

## ITU-R S.1061-1建议书\*

## 抗衰落策略和技术在卫星固定业务中使用

(1994-2007年)

## 范围

卫星系统是提供高速多媒体业务最为有效的方法之一。因射频（RF）频谱的限制和对高速业务需求而使用更高的频段，就有必要在卫星链路中对雨衰应用抗衰落策略。本建议书概述了这些技术，简要描述了卫星固定业务（FSS）抗衰落技术的规划与使用指南。

国际电联无线电通信全会，

## 考虑到

- a) 对卫星业务不断增长的需求给有限射频（RF）频谱带来的压力，促进人们使用更高的频段；
- b) 更高频率卫星系统的主要缺点之一便是降雨造成的大幅信号衰减；
- c) ITU-R S.353、ITU-R S.522、ITU-R S.614、ITU-R S.1062、ITU-R S.1420、ITU-R S.1711、ITU-R S.579和ITU-R S.1424建议书阐述的卫星信道性能可能很难以一种经济的方式，仅通过功率余量实现；
- d) 为应对雨衰开发的若干系统，其性能和复杂性决定了此类系统的应用有赖于所涉及网络的类型，

## 建议

- 1** 附件1中包含的材料应为卫星固定业务（FSS）抗衰落技术的规划与使用提供指导。  
注1 – 应当注意，在不存在根本性不兼容的前提下，相关技术甚至可以组合使用。

---

\* 无线电通信第4研究组根据ITU-R第44号决议（RA-2000）在2001年对本建议书进行了编辑性修正。

## 附件 1

## 卫星通信系统中的抗衰落措施

## 1 站分集操作

## 1.1 一般设计考虑

分集地球站所需性能不仅由降雨气候决定，而且还要取决于分配配置。第一种配置是均衡分集（性能相同的两地球站的分集）。另一种配置为不均衡分集。在这种配置中，一个地球站（主站）的性能足够高，这样对另一地球站（辅站）的性能要求可能会大幅降低。当主站天线配有6/4 GHz和14/11 GHz的多频段馈线且/或因技术和操作原因需要简化辅站时，需要使用这种非均衡配置。

表1总结了天线直径抽样计算的结果，以及低仰角平衡分集链路所需的最大发射功率。本文对两种来自日本的假设分集链路做出了评估：（A）Yamaguchi-Hofu（分集的距离 = 20 km）和（B）Yamaguchi-Hamada（100 km）。

从下表中可以看出，14/11 GHz FM链路（上行链路为14 GHz，下行链路为11 GHz）所需天线直径对情况（A）和（B）而言，分别为28 m和19 m。当主站天线可大于这些值时，所需的辅站直径变小。本表所示数值是利用多个为Intelsat-V卫星制定的链路参数推导而来，因此当链路参数与此处使用的参数不同时，它们会发生变化。

表 1

低仰角均衡分集链路所需性能的抽样计算 (14/11 GHz)

位置	(A) Yamaguchi-Hofu	(B) Yamaguchi-Hamada
仰角 (度)	9.1      9.1	9.1      8.4
分集距离 (km)	20	100
FM 所需天线直径 (m) 所需发射功率 <sup>(1)</sup> (W) (最大值)	28/32 730	19/22 510
TDMA <sup>(2)</sup> 所需天线直径 (m) 所需发射功率 (W) (最大值)	17/19 530	11/12 400

<sup>(1)</sup> 792信道FDM-FM载波的值 (25 MHz)。

<sup>(2)</sup> 具有前向纠错能力的120 Mbit/s四相CPSK值。

假设:

频率: 14.5 (上行链路) / 11.7 (下行链路) GHz

卫星的轨道位置为: 63° E, 0° N

卫星的等效全向辐射功率 (e.i.r.p.): 41.1 dBW

对两种情况的天线直径进行了估算, 即:

$$T_s = 50 \text{ K 和 } T_s = 150 \text{ K}$$

$T_s$ : 地球站天线的系统噪声温度

地球站天线的效率: 65%

估算是基于从这些位置得到的降雨率数据。

根据分集配置的不同, 分集地球站所需性能 (天线直径和e.i.r.p.) 的计算方法不同。均衡分集链路的设计, 计算必须基于两个位置雨衰的综合概率分布, 对于非均衡分集配置, 则需要雨衰的累积时间分布和衰减的条件概率。

条件概率 $P(L''/L')$  是指当主站雨衰超过 $L'$ 时辅站雨衰超过 $L''$ 的概率。

为对地球站要求进行可靠的估算, 需要以长期传播测量为基础的可靠统计数据。

## 1.2 站点分集切换操作

为使用分集地球站, 需对切换操作特别加以注意, 因为在切换时可能会由于分集路由路径长度不同, 或载波相位的不连续, 产生短期信号损耗或重叠。

对于FM-FDMA等模拟传输, 发射切换必将引起载波相位的不连续, 从而造成接收地球站解调器输出端产生信号瞬变。通过细心调整切换设备与卫星间测量出的各分集链路电路径长度, 可以避免由接收地球站切换产生的瞬变。

在数字传输中，甚至可以在发射地球站切换的过程中避免信号瞬变，其方法便是在发射信号序列中提供虚拟间隔，并在虚拟间隔内进行切换。在接收地球站中，无论是否发生切换，均应放弃虚拟间隔。

分集系统中的发射和接收切换最方便地就是在TDMA传输过程中实现。由于TDMA传输仅占用TDMA帧的一部分，假设间隔采用内置方式。此外，TDMA解调器能够接收非相干相位的猝发模式载波。因此，TDMA相位的不相干不会造成任何困难。TDMA传输站点分集操作唯一可能出现的问题，便是即使针对备用电台亦需实施精确发射时间控制的必要性。这一问题可以通过从备用电台连续发射虚拟猝发串，或获取足够精确的卫星测距数据来解决，此方案在TDMA系统使用开放环路同步时可行。在TDMA传输中，分集路由的路径长度可使用帧同步信号的接收计时来均衡。两条分集路径的信号接收计时，均可通过控制在一条分集路由内插入的变量延迟线来均衡。现已测试了一种使用虚拟猝发串技术的试验系统。

对于分集操作中的路由选择，有必要对分集路由的传输质量进行测量。由于所选链路质量测量方法不同，分集效应可能会下降，因此在选择测量时间和可实现精度时需要小心。

### 1.3 分集互连链路

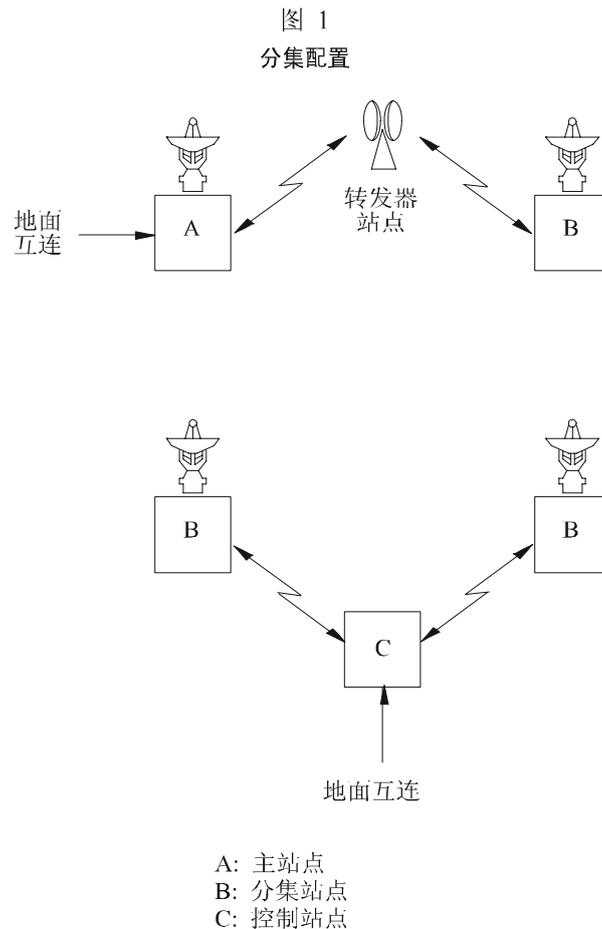
必须考虑到的一项因素是，ITU-R S.352建议书中的ITU-R假设参考电路和ITU-R S.521建议书中的假设参考数字路径，其中包括分集交换点的分集互连链路（DIL）和所需的任何补充调制/解调设备。这意味着系统噪声预算必须包括所有DIL影响。

#### 1.3.1 基本配置

##### 1.3.1.1 物理方面

目前有一批可以考虑的具体配置，选择其中一种配置可以有多种原因。本附件中确定了其中的两种，并做了如下描述（见图1）：

- 一种包含分集交换和地面接口的主站。分集站点使用有源和无源转发器，通过两跳频微波DIL连接。（鉴于共同看到分集站点的可能性很小，假设使用转发器站点）；
- 具有接口和分集交换的双分集站点和独立控制站点；各站点与控制站点间为单微波跳频。



1061-01

此外，亦可为DIL使用有线或波导链路。当在地球站同时使用FDM-FM和TDM（FDMA或TDMA）时，通常需要使用两个并行链路。

### 1.3.1.2 调制的要求

当使用FDM-FM时，需要再调制，因为卫星链路调制和基带配置通常与那些用于地面系统的传统配置不同。主要差别与信道的打包相关。地面系统通常会组合各方向上一个或多个基带，并使用相对低的调制指数。该地球站将把这些基带分成多条、多目的地的发射基带；它们不同于地面系统的基带，且会使用不同的调制指数。接收基带数量更多，且仅可能包含几条信道，最后这些信道必须重新组合成地面基带。在主地球站和使用常规DIL设计的分集站，此进程需要调制/解调设备。所有配置均可使用再调制技术实施，但前提是在分集站提供两套设备。

另一种技术是在地面系统内使用与卫星系统中所用方式相同的调制安排。尽管这并非非常规技术，但从技术角度似乎可行。这一作法的动机是在有可能部分增加地面系统成本的基础上节约再调制设备的成本，但也有可能会在此设备上亦产生节余。此技术的使用仅适用于图中的第二种配置。当使用TDM时（FDMA或TDMA），可使用任意一种技术。对于TDMA，猝发串间进行了分集交换（见第1.2段）。尽管数据速率通常不会是常规地面数字无线系统的速率，但卫星系统中使用的调制同样可用于DIL。

### 1.3.2 技术因素

#### 1.3.2.1 频率选择

微波DIL的频率选择要求必须进行仔细研究，以确保可获得所需的整体性能。无线电通信第3研究组的相关案文给出了有关地面微波传播的信息。

#### 1.3.2.2 带宽要求

根据是否使用再调制，实施DIL所需带宽与地球站带宽的相关因子，可能为单位元素或更小。如果仅使用了频率转换，则带宽的要求必须是MHz对MHz。通过再调制，可使用FM调制指数更小但却高度复用的接口，实现更大的信道密度。

#### 1.3.2.3 雨衰

其它因素包括与降雨现象相关的雨衰和站点分集特性。理想的情况是干燥的气候。分集操作是站点分隔的一项功能。预计所需的额定间隔约为16 km。站点连线的最佳方向可假设与主导天气模式垂直，其原因在于最严重的衰减不会同时影响两个站点，且能够获得最大分集。如果这些链路使用更高频率，则必须考虑天气效应对DIL的影响，尽管这仅是一种次要考虑。

#### 1.3.2.4 分集交换产生的发射延迟变化

另一重要因素与分集信号到达交换点时的差分传输延迟相关。

### 1.3.3 一般性考虑

分集互连链路（DIL）有两项内容十分重要：

- 对总系统噪声预算产生的影响，和
- 对系统中断产生的影响。

本文在此研究这些课题，就是要确定重要参数的影响以及与该系统卫星链路部分的关系。

分集链路的设计可基于两种方式。如果选择了再调制系统，则可使用常规无线电中继设计。如果选择了转换系统，则设计可采用不同的、与卫星系统传输设计十分类似的模式。总体性能中必须考虑衰落余量和噪声的影响。在特殊情况下，当与卫星系统相同的频率被用于DIL时，则必须制定干扰噪声容差。

#### 1.3.3.1 FDM-FM噪声预算

DIL对假设参考电路整体噪声的影响必须小到合理的程度，从而能够根据ITU-R S.353建议书维持系统的性能。

假设DIL噪声影响是地球站预算（通常为1 500 pW0p）的一部分看起来是合理的，因为DIL实际上提供正常地球站功能的一部分。但唯一需要确定的是，能否将此种影响控制的足够小，从而使总值不超过1500 pW0p。DIL的衰落将影响总链路短期噪声预算。

根据实施配置的不同以及使用的频段，DIL的噪声影响将包含一系列要素。这些要素如下：

a) 热噪声

无线电中继的常规ITU-R设计为1至3 pW0p每公里或或更低，且对单跳频而言，可保持在10 pW0p或更低。专门的设计亦可将影响控制在低水平。因多径衰落和雨衰而产生的时变要素相对要大，但对于短跳频，可将其控制在合理数值范围内。热噪声与两种机制衰落均是dB对dB的关系。

b) 基本固有噪声

这是一种基带噪声并仅适用于再调制配置。50至100 pW0p的噪声电平对背对背基带而言是常见的。普通地球站噪声预算产生了此类影响，而再调制配置将再增加第二类此种影响。

c) 干扰

某些情况下，在相同频率内工作的其它微波系统会产生很小的干扰影响。这一影响可忽略不计。对使用相同频率复用设计的特殊情况而言，预计在该地球站会出现上下行链路的干扰。本文对正常操作情况下10至100 pW0p阶的各值进行了估算。此外，某些衰落情况可能伴有短期内此噪声随热噪声上升的现象。此配置不要求再调制，所以与项目b)相关的所有额外噪声均被取消。

d) 互调

再调制设计将配有额外的调制解调器对和IF放大器，同时转换设计全使用常规地球站设备，因此仅产生很小的互调噪声。

表2所示为可能的噪声预算：

表 2

抽样预算 – 自由空间条件				
	再调制 (2跳)		频率转换 (1跳)	
	低 (pW0p)	高 (pW0p)	低 (pW0p)	高 (pW0p)
热噪声	2	20	1	10
基带互调	50	100	–	–
干扰	–	–	10	100
互调 (RF)	100	200	20	50
总计 (pW0p)	152	320	31	160

### 1.3.3.2 TDMA的误差预算

DIL对假设数字参考路径总误差率的影响必须小到合理的范围，以便根据本建议书保持系统的性能。

应当注意，对于再调制DIL，误差是累加的，而对频率转换，噪声的影响是累加的。

### 1.3.3.3 频率的考虑

作为频率、气候和降雨路径长度的函数，可以通过常规微波设计推导出衰落特性。雨衰和多径衰落是独立的事件 – 事实上，它们几乎是互斥的。

由于预计的地球站分集对间隔为16至24 km级，且预计可能会需要一台转发器或公共站点，DIL的独立路径长度可能不会超过16 km。此路径长度的余量一般会高到足以应对至少0.001%的短期中断时间。

## 2 上行链路发射功率控制

### 2.1 简介

上行链路功率控制（UPC）可用于降低更高频段（例如，14/11和30/20 GHz频段）的上行链路衰减效应。此技术可用于实现卫星通信系统的有效操作，并可通过降低晴空e.i.r.p.来减少对其它卫星和地面链路的干扰。

### 2.2 UPC的实施

实现UPC的方法有许多种，其中最常用的方法如下。

#### 2.2.1 开放环路UPC法

开放环路UPC是一种用来自卫星的信标信号来测量下行链路雨衰的方法。鉴于上下行链路雨衰的相关性，此测量被用于评估上行链路雨衰电平，及UPC控制值。大部分预测的衰减值与实际值相同；但由于风速和雨滴尺寸分布等环境条件不同，有些值亦不相同。表3显示了根据下行链路（11 GHz）的测量评估上行链路（14 GHz）衰减可能出现的误差。

一些潜在的误差源，对评估而言太小，所以被排除在外（例如，天线跟踪误差、卫星天线指向误差、预先加强误差、天线增益下降、低仰角的折射效应、降雨率快速波动）。十分罕见的误差源亦被排除在外（例如，天线上大量积雪、控制或测量电路故障）。这些额外误差源的组合，有可能将累积上行链路功率电平误差放大。

表 3

根据下行链路（11 GHz）测量评估上行链路（14 GHz）衰减  
可能出现误差的示例制表如下

a) 小于 1.0 dB 的上行链路衰减			
	仰角		
	5°	15°	25°
设备误差 <sup>(1)</sup>	0.725	0.725	0.725
冰衰减	0.05	0.05	0.05
水蒸气/扩散性	0.20	0.10	0.05
晴空程度	0.10	0.10	0.10
最大上行链路误差 (dB)	±1.075	±0.975	±0.925
b) 1 至 6 dB 间的上行链路衰减			
	仰角		
	5°	15°	25°
设备误差 <sup>(1)</sup>	0.725	0.725	0.725
冰衰减	0.05	0.05	0.05
雨滴尺寸分布	0.10	0.075	0.05
水蒸气/扩散性	0.20	0.10	0.05
晴空程度	0.10	0.10	0.10
极化误差	0.10	0.075	0.05
路径长度误差	0.20	0.10	0.05
融化层	0.05	0.05	0.05
最大上行链路误差 (dB)	±1.525	±1.275	±1.125
c) 上行链路衰减超过 6 dB			
	仰角		
	5°	15°	25°
设备误差 <sup>(1)</sup>	0.725	0.725	0.725
冰衰减	0.05	0.05	0.05
雨滴尺寸分布	0.20	0.15	0.10
水蒸气/扩散性	0.10	0.075	0.05
晴空程度	0.10	0.10	0.10
极化误差	0.20	0.15	0.10
路径长度误差	0.40	0.25	0.15
融化层	0.05	0.05	0.05
最大上行链路误差 (dB)	±1.825	±1.550	±1.325

(1) 上文假设的±0.725 dB设备误差，其评估是基于11.7 GHz（下行链路）时遇到的误差为±0.5 dB，并且在11.7 GHz与14 GHz之间假设使用1.45的比率。±0.5 dB误差是通过可用数据得出，需要使用补充测量进行进一步验证。

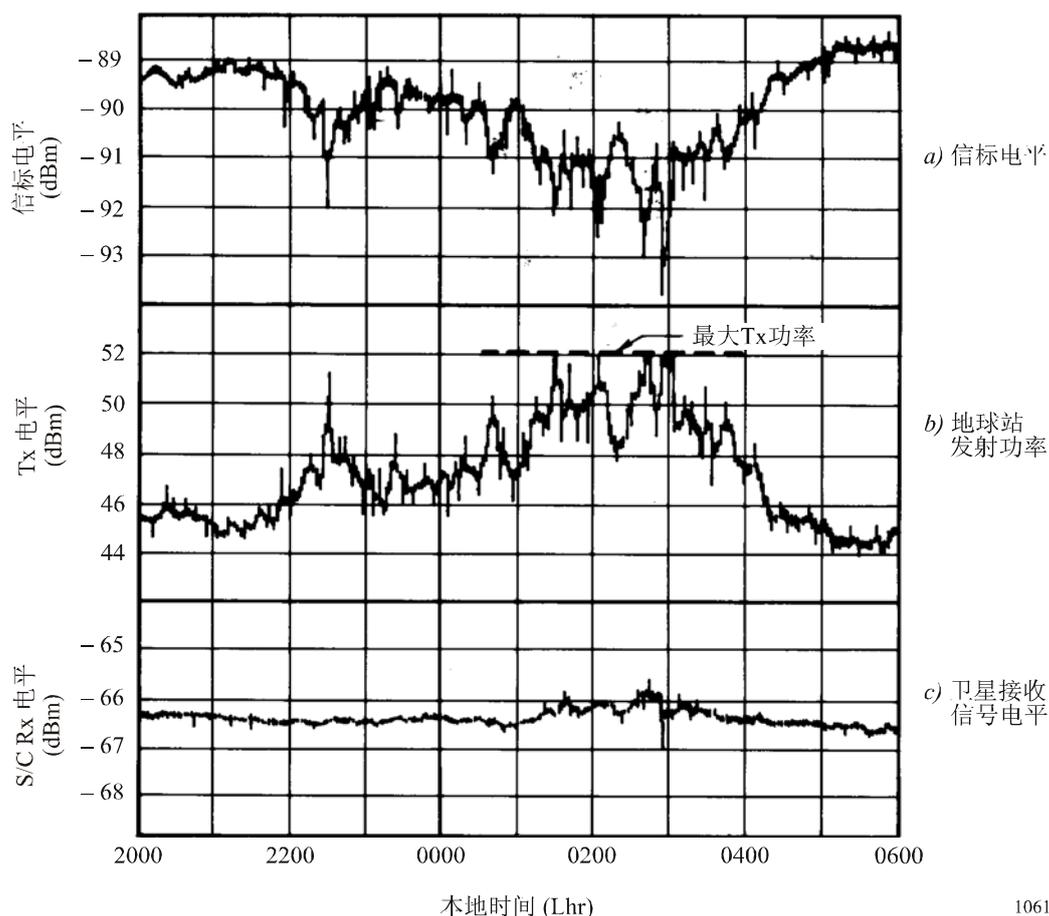
### 2.2.2 闭环UPC法

闭环UPC是一种将来自卫星的信标信号，与导引信号或专用信道信号的环回C/N或S/N进行对比的方法。使用这种方法，上行链路雨衰和UPC控制值可用更高的精度确定。但此方法的一个缺点是，除通信信道之外还需要独立的控制信道。

### 2.3 上行链路控制（UPC）实验

使用30/20 GHz频段开展开环UPC实验，其结果如图2所示。在此实验中，UPC的值是根据下行链路衰减值确定的。图2a)给出了信标电平，图2b)给出了HPA发射功率电平，图2c)给出了卫星接收电平。如图所示，总C/N值的变化可控制在1 dB内（两峰值之间），但所需发射功率超过最大发射功率的阶段除外。

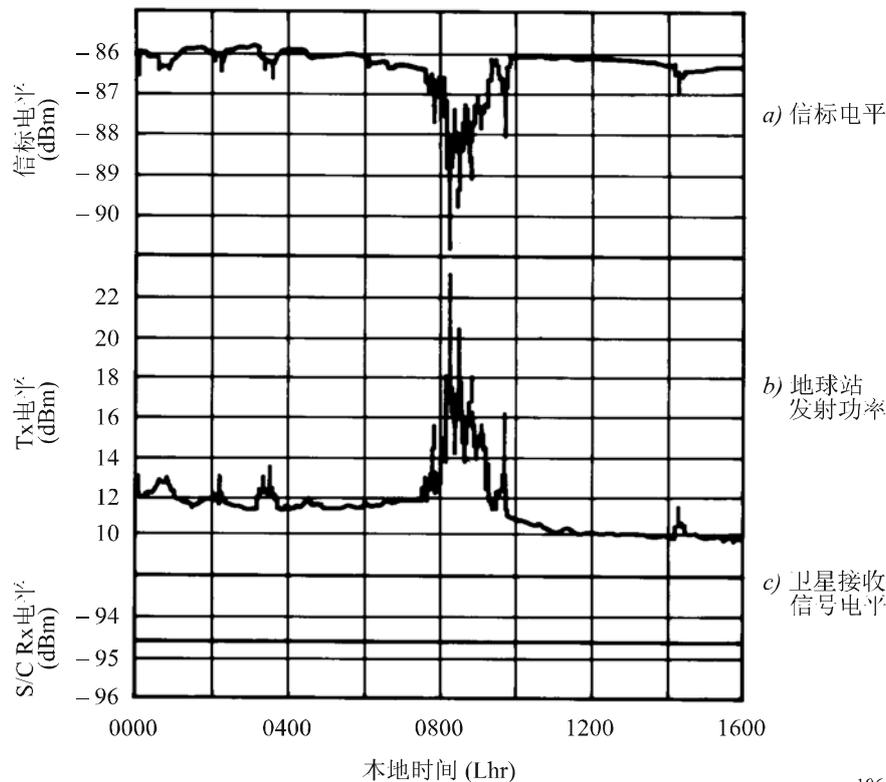
图 2  
开放环路UPC的实验结果



1061-02

闭环UPC实验亦使用30/20 GHz频段，其结果如图3所示。控制误差被控制在0.3 dB以内（两峰值之间）。

图3  
闭环UPC的实验结果



1061-03

## 2.4 使用辐射计的开环UPC

上行链路功率控制可通过辐射计测量降雨在卫星传播路径上发射的能量来实现。不需要信标或导引信号。信标接收机产生的误差，例如增益随LNA温度的变化，已被消除。

一些调查机构已研究了斜径降雨衰减和天线温度间的关系。通过天线温度测量计算出的路径衰减，对小于6 dB（在加拿大为12 GHz）的衰减而言，通常精确度会好于0.5 dB。在实际系统中，上行链路功率的上升不可能明显多于6 dB。这样，辐射计可用于计算在整个实际范围内的路径衰减。

当太阳的倾斜度与卫星倾斜度近似时，太阳发射将在昼夜平分点附近出现几天。为区分因天线温度而产生的上升及在其它时刻因雨衰而产生的上升，经常要计算卫星和太阳观察角。当辐射计天线轴与太阳之间的角间隔小于选定角时，则假设天线温度的上升是因太阳和功率控制被禁止而引起的。

上行链路功率控制系统已为14/12 GHz频段制定，其中辐射计在上行链路频段以下的频率测量天线的温度，在所需的上行链路频率计算路径衰减，并控制IF中发往上变频器的信号强度。天线温度的测量使用一种新型辐射计。其工作原理与常规的Dicke辐射计完全不同，天线温度的测量结果十分稳定。整个辐射计包含在安装于抛物面反射器主焦点的柱形容器内。辐射计和频率必须不同于上行链路频率，这样路径上降雨反向散射发射的能量不会被辐射计检测到，此时使用13.3 GHz的辐射计频率。

在使用上述系统的实验中，环回信号的强度与卫星信标的接收信号强度进行了对比。信号强度的互相关性很好，表明卫星接收到的上行链路强度几乎是恒定的，不随雨衰而变化。此外，还可以从现安装于加拿大的两条上行链路功率控制系统获取操作方面的经验。

## 2.5 结论

UPC是建立更高频段卫星通信系统最重要的技术之一。通过将UPC用于更高频段，可以降低相邻卫星系统和地面网络之间的干扰。因此，可实现有效使用对地静止卫星轨道和高效地系统操作。

更精确的UPC方法需开展详细的研究。

## 3 自适应传输系统

### 3.1 简介

数字卫星通信系统的系统性能可通过恶劣条件下，以自适应的方式降低信息传输速率加以改善。可变信息传输速率可使用PSK调制的可变参数（时钟速率和相位状态的数量）及前向纠错（FEC）的可变编码速率。解调PSK信号的同步求和法亦被用于可变传输速率的TDMA系统。

应当注意，公共业务可能无法降低信息速率，且在此类情况下可能有必要使用其它抗衰减措施。

### 3.2 自适应调制系统

现已开发出各类通用PSK调制解调器。这些调制解调器使用各类M阵列PSK操作模式，且其传输时钟速率会不断变化。此调制解调器可应用于猝发串模式信号。

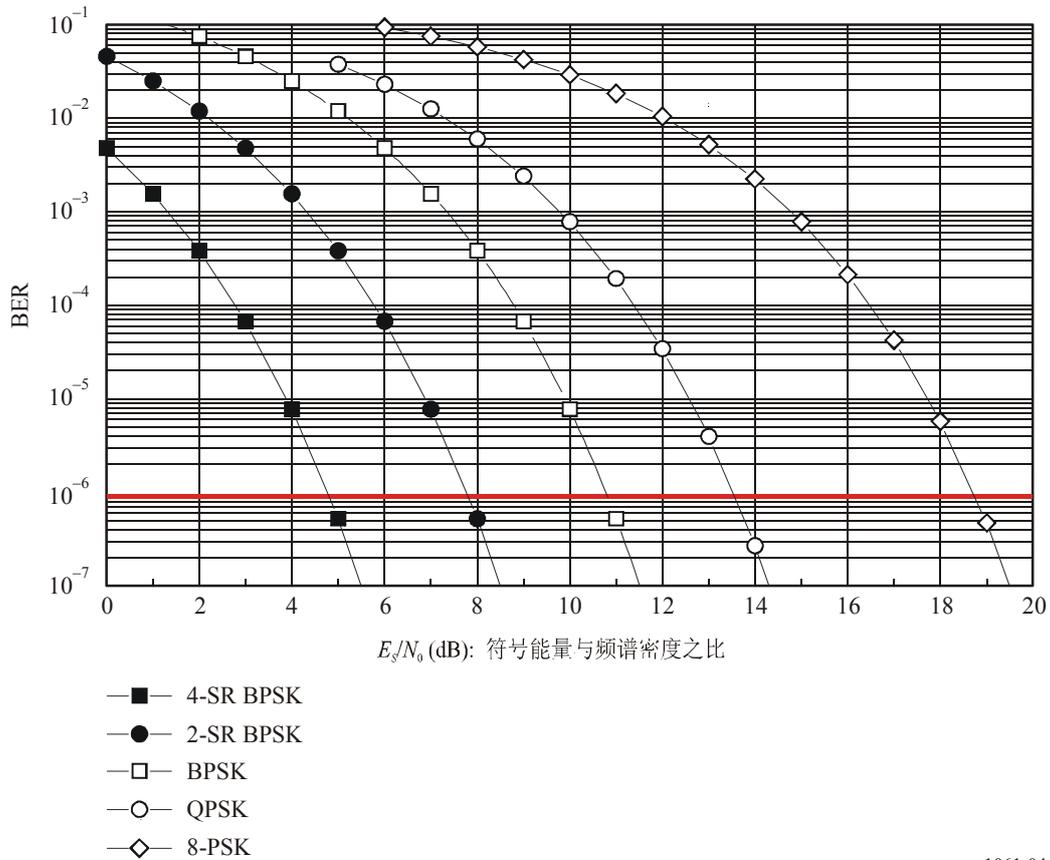
当发射速率的削减比为 $\gamma$ 时， $C/N$ 的改进使用下述公式计算：

$$\Delta(C/N) = -10 \log \gamma \quad \text{dB} \quad (1)$$

图4描述了AWGN信道内M阵列PSK调制方案的BER性能。图中， $N$  SR表示符号重复 $N$ 次。如图所示，由于速率减半符号重复了两遍，因此可使 $C/N$ 改善3 dB。调制方案从8-PSK改为QPSK可产生约5 dB的 $C/N$ 改善，当 $\text{BER} = 10^{-6}$ 时，从QPSK改为BPSK可产生约3 dB的改善。

图 4

AWGN信道内M阵列PSK调制方案的BER性能



1061-04

近来，ETSI DVB-S2（数字视频广播-第二代帧结构、信道编码、广播调制系统、互动业务、新闻采集和其它宽带卫星应用）规范了操作的自适应编码和调制（ACM）。调制方案方面，使用了QPSK、8-PSK、16-APSK和32-APSK。

### 3.3 自适应编码系统

使用或不使用里德-所罗门（RS）连接编码的自适应删余卷积码（RCPC）是可用的最流行的方案之一。最近开发的速率兼容（RC）编码方案包括卷积turbo码，但亦可有效地使用分组turbo码。其一种是编码速率可选的通用编解码方式。

当编解码应用于可变信息传输速率系统时，C/N改善的计算公式如下：

$$\Delta(C/N) = 10 \log (R_o/R_a) + G_a - G_o \quad \text{dB} \quad (2)$$

式中：

$R_o$ : 编码速率

$G_o$ : 晴空条件下操作中的编码增益

$R_a, G_a$ : 在降雨条件下的操作同上

表4显示了使用各类自适应编码方案时C/N改善的实例。在表4中，方案B用于降雨的情况，方案A用于晴空条件。表4中的编码增益，是在BER为 $1 \times 10^{-6}$ 的情况下与未编码BPSK进行对比得出的。表4中的连接码和RC turbo码均属于ITU-R BO.1724中描述FEC方案。

表 4  
通过各类自适应编码方案产生的C/N改善

方案	方案A (编码增益)	方案B (编码增益)	编码增益差 (A-B) (dB)	速率改变产生 的增益 (dB)	总体改善 (dB)
RCPC码	1/2 卷积码 (5.5 dB)	7/8 卷积码 (3.5 dB)	2.0	2.5	4.5
	1/2 卷积码 (5.5 dB)	3/4 卷积码 (4.5 dB)	1.0	1.8	2.8
	3/4 卷积码 (4.5 dB)	7/8 卷积码 (3.5 dB)	1.0	0.7	1.7
连接码	1/2 卷积码 + RS (204,188) (6.7 dB)	1/2 卷积码 (5.5 dB)	1.2	0.4	1.6
	1/2 卷积码 + RS (71,55) (6.2 dB)	1/2 卷积码 (5.5 dB)	0.7	1.5	2.2
RC turbo码	1/3 turbo (9.0 dB)	1/2 turbo (8.8 dB)	0.2	0.8	1.0
	1/3 turbo (9.0 dB)	2/5 turbo (8.4 dB)	0.6	1.8	2.4
	1/3 turbo (9.0 dB)	3/4 turbo (6.9 dB)	2.1	3.5	5.6
	1/3 turbo (9.0 dB)	6/7 turbo (5.7 dB)	3.3	4.1	7.4

### 3.4 使用扩频和同步求和技术的各类传输速率系统

另外，还有一种方法也属于可变传输速率的范围。基带数据比特流（信息比特或纠错比特）使用恒定PN码时钟速率进行扰码，然后使用PSK调制。可通过改变数据比特率和PN码时钟速率之比，来改变传输速率。选择的比率必须为 $1/n$ ，其中 $n$ 为正整数。在接收机端，扰码信号使用PN码时钟速率的PSK解调，并用PN码实施解扩。PN码同步之后，可检测到基带数据比特。

此技术已应用到各种传输速率的TDMA系统中，此系统内各TDMA猝发串的传输速率均可自行调节。实验证实，当TDMA系统工作速率为 $8/n$  Mbit/s ( $n = 1, 2, 4, 8, 16, 32$ ) 时，与高斯信道理论性能相比，误码率性能下降小于2 dB。

可将此技术视作一种调制解调方式，它可以利用恒定的时钟或编码增益为0 dB的可变编码速率来改变传输速率。

### 3.5 控制算法

防雨衰采用的自适应传输技术，在晴空条件下使用高效的频谱传输方案，在降雨的条件下便切换至节约功率的方案。鉴于切换操作需要了解接收信号质量的历史情况，并预测下一抽样点的信号质量，因此需要一种智能型的控制方法。该控制机制包括估算、 $S/N$ 预测和无线格式的选择。接收端的 $S/N$ 预测，必须考虑到卫星链路途中往返的延迟。无线格式选择以自适应的方式，为传输和接收端分配编码和调制方案等适用的传输方案。

#### 3.5.1 信号质量估算

为能够根据信道条件，以自适应的方式分配传输方案，关键是要对信道质量进行估算。适用于此的一种备选方案便是“平均法”，它可对 $M$ 阵列PSK系统中收到符号的 $S/N$ 进行估算。评估了接收符号的直方图后，估算方案便对直方图与相应加权因子线性组合的 $S/N$ 进行估算。接收符号分布的直方图可通过清点各量化级的符号数量加以计算。为直方图给出适当的加权因子，我们便可得到所需的估算特性，即随 $S/N$ 的上升单调递增，

$$L_w = f(S/N) \quad (3)$$

式中 $L_w$ 为直方图和加权因子的线性组合。由于解反函数 $f^{-1}$ 从 $L_w$ 得出 $S/N$ 值十分困难而复杂，可使用查询表。

#### 3.5.2 信号质量预测

在考虑到往返延迟的情况下，事先预测雨衰量或信号质量，需要一种自适应性雨衰补偿系统。卫星链路 $S/N$ 变化包括雨衰变化和相对快速的闪烁。通常因闪烁而产生的 $S/N$ 变化要快于自适应系统的反应速度，预测系统需过滤掉这些快速变化。可以使用包括离散时间低通滤波（LPF）、雨衰预测、 $S/N$ 变化平均误差更正，及混合固定/可变预测余量分配这四种功能的预测方案。

在预测方案中，使用LPF消除 $S/N$ 的快速变化。然后，此方案便可利用下述通用线性回归滤波，在预测时间 $p$ 之后，从过去的信号电平中预测出信号电平 $\gamma_{t+p}$ 。

$$\tilde{y}_{t+p} = \sum_{i=0}^{n-1} w_{i,t} y_{t-i} \quad (4)$$

式中：

$n$ : 预测时间

$\gamma_t$ : LPF输出

上述最简单的应用对观测期的两端点使用两个加权常数值， $w_{0,t} = p/(n-1) + 1$  和  $w_{n-1,t} = -p/(n-1)$ ，并假设信号电平将来的变化与过去的变化相同。此方法被称为分斜率预测（SBP）。另外，可通过自适应滤波预测（AFP）算法，例如最小平方（LMS）或递归最小平方（RLS），来应用可变权重。

$S/N$ 变化的平均误差更正包括一项用于补偿预测误差的余量。由于预测方案中信号电平的快速变化使用滤波流程，因此该余量是必要的，而且它是固定余量和通过预测误差标准误差得出的可变余量之和。

### 3.5.3 射频格式选择

对于自适应降雨补偿，选择具备最佳频谱效率和低于当前衰减水平性能的适当传输方案，需要一种实时的算法。同时，还需考虑到因控制信息交换产生带宽开销。下述算法选择了一种发射方案 $d$ ，在当前的 $S/N$ 下拥有最大的吞吐量：

$$\arg \max_d \left( \sum_{k=0}^{N-1} \lambda^k S_d(t-k) \right) \quad \text{对于 } d \in \{0, 1, \dots, d_{\max} - 1\} \quad (5)$$

式中：

$d_{\max}$ : 可用传输方案的数量

$S_d(t)$ : 通过传输方案 $d$ 的数据速率进行归一化的吞吐量。

吞吐量通过 $S_d(t) = 1 - P_d(\gamma(t))$ 得出，式中 $P_d(\gamma(t))$ 为预测 $S/N$ ， $\gamma(t)$ ，的BER值。当 $P_i(\gamma(t))$ 大于所需BER时，BER用数值1替代，作为对所选方案的补偿。考虑到磁滞现象，吞吐量值针对长度为 $N$ 、加权因子为 $\lambda$ 的上一周期进行了累加。如下式，此加权因子与当前的 $S/N$ 斜率成反比：

$$\lambda = \frac{1}{x|\Delta\gamma(t)|+1} \quad (6)$$

式中：

$\Delta\gamma(t)$ : 当前的 $S/N$ 斜率

$x$ : 调整 $\lambda$ 针对斜率灵敏度的参数

随着 $S/N$ 电平的上升，该算法可能会立即切换，使用一种更高数据速率的算法，以维持最高的吞吐量，来满足所需的BER。但是，在此情况下，如果 $S/N$ 迅速降到特定水平以下，可能会产生业务中断。该算法可使用保持计时器来防止发生这一现象，仅当此方案被连续用于特定周期时，它才会切换至具有更高数据速率的传输方案。

## 3.6 结论

本文讨论了三种在不良传播条件下，使用自适应传输技术维持数字卫星通信系统信号质量的方法。

采用通用PSK调制解调器和速率兼容码自适应编码方案的自适应调制方案，适用于配备了相对经济且/或简单地球站设备的简易通信系统。

在自适应传输系统中，控制算法在提高系统性能方面发挥着重要的作用。本文讨论了包括信号质量估算、信号质量预测和无线格式选择等内容的控制算法。

## 4 利用时分多址技术（FCM-TDMA）抗衰减的措施

### 4.1 简介

FCM-TDMA是一种在较高频率上对抗严重降雨效应的方法；作为一种自适应系统，它可在TDMA网络中为衰落载波分配额外的时间资源，从而为在衰落过程中产生的、性能下降的C/N环境提供可接受的误差率。

FCM-TDMA系统拥有部分指定为共用资源的框架，供衰减载波使用。这意味着FCM-TDMA系统的帧效率和相应的容量，小于晴空条件下相应级别常规TDMA系统的效率。帧周期通常不是变量，但在此帧的时间内，所有受衰减影响的猝发串都在扩展。这意味着当猝发串扩展时，仍保留了相同数量的信息（用户）比特，因此信息并未改变。因此，此技术特别适用于，或许可变信息速率技术（见第3段）不适用的公共交换业务/网络。

无论是在上行链路、下行链路还是两都兼有的情况，每个猝发串的扩展程度仅需满足防止在特定路由上衰减，从而使系统效率最大化的需要。

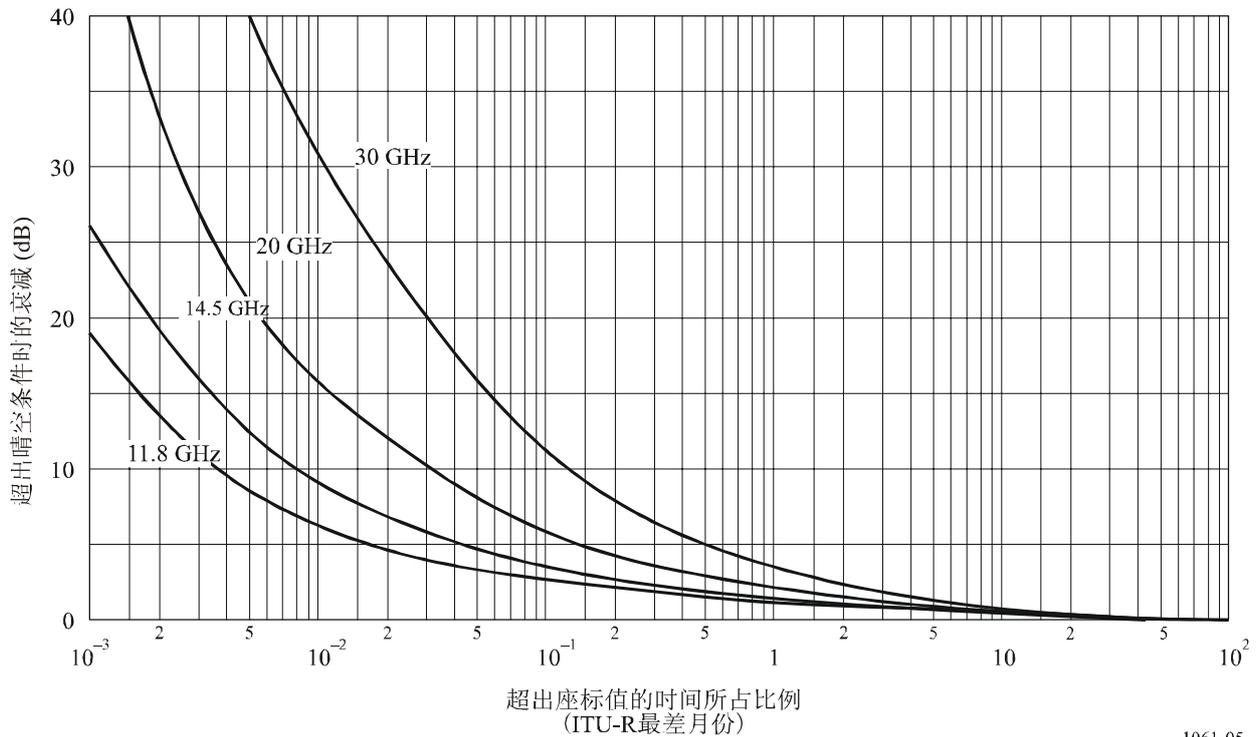
### 4.2 30/20 GHz大气衰减的时空数据

针对14/12 GHz，仰角路径30°的OTS2卫星，在英国东海岸的玛特哈姆希斯（Martlesham Heath）（ITU-R气候区E）开展了为期43个月的一系列测量。这些单站点测量结果使用ITU-R频率比率因子按比例放大至30/20 GHz，并在图5的总结中列出了最差月份的衰减统计数据。然后，使用这一测量数据，针对整个卫星覆盖区内两条或多条链路同时衰减的预计统计数据，制定了计算机模型，假设所有链路均可使用空闲资源，以便估算自适应TDMA系统可提供的链路可用性改善情况。

直径为 $d$ 的圆形区域内 $n$ 个台站建模使用了（上述）测量数据库内的 $n$ 个时间点，其时间跨度为 $t$ ，其中 $t$ 和 $d$ 的相关因子为30 km/h，即在降雨季节内英国流行的“有效”风速。通过在整个43个月的数据库内滑动宽度为 $t$ 的窗口，可对长期统计数据进行编译，并转换成ITU-R最差月份的统计数据。

图 5

衰减与单站可用性对比的典型曲线



1061-05

为在已知距离上，将此模型与直接测量结果进行对比现已开展了大量工作，以检查30 km/h转换因子的有效性。对比的内容包括：

- 站点分集的Hodge模型（可达10 km），
- 降雨率的相关性（可达400 km），
- 气象局的数据（可达1 200 km）。

上述数据/模型与距离大于10 km时使用的模型和30 km/h的转换因子间达成了良好的协议。

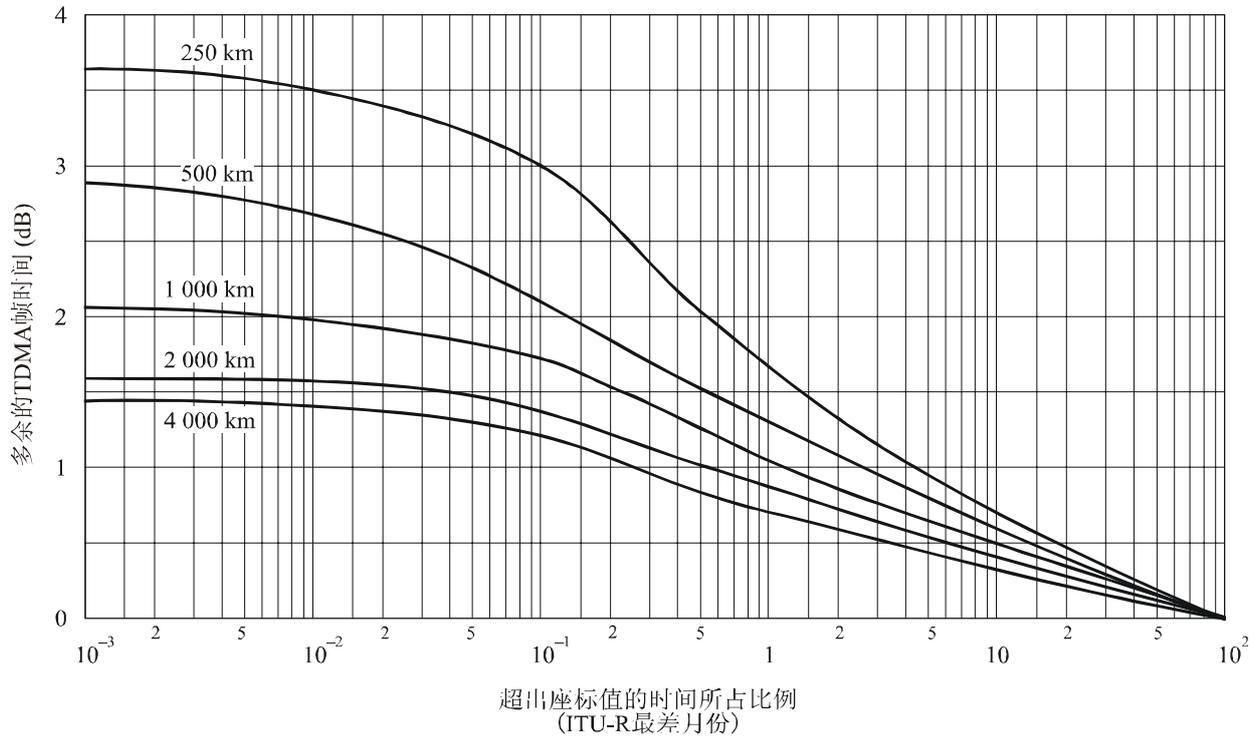
此模型被用于编译保留的TDMA帧时间，卫星需要使用此时间在20 GHz的下行链路上，为包括不同数量地球站的假设网络维持充分的 $E_b/N_0$ 。

现已发现，如果预留池中的帧时间足以保证图6中的中断远低于0.01%，则总中断量将由图5中的单站点中断主导。

根据网络拓扑的不同，可以考虑不同的上行链路衰落补偿技术（例如速率变换）。

图 6

多余卫星功率与系统可用性之比的典型曲线



各区直径内的100个台站, 频率为20 GHz, 单站截止值为15 dB

1061-06

### 4.3 使用扩展猝发串提供特定抗噪声能力的方法

利用扩展时隙的额外时间提供更大程度的抗噪声能力有多种方法，现列出下述示例：

a) *FEC*

可分阶段引入不同速率的FEC开销，并按需扩展时隙。

b) 降低传输数据速率

传输数据速率可以降低，并通过增加猝发串的长度传输相同的信息速率。如果传输数据速率被降低，在抗噪声能力提高的情况下，接收机端的噪声带宽亦可被降低。

c) 猝发串内复制用户数据

受衰落影响的猝发串可重复（复制）多次，并取各符号的平均值，采用高级解调器来解释接收到的信号。

上述技术都会对调制解调器的设计产生影响，必须小心在衰落过程中确保时钟与载波的同步。此外，如果改变了符号速率（造成频谱和猝发串间功率通量密度变化），可能还会出现干扰影响。

根据所用方法和内置调制解调器复杂程度的不同，可对抗的衰落深度会产生变化。实际上，宜使用组合的FCM-TDMA系统，例如自适应FEC可与本文概述的其它任何方法共用，且存在可与方法c)一起使用永久性FEC的情况。

#### 4.4 系统控制

FCM-TDMA系统需要鲁棒的协议和控制机制来确认对任何路由的攻击和衰落的水平，从而确定需要扩展的猝发串和扩展的程度，并与其它时间规划的修订一起实施此类扩展。

#### 4.5 结论

FCM-TDMA系统必须按需制定。目前有许多系统参数必须确定，例如：分配给任一特定猝发串的最大扩展、扩展步长的大小、衰落的开始或反应时间、作为共用资源分配的帧占比例等。这些参数的大小取决于网络的属性、气候区、计算的衰落最大衰落深度和载波数量与数据速率组合。

此外，亦可将FCM-TDMA与其它抗衰落系统组合在一起；例如制定的FCM-TDMA协议可加入上行链路控制，或者FCM-TDMA可与频率分集系统组合，其中受严重衰落影响的猝发串，在更低频率上用替代TDMA帧发射。

为给“时空”统计数据建模并使用数据复制方法证明自适应TDMA的可行性，现已在英国开展了大量工作。尽管这需要在衰落过程中 $E_b/N_0$ 比甚低的情况下操作解调器，一家实验室成功地在 $E_b/E_0$ 比低至-8 dB时进行了实验。但是，为开发实用系统，还需在建模和设备领域进一步开展工作。

### 5 频率分集技术

#### 5.1 简介

双波段频率分集是一种自适应性抗雨衰措施，适用于在两个频段工作的卫星，一般是30/20 GHz频段等高频段，和14/11或6/4 GHz等低频段。

通常业务的路由是通过具备高带宽的30/20 GHz高频。当在30/20 GHz频段工作的特定链路功率余量不足以克服雨衰时，此链路上的业务被切换至受降雨影响更小的较低频段。

较低频段可用的预留容量在此被称为共用资源或备用频段，这些频段由一些台站共用，且在有些时候需要防衰落保护。

针对给定的总中断要求，高频段（30/20 GHz）链路的可接受中断时间大幅上升，从而能够接受更高的链路衰减，因此双频段频率分集可提供大量的等效功率增益。

考虑到需要同时备份容量的平均链路量很小，一般来讲，使用一组备份信道是一种有效的解决方案。

第5.2段对频率分集系统进行了理论分析，以便对抗卫星网络衰落所需的预留信道数量进行评估。

第5.3段介绍了自适应抗衰落控制系统设计过程中遇到的一些问题。

最后，在第5.4段介绍了以四年间在11.6 GHz测量的衰减时间系列为基础，通过系统模拟得到的不同切换程序性能产生的影响。

## 5.2 系统分析

由 $N$ 个台站构成的卫星通信网络被当作是通常在30/20 GHz频段工作的TDMA等系统，但在较低频段（14/11或6/4 GHz）仍有可用备份容量。当衰落在台站A或B中大于指定的门限值时，台站A和B间链路发生中断，且此时无法获得备份容量。当已为保护其它衰减链路指定了备份信道，从而无法容纳其它请求时，会出现这种情况。

为评估因雨衰产生中断的概率，需要获得 $N$ 个站点的综合衰落统计数据。这些数据取决于网络的特定地理配置。为开展普遍分析，我们使用了一种简单模型。

给定台站的年均中断概率用 $p$ 表示（即使没有必要，为了简便，仍应假设 $N$ 个台站的 $p$ 值相等）。应考虑到这样一个事实，由于时间（季节性）和空间（地域性）的相关性，不同站点的衰减总体而言在统计上不是独立的。当台站A（事件 $F_A$ ）处存在衰落的时，假设台站B衰落的条件概率（事件 $F_B$ ）在统计数据独立的情况下，不仅仅是 $p$ ，而是上升了 $\alpha \beta$ （因子）：

$$P(F_B/F_A) = \alpha \beta p \quad (7)$$

季节性相关因子用 $\alpha$ 表示， $\beta$ 为地理相关性因子。当台站A和B间的距离很长时，可假设 $\beta$ 为单位元素，但在其它情况下会更大，这是因为不同站点间降雨的相关性甚至在间距为几百公里时仍存在。

对公式（7）进行概括，以事件 $F_A$ 为条件，则台站1, 2, ...,  $M$ 衰落的综合概率可表达为：

$$P(F_1, F_2, \dots, F_M/F_A) = (\alpha \beta)^M P(F_1) \dots P(F_M) = (\alpha \beta p)^M \quad (8)$$

基于此模型，对台站A中断概率的评估 $P(OUT_A)$ ，可通过计算A处发生衰减时存在可用备份容量的概率来实施。如果备份容量在较低的频段包含 $k$ 个备份信道，可使用公式（8）计算给定台站A的中断概率。

$$P(OUT_A) = p \sum_{j=k}^{N-1} \frac{j+1-k}{j+1} \binom{N-1}{j} (\alpha \beta p)^j (1 - \alpha \beta p)^{N-1-j} \quad (9)$$

式中：

$k$ : 可用备份信道的总量。

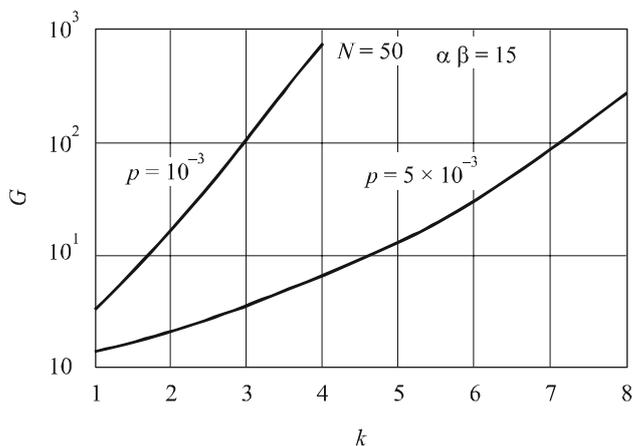
$(j+1-k)/(j+1)$ 因子所示为，除A之外，有 $j$ 个衰减台站（ $j \geq k$ ）请求一条备份信道时，未从池中给A指配备份信道的概率。请注意，该链路（A, B）的中断概率，在A和B处的综合衰落概率远低于A（或B）处的概率时，约为台站A（或B）处中断概率的两倍。例如，图7所示为特殊情况下，即当 $N=50$ 且 $\alpha \beta = 15$ 时，中断降低因子（存在频率分集时的中断概率与不存在频率分集时的中断概率之比）作为备份信道数量 $k$ 的函数。当系统未受到频率分集保护时，这些曲线与 $p$ 的两个值相对应。概率 $p$ 取决于台站发射机处的内置功率余量。超出给

定衰减 $A$ 的概率取决于频率，以及各站点的气象情况。示例中的计算，使用了下述衰减与累积分布函数比：

$$A = A_{0.01} 0.12p^{-(0.546 + 0.043 \log p)} \quad \text{dB} \quad (10)$$

式中 $p$ 为超出衰减 $A$ 的概率（平均年份的比例）。 $A_{0.01}$ 表示有0.01%的时间超出了衰减门限，且其取决于台站的气象条件、路径的仰角、地对空无线链路的频率。为显示数字示例，我们已经考虑了一条30 GHz的专门链路，其中 $A_{0.01}$ 为28.5 dB。很明显，因子 $\alpha \beta$ 的值越高，提供所需可用性的必要备份容量也越高。在上述示例中（ $N = 50$ 台站，且 $\alpha \beta = 15$ ），如果使用反向容量 $k = 6$ ，公式（9）中链路在30 GHz，且 $p = 5 \times 10^{-3}$ ，则有频率分集的中断概率小于 $2 \times 10^{-4}$ 。在此情况下，链路的功率余量对应 $p = 5 \times 10^{-3}$ ，即4.9 dB。为在无频率分集保护的情况下获得相同的中断结果，根据公式（10），需要21.7 dB的功率余量。请注意，无频率分集时所需的功率余量很大。除链路成本上升之外，此超高的额外功率亦可能造成对其它无线链路的干扰。

图 7  
中断降低因子 $G$ 与备份信道数量 $k$



$p$ : 无频率分集的中断概率

1061-07

### 5.3 自适应控制系统的操作和仿真结果

过去对频率分集系统的性能分析都是理想状态，在此状态下从正常模式向辅助模式（反之亦然）的切换可瞬时完成。在真实的自适应抗衰减系统中，响应时间不可忽略，特别是在使用按需指配备份容量的情况下；设置抗衰减措施或恢复初始条件产生的延迟，主要是由通过空间链路（从终端到主站及相反方向）的传播以及选择的协议造成的。

检测衰减的自适应抗衰减系统需要了解该信道的瞬时条件，其方式是通过直接监测衰减或估算比特误差率。由于抗衰减系统的设置延迟，该系统应考虑到衰落的动态特性，特别是其改变的速率及快速浮动，从而事先预测衰减电平 $S$ 的交叉（与最小可接受质量相对应），并能够及时设置抗衰减措施。

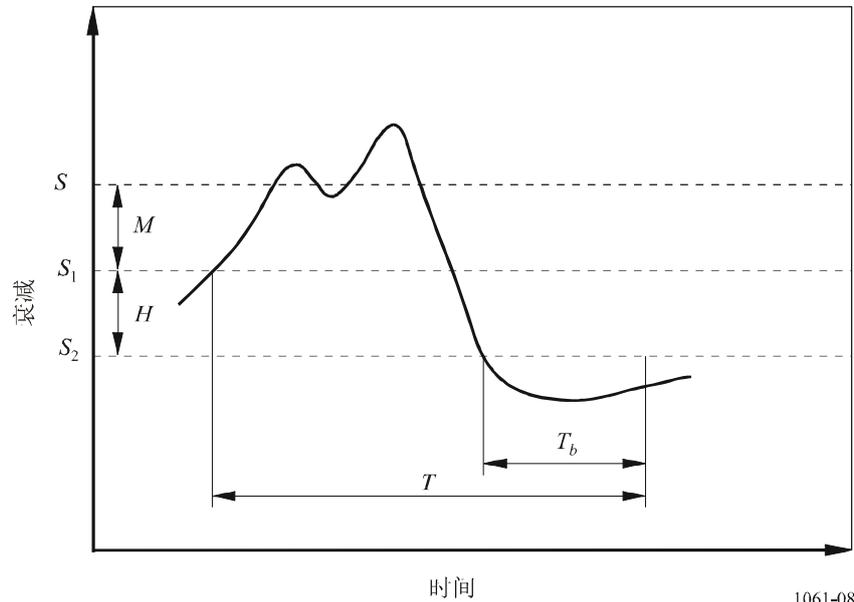
最简单的做法是，当衰减达到 $S_1 = S - M$ 的水平时启动设置程序，其中 $M$ 为根据统计衰减变化率选择的适用余量。对衰减变化率而言，已为14/11 GHz频段报告了一些实验数据。

为避免设置时间内出现中断的条件，选择的 $M$ 应足够大；另外，所选 $M$ 值过大可能会造成抗衰减措施使用效率低下。假告警的出现意味着共用资源使用的时间比必要时间长，且这可能会在同时请求备份容量时，产生造成中断的条件。

现已对此切换程序的性能进行了分析，并与以过去抽样为基础，通过预测衰减电平得出的性能进行了比较。本文对基于线性递归的实时雨衰预测算法开展了调查。尽管递归算法可以预测误差的平均趋势，但它无法预测衰落的快速波动。所以，本文所示调查结果的取得是基于针对以往不同数量的抽样，并在预测值中加入一个恒定的偏置值，以抵消快速波动的影响。除递归线外，还考虑了穿过上一抽样的平行线，因为它可以改善预测的性能。

当衰落条件消失，在选择关闭抗衰减措施的程序时，亦应仔细考虑存在相对快速衰减波动的情况。实际上，当衰减在门限值 $S_1 = S - M$ 附近波动时，方便的做法可能是通过将系统置于保护条件下（打开抗衰落措施），过滤到衰减振荡。在递归算法中，快速波动的余量用 $M$ 表示。一种解决方案是引入磁滞 $H$ ，即当衰减降至 $S_2 = S_1 - H$ 以下时，关闭抗衰减措施。为给快速波动提供额外的保护，关闭抗衰减措施可在延迟适当的 $T_b$ 间隔后实施。只有在间隔 $T_b$ 期间衰减一直在 $S_2$ 以下时，才可关闭抗衰减措施（图 8）。在打开时引入余量 $M$ ，而在关闭时使用磁滞 $H$ 和延迟间隔 $T_b$ ，对于 $M = H = T_b = 0$ 的理想可控系统而言，意味着此方案会降低该系统的效率，因为衰落链路使用反向容量的时间更长。

图 8  
描述正常模式与辅助模式间  
切换程序（或反向程序）的参数定义



1061-08

为分析和比较不同控制系统的性能，现已考虑了两种参数。第一种是在设置时间内出现中断的条件与为衰减链路提供抗衰减措施的次数之比。第二种是根据利用率  $U = (T_{tot} - T_{ideal}) / T_{ideal}$  定义的系统的效率，式中  $T_{tot}$  为系统中备份容量的总使用时间， $T_{ideal}$  为理想控制系统中备份容量的使用时间。

使用在 11.6 GHz 处通过 Sirio 卫星测量的衰减时间系列对系统表现进行了仿真，其测量地点在意大利北部的 Spino d'Adda，历时四年（1979 至 1982 年）。鉴于可用的实验数据量很大，得到的统计结果是可靠的。

尽管切换程序的分析是基于 11.6 GHz 的衰减时间系列，但如下文所述，实验得出的仿真结果亦是对 20 和 30 GHz 切换统计性能的很好估算。

当有关雨衰的实验结果被从较低频率外推致较高频率时，至少要考虑两种现象：因水汽现象产生的衰减和因多径传播产生的闪烁（与空气和水汽现象散射产生的等效折射指数快速变化相关）。

现已对测量的雨衰外推进行了调查，且目前已有很好的外推公式可用。鉴于在一个频率上发生的衰减和闪烁未在外推数据中被分隔开，这些经验公式可将两种效应的影响都外推到更高的频率。

实时频率外推目前还不可用，但是切换统计数据的结果只能在固定的 11.6 GHz 门限处外推至 20 或 30 GHz 的相应门限。或许可以明显地看出，从统计角度来看，这些结果在更高频率亦有效。事实上，根据目前已知的少数结果，这些频率并未高到会产生不可预知的物理现象

的地步。雨衰的物理学基础已为大家熟知，实验与预测的长期衰减统计数据完全一致。此外，晴朗或“潮湿”空气闪烁的物理学基础在理论上也为人熟知，且模型已通过实验进行了验证。11.6 GHz闪烁功率频谱的实验结果，可用简单的模型外推至更高的频率。例如，考虑到天线的规格以及拟用欧洲Olympus卫星进行频率分集实验时使用的频率，根据理论法则 $f^{-8/3}$ ，平均闪烁功率频谱随频率 $f$ 的下降而下降，其起点是20 GHz处的0.5 Hz左右和30 GHz的0.6 Hz左右；在95%的情况下，这些数据会分别变为1.6 Hz和2 Hz。在12.5 GHz，相应频率为0.4 Hz和1.3 Hz左右。

从统计角度看，闪烁振幅上升的幅度远低于雨衰上升的幅度。针对给定路径和相同的物理条件，闪烁的标准偏差仅上升 $f^{7/12}$ ，而雨衰的上升量约为 $f^{1.76}$ 。因此，在相应门限值增加的情况下，预计20和30 GHz的总体动态表现与在11.6 GHz处测量的差异不大。

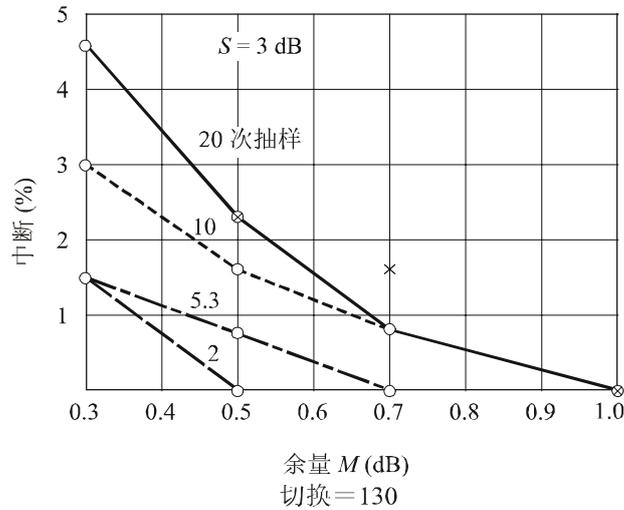
#### 5.4 仿真结果

在执行的相同数量切换的基础上，为比较不同控制程序设置时间过程中中断的比例，关闭门限值 $S_2$ 一直保持恒定。图9和10显示了在门限值 $S = 3$  dB、设置延迟 $T_c = 2$  s、关闭门限值 $S_2 = 1.8$  dB且间隔为 $T_b = 20$  s情况下的仿真结果。选择的中断门限值 $S$ 是在Spino d' Adda的11.6 GHz处超出 $10^{-3}$ 概率的门限值，该值在20 GHz处约对应8 dB。

预测算法是基于过去的20、10、5、3和2次的抽样，且用于对抗快速波动的余量分别为0.3 dB、0.5 dB、0.7 dB或1 dB。使用预测时间为2 s（设置延迟）且保护时间为1 s（衰减抽样频率）时，如果衰减电平超过门限值 $S$ ，则启动设置程序。对于使用固定预设门限值的算法，现认为 $S_1$ 等于2.5 dB、2.3 dB和2 dB，其对应的可允许衰减变化率为0.25 dB/s、0.35 dB/s和0.5 dB/s。

结果显示，采用固定预设门限值算法的系统，其性能与以过去20份抽样为基础预测的系统性能相同。对于中断比例，达到最佳性能的方式是仅使用过去的两份抽样进行衰减预测，并加入0.5 dB的抗闪烁余量。很明显，相反的情况是，减少过去用于预测的抽样的数量，抗衰落使用的时间会增加，因为可能会出现更多的假告警。因子 $U$ 上升了约1.2，即抗衰落使用时间是理想情况下总使用时间的两倍。如果可用的备份容量很小，而共用它的地球站的数量很多，则即使在设置时间内短期中断数量会上升，仍可方便地实施该算法来提高系统效率。产生大量使用抗衰落措施的原因还在于，恢复正常传输条件的程序中引入的磁滞 $H$  (0.7 dB)和延迟 $T_b$  (20 s)的值很高。图10显示为评估降低延迟 $T_b$ 产生的影响所作仿真的结果，初步定为20 s。预测算法的实施仅使用过去的两份抽样，并将抗波动余量定为0.5 dB且磁滞 $H = 0.2$  dB。可以注意到，磁滞值和延迟值（ $T_b$ 等于10 s），足以有效对抗快速波动，将因子 $U$ 的值从1.2降至0.8。

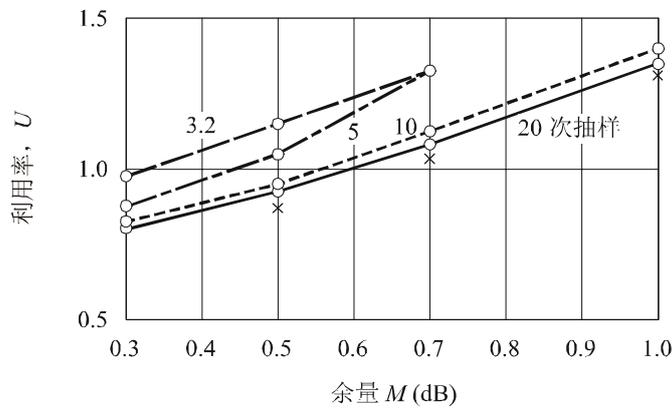
图 9  
设置时间内预期出现中断的  
百分比与预计余量



以 x 标出的点显示了使用固定预设门限值时的结果。其它曲线所示为使用线性预测算法并指明原抽样数量情况下的结果。

1061-09

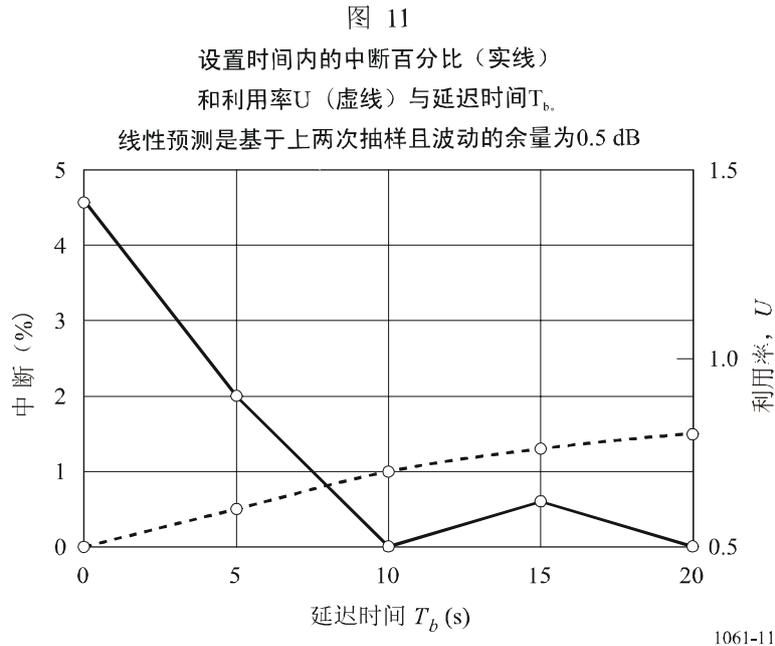
图 10  
利用率  $U$  与预计余量



以 x 标出的点显示了使用固定预设门限值时的结果。其它曲线所示为使用线性预测算法并指明原抽样数量情况下的结果。

1061-10

仿真结果显示，降雨事件过程中衰减时间演进的本质决定了很难制定好的预测方法。最为简单且更为鲁棒的技术，似乎是使用适当振幅的固定预计余量。本文讨论的预测算法，与使用固定预计余量的算法相比，无法明显的改善总体性能（使用中断数量和利用率进行测量）。无论如何，总是有可能在中断数量（即质量）与利用率（即可用性）之间进行折衷。当然，折衷取决于具体通信系统的要求。



## 5.5 结论

在需要低电平中断概率的情况下，双频波段频率分集法特别有效。

双波段频率分集在可用备份容量有限的基础上提供大量等效功率余量。所需备份信道的数量亦取决于与台站站点相关的、衰减程序的相关性特征。

## 6 首字母缩写/缩略语表

ACM	自适应编码和调制
AFP	自适应滤波预测
AWGN	加性高斯白噪声
BER	误码率
BPSK	二进制移相键控
$C/N$	载噪比
CPSK	相干移相键控
DIL	分集互连链路
DVB	数字视频广播
DVB-S2	EN 302 307中规定的卫星广播DVB系统
e.i.r.p.	等效全向辐射功率
$E_b/N_0$	比特能量与噪声频谱密度之比
ETSI	欧洲电信标准协会
FCM-TDMA	使用时分多址的抗衰减措施
FDM-FM	频分复用-频率调制

FEC	前向纠错
FM	频率调制
FM-FDMA	频率调制-频分多址
HPA	高功率放大器
LMS	最小平方
LNA	低噪声放大器
LPF	低通滤波器
PN	伪噪声
PSK	移相键控
QPSK	正交移相键控
RCPC	自适应删余卷积
RF	射频
SCPC	单载波单路
$S/N$	信噪比
SBP	基于斜率的预测
SR	符号重复
TDM	时分复用器
TDMA	时分多址
UPC	上行链路功率控制
8-PSK	8阵列移相键控
16-APSK	16阵列振幅和移相键控
32-APSK	32阵列振幅和移相键控

---