗			

4.2.2 雨衰减

具体的雨衰减 (dB/公里) 一般由关系式[Carbonneau和Wisely, 1998; Hiromoto, 1997及Akiba和其他人, 2004]给定:

$$\gamma_{rain} = k \cdot R^{\alpha} \quad (202)$$

参数 α 和 k 取决于位置, 其测量数值给定于表9中:

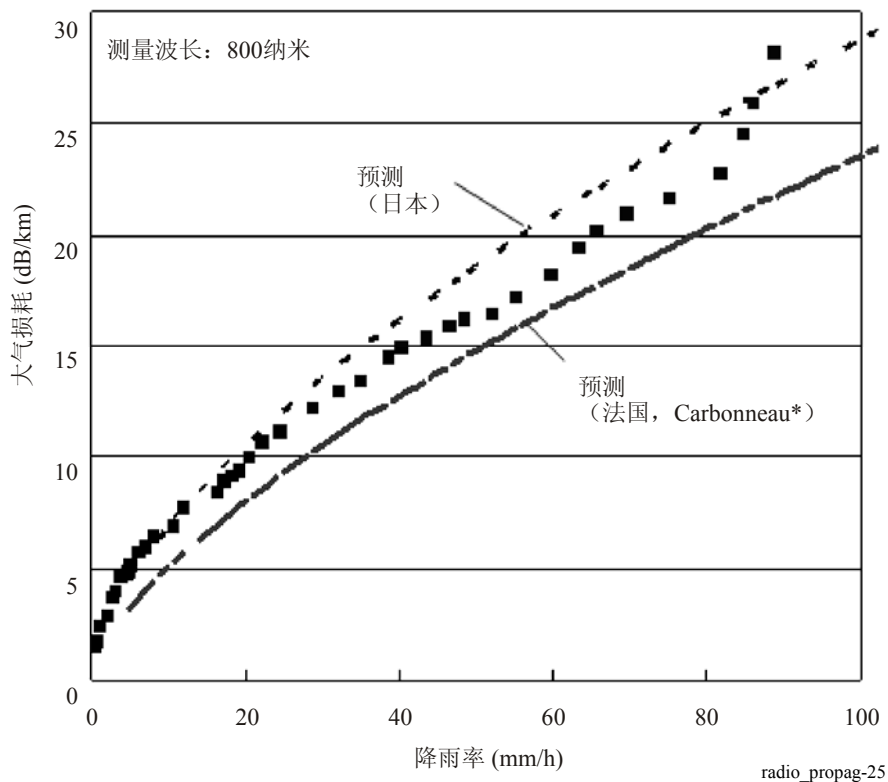
表9
用来预测具体雨衰减的参数

位置	k	α
日本	1.58	0.63
法国	1.076	0.67

ITU-R P.837建议书给定了任意地点平均年份给定百分比 p 的降雨率 $R(p)$ (mm/h)。公式(206)给定了百分比 p 的超出具体衰减电平值。

图25显示了 γ_{rain} 和降雨率 R 之间的关系，采用了表7中在日本测量到的数据参数。

图 25
由于降雨造成的大气衰减



4.2.3 雪衰减

作为降雪率函数的衰减由以下关系式给定：

$$\gamma_{snow} = a \cdot S^b \tag{203}$$

其中：

γ_{snow} ：由于雪造成的特定衰减 (dB/公里)

S ：降雪率 (mm/h)

A 和 b ：作为波长的函数且由以下关系式与波长 λ (纳米) 给定。

表10
用于估算降雪造成的具体衰减的参数

	a	b
湿雪	$0.0001023\lambda + 3.7855466$	0.72
干雪	$0.0000542\lambda + 5.4958776$	1.38

5 闪烁效应

第二个影响到光通信系统性能的主要大气过程为湍流引起的大气闪烁，这种闪烁可导致接收信号功率剧烈波动。

大气湍流产生临时性的小块空气，温度略有不同，密度不同且因而导致不同的折射率。由于光束漂移和闪烁，数据可能丢失，因为光束在这些不均匀折射率中传播时开始变形。每种相应的重要性取决于这些湍流元相对于激光束直径的大小。

如果湍流元的尺寸大于光束直径，激光束在整体上随机弯曲，如果光束漂移远离接收机孔径，则造成可能的信号损耗[Weichel, 1990及Kim和其他人, 1998]。对于光束漂移，尽管对波长依赖性较弱，较长波长的光束漂移要小于较短波长。尽管将窄光束保持在路径上可能是一个问题，起伏率仍是平缓的（在一两个kHz以下），如此可以使用跟踪系统。

更为常见的是，如果湍流元的尺寸小于激光束直径，射线转折和衍射将在激光束波前产生失真[Weichel, 1990]。这将在0.01 Hz和200 Hz频谱范围的接收机端的激光束强度中，导致短暂的活动，即闪烁。

对流层闪烁效应一般通过被观测信号振幅 χ (dB) 的对数进行研究（“对数振幅”），定义为其瞬时振幅和平均值之间的以分贝为单位的比率。波动的强度和速率（闪烁频率）随着波频率的增加而增加。对于一个平面波、低湍流和特定的接收机，闪烁变化 σ_x^2 (dB²) 可用以下公式表达：

$$\sigma_x^2 = 23.17 \cdot k^{7/6} \cdot C_n^2 \cdot L^{11/6} \quad (204)$$

其中：

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} : \quad \text{波数 (m}^{-1}\text{)}$$

$$L : \quad \text{链路长度 (米)}$$

$$C_n^2 : \quad \text{折射率结构参数 (m}^{-2/3}\text{)}。$$

闪烁的峰值振幅为 $4\sigma_x$ 且与闪烁相关的衰减等于 $2\sigma_x$ 。对于强烈的湍流，上述关系式给定的变化被发现达到饱和[Bataille, 1992]。参数 C_n^2 在光学波长[Vasseur和其他人, 1997]时，相对于毫米波长，数值不同。毫米波长的闪烁主要是由于湿度波动，而光学波长闪烁主要是温度的函数。人们可以在毫米波中获得等于平均湍流大约 $10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ 的 C_n^2 值（对于毫米波，通常我们有 $10^{-14} < C_n^2 < 10^{-12}$ ）以及在光波中低湍流等于大约 $2 \times 10^{-15} \text{ m}^{-2/3}$ 的 C_n^2 值（对于光波，通常我们有 $10^{-16} < C_n^2 < 10^{-13}$ ）[Bataille, 1992]。

图26给出了距离最大值2000米时各种类型湍流1.55 μm波长光波的衰减变化。显然，衰减随着湍流的增加而增加。表11总结了湍流对光波和无线电波传播的影响。应注意到，闪烁对低波长光波速的影响肯定要更强。

图 26
各种湍流类型在距离
为1.55米时由闪烁造成的衰减变化

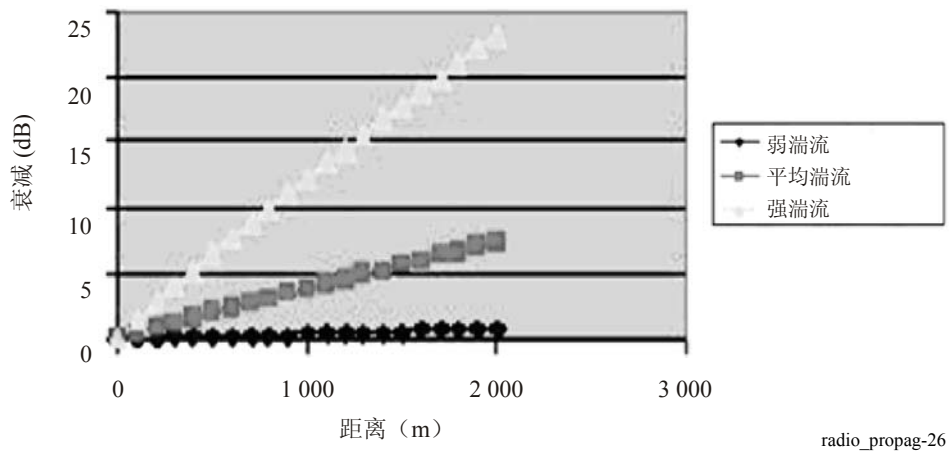


表11

闪烁造成的衰减摘要

	湍流		
	低	中	高
C_n^2 光波 ($m^{-2/3}$)	10^{-16}	10^{-14}	10^{-13}
衰减 (0.98 μm) (dB)	0.51	5.06	16.00
衰减 (1.55 μm) (dB)	0.39	3.87	12.25
C_n^2 毫米波 ($m^{-2/3}$)	10^{-15}	10^{-13}	10^{-12}
衰减 (40 GHz) (dB)	0.03	0.09	0.27
衰减 (60 GHz) (dB)	0.03	0.11	0.35

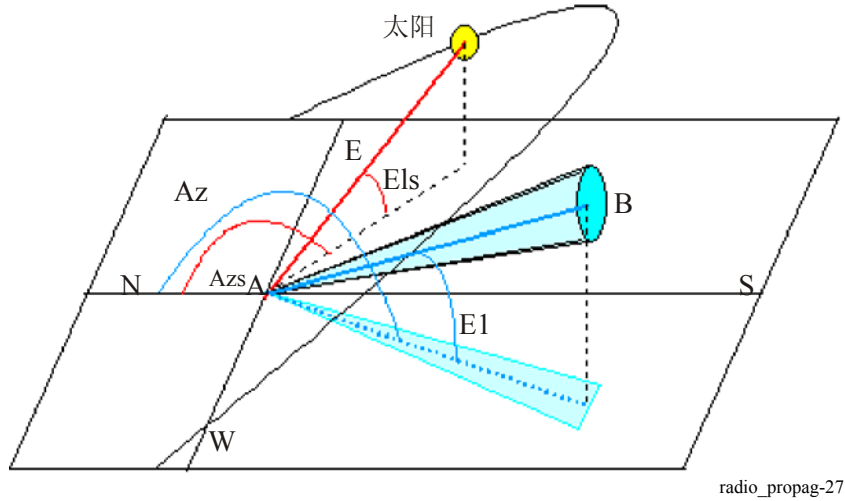
可通过采用多个发射光束或大接收孔径的方法来降低闪烁的波动[Churnside, 1991及Kim和其他人, 1997]。而且，为了将传输路径上闪烁的影响降到最低程度，FSO系统不应在靠近热表面的地方安装。由于闪烁随着高度增加而减小，建议FSO系统必须在屋顶以上安装 (>1 m) 且如果在类似沙漠的环境中安装，远离边墙。

6 环境光衰减

当太阳或太阳的反射图像位于或靠近光接收器瞬时视场 (IFOV) 时会发生“太阳汇集” (Solar conjunction)。通常接收IFOV至少与发射扩散一样大。当太阳的位置与光学链路平行且穿透进入接收机内的太阳功率大于从发射器接收到的功率时，该问题变得严重。

通常将接收机安排到太阳一直在离轴位置的地方可以减小太阳干扰。图27表示了天空中太阳路径和自由空间光链路的几何关系（A为接收机，B为发射机）。

图 27
图表显示的太阳路径与自由空间光链路



radio_propag-27

太阳辐射的功率 $P_{radiated}$ (W/平方米) 由以下公式定义:

$$P_{radiated} = 1200 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - E_{ls}\right) \quad (205)$$

其中 E_{ls} 为太阳高度(rad)。

接收功率由下式给定:

$$P_{solar} = F_{solar} \cdot P_{radiated} \cdot S_{capture} \cdot W_{receiver} / 100 \quad (206)$$

其中:

- F_{solar} : 作为波长函数的太阳谱功率
- $S_{capture}$: 接收机有效表面面积 (平方米)
- $W_{receiver}$: 接收机宽带 (width band) (纳米)。
- F_{solar} : 由以下关系式定义:

$$\begin{aligned} F_{solar} = & 8.97162055148876 \times 10^{-13} \lambda^5 - 4.64912739129745 \times 10^{-9} \lambda^4 \\ & + 9.37072684333339 \times 10^{-6} \lambda^3 - 9.066632383289905 \times 10^{-3} \lambda^2 \\ & + 4.05479801934347 \lambda - 5.70237282654237 \end{aligned} \quad (207)$$

其中 λ 为波长 (纳米)。

7 其它事项

在涉及FSO系统时应考虑的其它因素包括:

- 国际安全规章严格限制光系统的最大输出功率。对于1 550 纳米，监管部门允许大约比“对眼安全”激光高100倍的功率。与在850纳米附近操作的最短波长激光相比，这种激光类型主要的不足是成本问题。
- FSO收发信机可置于窗户之后。波束与窗户之间的夹角非常关键。该角度应尽量垂直，但略微成一定角度（5°），以减少波束至其接收器的反射。此外，一些窗户含有降低刺眼强光的玻璃或玻璃涂层。因为这些玻璃被特别用来反射红外线，其涂层可以将信号降低60%或更多。
- 低能见度将降低FSO系统的有效性和可用性。低能见度可能在一年或一天的一个特定时间段内发生。而且低能见度也可能是一种本地化的现象（冰海雾）。解决低能见度不良影响的一个方法是减小终端之间的距离，以此获得更大的链路余量，来应对恶劣的天气条件。

8 应用事例

采用了ITU-R P.1814建议书中建议的逐步程序来计算拥有以下特性系统的链路余量：

系统参数		
系统A	系统B	系统C
波长, $\lambda = 850$ 纳米	波长, $\lambda = 850$ 纳米	波长, $\lambda = 850$ 纳米
总输入功率, $P_e = 100$ mW	总输入功率, $P_e = 100$ mW	总输入功率, $P_e = 100$ mW
接收机灵敏度, $S_r = -46$ dBm	接收机灵敏度, $S_r = -46$ dBm	接收机灵敏度, $S_r = -46$ dBm
接收机截获表面, $S_{capture} = 0.005$ 平方米	接收机截获表面, $S_{capture} = 0.005$ 平方米	接收机截获表面, $S_{capture} = 0.005$ 平方米
波束发散性, $\theta = 2$ mrad	波束发散性, $\theta = 2$ mrad	波束发散性, $\theta = 2$ mrad
系统损耗, $A_{system} = 3$ dB	系统损耗, $A_{system} = 3$ dB	系统损耗, $A_{system} = 3$ dB
位置: 法国	位置: 法国	位置: 法国
路径长度, $d = 500$ m	路径长度, $d = 1\ 000$ m	路径长度, $d = 1\ 000$ m

在晴空条件下：

$$M_{link} = P_e - S_r - A_{system} - A_{geo} - \gamma_{clear_air} \cdot d^*$$

系统参数		
系统A	系统B	系统C
几何衰减 $A_{geo} = 21.96$ dB	几何衰减 $A_{geo} = 27.98$ dB	几何衰减 $A_{geo} = 40.02$ dB
$M_{link} = 41.04$ dBm	$M_{link} = 35.02$ dBm	$M_{link} = 22.98$ dBm

* 具体的晴朗衰减可忽略不计。

有雾条件下:

$$M_{link} = P_e - S_r - A_{system} - A_{geo} - \gamma_{clear_air} \cdot d - \gamma_{fog} \cdot d$$

能见度 $V = 200 \text{ m}$

系统参数		
系统A	系统B	系统C
$M_{link} = 32.61 \text{ dBm}$	$M_{link} = 18.15 \text{ dBm}$	$M_{link} = -44.49 \text{ dBm}$

能见度 $V = 1000 \text{ m}$

$M_{link} = 39.52 \text{ dBm}$	$M_{link} = 31.98 \text{ dBm}$	$M_{link} = 10.83 \text{ dBm}$
--------------------------------	--------------------------------	--------------------------------

小雨条件下 (降雨率 $R = 2.5 \text{ mm/h}$) :

$$M_{link} = P_e - S_r - A_{system} - A_{geo} - \gamma_{clear_air} \cdot d - \gamma_{rain} \cdot d$$

系统参数		
系统A	系统B	系统C
$M_{link} = 40.05 \text{ dBm}$	$M_{link} = 33.03 \text{ dBm}$	$M_{link} = 15.02 \text{ dBm}$

大雨条件下 (降雨率 $R = 2.5 \text{ mm/h}$) :

$$M_{link} = P_e - S_r - A_{system} - A_{geo} - \gamma_{clear_air} \cdot d - \gamma_{rain} \cdot d$$

系统参数		
系统A	系统B	系统C
$M_{link} = 36.39 \text{ dBm}$	$M_{link} = 25.72 \text{ dBm}$	$M_{link} = -14.22 \text{ dBm}$

参考文件

- AKIBA, M., WAKAMORI, K. and ITO, S. [2004] Measurement of optical propagation characteristics for free-space optical communication during rainfall. *IEICE Trans. Comm.*, Vol. E87-B, 7, p. 2053-2056.
- AL NABOULSI, M., SIZUN, H. and DE FORNEL, F. [2004] Fog attenuation prediction for optical and infrared waves. *Opt. Eng.*, Vol. 43, 2, p. 319-329.
- ANDREWS, L. C. and PHILLIPS, R. L. [2005] *Laser Beam Propagation through Random Media*. SPIE, Bellingham, Washington, United States of America.
- BATAILLE, P. [1992] Analyse du comportement d'un système de télécommunications optique fonctionnant à 0,83 μm dans la basse atmosphère. Thèse de doctorat, Université de Rennes, France.
- BOUCHET, O., SIZUN, H., BOISROBERT, C., DE FORNEL, F. and FAVENNEC, P. N. [2005] *Free-Space Optics: Propagation and Communication*. Hermes, p. 214. ISBN: 978-1-905209-02-6 / 1-905209-02-9.
- CARBONNEAU, T. H. and WISELY, D. R. [1998] Opportunities and challenges for optical wireless; the competitive advantage of free space telecommunications links in today's crowded market place. SPIE Conference on optical wireless communications, Vol. 3232, Boston, Massachusetts, United States of America.
- CHU, T. S. and HOGG, D. C. [1968] Effects of precipitation on propagation at 0.63, 3.5 and 10.6 microns. *BSTJ*, Vol. 47, p. 723-759.
- CHURNSIDE, J. H. [1991] Aperture averaging of optical scintillations in the turbulent atmosphere. *Appl. Opt.*, **30**, p. 1982-1994.
- GIBBINS, C. J. [1999] Propagation in the millimetric, submillimetric and infrared wavelength regions. A study for RACAL research. CCLRC RCRU-Rutherford Appleton Laboratory.
- HIROMOTO, N. [1997] Novel detector technologies for infrared communication and sensing. CRC International Topic Workshop on Space Laser Communication- Current Status and Future Perspectives, p. 90-95.
- KIM, I. I. *et al.* [1997] Measurement of scintillation and link margin for the TerraLink™ laser communication system. Wireless Technologies and Systems: Millimeter Wave and Optical. Proc. SPIE, 3232, p. 100-118.
- KIM, I. I., McARTHUR, B. and KOREVAAR, E. [2000] Comparison of laser beam propagation at 785 nm and 1 550 nm in fog and haze for optical wireless communications. Optical Wireless Communications III. Proc. SPIE, 4214, p. 26-37.
- McCARTNEY, E. J. [1976] *Optics of the Atmosphere*. J. Wiley & Sons, New York, United States of America.
- MIDDLETON, W. E. K. [1952] *Vision Through the Atmosphere*. University of Toronto Press.
- ONTAR [1999] *Fascode Atmospheric code: PcLn/Fascod 3P*. Published by ONTAR Corporation, North Andover, Massachusetts, United States of America.
- PRATT, W. K. [1969] *Laser Communications Systems*. J. Wiley & Sons, New York, United States of America.
- VASSEUR H. V., OESTGES, C. and VANDER VORST, A. [1997] Influence de la troposphère sur les liaisons sans fil aux ondes millimétriques et optiques. Propagation électromagnétique du décimétrique à l'angström, 3ièmes journées, Rennes, France.
- WALLACE, J. M. and HOBBS, P. V. [1977] *Atmospheric Science: An Introductory Survey*. Academic Press, Orlando, United States of America.
- WEICHEL, H. [1990] *Laser Beam Propagation in the Atmosphere*. SPIE Optical Engineering Press, Bellingham, WA, United States of America.
-



瑞士印刷
2009年，日内瓦
ISBN 92-61-12775-4
图片鸣谢：Shutterstock