

卫星移动业务 (MSS)

手册

增补 1, 2, 3和4

增补 1

数字移动地球站的系统问题

增补 2

卫星移动业务干扰和共用标准的衍生方法

增补 3

使用1.5至1.6GHz范围频率的水上卫星移动系统的干扰和噪声问题

增补 4

使用对地静止卫星轨道卫星移动系统之间协调的技术问题



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 2007

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。

卫星移动业务 (MSS)

手册

增补1、2、3和4

增补 1 – 数字移动地球站的系统问题

增补 2 – 卫星移动业务干扰和共用标准的衍生方法

增补 3 – 使用1.5至1.6GHz范围频率的水上卫星移动系统的干扰和噪声问题

增补 4 – 使用对地静止卫星轨道卫星移动系统之间协调的技术问题

目录

页码

增补 1 – 数字移动地球站的系统问题.....	3
来源：ITU-R M.921-2报告 (原MSS手册的相关段落：第4.2和4.5段)	
增补 2 – 卫星移动业务干扰和共用标准的衍生方法.....	21
来源：ITU-R M.1179报告 (原MSS手册的相关段落：第2.3和4.5段)	
增补 3 – 使用1.5至1.6GHz范围频率的水上卫星移动系统的干扰和噪声问题	31
来源：ITU-R M.764-2报告 (原MSS手册的相关段落：第4.5段)	
增补 4 – 使用对地静止卫星轨道卫星移动系统之间协调的技术问题.....	41
来源：ITU-R M.1185报告 (原MSS手册的相关段落：第2.3段)	

增补 1

数字移动地球站的系统问题

摘要

本增补阐述数字语音级移动地球站和低 G/T 移动地球站的特性，同时以示例详细说明多路径衰落补偿和增强组呼叫系统的前向纠错（FEC）机制。原MSS手册的第4.2和4.5段对MSS系统工程的基本原理进行了一般性解释，本增补旨在说明目前使用的数字MSS系统的设计原则，并提供实际的设计示例。

数字移动地球站基本设计示例

1 引言

本增补旨在说明数字船舶地球站的系统和通信频道特性的若干技术问题，特别是如何平衡系统要求高效使用空间段容量和用户要求使用小巧的船载设备的问题。

最初设计的水上卫星移动通信系统旨在使用 G/T 为 $-4 \text{ dB(K}^{-1})$ 的船舶地球站。那时设想，今后采用的数字船舶地球站标准将采用类似或更低的 G/T ，且天线会更小。下列表1以Inmarsat系统概要说明这种情况。

表 1

本增补设想的Inmarsat船舶地球站特性概述

船舶地球站标准	天线增益 (dBi)	G/T ($\text{dB(K}^{-1})$)	系统功能
A	21至24	-4	各种公众通信
B	21	-4	各种公众通信及数字数据通信
M	12至15	-13 至 -10	各种公众通信及数字数据通信
C	2	-23	低数据速率信息

在同类调制的岸到船方向，可以通过增加每个频道的卫星的e.i.r.p.，为 G/T 很低的船舶地球站提供与 G/T 为 $-4 \text{ dB(K}^{-1})$ 的船舶地球站相同的频道质量。但是，该方法将降低系统频道的容量，因为表1所示的水上卫星通信系统是功率受限系统。

在船到岸方向，可以通过提高 G/T 很低的船舶地球站的功率实现相同的频道质量，但是可能产生辐射危险并可能增加对其它水上卫星的干扰。

因此，人们有必要考虑更为高效的调制方法和编码技术，从而提供载噪密度比(C/N_0)更低的频道。

标准B和C反应的概念旨在根据数字调制和编码技术提供发射和接收功能，而标准A定义的系统则采用电话模拟调频(FM)调制方法。上述两种情况均设想采用与当时所用系统相互分离的接入控制和信令系统，并采用预期能够增强信令效率和容量的不同的频道特性。在标准B定义的系统，有关频道需求的分配以前向TDM链路为基础（在每一个网络中，这

些链路可用于集中或分布式的接入控制)。与船舶地球站请求(随机接入)和回复(TDMA)信令频道耦合一起的这些链路,还有利于实现自适应式的功率控制和卫星点波束确定程序的实施。在标准C定义的系统中,通信和信令信息采用ARQ技术在前向TDM和反向随机接入链路中得到合并。

本增补第2节阐述数字系统技术设计的基本原理。第3节说明链路预算方面的考虑,第4节则介绍各种G/T的数字船舶地球站的性能特性。第5节具体解释Inmarsat的标准C通信系统。第6节介绍增强型群呼叫系统的概念。

2 数字系统设计的基本原理

2.1 系统概念和应用问题

在此我们设想,在Inmarsat标准A船舶地球站之后,将采用标准B定义的系统提供各类公众通信业务,包括:

- 基于数字调制、编码和语音处理技术的电话,包括话音频段数据;
- 低速率数据(最高约为9.6kbit/s)业务,包括用户电报和传真。

船舶地球站使用的信令系统和编号方案将有利于卫星频道与相关电话、用户电报和数据地面网络之间在海岸地球站上实现互连,包括与综合业务数字网(ISDN)的互通。

除上述基本业务外,人们还设想标准B定义的系统将继续提供标准A定义的系统所提供的其它功能,如通过电话和用户电报进行遇险告警,并提供56 kbit/s的船到岸高速数据。

人们的设想是,空间段将继续主要用于电话。采用数字技术将有可能节省卫星功率和带宽,或降低船舶地球站的G/T和e.i.r.p.要求,或二者兼而有之。

为继续保持目前标准A提供的电话频道主观质量(见ITU-R M.547建议书),人们设想标准B定义的系统的设计目标是在很低的卫星仰角的标称条件下,实现良好的电话语音质量。此外,人们设想为满足这些目标所需的卫星e.i.r.p.将与标准A要求的水平不相上下。通过在前向链路上使用话音激活和功率控制机制,可以将每个频道的平均卫星e.i.r.p.进一步降低至低于标准A要求的水平。

实现船舶地球站设备的数字化将支持种类繁多的数据传输业务。

2.2 语音编码技术

在提供所需的话音质量方面，数字调制和语音编码技术比模拟调制技术更加有效。使用高效的数字语音编码方法可以降低带宽要求，更小的带宽与前向纠错（FEC）一道还可以降低载噪密度比（ C/N_0 ）（后者决定着岸到船方向的功率要求-系统中功率受到最大限制的链路）。上述技术还能够最大限度地降低船到岸方向的船舶地球站的e.i.r.p.要求。人们预计，LSI电路技术的持续发展将为人们带来低成本高效益的数字技术。

通过比较现行的语音编码技术，我们可以得出这样的结论，如果语音编码方法为自适应-预测式编码（APC）或子频段编码（SBC），并采用16 kbit/s的语音编码速率及约 10^{-2} 至 10^{-3} 的比特误码率（BER），则可以实现所需的语音质量目标。根据所采用的调制和FEC编码技术，这还有可能使频道间隔降低至20-25 kHz。

2.3 调制技术

有可能用于标准B的各种数字调制技术均将得到考虑，并将对由此得出的BER性能特性、带宽使用效率和硬件复杂程度作出比较。

对于岸到船的发射而言，滤波4-PSK将是一种有效的调制技术，但是由于它具有幅度不断变化的特性，因此在进行船到岸发射时，需要在船舶地球站安装线性（A类）放大器。然而，幅度变化较小的偏置4-PSK调制将与现有的（C类）放大器相互兼容，因此可以得到使用（频谱效率和BER性能只会稍有劣化）。

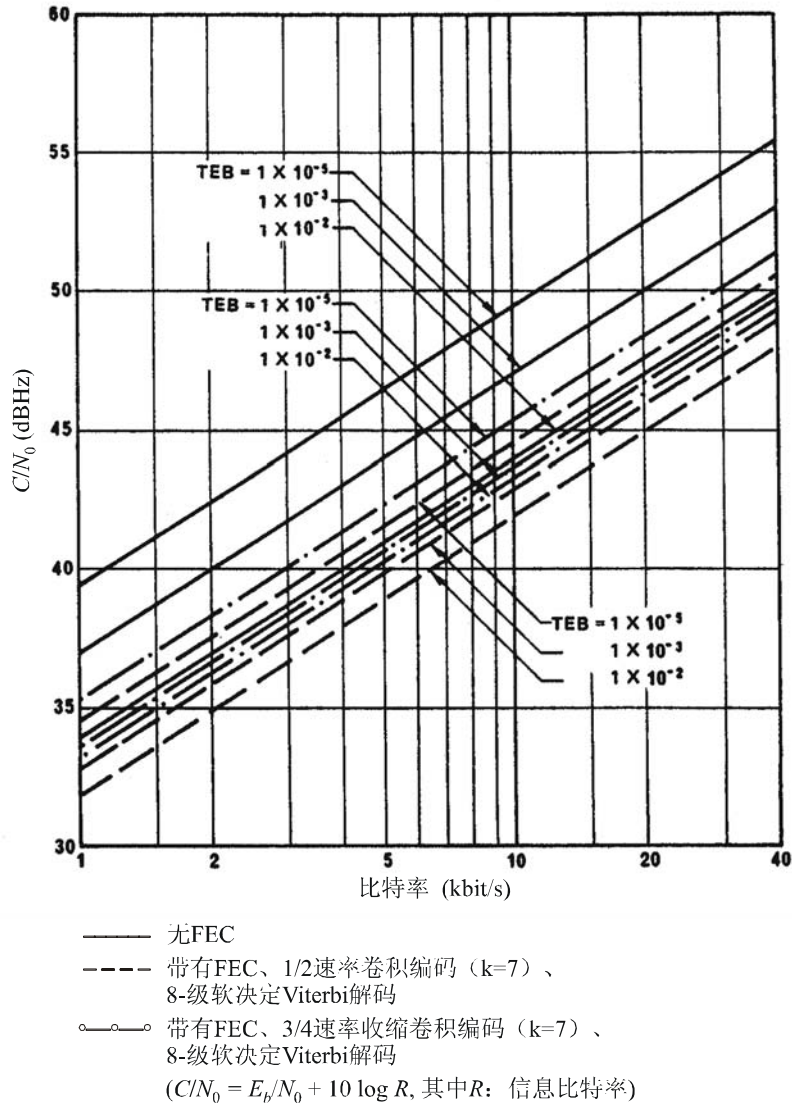
2.4 FEC技术

在发往和发自船舶地球站的话音传输数字频道中使用FEC将便于大大降低满足BER标准（由语音质量目标得出）所需的 C/N_0 值，不论采用何种语音编码技术。

图1所示为不采用FEC和采用FEC情况下各种比特率的2-PSK或4-PSK频道对 C/N_0 的要求。在实际应用中，应增加1至2dB的实施余量，尽管随后的情况发展表明，采用少于1dB的实施余量可能更为合适。该图清楚地表明，对于特定的比特率，FEC技术能够十分有效地降低 C/N_0 值。

图 1

作为比特率函数的 C/N_0



MSS-Sup1-01

带有软决定Viterbi解码的1/2速率卷积编码（约束长度 $k = 7$ ）被广泛用于卫星系统，并已成为一种成熟的技术；还可以在VLSI中对此加以实施。在实际工作中取得的编码增益接近理论预测：在输出BER为 10^{-3} 时，约为3.8dB，BER为 10^{-5} 时，约为5.2 dB。

当时带有Viterbi解码的3/4速率编码技术并不像1/2速率技术那样得到了广泛应用，并且要求采用更复杂的处理。在实际工作中取得的编码增益为：在输出BER为 10^{-3} 时，约为2.8dB，BER为 10^{-5} 时，约为4.3dB（即比1/2速率少1 dB），但带宽扩展因素大大降低（即比1/2速率少1.8 dB）。

在1/2基本速率代码中使用“收缩”编码技术可以大大降低3/4速率编码技术的复杂性。具体做法是在1/2编码数据流的每六个经编码的比特中删除两个比特，以3/4的速率传输剩余的四个比特，并在1/2速率Viterbi解码前在接收机上插入两个附加比特。另一种可能的应用是采用可在1/2和3/4速率之间进行倒换的、具有灵活编码速率的编解码器。带有收缩编码的BER性能仅稍稍劣于非收缩技术，在BER为 10^{-5} 时，仅需要增加0.2 dB的 E_b/N_0 ，在BER为 10^{-3} 时，几乎没有劣化。

由此得出的结论是，3/4 FEC手段为符合标准B的系统带来了极大的优势，大大提高了频谱使用效率并能很好的使用功率。1/2速率的FEC非常适合于功率受到更多限制的系统，它可以在牺牲带宽使用效率的条件下，实现卫星和船舶地球站e.i.r.p.节省1 dB的要求。

此外人们还注意到，在进行Viterbi解码之后，包括随机误码在内的所有误码均呈现突发误码状态，同时由于突发误码和随机误码对数字频道传输质量产生不同的影响，因此不能由BER直接加以确定。

在卫星移动通信中，随机误码和突发误码均由多路径衰落造成，因此有必要在Viterbi解码之后评估突发误码的统计特性，包括多路径衰落效应。

人们已经从实验和统计学角度研究了Viterbi解码之后的输出误码特性[Yasuda等，1988年]。由此我们已经清楚地了解到，在多路径衰落条件下，误码突发比夹在两个20比特以上的无误码连续区要长。图2所示为通过模拟模型进行测量的结果，表2则给出了图中未包含的条件。

图 2

测得的误码突发长度累积分布

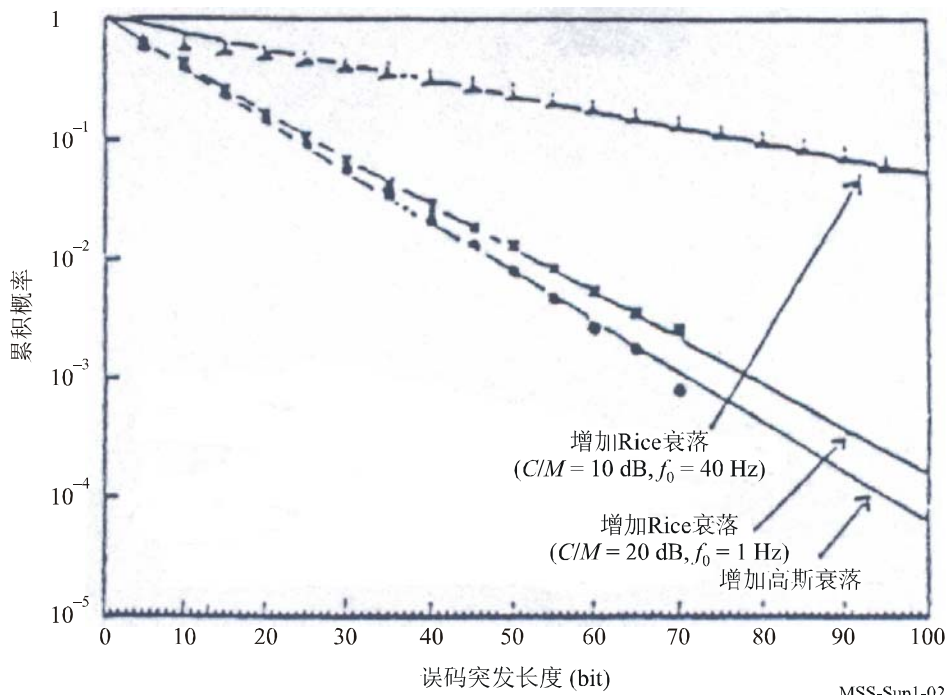


表 2

得到测量的系统的主要参数

信息比特率	16 kbit/s
Viterbi解码	- 约束长度: 7 - 编码速率: 1/2

2.5 标准B定义的系统设计举例

下列设计示例说明Inmarsat当时研究的标准B定义系统的概念。

基本电话频道使用带有偏置-QPSK调制和3/4速率FEC的16 kbit/s APC，在24 kbit/s速率岸到船载频的定向频道和每载频功率控制为15-16 dBW（取决于船舶地球站仰角）及船舶地球站 G/T 为 $-4 \text{ dB(K}^{-1}\text{)}$ 的条件下，SCPC卫星链路的有效频道速率为24 kbit/s。为运营Inmarsat第一代卫星，所要求的相应船舶地球站的最大e.i.r.p.为34 dBW。通过最小为20 kHz的频道间隔可以在出现相邻频道干扰的情况时提供可接受的频道BER性能。

表3所示为数字船舶地球站系统电话信号传输频道的基本参数。该系统使用16 kbit/s（可倒换为9.6 kbit/s）语音编码机制（采用带有最大可能量化的自适应预测编码（APC-MLQ）[Yatsuzuka等，1986年]），3/4速率（可倒换为1/2速率）的收缩卷积编码/软决定Viterbi解码[Yasuda等，1984年]和偏置QPSK（OQPSK，可倒换为QPSK）。传输比特率为24 kbit/s（通过22.4 kbit/s帧中继补充数据获得）。

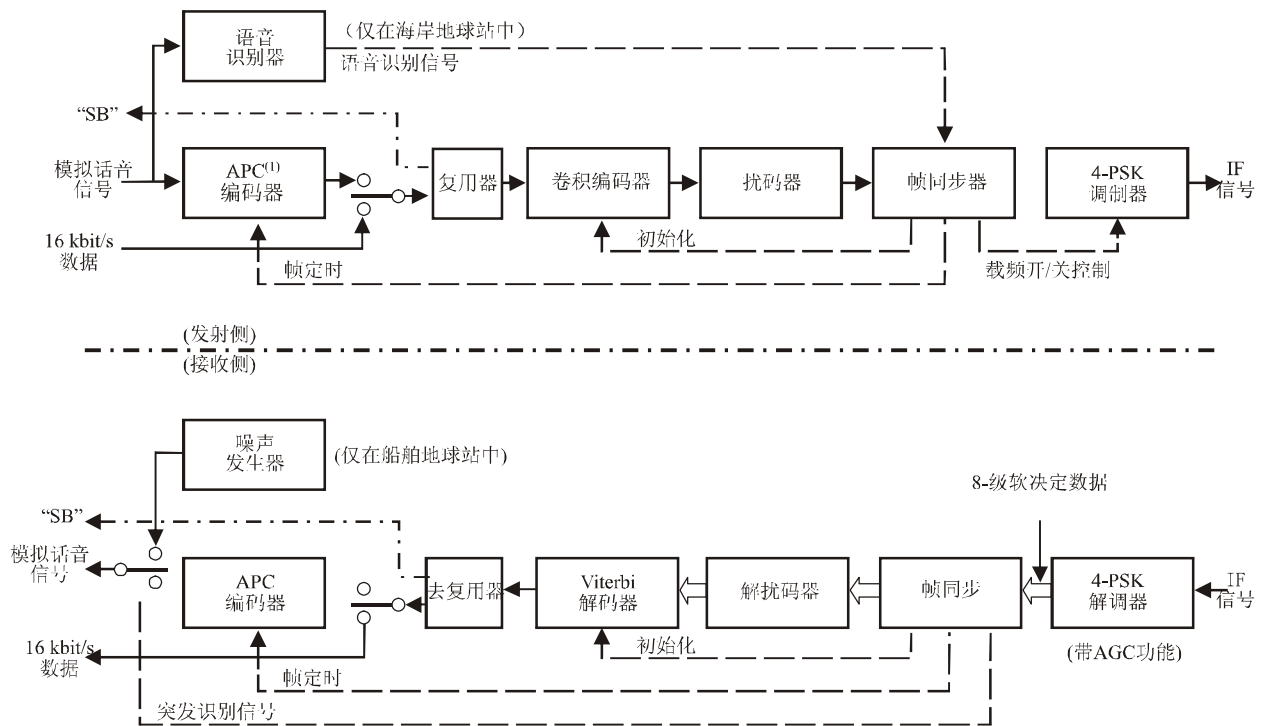
表 3

数字通信频道的主要参数

信息比特率	16 kbit/s和9.6 kbit/s
语音编码	APC-MLQ（带有最大可能量化的自适应预测编码）
FEC	3/4速率和1/2速率收缩编码 ($k = 7$) / 8-级软决定Viterbi解码
调制	偏置QPSK和QPSK
发射/接收滤波器	平方根升余弦奈奎斯特滤波器 OQPSK的滚降为60% QPSK的滚降为40%
传输比特率	24 kbit/s
载频间隔	20 kHz（最小）
操作模式	岸到船方向为语音激活操作

图3为系统的数字通信功能框图。除APC-MLQ编解码器、FEC编解码器和调制解调器外，在海岸地球站上还使用完成岸到船方向语音激活功能的语音检测器，在船舶地球站则使用噪音生成器来提供更为自然的收听环境。语音激活可以方便人们有效使用卫星到船舶方向的卫星功率。

图 3
通信单元功能框图



⁽¹⁾ APC: 自适应预测编码

2.6 系统设计的高级领域

人们按需要对系统设计的下列高级领域中的问题进行了研究：

- 更低的G/T SES的语音质量指标；
- 与地面网络的互连；
- 电话和信令安排；
- 可能的编码技术的进一步开发和主观评估，特别是9.6 kbit/s及更低比特率的编码技术；
- 更大的多路径衰减效应，特别是涉及调制和编码方法的此种效应；
- 船舶运动对船舶地球站天线性能特性的影响。

3 链路预算方面的考虑

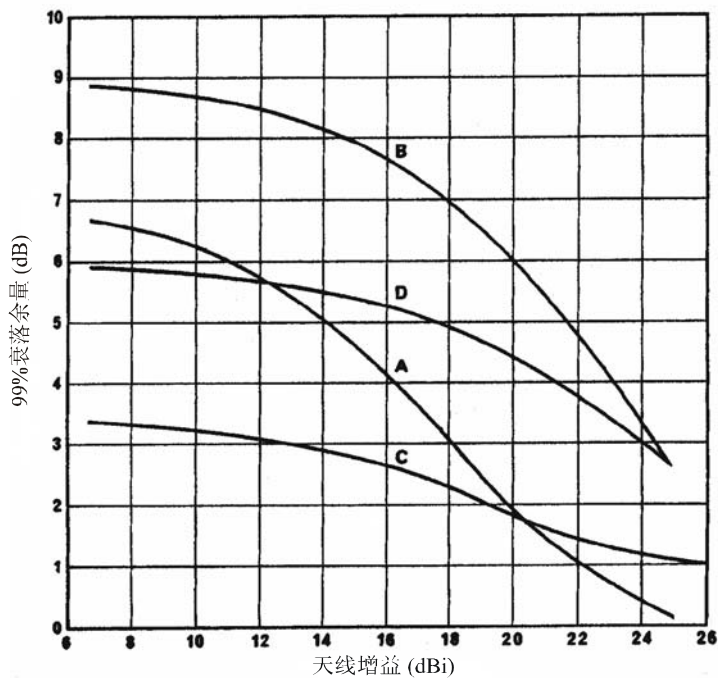
3.1 多路径衰落特性

在标准B以及特别是标准C定义的船舶地球站概念中，我们看到当时的总体趋势是使用较小的天线系统。由于此类系统的方向性较小，因此它比标准A定义的系统更容易受到多路径衰落的影响。

图4所示为通过理论考虑和测量数据得出的简单多路径衰落模型（见本增补第5节）。模型采用增益范围为7-25 dBi的天线方向性，及仰角为5度和10度之间的“轻缓”海面状况下的衰落余量（99%的时间处于Rice-Nakagami衰落情况）。同时该图显示了在天线系统上采用多路径衰落减少机制（极化整形技术）可能带来的优势。

图 4

多路径衰落特性
(99%的时间处于Rice-Nakagami衰落情况)



- 曲线 A: 10度仰角
B: 5度仰角
C: 10度仰角，带有多路径衰落减少机制（极化整形）
D: 5度仰角，带有多路径衰落减少机制（极化整形）

MSS-Sup1-04

3.2 指向/跟踪误差特性

日本已研究了船舶运动造成的无源稳定船舶地球站天线的指向/跟踪误差。可以利用该信息来确定典型的天线系统的链路预算损耗。

3.3 链路预算示例

示例所示为标准B定义的船舶地球站 (案例1: $G/T = -4 \text{ dB(K}^{-1})$) 和标准M定义的系统 (案例 2: $G/T = -10 \text{ dB(K}^{-1})$) 且通过Inmarsat第二代卫星操作的链路功率预算 (话音频道BER指标为 10^{-3})。在后一种案例中, 还给出了通过多路径衰落减少机制 (极化整形) 实现的潜在链路质量 (C/N_0) 的改进情况。

虽然这些链路预算示例不完全符合ITU-R M.760报告所述的方法, 但却的确说明, 与标准A定义的系统相比, 数字调制和编码技术确实为大大减少卫星和/或船舶地球站的传输功率要求带来了机遇。

注1 - 括号中所示的案例2的数值说明采用多路径衰落减少的技术情况。

4 数字话音级船舶地球站的性能特性

本节通过示例说明使用高效的数字通信技术[Hirata等, 1984年]的船舶地球站情况, 以及根据采用两类天线系统 (中等增益和高增益系统) 的现场实验结果得出的上述地球站的性能特性。

4.1 现场实验结果 [Yasuda等, 1987年]

我们通过采用跟踪地球站系统[Kashiki等, 1985年]的印度洋上空的Inmarsat卫星 (INTELSAT V MCS-A) 进行了现场实验。在重量达701吨的航行船舶上安装了船舶地球站设备。

在实验中我们通过采用高增益和中等增益的天线对两类船舶地球站进行了测试。高增益天线是直径为85厘米、增益为20 dBi的抛物天线, G/T 为 $-4 \text{ dB(K}^{-1})$ (类似于Inmarsat标准A定义的船舶地球站)。中等增益天线是直径为40厘米、增益为15 dBi的经修改的短背射天线, G/T 为 $-10 \text{ dB(K}^{-1})$, 并包括一个基于极化整形的衰落减少功能[Shiokawa等, 1982年]。

表 4

数字话音级船舶地球站链路预算示例

海岸地球站仰角：5°

船舶地球站仰角：10°

岸到船链路		
船舶地球站标准	案例1	案例2
海岸到卫星 (6.42 GHz) :		
- CES标称 e.i.r.p. (dBW)	52.0	60.0
- 自由空间路径损耗 (dB)	200.9	200.9
- 大气吸收 (dB)	0.4	0.4
- 卫星 G/T (dB(K ⁻¹))	-14.0	-14.0
- 上行路径 C/N_0 (dBHz)	65.3	73.3
- 卫星 C/IM_0 (dBHz)	60.5	68.5
卫星到船舶 (1.54 GHz) :		
- 卫星标称 e.i.r.p. (dBW)	13.0	21.0
- 自由空间路径损耗 (dB)	188.9	188.4
- 大气吸收 (dB)	0.2	0.2
- SES G/T (dB(K ⁻¹))	-4.0	-10.0
- 下行路径 C/N_0 (dBHz)	49.0	51.0
总体非衰落 C/N_0 (dBHz)	48.6	50.9
衰落损耗 (dB)	2.0	4.4 (2.7)
总体衰落 C/N_0 (dBHz)	46.6	46.5 (48.2)
船到岸链路		
船舶地球站标准	案例1	案例2
海岸到卫星 (6.42 GHz) :		
- CES标称 e.i.r.p. (dBW)	31.0	26.0
- 自由空间路径损耗 (dB)	188.9	188.9
- 大气吸收 (dB)	0.2	0.2
- 卫星 G/T (dB(K ⁻¹))	-12.5	-12.5
- 上行路径 C/N_0 (dBHz)	58.0	53.0
- 卫星 C/IM_0 (dBHz)	69.0	69.0
卫星到船舶 (1.54 GHz) :		
- 卫星标称 e.i.r.p. (dBW)	-7.4	-2.4
- 自由空间路径损耗 (dB)	197.2	197.2
- 大气吸收 (dB)	0.4	0.4
- SES G/T (dB(K ⁻¹))	32.0	32.0
- 下行路径 C/N_0 (dBHz)	55.6	60.6
总体非衰落 C/N_0 (dBHz)	53.5	52.2
衰落损耗 (dB)	2.0	4.4 (2.7)
总体衰落 C/N_0 (dBHz)	51.5	47.8 (49.5)

表5所示为高增益和中等增益天线的主要参数。

表 5

高增益和中等增益天线的主要参数

	高增益天线	中等增益天线
天线类型	直径85厘米的抛物天线	直径40厘米的经修改的短背射天线
G/T	-4 dB(K ⁻¹)	-10 dB (K ⁻¹)
e.i.r.p. (最大值)	C-类HPA为34 dBW 线性HPA为31 dBW	26 dBW
天线增益	20.5 dBi	15 dBi
-3 dB的天线波束宽度	14°	32°
天线轴比 (波束中心)	1.8 dB	1 dB
发射机输出功率	25 W (C-类HPA) 15 W (线性HPA)	20 W (线性HPA)

对于地球站发射机的高功率放大器而言，我们为高增益天线使用了带有功率控制功能的C-类HPA，或线性GaAs FET HPA[Okinaka等，1985年]；而在中等增益天线方面则使用了线性HPA。在使用C-类HPA时，采用的是偏置-QPSK调制，以避免HPA的非线性化造成的被调制信号的频谱再生。

总而言之，实验结果表明，使用前向纠错和语音编码的数字技术对于采用中等增益天线和高增益天线的系统都十分有效。

4.2 G/T 很低的实验用船舶地球站的性能

本段介绍标准M定义的、采用很低的实验用 G/T SES (-13 dB(K⁻¹))的试验背景，该系统使用宽波束带宽天线和数字调制技术。

实验工作由英国内政部（现贸易和工业部）、英国电信国际公司（BTI）和德国航空航天研究机构（DFVLR）联合进行。

上述实验的目的是为了说明此类SES的实用性，并评估当今一代水上卫星在2 400bit/s速率条件下的性能（既包括基本不衰落的高仰角条件，也包括低仰角时出现的多路径衰落条件）。

Hagenauer等著的论文[1984年]具体说明了上述某些实验结果。

5 Inmarsat标准C定义的通信系统

5.1 概述

标准C定义的通信系统旨在用于最小的船舶的船载双向卫星通信系统，同时人们也认为，它是满足Inmarsat卫星覆盖区内GMDSS《1974年SOLAS公约》的1988年修正案要求的标准A SES的替代系统。适用《1974年SOLAS公约》的船载标准C终端需满足Inmarsat标准C SES的IMO性能标准（能够发射和接收直接印字报通信（IMO大会第A663号（16）决议）。

该系统提供双向的、基于电文的通信应用，其目的是与国际用户电报网和种类繁多的地面数据网实现连接。此外，标准C通信频道还提供整个海洋的只进行广播的应用，称作加强群呼叫。

5.1.1 现将标准C定义的系统简述如下：

- a) G/T 为 $-23 \text{ dB(K}^{-1})$ ，使用方便设计很小的设备的小型全向天线；
- b) 信令和信数据均采用数字分组传输技术（岸到船为TDM，船到岸为TDMA）；
- c) 预计通过使用1/2速率卷积编码和交织可以实现低载波噪声密度条件下的、较好的纠错性能；
- d) 地球站（CES和NCS）间链路方便为进行系统控制而进行的数据交换；
- e) 在初次打开之后，通过卫星点波束自动识别可以实现点波束环境下的操作。

5.1.2 可利用这些技术开展下列应用：

- a) 国际用户电报；
- b) 文字广播；
- c) 交互式数据交换和数据库询问；
- d) 遇险的优先连接。

5.2 设计影响

采用 $-23 \text{ dB(K}^{-1})$ 的 G/T 限制了为极低数据速率提供的系统，并具有以下重大设计影响：

- a) 前向和反向数据速率被限制为600 bit/s，如果采用1/2速率的卷积编码和交织，则可以实现较高的数据包成功率；
- b) 在岸到船方向，需要相对较高的21 dBW的卫星e.i.r.p.。

5.3 链路预算

由于标准C定义系统的ARQ性质，因此对标准C链路的分析不同于典型卫星链路的分析。在典型系统中，存在明确的 C/N_0 门限电平，它不仅确定了服务质量，而且被视为是接受性限值。超过该门限值的时间比为可用性。在标准C中， C/N 仅仅影响重新发射的次数，因此会造成信息延误并影响系统容量。

表6和表7所述的链路预算为“最差情况”下的预算，最差情况被定义为：

- SES和CES的仰角为5度；
- G/T 和e.i.r.p.均为最小值；
- 最差转发器荷载（即转发器实现百分之百荷载，且频道的载波/互调比最低）；
- 时间接受率为99%。

应当指出，大多案例的大多数时间内， C/N_0 会更好。

表 6

“最差情况”前向链路预算
前向链路：99%的时间

海岸地球站e.i.r.p.	(dBW)	60.4
路径损耗	(dB)	200.9
吸收损耗	(dB)	0.4
卫星 G/T	(dB(K ⁻¹))	-15.0
平均上行链路 C/N_0	(dBHz)	72.7
平均卫星 C/I_0	(dBHz)	54.8
卫星平均e.i.r.p.	(dBW)	20.4
路径损耗	(dB)	188.5
吸收损耗	(dB)	0.4
SES G/T	(dB(K ⁻¹))	-23.0
平均下行链路 C/N_0	(dBHz)	37.1
标称非衰落 C/N_0	(dBHz)	37.0
干扰损耗	(dB)	0.5
总RSS随机损耗（99%）	(dB)	2.0
总体 C/N	(dBHz)	34.5
所需 C/N_0	(dBHz)	34.5
余量	(dB)	0.0

表 7

反向链路：99%的时间

		MCS	MARECS
船舶地球站e.i.r.p.	(dBW)	12.0	12.0
路径损耗吸收损耗	(dB)	189.0	189.0
吸收损耗	(dB)	0.4	0.4
卫星 G/T	(dB(K ⁻¹))	-13.0	-11.0
平均上行链路 C/N_0	(dBHz)	38.2	40.2
平均卫星 C/I_0	(dBHz)	49.0	49.0
转发器增益	(dB)	150.9	150.9
卫星平均e.i.r.p.	(dBW)	-26.5	-26.5
路径损耗	(dB)	197.2	197.2
吸收损耗	(dB)	0.5	0.5
CES G/T	(dB(K ⁻¹))	32.0	32.0
平均下行链路 C/N_0	(dBHz)	36.4	36.4
标准非衰落 C/N_0	(dBHz)	34.1	34.7
干扰损耗	(dB)	0.5	0.5
总RSS随机损耗 (99%)	(dB)	1.7	1.7
总体 C/N_0	(dBHz)	31.9	32.5
所需 C/N_0	(dBHz)	31.5	31.5
余量	(dB)	+0.4	+1.0

5.4 信号处理系统

5.4.1 信号处理功能

从链路预算中可以看出，由于采用低增益SES天线，因此前向和反向链路均为能源受限链路。采用半速率卷积编码（约束长度 $k = 7$ ）机制提供前向纠错可以在非衰落链路上实现 5 dB范围的编码增益。

只通过编解码器的信息的特定比特对于有14个连续符号的群具有影响，同时由于衰落带宽非常低，因此14个符号受到衰落的同等影响。为应对上述情况，编码符号在发送前被组合为符号块，然后以其组合不同的顺序进行传送。该程序的效果是在大于衰落期的一段时间内将与特定数据比特相关的14个符号进行分散。

因此在出现典型衰落时，14个符号中只有若干受到损坏，同时被传送符号流中的冗余符号有利于重建最初的数据流。

以上不仅是前向TDM频道连续模式的情况，而且是伪连续SES信息频道的情况。对于突发模式的SES信令频道而言，未使用交织，因为突发时间太短，交织不能发挥任何有益作用。

所有频道都进行了数据扰码。虽然由于比特率很低所以不需要能量扩散，但是为了恢复解调器的时钟，确有必要保证充分的符号过渡。图形内容多的信息（如制表）可以在交织器中进行互动，以便在不进行符号过渡情况下产生更长的序列（随机数据可能需要符号过渡）。

5.4.2 信号处理效果

我们选择了相对较短（ $k = 7$ ）的约束长度，以便使用最大概率解码技术（如Viterbi算法）。

卷积解码器的性质决定了它产生突发误码，同时对各种解码算法进行不同的实施可能产生种类繁多的误码突发特性。

标准C定义的系统基本上是带有ARQ的分组系统，因此其主要的性能参数是数据包误码率。在实践中，数据包误码率在很大程度上取决于突发误码率，但几乎与突发中的比特数量毫无关联。正因为如此，对于符合标准C的移动频道而言，比特误码率不是一个有用的衡量标准。

作为确定性能限值的基准，我们假设Viterbi解码器采用3比特软决定采样进行操作。

5.5 FEC性能

根据相关报告，标准C类天线系统的FEC性能测量结果被作为补偿多路径衰落效应的手段。这些测量结果表明，有必要采用带有交织的FEC来改善连续传输的、标准C定义系统衰落链路的频道误码性能。我们通过DFVLR频道模拟器测试结构（外加新设计的、使用COSTAS环路并合并使用AFC（自动频率控制）环路）对标准C水上频道的编码DECPSK传输性能进行了测量，以便恢复DECPSK信号频道（瑞雷频道、 $C/M=6.3$ dB的Rice-Nakagami频道）的载频和数据以及最具代表性的选择频道（包括所有被测试天线（C3、C5、C11、C14）的4度仰角的最差情况和C3及C11天线（带有所示分贝增益的标准C天线）的19度仰角情况）。ITU-R M.762报告和[Hagenauer等著的论文，1984年]详细阐述了上述情况。

6 增强群呼叫系统

6.1 概述

增强群呼叫（EGC）系统是全球商业群呼叫、全球寻呼（FleetNETTM）和水上安全信息（SafetyNETTM）传播的全球数据广播系统，它是Inmarsat标准C定义的系统的一个部分，并利用标准C的公共频道TDM传输岸到船信息。

经1988年修正的《1974年海上人命安全国际公约》规定，所有在Inmarsat覆盖区内进行航行、但未提供国际NAVTEX应用的船舶均必须配备无线电装置来接收Inmarsat增强群呼叫系统播出的水上安全信息。SafetyNET应用提供水上安全信息，包括通过不同船舶技术选择接收的岸到船遇险告警、NAVAREA导航和气象警报以及常规天气预报。适用1974年SOLAS公约的船载EGC接收机需要遵守IMO有关EGC设备的IMO性能标准（IMO大会第A.664)16)号决议）。

FleetNET™系统方便岸上商业用户通过预先分配的ID选择呼叫一组或个别船舶。

6.2 系统描述

EGC信息在标准C公共频道（NCS）TDM上与标准C信令业务一道传送，由于使用了非常强健的标准C系统采用的调制和编码技术，因此EGC终端可以在小巧、低成本和低 G/T接收机基础上加以实现。接收机可以是自成一体的单元，也可以与标准C或标准A SES集成一体。与标准C SES集成一体不一定需要有第二个接收机，因为标准C接收机在不进行业务时即对公共频道TDM进行监听。EGC信息通过标准C CES从地面网络前转至标准C NCS。

EGC系统的工作带宽为1530至1545 MHz，频道间隔为5 kHz。相邻海洋区的EGC载频具有不同的频率。接收机对这些载频频率进行存储，以便船舶离开一个海洋区而进入另一个海洋区时自动进行再调谐。接收机可以存储诸多频道频率，以便适应未来点波束卫星有效载荷的扩大并与之实现兼容。

6.3 寻址技术

目前存在三种EGC接收机的寻址方法，即：

- 独特ID寻址（FleetNET™）；
- 群ID寻址（FleetNET™）；
- 区寻址（SafetyNET™）。

能够接收商业FleetNET™信息的EGC接收机具有独特的24比特身份和若干24比特群身份。群身份可以在卫星链路上下载和删除。SafetyNET™应用中的寻址专在地理区进行。可以实现两种类型的地理区寻址：

- a) 预先确定的地理区，如NAVAREA、WMO区、NAVTEX覆盖区和SAR区；
- b) 绝对区按照坐标和经纬扩展（矩形区寻址）进行确定，或按照坐标及海里半径（圆形区寻址）进行确定。

可以在外部导航仪器上自动更新接收机，同时操作员还可以选择其它相关区，如处于船舶预计航线上的区域。

6.4 总结

EGC是传播水上安全信息和传输岸到船商业群呼叫和寻呼信息的有效手段。配备接收EGC信息设备的船舶只需要安装简单的低成本接收机，或使用装备合适的、Inmarsat标准A或标准C SES。

参考文献

- HAGENAUER, J., DOLAINSKY, ETBAUER, GRABEL, LOTS, PAPKE, W., PLOCHINGER y SCHWEIKERT, R. [noviembre de 1984] Multipath fading effects and data transmission for small ship earth stations (Standard C). DFVLR Final Report, 223 páginas (en alemán). DFVLR, D-8031 Oberpfaffenhofen, Alemania (República Federal de). Preparado por ESA/ESTEC Contrato N.º 5323/82/NL/JS.
- HIRATA, Y., YASUDA, Y., OKINAKA, H. y KASHIKI, K. [noviembre de 1984] A digital transmission system for global maritime satellite communications. *Proc. IEEE*, Vol. 72, 11, p. 1620-1626.
- KASHIKI, K., OKINAKA, H., YASUDA, Y., SHIOKAWA, T. e HIRATA, Y. [23 de junio de 1985] Field test results on a digital transmission system for global maritime satellite communications. IEEE International Conference on Communications (ICC '85), 23-26 de junio, Chicago, ILL, Estados Unidos de América, Conf. Record, Vol. 1, p. 16.5.1-16.5.7.
- OKINAKA, H. y otros [junio de 1985] A 1,6-GHz GaAs FET linear power amplifier for ship earth stations. 1985, Chicago, ILL, Estados Unidos de América, p. 24.6.1-24.6.6.
- SHIOKAWA, T. y KARASAWA, Y. [mayo de 1982] Ship borne antennas suppressing multi path fading in maritime satellite communication. IEEE/Antennas and Propagation Society (AP-S) International Symposium, Albuquerque, NM, Estados Unidos de América, p. 390-393.
- YASUDA, Y., KOMAGATA, H. y HAGIWARA, E. [1988] An experimental study on Viterbi decoder output error characteristics (en japonés). *Trans. IEICE*, Japan, J71-B, 2, p. 229-237.
- YASUDA, Y. y otros [marzo de 1984] High-rate punctured convolution codes for soft decision Viterbi decoding. *IEEE Trans. Common.*, Vol. COM-32, 3, p. 315-319.
- YASUDA, Y. y otros [noviembre de 1987] Performance characteristics of a digital voice-grade ship earth station. (Presentado a la Conferencia GLOBECOM 87 del IEEE, Tokio.)
- YATSUZUKA, Y. y otros [mayo de 1986] 16 kbit/s high quality voice encoding for satellite communication networks. 7th Int. Conf. Digital Satellite Common., Munich, p. 271-278.

增补 2

卫星移动业务干扰和共用标准的衍生方法

摘要

本增补提供衍生卫星移动业务干扰共用标准的方法。由于所需信号电平和干扰信号电平取决于诸多因素，因此特别衍生了用于两种时间百分比-长期性能和短期性能的干扰标准。本增补第3节阐述总体干扰标准的基础，同时本增补还对业务链路和馈线链路的干扰标准进行了解释。此外，本增补说明了在衍生干扰标准过程中应考虑的不同传播因素。本增补亦说明某些应采用的协调门限和协调距离。

卫星移动业务干扰和共用标准的衍生方法

1 引言

卫星移动系统（MSS）可以通过各种频道来提供满足航空器、船舶或陆地移动地球站通信需求的业务，并提供网络控制数据、传真、视频和话音通信频道。与这些频道相关的性能和链路特性可能大不相同，因此，每种通信对干扰的容忍程度也可能出现差异。本增补建议通过结构式方法制定卫星移动业务的干扰和共用标准。本增补不仅探讨相关的统计问题，而且描述确定最大允许的单入干扰功率电平的方法。

2 统计方面的考虑

在MSS中，所需的信号和噪声功率电平随操作环境和条件的变化而发生变化，因此统计参数最能说明系统的性能。产生干扰的信号功率电平也由于上述类似的原因而发生变化，因此，应通过两种构成成分确定干扰标准：

- a) 确定产生干扰信号功率限值的门限；
- b) 确定超过干扰门限概率的时间百分比和陆地卫星移动业务（LMSS）的地点百分比。应至少制定两种时间和地点百分比的标准，以便控制干扰的变化和性能的绝对水平。

“长期”标准用于确定不得超过 $X\%$ 时间（LMSS为 $Y\%$ 的地点）的最大允许干扰。时间（以及地点）百分比与长期性能指标的百分比相对应（如 $10\%-50\%$ ）。这些干扰电平和长期所需信号及噪声功率电平决定着系统的长期性能。

“短期”标准用于确定不得超过少量时间百分比（ $M\%$ ）（LMSS为 $N\%$ 的地点）的最大允许干扰。

应当为总干扰（即各种干扰源之和）和单入干扰（即一种干扰源）制定长期和短期的允许干扰标准。

3 有关总体干扰标准的基础

通信电路的性能指标根据基带性能门限值和门限值被超过的相关时间和地点百分比确定。这些指标可以转换为所需信号功率与噪声和等效类噪声干扰信号功率之和之间的比。可为典型系统计算性能指标定义的、与时间和地点百分比相关的系统链路功率预算，以确定不

存在系统间干扰（如ITU-R M.760报告所述干扰）情况下可实现的性能。此外，必须通过统计方法在这些链路功率预算中包括允许的系统间干扰电平，以便对所需的和实现的性能水平作出比较。下列等式确定这一关系，其中假设多重干扰信号总效应为类噪声效应。

$$\frac{C}{(N+I)_t}(p) = \left[\left(\frac{N}{C} + \frac{I}{C} \right)_{mob} + \left(\frac{N}{C} + \frac{I}{C} \right)_{fdr} \right]^{-1} (p) \quad (1)$$

其中“*mob*”和“*fdr*”符号分别表示业务链路（即1.5/1.6 GHz链路）和馈线链路，同时：

$C/(N+I)_t(p)$: 所需信号功率与总噪声加总干扰功率（除*p*时间和地点外所有时间和地点的干扰功率）之比（数字）

N/C : 系统内总噪声功率与所需信号功率（与无系统间干扰情况下实现的性能有关）之比（数字）

I/C : 集总干扰信号功率与所需信号功率之比（数字）。

无系统间干扰情况下的系统性能（即等式(1)中的 N/C 数值）受到各种系统内性能劣化（如接收机温度噪声、互调噪声等）的限制。采用频率复用（如卫星天线点波束之间的频率复用）的系统还会出现更多的系统内劣化。因此，如同卫星固定业务一样，对于采用频率复用的系统可能需要应用不同的干扰标准。无论如何，由允许的干扰电平造成的性能劣化不应超过系统内劣化的一小部分，以确保系统设计人员和操作人员能够很好地掌控性能。

在卫星地球探测和卫星气象业务中已存在将长期干扰定为总噪声加干扰功率电平的25%或更多的先例。对于轨道和频谱资源需求极大和使用极多的卫星固定业务（FSS）而言，在FDM/FM电话频道中允许存在35%的长期总噪声（由系统间干扰产生），采用频率复用系统的该数字为30%（ITU-R S.353和ITU-R S.466建议书）。这些百分比包括最多为10%的地面固定网络干扰，其余为20%至25%的卫星固定网络干扰。然而，在考虑使用此类卫星移动业务干扰功率与总噪声加干扰功率之比时，应谨慎评估其对系统性能和系统容量（对应特定性能水平的容量）的影响。

所需信号的衰落或产生干扰的信号电平的增加都可能将链路性能削弱至与性能门限相关的水平。在设计中应留出性能余量，以保证干扰不会将链路性能削弱至低于性能指标的水平。

4 干扰预算的制定

4.1 馈线链路与业务链路之间的预算制定

卫星固定业务的频率划分通常用于馈线链路，因此，频道的每一半（上行链路或下行链路）都受到不同干扰环境的影响，并可能具有不同的干扰标准。

短期的干扰方面的考虑也影响到卫星移动电路的 C/N 和 C/I 要求。短时间的阴影和多路径效应可能控制着1.5/1.6 GHz业务链路的 C/N 和 C/I 预算，特别是陆地卫星移动业务网络的这一预算。同时，如果采用10 GHz以上的馈线链路，由雨衰造成的短期衰落可能控制着馈线链路噪声和干扰预算。

在开发卫星移动系统时的一项基本设计考虑是净 C/N （包括 C/I 贡献）应主要由业务链路确定，即，馈线链路应只提供小的劣化（系统设计上的权衡，如，在早期系统中考虑空对地方向的很低的馈线链路e.i.r.p.可用性，因此可能有必要牺牲这一设计考虑）。

4.2 业务链路标准

1.5/1.6 GHz的所需信号功率电平通常会广泛和快速的变化，这些频率上产生干扰的信号也是如此，后者往往不会随着所需信号的变化发生变化。因此，鉴于业务链路的性能要求（即，通过使用等式(1)得出，性能指标和馈线与业务链路之间的预算制定），允许的集总干扰电平可以通过对所需和产生干扰的信号进行统计分析而得到确定。此外，由于已设想若干干扰源，因此可以通过统计分析来确定允许的单入干扰电平。ITU-R M.1179报告附件1详细说明如何确定这些干扰预算。本增补第7节说明这些链路的协调门限值。

4.3 馈线链路标准

当转发器用于伪线性区域时，馈线下行链路的所需信号功率电平通常会遇到与业务上行链路信号相同的变化，因此，用于馈线下行链路的方法应与用于业务上行链路的方法相似。

在馈线上行链路中，如果所需信号在很大时间百分比（如大于95%）内均为其平均数值的1 dB之内，则可以简化衍生干扰标准所需的假设。具体而言，可以通过分析预期的、所需信号平均值的性能，来得出允许的“长期”总干扰功率电平。通过分析“未衰落”性能则可以建立“短期”干扰标准，因为只有很少的时间百分比内会出现少量的干扰电平联合增加的概率，同时所需信号也只在很少的时间百分比内出现衰落。第6节介绍根据这些设想确定馈线上行链路干扰标准的方法。

5 干扰标准的衍生

本节探讨1.5/1.6 GHz内业务链路和馈线下行链路的干扰标准衍生方法。

5.1 引言

1.5/1.6 GHz内的卫星移动系统需要满足多种业务要求，其中包括不断变化的调制技术（模拟和数字），种类繁多的带宽和数据速率以及多种多样的发射功率电平。卫星移动业务系统业务链路使用的不同频道之间的e.i.r.p.、带宽和性能余量千差万别，因此应单独对每一类链路作出评估。然而，我们预计若干类型的链路将具有类似的干扰标准。

5.2 应得到考虑的产生干扰的业务

其它卫星移动系统的空间站和移动地球站的发射都会对1.5/1.6 GHz频段的卫星移动系统业务链路造成干扰，同时在特定地理区工作的固定业务系统发射也会对1.5/1.6 GHz频段内某些频率上的业务链路造成干扰。此外，这些频段中的其它业务会干扰馈线下行链路。

5.3 传播因素

卫星移动系统业务链路信号首先会受到周围地形（如大地、海洋和建筑）反射和散射以及地对空路径上阻挡物的阴影（如建筑和树木）和附近障碍物衍射的影响。这些链路也会受到电离层、对流层和降水的影响（虽然在1.5/1.6 GHz内程度较低）。ITU-R P.680和ITU-R P.681建议书分别阐述100 MHz以上频率的水上和陆地环境的传播效应，ITU-R P.682建议书则说明航空环境情况。在上述三种操作环境中，陆地卫星移动链路的传播效应最为严重。

传播损耗的统计数据取决于当地环境。相关的理论研究和具体的链路测量表明多路径信号为瑞雷分布信号。相对于未衰减视距（LoS）信号的多路径信号的平均功率取决于天线辐射方向图、天线仰角以及多路径信号被散射的物理媒介的特性。如果接收天线不能完全鉴别多路径信号且LoS信号不会严重衰减，则可以通过Rice-Nakagami分布函数制定收到的峰值信号分布模型。所进行的测量还表明，在阴影条件下（如树木或其它障碍物造成的阴影），LoS信号功率的分布可以由对正数分布加以近似。因此对所有环境而言，所收峰值信号的统计变化可以建成复合程序模型。而所收瞬间信号功率的浮动则可以建成Rice-Nakagami程序模型，其中“恒定”信号幅度被假设为对正数程序。ITU-R P.1057建议书全面讨论了这一复合程序的数学计算细节。

然而应当指出，这些数学模型可能不够准确，在信号电平异常高或低的情况下尤其如此，因为这些情况下出现此类电平的概率很低。

产生干扰的信号电平会受到类似干扰因素的影响。然而，在我们认为干扰是由其它卫星移动网络造成时，视距（LoS）干扰可用作大多数时间的具有代表性的数值，前提是所需的和造成干扰的信号路径的仰角不能太低（如小于5度）。

在考虑短期干扰标准时，由多路径机制造成的短期干扰电平的增加应被考虑在内，特别是移动地球站处于海面上空时。在这种情况下，LoS信号电平可能会增加高达5 dB。

在进行分析时还应考虑所需和产生干扰信号之间的仰角差别，或地球站天线鉴别以及由此造成的所需和产生干扰信号分布函数的差异。在使用共用标准时必须考虑仰角，而在干扰标准中则应包含地球站天线鉴别效应。此外，还必须包含系统内噪声的影响。

通过对所设想的单个干扰源的概率密度函数进行卷积可以确定总干扰电平。所需性能与集总和单入干扰电平之间的关系可被用于确定允许的、对业务链路的干扰电平。

6 馈线上行链路的、允许单入干扰标准的衍生

6.1 空间和地面业务之间干扰标准的分配

卫星移动业务地对空的频率划分通常需要与卫星移动系统、地面业务系统以及其它空间业务系统（有时）进行共用。最初可以将短期（增强）和长期（接近中等）干扰标准进行区分，以便为空间业务和地面业务分别制定干扰预算。这种程序有利于确定空间和地面系统的相关共用标准和协调门限值，在区分数字时我们往往需要这些标准和门限值，同时它们也可能带来不同严重程度的潜在干扰。

可以通过下列等式进行上述进一步的区分：

$$I_s(x) = I(x) \cdot \frac{A_s}{100} \quad (2)$$

$$I_t(x) = I(x) - I_s(x) \quad (3)$$

其中：

I_s : 空间业务干扰 (W) 预算

I_t : 地面业务干扰 (W) 预算

A_s : 分配给空间业务的总干扰功率预算百分比

$I(x)$: 不超过 $x\%$ 时间的、总允许干扰功率 (W) 电平，其中 x 与长期性能指标相关。

$$I_s(p_s) = I(p) - I_t(x) \quad (4a)$$

$$I_s(p_t) = I(p) - I_s(x) \quad (4b)$$

$$p_s = p(a_s / 100) \quad (5a)$$

$$p_t = p - p_s \quad (5b)$$

其中：

p : 与短期干扰标准相关的时间百分比

p_s : 空间业务可以超过干扰门限值的时间百分比

p_t : 地面业务可以超过干扰门限值的时间百分比

a_s : 分配给空间业务的时间 p 百分比的部分 (%)

$I(p)$: 不超过 $p\%$ 时间的总干扰功率 (即短期干扰标准)。

在等式(2)和(3)中，长期干扰标准被按照功率进一步划分为空间和地面业务干扰两个类别。这样做的理由是这些长期的空间和地面干扰电平预计会同时出现。

在等式(4)和(5)中，短期干扰标准被按照时间百分比进一步划分为空间和地面业务干扰两个类别。由于造成增强电平的机制之间并不相互关联，因此不可能同时出现空间和地面业务的短期增强干扰电平。然而，在制定地面业务短期干扰预算时，必须考虑空间业务的长期干扰电平，并同样考虑地面业务对空间业务的长期干扰。因此，在等式(4a)和(5a)中，与空间业务相关的长期干扰被假设为是在与地面业务相关的短期干扰之上的干扰。

应对等式(2)至(5)中的干扰功率划分 (I_s 和 I_t) 和时间划分 (p_s 和 p_t) 数值进行选择, 以对应地面和空间业务干扰源的典型环境出现的相对干扰电平, 从而最大限度地降低由于共用标准的采用而出现的限制。

6.2 有关制定共用标准的考虑

6.2.1 单入干扰标准

将空间和地面干扰源的总干扰和时间百分比进行进一步划分有利于确定单个干扰源 (即“单入”干扰) 的允许干扰电平。可通过下列等式(6)和(7)实现这一目的:

$$I_{x'}(x) = \frac{I_x(x)}{n} \quad (6)$$

$$I_{x'}(p_{x'}) = \frac{I_x(p_x)}{y_n} - \left(I_{x'}(20) \cdot \frac{1-y}{y} \right) \quad (7a)$$

$$p_{x'} = \frac{p_x}{y_n} \quad (7b)$$

其中撇号 (') 参数表示单入数值, 且:

$I_x(x)$: 为空间或地面业务预算的、不超过 $X\%$ 时间的总允许干扰功率电平

$I_x(p_x)$: 为空间或地面业务预算的、不超过 $p_x\%$ 时间的总允许干扰功率电平

n : 空间或地面干扰源的有效数字

y : 干扰源增强电平的分数 $0 < y < 1$ 。

等式(6)和(7)与等式(2)至(5)的本质类似。长期干扰允许量被按照功率进一步细分, 短期干扰允许量被按照时间百分比进一步细分。在等式(7)中, 只有某些干扰源被设想为短期数值的增强值, 因此相互之间并不关联。虽然这些干扰源为增强值, 但所有其它干扰源则被设想为长期干扰值。这些长期干扰值之和被设想为 $(n - y_n)$ 乘以长期单入干扰允许量。

7 1.5/1.6 GHz频段链路的协调门限值和干扰标准

7.1 卫星系统之间的协调

人们通过《无线电规则》第11条规定的协调程序研究有关卫星系统之间的潜在干扰问题, 以确定可以通过哪些设计或操作限制来确保干扰不超过人们能够接受的程度。允许的单入干扰电平决定着协调采用的最小可允许干扰电平。《无线电规则》附录8规定了确定何时

需要进行协调的方法。当预测在最差条件下会出现链路噪声温度的些许提高时（即提高6%），则触发协调。在实际情况中，1.5/1.6 GHz频段的移动地球站天线鉴别率很低，因此几乎总是需要按照上述程序进行协调（前提条件是，在视距条件下，一个系统的移动地球站对另一个系统的卫星是可见的）。因此，这一可见条件似乎已成为确定何时需要协调1.5/1.6 GHz频段卫星移动系统的实际方法，卫星覆盖区完全分离的情况除外。

7.2 地面站对卫星接收机的干扰

1.6 GHz附近地面业务发射站和空间业务接收站之间的共用标准可通过为该互动预算的集总长期允许干扰电平加以制定（见ITU-R M.1173报告附件1）。

协调并不是规管这种干扰互动的方法，相反，适用的共用标准采用地面站e.i.r.p.、天线输入功率和指向限值的形式。可以预计，地面站集总干扰的时间变化很小，因此我们可以肯定在采用附件1的方法时，将主要采用相对严格的、长期干扰共用标准。目前已按照有关地面站部署和特性的假设确定了其它频段的此类共用标准。

7.3 协调距离

可以按照保护区概念制定移动地球站和地面站之间的共用标准。地面信号路径传播损耗会随时间发生巨大变化，因此通常需要采用短期和长期两种干扰标准。通过《无线电规则》附录7规定的方法可以计算陆地和船舶移动地球站的协调区。对于航空器地球站而言，通过航空器与地面站之间的视距传播路径协调距离则可以确定协调区。假设航空器地球站的高度为12公里，大气折射产生4/3的有效地球半径，则分别相对于地面上其它台站或航空器的LoS距离分别为450和900公里。如果将大气折射加大，则航空器分别与地面上的地面站和航空器台站的共用协调距离应为500和1000公里。需要对协调距离进行进一步研究。

增补3

使用1.5至1.6 GHz范围频率的水上卫星移动系统的干扰和噪声问题

摘要

本增补件根据理论以及实际测量和试验，对 1.5/1.6 GHz 频段的水上卫星移动系统的潜在干扰和噪声问题做了说明。第 2 段指出了水上卫星移动系统不同的干扰源。文件的其余部分说明了船载水上卫星发射机对不同受害系统的干扰。

使用1.5至1.6 GHz范围频率的水上卫星 移动系统的干扰和噪声问题

1 引言

运行中的水上卫星移动系统，至少将1.5和1.6 GHz频率范围分别用于卫星对船只和船只对卫星的链路。本增补件提出的理论研究结果，涉及对水上卫星移动系统的不同潜在干扰源，以及这一频段内水上卫星移动系统对其它系统的干扰，并归纳了对在港内和航海船只的实际电磁（EM）噪声测量结果，最后研究了这些频率上的其它干扰源，如地外噪声和接收机噪声温度等。

2 对水上卫星系统的干扰

2.1 来自雷达测高仪的干扰

当载有工作测高仪的飞机进入船载天线波束时，雷达测高仪可能对船载卫星接收机造成干扰。然而据了解，在这一频段运行的雷达测高仪越来越少。可将雷达测高仪的运行限制在分配频段的高端，以减少干扰的机会和持续时间。

2.2 来自卫星航空系统的干扰

即使卫星航空系统的飞机发射机对船载天线的主波束产生辐射，预计也不会对水上卫星系统的船载终端造成干扰。

2.3 带外雷达发射造成的干扰

AN/SPS-29等空中搜索雷达可被视为一个潜在的射频干扰问题。只要简单地将已商业提供的射频（RF）同轴滤波器插入发射机，就能抑制这种EM噪声源。同样，只要通过商业提供的位于发射机输出端的波导滤波器，也可以抑制来自10 cm地面搜索雷达的干扰。没有证据说明政府和商船使用的3 cm地面搜索雷达会产生9波段的噪声。

2.4 现有船载通信设备和相关高压绝缘体产生的干扰

高频（HF）船用发射机的发射，可能会对船载地球站的卫星信道造成干扰。以下展示了对这一效应的理论和试验评估结果。

2.4.1 理论问题

船载地球站接收机的敏感度门限值，是说明HF发射机发射可在多大程度上影响船载地球站运行的标准。敏感度门限被认为是为相应频率 f_{SR} 算出的接收机灵敏度电平，这些频率能够产生杂散响应，而且可以用以下表达式表示：

$$f_{SR} = \frac{pf_{LO} \pm f_{IF}}{q} \pm \frac{B_R}{2q} \quad (1)$$

其中：

f_{LO} ：本振频率（MHz）

f_{IF} ：第一中频（MHz）

B_R ：第一中频的dB带宽（MHz）

p 、 q ：本振和干扰信号的谐波数分别为（ p 、 $q=0$ 、 1 、 2 ...、等，）。

接收机输入端的接收机杂散响应敏感度门限值 $P_R(f_{SR})$ 可表示为：

$$P_R(f_{SR}) = P_R(f_{OR}) + I \log \frac{f_{SR}}{f_{OR}} + J \quad (2)$$

其中：

$P_R(f_{OR})$ ：接收机基本灵敏度（dBm）

f_{OR} ：接收机基本频率（MHz）

I 、 J ：描述接收机失调抑制的常数（分别为dB/decade和dB）。

船载地球站接收机输入端 $P_1(f_{SR})$ 的HF发射机发射产生的干扰信号功率，是根据以下等式为发射机基本谐波确定的：

$$P_1(f_{SR}) = P_T(f_{OT}) + A \log n + B - L_c \quad (3)$$

其中：

$P_T(f_{OT})$ ：基本功率（dBm）

n ：相对于接收机杂散响应频率(f_{SR})的发射机频率谐波数(f_{OT})， $n = f_{SR}/f_{OT}$

A 、 B ：描述发射机谐波发射电平的常数（分别为dB/decade和dB）

L_c ：耦合损耗（dB）包括传播、接收机天线和发射机天线效应。

L_c 可更详细地表示为:

$$L_c = 10 \log \eta_{af} + 20 \log \frac{\lambda}{4\pi r} + 10 \log \gamma + 10 \log \beta + 10 \log G(\theta, \varphi, \lambda) + 10 \log \eta_f \quad (4)$$

其中:

η_{af} : 发射机天线馈线链路的转移常数

λ : 波长 (用于相应谢波) (m)

r : SES天线和HF发射机天线之间的距离 (m)

$G(\theta, \varphi, \lambda)$: 参照方位角 θ 和仰角 φ 的SES接收机天线增益

η_f : i 接收机馈线效率

β, γ : 描述天线极化失配和物理障碍效应的常数。

等式(1)和(2)用于计算最接近HF发射机工作频率的杂散响应频率所用的敏感度门限值。以下为用于计算的最初数据:

$$\begin{aligned} f_{OR} &= 1538 \text{ MHz} & f_{LO} &= 1351 \text{ MHz} \\ f_{IF} &= 187 \text{ MHz} & P_R(f_{OR}) &= -139 \text{ dBm} \\ B_R &= 8,5 \text{ MHz} & I &= -20 \text{ dB/ decade} \\ P &= 0 & J &= 80 \text{ dB} \end{aligned}$$

表1列出了计算结果。

表1

杂散响应敏感度门限值

q	f_{SR} (MHz)	$P_R(f_{SR})$ (dBm)
8	13.37 ± 0.53	-22.6
10	18.70 ± 0.42	-20.7
11	17.00 ± 0.39	-19.9
5	37.00 ± 0.85	-26.7
7	26.71 ± 0.61	-23.8

表1给出的杂散响应频率, 是船载地球站接收系统的首个IF次谐波。

利用等式(3)算出了杂散相应响应频率的干扰功率，并与得出的接收机灵敏度门限值进行了比较。这项计算是为了那些HF发射机频率 f_{OT} 进行的，这些频率能够在接收机杂散响应频率中产生干扰。设 $P_T(f_{OT}) = 500 \text{ W}$ 、 $A = -70 \text{ dB/decade}$ （见注1）、 $B = -20 \text{ dB}$ ，并将10 m距离的自由空间损耗用于 L_c 。

注1 - 未来计算中的A值可以作为-60 dB/decade，因而不会有损于接收质量。

表2显示了计算结果。

表2

杂散响应干扰功率

f_{OT} (MHz)	n	$P_1(f_{SR})$ (dBm)	$P_1(f_{SR})/P_R(f_{SR})$ (dB)
4.670 ± 0.1062	5	-27.0	-4.4
6.2333 ± 0.1417	3	-9.5	+11.2
17.00 ± 0.3864	1	+24.7	+44.6
8.50 ± 0.1932	2	+3.6	+23.5
12.4666 ± 0.2833	3	-15.5	+11.2
13.3571 ± 0.3035	2	-0.3	+23.5

表3

SES接收机基本频率 $P_1(f_{OR})$ 的干扰功率

f_{OR} (MHz)	N	$P_1(f_{OR})$ (dBm)	$P_1(f_{OR})/P_R(f_{OR})$ (dB)
6.2至13.2	248至124	-102至82	-11至9

上述干扰值只用于船载地球站IF的首个次谐波。应当看到，等式(2)和(3)未考虑到有源接收机或发射机组件的非线性，而这些组件可能对不同谐波的相对灵敏度或发射机电平造成影响。

2.4.2 试验结果

在试验期间，对 $(I+N)/N$ 电平进行了测量，以确定HF发射机的发射效应。在选自表2所列频段的频率上，HF发射机的发射产生了干扰。噪声电平和干扰加噪声电平是为船载地球站第一个IF信道的20 kHz带宽确定的。

船载地球站天线指向在8.6 m距离设置的HF出发射天线。发射机处于A1A工作状态，发射功率为1.5 kW。

图4展示了经测量的 $(I + N)/N$ 值的处理结果。

表4

平均 $(I + N)/N$ 与 HF 发射机工作频率的对比

f_{OT} (MHz)	4.68	6.23	8.35	12.51	13.2	16.75
$(I + N)/N$ (dB)	0	20	18	23	17	16

表4中经测量的干扰不能与表2中经计算的干扰直接比较。所有出入都是因为在计算表2的数值时，未考虑到诸如频率依赖性效应对 L_c 的影响等一系列因素。

接收信道中的干扰具有窄带性质、其电平取决于将船载地球站天线指向HF发射天线。

在整个试验期间，研究了 $f_{OT} = 12.502$ MHz的HF发射机的发射对电话和用户电报信息的接收产生的影响，这种影响在1537.75 MHz（卫星信道）接收频率上引起干扰。 $(I + N)/(C + N)$ 值得到了确定。

利用 $(I + N)/(C + N) \leq -1$ dB接收参考用户电报未曾遇到任何问题。值得注意的是，这一比例在低仰角可达到15 dB。

在 $(I + N)/(C + N) \sim 2$ dB上的电话信息接收质量被认为是令人满意的，

其中：

I ： 干扰信号电平

N ： 噪声

C ： 有用载波信号电平。

倘若首个IF信道测得的 $(I + N)/(C + N)$ 值等于或大于5 dB，电话信道会因为干扰而被彻底阻塞。

3 源于船载水上卫星发射机的潜在干扰

3.1 对航空卫星系统的干扰

一项研究表明，水上卫星系统的船载发射机只可能在飞机的卫星接收机距该船4 nm以内，并且处于水上卫星发射机的主波束内的情况下造成干扰。

3.2 对防撞系统的干扰

船载发射机的杂散发射可能对试验性防撞系统造成干扰。必须确定杂散发射限值，以尽可能消除干扰源。

3.3 对其它无线电通信业务的带外干扰

卫星船只终端发射机可能产生互调、谐波和其它形式的杂散发射，从而对运行在1.5和1.6 GHz 以上、之间和以下的水上卫星移动业务频段的其它业务造成有害干扰。必须为来自卫星船只终端的杂散发射确定限值，以尽可能消除这类干扰。就上述限值进行的研究，应考虑到实际的设备局限性。

3.4 对固定业务的带内干扰

根据《无线电规则》第5.359款的规定，1 540至1 660 MHz频段也划分给了1区和3区某些主管部门的固定业务。

ITU-R M.917号报告附件I研究了船载发射机对固定业务的潜在干扰。

4 电磁兼容性

在“美国联盟”号船上，我们对运行在1 500至1 600 MHz频段的水上卫星船载终端，进行了港内停靠和海上航行的电磁兼容性研究。

4.1 场强

对存储间的雷达发射机柜1 m以外的场强的测量表明，机柜的辐射没有超标。

在甲板以上位置进行的场强测量表明，辐射水平等于或低于存储间测得的水平。

天线的相对位置，会对雷达对船载终端的干扰产生影响。在“美国联盟”号上，水上卫星天线和雷达9波段天线相距9.2 m，而距10波段天线7.4 m。缩小间距可能需要增加一个低通滤波器。

4.2 对雷达的干扰

关于船载卫星终端对安装在“美国联盟”号上的9和10波段雷达的干扰测试表明，船载卫星发射机发出的15 W功率不应构成问题。测试使用的是1.2 m（4英尺）直径抛物面反射镜，其中包括右旋圆极化馈送。天线在1 559 MHz频率的增益为24 dB。

5 地外噪声

表5总结了地外无线噪声源在1 500 MHz频率给系统造成的影响。

表5

1 500 MHz地外无线噪声源的特性

来源		太阳	月亮	木星	仙后座	银河中心
来源规模 (Sr)		1.35×10^{-4}	1.07×10^{-4}	点源	点源	1.9×10^{-3} ($2.6 \times 1.4^\circ$)
功率通量密度 (W/(m ² · Hz))		9.3×10^{-21}	—	—	2.2×10^{-23}	
表观温度 (K)		10^{-5}	250	2×10^3	—	162
天线温度(K)	20 dB 天线增益	107	0.21	<1	0.24	15
	10 dB 天线增益	11	2.1×10^{-2}	< 10^{-1}	2.4×10^{-2}	7
	3 dB 天线增益	2	2.1×10^{-3}	< 2×10^{-2}	4.8×10^{-3}	2 (估值)

6 吸收产生的大气噪声

大气中的氧气和水蒸气等吸收介质，发出可描述为表观天空温度的热噪声。在1 600 MHz频率上，0°至90°仰角的温度在80 K至2 K之间变化。10°仰角的天空温度约为10 K。

7 卫星船用终端接收机的噪声

卫星船用终端接收机的噪声温度，主要取决于前置放大器部分的类型以及天线和前置放大器之间的馈电损耗。前置放大器通常安装在紧靠天线背后的位置，以减少馈电损耗。在这种配置当中，晶体管前置放大器可提供大约225 K的接收噪声温度和约55 K的非冷却参量放大器。

8 人为噪声

大约10种不同级别船只的港内和海上数据已被记录在案。经测量的所有9波段（1 535至1 660 MHz）的主要电磁噪声源，经与计划用于未来水上卫星移动系统设计的链路带宽相比，都被确定为具有宽带性质。宽带噪声是间歇性的，其持续时间通常较计划用于水上卫星系统的典型消息元素短得多。

我们发现，严重的9波段电磁噪声与在港口或附近区域间歇运行的电气设备相关。这种噪声通常具有宽带性。许多这类间歇噪声来自码头和船载装卸设备点火电路产生的宽带脉冲噪声。在靠近港口、码头和运河的公路和桥梁上行驶的汽车和卡车，也时常产生同类噪声。码头还会出现一种城市环境噪声，但各码头的噪声幅度参差，并会随一天当中的时段发生变化。这种噪声的程度会根据是在正常工作日还是周末和节假日进行测量，出现20 dB的浮动，并在周末和节假日处于较低水平。在临近或停靠码头时，偶尔也会出现射频干扰噪声功率密度电平高出3 dB 噪声系数接收机的环境接收机噪声功率密度电平20至30 dB的情况。这种表观环境噪声电平的上升，可能对链路门限值造成严重影响。在任何港口的无线电视线以外，射频干扰都不得对接收机的灵敏度造成影响，对于新的船只尤其如此。

8.1 高速路上的车辆产生的干扰

根据记录，布鲁克林高速路繁忙车流产生的峰值噪声幅度，可达大约9波段内的-150 dB(mW/Hz)。这次测试使用了20 dB增益喇叭天线，将它对准噪声来源。在某些工作状态下，车流产生的人为噪声可能有损于接收机的灵敏度。

8.2 造船厂

根据记录，处于全工作状态的波士顿海军造船厂产生的极高峰值噪声幅度，达到-141 dB (mW/Hz)。这是一种城市环境噪声与工业设备产生的宽带电磁噪声的混合噪声。在这次测试使用了20 dB增益喇叭天线，将它指向噪声来源。在某些工作状态下，造船厂的噪声可能有损于9波段接收机的灵敏度。

8.3 码头周边噪声

所有码头都有码头装卸机械内燃机点火电路产生的宽带脉冲噪声。在距罗得岛州普兹茅斯市（美国）5英里的纳拉甘西特湾测得的峰值噪声幅度，为水上卫星移动接收频段内的-137 dB(mW/Hz)。测得的船只起重机噪声为-150 dB(mW/Hz)。这次测试使用了20 dB增益喇叭天线，将它指向噪声来源。

参考资料

- CLARKE, J. M., CANTOR., S. R., WINCHUS., J. J. and CAPORALE., A. L. [December 1974] Measurement and analysis of L-band (1 535-1 660 MHz) electromagnetic (EM) noise on ships. Final Report No. CG-D-50-75. US Department of Transportation, Washington, DC 20590, United States of America.
- HAAKINSON, E. J. [October 1974] Spectrum resource assessment for the 1 535-1 660 MHz bands (Addendum). OT Technical Memorandum 74-165-2, US Department of Commerce, Washington, DC, United States of America.
- HAAKINSON, E. J. and KIMBALL, H. G. [March 1974] Spectrum resource assessment for the 1 535-1 660 MHz band. Phase II – Analysis. OT Technical Memorandum 74-165, US Department of Commerce, Washington, DC, United States of America.
- RCA [August 1974] In-harbour and at-sea electromagnetic compatibility survey for maritime satellite L-band shipboard terminal. RCA service Corp. Contract NASS – 24035. National Aeronautics and Space Administration. Washington, DC, United States of America.

参考书目

- DUFF, W. C. and WHITE, D. R. J. [1972] *EMI Prediction and Analysis Techniques*. A Handbook Series on *Electromagnetic Interference and Compatibility*, Vol. 5, Germantown, Maryland, United States of America.
-

增补4

使用对地静止卫星轨道的卫星移动系统之间协调的技术问题

摘要

本增补件对使用对地静止卫星轨道的卫星移动系统之间的协调涉及的技术问题做了说明。第1.2段概述了《无线电规则》第9条的协调程序，说明了卫星的不同设计阶段在推进协调工作中所起的作用。第2段介绍了与卫星系统协调相关的各种参数。本增补件还提供了在共同覆盖和非共同覆盖情况下两个卫星系统的协调方式。最后，简要描述了技术进步对未来协调工作的影响。

使用对地静止卫星轨道的卫星移动 系统之间协调的技术问题

1 引言

1.1 目标与范围

在主管部门向无线电通信局（BR）通报新的或经修订的卫星移动系统频率指配之前，它必须首先遵循《无线电规则》（RR）第9条提出的提前通知和协调程序。这些程序旨在确保建议的指配不会对现有或规化的空间及地面系统造成或使它们遭受不可接收的干扰。

RR第9条的程序规定了提出申请的主管部门和受影响的主管部门以及BR之间互动的顺序；它们不负责解决协调的技术问题。这份报告旨在通过介绍那些经调整可以达到RR第9条程序要求的系统设计和运行参数，以及对实际工作中的参数调整方式做出说明，以解决协调的技术问题。

上述讨论与说明仅限于用于1525-1559 MHz（下行链路）和1626.5-1660.5 MHz（上行链路）的卫星移动业务（MSS）划分，不负责协调那些具有地面站的系统。

1.2 RR第9条摘要 – 提前公布和协调程序

RR第9条第1节介绍的提前公布程序，优先于该条第2节提及的正式协调程序。它要求提出新的或经修订的卫星系统频率指配的主管部门，向BR提供RR附录4列出的网络特性信息，以便所有主管部门就该指配对其无线电业务的影响进行审议并发表意见。

RR规定，对于公布后四个月内收到的意见，提出新的或经修订指配的主管部门有义务首先通过调整建议采用的系统的设计和部署，探索一切可能将干扰降至可接受水平的方式。如不能找到这种方式，它可以争取为寻求解决方案与可能受影响的主管部门开展合作。

RR第9号条第二节提出了实施工作必须遵循的协调程序和条件。主要条件是，如果新系统造成的干扰会使另一卫星系统的等效噪声温度 T 超过RR附录8规定的最坏条件下的数值 ΔT ，就必须进行协调。

启动RR附录8协调程序的干扰功率门限值，可能低于具体业务提供商认为可接受的水平。因此，或许仍无必要为满足减少接收干扰的要求，修改该系统的设计和操作特性。

如果为达到相关主管部门通过的可接受的干扰标准而进行系统调整，应在协调过程中确定可供选择的方案，包括根据第2段的规定，迁移一个或多个空间站，或改变系统的发射、所用频率或其它技术和操作特性。

1.3 卫星系统开发阶段的重要性

在探讨相关系统的设计和操作参数调整能够怎样减少系统间干扰之前，有必要关注在多大程度上可根据某一系统的具体特性及其研发阶段调整其系统参数。卫星系统的研制可分为四个阶段：

- 最初的概念与设计：系统的设计规划进入RR附录4要求的、包括轨位和频率在内的技术参数优选值得到确定的阶段。
- 实施：这个阶段包括卫星及其相关地球站的详细设计与施工，并持续至卫星发射为止。这通常需要几年的时间。
- 运行：在这一阶段，卫星已制作完成、发射升空，并在覆盖其相关地面段的具体轨位运行。
- 第二代或替代卫星系统：在系统的第一代卫星的有效寿命期间，通常会设计和制造替代卫星。待代卫星发射时，覆盖广泛的地球站已部署到位，并可能需要保留大量相关传输参数，以保持业务的连续性。

最初的概念和设计阶段是调整任何设计或操作参数的最佳时机。申请人的网络往往在协调程序达到可以达成协议的阶段之前，就已经进入了实施阶段。其它可能受影响系统或许会处于以下四个阶段之一。

处于实施阶段的系统仍有机会为减少干扰对其计划中的设计和操作参数作出调整，但这种机会会随着发射日期的临近而减少。

处于运行阶段的系统具有许多固定不变或只能付出高昂代价才能改变的参数。但是，有些系统的设计使它在运行中具有内在的灵活性，包括波束指向调整、转发器增益设置、可编程通带等。总而言之，卫星移动系统至少具有通过调整频率规划解决干扰问题的极大灵活性，不论该系统是处于从概念到运行的哪一个研制阶段。

现有系统的替换卫星部分地具有上述三个阶段的灵活性。虽然可能需要保留一些传输参数，但依然有机会为减少潜在干扰而采纳设计修改方案。对地球站的调整需要相当时日才能变为现实，因为它涉及维护、重新装修、替换或终止过时业务的进度安排。

1.4 卫星移动系统链路的异构性

由于需要考虑到MSS链路中大量存在的异构情况，例如既有采用地球覆盖卫星天线的链路，也有采用点波束卫星天线的链路，这可能会使旨在使干扰达标的系统参数调整更加复杂。

除这些链路的异构性之外，卫星移动系统还可能需要接纳种类广泛的RF载波，以反映信息类型、信息数据速率或基带带宽、调制模式、多址技术和其它参数之间的差异。

2 协调参数

需要在协调过程中考虑的系统设计和操作参数包括几乎所有可能对系统间干扰产生影响的参数。以下为本节研究的参数：

- 可允许和接受的干扰标准；
- 转发器频率和极化规划；
- 载波频率规划；
- 卫星天线覆盖和业务区；
- 地球站天线鉴别；
- 地球站功率控制；
- 转发器增益和卫星等效全向辐射功率（e.i.r.p.）；
- 卫星位置；
- 运行时间表。

2.1 可允许和接受的干扰标准

RR确定在主管部门之间协调频率指配的过程中，采用两类干扰电平。“可允许干扰”符合RR、ITU-R建议书或RR规定的特殊协议提出的量化干扰和共用标准。“可接受干扰”高于为可允许干扰确定的水平，即高于两个或多个主管部门达成一致的不会对其他主管部门造成不良影响的水平。ITU-R M.1179-1号报告提出了确定可允许干扰电平的方式。

当用作整个系统规划中的“干扰目标”时，上述干扰标准适用于来自系统内部和系统之间的整体或集总干扰。但是，由于协调通常在双边基础上进行，协调使用的干扰标准适用于单入系统间干扰。应选择单入标准，这样在每个发出干扰的系统都分别达标的情况下，整体干扰将不会超过集总干扰标准为系统间干扰规定的水平。

由于缺少有关确定可允许系统间干扰的单入干扰标准的建议书，开展协调工作的各主管部门可自行确定他们认为保护其系统信道所需的可允许和可接受干扰电平。但这些干扰电平须在协调过程中得到重新审议。以下两个领域的灵活性有助于协调工作：集总与单入干扰电平的比较，以及可接受干扰标准和可允许干扰标准之间的差异。

在设定的集总到单入干扰功率的比例处于谨慎高位的情况下，只要满足了集总干扰标准，就有可能放松单入干扰标准。

将可接受干扰与可允许干扰进行对比，某些系统的在用链路所能提供的性能容限高于作为可允许干扰依据的具有代表性的链路。这将使它们能够在达到链路性能指标的同时，在未来承受更高的集总干扰电平。当然，接受宽松的集总干扰功率标准完全是一个需要在协调过程中确定的问题，但在协调前的系统规划阶段不能依赖它。

2.2 转发器频率和极化规划

针对卫星系统的转发器频率和极化规划，描述了转发器的通带以及各转发器已经或可以连接的收发天线的极化。转发器通带可能会出现部分重叠（如多波束卫星中的非重叠波束）。原则上可选择转发器频率/极化规划以促进系统内部和系统之间的频率复用。

然而实际上并没有供MSS使用的正常或标准的转发器频率/极化规划。此外，虽然极化鉴别能够在某些情况下降低干扰，移动地球站因为天线性能缺陷、与多路径相关的去极化以及系统间互操作性要求等一系列因素，无法在设计上利用这一理论上的进步。

尽管如此，主管部门在提前公布和协调阶段仍有机会重新确定系统的转发器规划，以减少对其它系统的干扰。同样，还有可能就使用现有操作系统转发器规划的限制条件进行磋商，以达到可接受的干扰标准。

例如，当预计另一系统产生的无用信号可能使馈线的下行链路发射机不堪重负时，可就产生干扰的系统的载波频率规划限制条件（见第2.3段）或受干扰系统的转发器规划限制条件开展磋商，以缓解这一问题。可对载荷水平统计数据预测，并利用它确定需要在多大程度上限制载波或转发器频率规划。

配备有可编程通带的转发器能够为解决转发器载荷问题，接受对通带设置的限制。这对于多波束卫星是一项极具前景的技术，因为仅有部分波束需加限制。另一优势是可编程通带对即使处于运行阶段的转发器规划也能进行修改。

2.3 载波频率规划

卫星系统的载波频率规划将从转发器通带内的频率中，为系统提供的每一类载波指定可用频率。一种卫星系统通常将不同类型的载波用于不同类型的地球站。因此，在对两个这类系统之间的干扰进行分析时，需要考虑大量的线路组合。

例如，某些卫星将支持十多种不同载波，其中某些载波将由多种类型的移动地球站进行传送。采用计算机软件有助于完成对相互影响的评估工作。

在常见的共用情况下，链路间可能出现的某些同信道相互影响，可能最初符合可允许干扰电平的标准。如果出现问题的链路数量不多（如一两个），载波频率规划则是一个值得大力推荐的方案。

例如，可以设想一个单一链路与其他系统的某些链路之间实现同信道共用的难度。可以接受简单的操作限制，从而通过同意遵守必要的信道指配限制避免互相影响的问题。这可以通过在按需分配多址（DAMA）软件中实施相应的频率指配保护，利用DAMA技术在系统中实现。

不能在同信道共用频率的链路将需要遵守载波频率规划，确保其有问题的链路得到既定数量的频率偏移。另外，解决方案也可以系统频率规划内的信道指配软件控制的形式加以实施。

2.4 卫星天线覆盖和业务区

卫星系统的服务区是与系统相关的地球站在其中运行的地理区域，地球站遵循规定的信噪性能，并按规定受到保护，免受其它系统的干扰。覆盖区是信噪性能达到规范要求地理区域。单波束卫星系统的覆盖区通常包括整个服务区。而就多波束系统而言，个体波束的覆盖面积小于服务区，但加在一起可覆盖整个服务区。

在系统的服务区不相重叠的情况下，卫星天线提供的识别可能足以实现无限制的同信道共用。在其它情况下，必须分别考虑一个系统中各波束与其它系统中的各类链路及移动地球站之间的相互影响。在考虑一个系统的卫星天线波束时，应以另一系统的服务区作为参照。

代表性天线的参考辐射图通常用于干扰分析；但在很多情况下，实际辐射图的鉴别度可能高于参考辐射图。在某些情况下，设计出一种大幅度降低面向其它系统非重叠服务区的旁瓣电平的卫星天线，是有可能的。

多波束卫星也可能达到更高的卫星天线鉴别度，从而促进协调。可通过以下方式提高系统鉴别度：

- 在保证复合服务区得到充分覆盖的条件下，对波束进行重新调整和定位；
- 减少波束尺寸，以便随离轴角度的提高加快增益的下降；
- 通过对扫描角度或回转角度的调整，重新定位整个波束阵列；
- 或许通过牺牲复合服务区边缘的性能，重新定位波束并减少其数量；
- 通过优化天线设计，最大限度地降低针对受影响的其它系统服务区的增益。

2.5 地球站天线鉴别

协调时通常使用有代表性的地球站天线的参考辐射图。不过也可以使用经测量的辐射图，但比较谨慎，因为必须考虑到靠近天线的物体（如轿车和卡车）可能引起的远场辐射图失真问题。协调过程中必须考虑到各类移动地球站服务区与其它系统波束的关系。

2.6 地球站功率控制

某些类型的移动地球站可能采用功率控制，使它们所在的工作系统能够控制其上行链路的e.i.r.p.电平。同样使用线性转发器的系统，有可能同意对规定移动地球站功率电平的算法施加某种限制。在某些情况下，可对转发器增益进行调整，对这一限制加以补偿。可以确定对e.i.r.p.的适度限制，据此有效地减少自身引起或受到的干扰。这一评估是按载波和波束逐一进行的。

2.7 转发器增益和卫星的e.i.r.p.

在其它系统的移动地球站发出的无用信号总功率电平，由于载波频率规划的重叠而加重了卫星返回链路的负荷时，可能需要限制转发器增益设置，以便最大限度地降低该负荷引起的功耗。然而，定期调整转发器增益的工作可能会剥夺对特别调整的选择。

同样，为了确保移动地球站的充分接收，前向业务下行链路使用的卫星e.i.r.p.电平应保持在或超过预定水平。但是，当卫星传送的业务流量远远低于峰值系统容量时，可能会出现过高的下行链路e.i.r.p.。可通过调整增益设置限制下行链路干扰，以限制下行链路载波使用的最高限e.i.r.p.。对于一个特定类型的下行链路而言，由于馈线上行链路e.i.r.p.电平和转发器增益控制容限的需要，最低和最高e.i.r.p.之间的范围不得低于一定数值。

2.8 卫星位置

在间距达到超过地球站半功率波束宽度一半之前，链路与移动地球站之间的相互干扰不会因为卫星间距的增加而大幅度下降。但是，可以通过调整轨道间隔，消除因中高增益地球站天线引起的互相影响问题。显然，对低增益地球站这一能力的局限会大得多。

在以下特殊情况下，轨道位置能够使卫星的隔离得到改善：

- 使用地球覆盖天线波束的卫星，可以在减少与其它系统卫星覆盖区重叠的同时，从备用轨位保持服务区覆盖；
- 使用多波束的规划内卫星，可以通过随卫星位置变化的覆盖区，减少或消除不同系统覆盖区之间的重叠。

2.9 运行计划

如果没有同时出现两个系统的峰值业务负载，可以采取频谱共用段分时使用的方法。利用两个系统之间的互连通信链路，有助于这一方法的采用。

3 协调方法

如前所述，RR第9条有关出版物和协调的程序提供的方式，只能确定程序何时付诸实施、哪些主管部门受到影响、哪些信息应予交流以及信息交流的顺序与时间。是否需要调整参与协调程序的系统的技术和操作参数的确定方式，将由参与的主管部门酌情决定。本节对技术协调过程中可能使用的方法做了说明。

3.1 假设

假设至少某些建议新卫星移动系统“B”采用的频率指配，必须与正处于协调或运行当中的卫星移动系统“A”的这类指配进行协调。尽管系统“B”可能已与多个其它系统进行了协调，并偶尔举行多边协调会议，协调通常是在双边基础上进行的。

还假设已为系统“A”提供了RR附录4列出的系统特性的强制性和更详细的信息，而且已公布了有关系统“B”的相应信息。在协调过程中调整这些系统特性的灵活度，将取决于此前1.3段描述的系统发展阶段。

假设系统“B”处于概念和设计阶段的后期或实施阶段的初期，而系统“A”则处于实施或运行阶段的后期。因此，负责系统“B”的主管部门拥有的参数调整灵活性，高于负责系统“A”的主管部门（即“受影响的主管部门”）。即使如此，受影响主管部门也有责任进行合理的调整。

3.2 协调程序

正如卫星固定业务（FSS）的情况一样，MSS的协调程序可分为三个阶段：

第1阶段 – 比照既定的干扰标准，评估相关系统（“A”和“B”）传输的相互影响：如果预计干扰会达到不可接受的水平，将有必要进入到第2阶段；否则，主管部门可就无需对系统设计参数进行调整达成一致。

第2阶段 – 调整技术和运行系统参数，以便为出现在第1阶段的干扰问题找到完整或部分的解决方案。然而，这一阶段进行的所有调整既不需要系统限制其现有或计划的运作模式，也不限制其业务类型、分配或质量。

第3阶段 – 如果干扰问题未能在第2阶段得到解决，需要就进一步调整和限制其中一个或全部两个系统的参数进行审议和磋商。这种变化将对操作灵活性以及其中一个或全部两个系统产生影响。

3.3 发现大规模的相互影响

为实施第一阶段的协调，必须确定“A”和“B”系统的哪个部分最可能出现干扰。两个系统共用的每个频段或分段都必须在经过检查后，用于两个空间段的各个卫星波束。所有可能的运作配置都必须得到审议。

在根据第1.4段对两个系统的不同链路进行检查时，最好首先对其相对干扰脆弱性以及调整链路参数对干扰电平的相对影响进行比较。

3.3.1 馈线链路与业务链路的对比

协调原则上可包括改变馈线链路或业务链路的各种参数。集中解决业务链路的协调问题通常是首选。这是因为馈线链路往往采用较大的地球站天线，具有较高的邻近卫星鉴别能力，而且干扰也更多地取决于业务链路参数。

3.3.2 前向与返回链路的对比

由于卫星和移动地球站的发射和接收特性差异很大，第2段所说的对多数参数的调整可能会对前向和返回业务链路产生不同影响。有些调整只会对前向（空间站至移动地球站）或返回链路（移动地球站至空间站）产生影响。

3.4 对技术和运行参数的调整

表1对在协调过程中进行参数调整和限制的整体实用性及优势做了归纳。实用性针对的是发展阶段，而对优势则按两个系统的前向和反回链路分别做了描述。

为说明怎样在协调的第二和第三阶段调整业务链路参数，需要考虑两种基本情况：

- 无共同覆盖情况：卫星网络为独立的地理区域提供服务；
- 共同覆盖情况：卫星网络的服务区出现重叠。

主要根据这两种情况当中哪一种适用于系统“A”和系统“B”，以及会在前向还是返回链路遇到主要干扰的预测，并可以就各种系统参数调整备选方案的实用性和优势作出大体评估。

3.4.1 无共同覆盖情况

系统“A”和系统“B”覆盖不同服务区，而且根据测定将无论如何会出现干扰问题，主管部门“B”可能希望首先集中解决航天器天线的设计问题，旨在改变或限制卫星天线的覆盖区，使它与服务区更加协调一致，并在系统“A”方向加大系统间隔离。这种做法只有在系统“B”的设计阶段以及可能在其早期实施阶段才切实可行。对于被认为处于实施后期或运作阶段的系统“A”，对其航天器天线覆盖的调整，通常只在卫星采用可编程或可控点波束的情况下才适用。

表1

接受对系统参数进行限制和调整的总体实用性和优势

需调整的参数	相对于系统发展阶段的实用性				抑制干扰的优势	
	概念与设计	实施	运行	2代/替代卫星	前向链路	返回链路
可接受干扰的标准	M-H	M-H	M-H	M-H	M	M
转发器频率通带极化	M-H	M	L*	M-H	L	M
载波频率规划	H	H	M	M	H	H
卫星天线覆盖	H	M	L	H	CC:L NCC:M-H	CC:L NCC:M-H
卫星服务区	L	L	L	L	CC:L NCC:M	CC:L NCC:M
移动地球站天线鉴别	M	L-M	L	L	L	L-M
地球站的 e.i.r.p. (功率控制)	M	M	L-M	M	M	M
转发器增益和卫星的 e.i.r.p.	M	M	M	M	M	L
卫星位置	M	L-M	L	L	CC:L NCC:L-M	CC:L NCC:L-M
运行安排	L-M	L-M	L-M	L-M	H	H

字符：H = 高，M = 中；L = 低或无；CC = 共同覆盖；NCC = 无共同覆盖。

* 仅适用于采用可编程通带的情况。

在预测系统“B”只在前向链路中对系统“A”造成不可接受干扰的无共同覆盖情况下，两个系统或其中之一可能改变其卫星的e.i.r.p.，以便在不过多牺牲性能的情况下，达到令人满意的载噪和干扰功率比。

在某些无共同覆盖的情况下，可通过改变计划中的卫星“B”或现有的卫星“A”的位置，以增加它们之间的轨道间隔。鉴于多数移动地球站天线的指向性有限，这一备选方案只对系统“A”和“B”之间的干扰具有轻微影响，因而可被视为最后的解决办法。不过为了克服干扰问题，改变卫星位置可能是一种诱人的办法，因为它几乎不会影响系统“B”的开发成本或计划。

倘若卫星天线鉴别能够提供大多数必要的隔离，可能不需要就无共同覆盖的情况采用第2段提出的某些选择。但如果干扰问题很严重，主管部门可能必须采取频率交错或其它选项。

3.4.2 共同覆盖情况

共同覆盖情况下的整体业务链路系统间可达到的隔离，显然低于无共同覆盖情况下的隔离，因为系统“A”和“B”都向同一地理区域（或其中的一部分）提供服务。如果系统“B”仍处于设计阶段，而且可能受到不可接受的系统间干扰，可就此作出考虑修改频率/极化规划的决定，比如利用系统“A”的通带对转发器通带进行隔行扫描。

同样，也可以考虑修改载波频率规划，以减少系统间干扰。信道隔行扫描既可减少系统间的必要保护比，也可规划载波布局，以减少互调。对两个系统的信道进行隔行扫描（或许结合经调整的卫星e.i.r.p.），可能足以解决干扰问题。

在共同覆盖的情况下，对卫星天线覆盖造成影响的设计修改，对于前向或返回业务链路几乎或完全没有意义，除非一主管部门在部分共同覆盖的情况下，选择限制或改变其服务区。这种做法的收效甚微。

4 技术发展对未来协调的影响

目前为提高卫星移动系统性能而实现的多项技术进步，也可能增强卫星移动系统间的兼容性，并改善协调效果。因此，轨道/频谱资源的能力正在普遍提高，以达到未来的要求。

高精度频谱效率的互调方式和低速率语音编解码器，既能够降低信道带宽，也能够提高干扰容限，从而实现更灵活的频率规划。采用扩频调制的码分多址（CDMA）等多址技术，可以提高卫星移动系统的干扰容限。

转发器线性化将减少系统内部噪声（如互调），而随之增加的容限可以承受更程度的干扰功率。波束较小且旁瓣电平下降的多波束卫星天线，将使覆盖区域与服务区更准确地重合，形成更程度的系统间隔离。未来的灵活点波束规划概念将能够在确保频谱有效使用的同时，对波束进行频率和功率的动态分配。

中高增益移动地球站天线的普及，可以在卫星得到充分隔离的情况下提高兼容性。虽然这些进步的目的在于改善协调，但它们可通过提高系统间的兼容性带来额外的好处，从而降低未来协调工作的强度。

5 结论

在卫星移动系统频率指配的提前公布和协调过程中，可通过详细分析确定造成不可接受干扰的相互影响。可在研发的不同阶段调整多项设计和/或运行参数，以缓解发现的干扰；但应当看到，只有在替换阶段才能修改在用系统的某些卫星参数。

预计新技术不仅能提高容量等性能，还能改进系统间的兼容性，并减少主管部门需要在协调期间进行的调整。所有卫星移动系统运营商都肩负着寓灵活性于设计与运行之中的责任，以推动协调进程。



* 3 3 1 7 8 *

瑞士印刷
2009年，日内瓦
ISBN 92-61-12165-9