

## ITU-R S.1779建议书

## 使用宽带扩频信号的卫星固定业务系统

(ITU-R 270/4号课题)

(2007年)

**范围**

本建议书为在卫星固定业务（FSS）系统中使用宽带扩频信号提供了示例方案。本建议书的三份附件为网络运营商和用户概述了传输方案的技术和实施方式。

国际电联无线电通信全会，

考虑到

- a) 使用宽带扩频信号的新型传输技术可能被用于卫星固定业务（FSS）的上行链路和/或下行链路；
- b) 使用此类技术的FSS系统可提供新的应用与服务；
- c) 使用宽带扩频信号的FSS系统的应用，与其它FSS系统的特性不同；
- d) 使用宽带扩频信号的FSS系统特性，与目前部署的FSS系统的特性不同；
- e) 需要定义使用宽带扩频信号的FSS系统进行传输时带来的干扰影响；
- f) 网络运营商和用户能够拥有了解使用宽带扩频信号的FSS系统信息的渠道，十分有益，

建议

**1** 附件1至3中包含的系统模型和技术特性，应被用作实施使用宽带扩频信号的FSS系统传输方案示例。

注 1 – 附件1至3中的材料分别与下述方法相对应：

附件 1 – 在常规FSS频分多址（FDMA）信号之上传输附加信息。

附件 2 – 通过一系列窄点波束，改善FSS系统中的有效信道容量。

附件 3 – 降低偏轴等效全向辐射功率（e.i.r.p.）密度的水平，以满足相关ITU-R建议书中规定的数值。

## 附件1

### 宽带扩频信号卫星系统 (直接序列 (DS) 技术)

#### 1 引言

本附件阐述了使用宽带扩频信号的传输。这种系统被称为宽带卫星系统，在不改变现有FSS系统运行频率计划的情况下，可传输更多的信息。

此系统的应用之一便是传输应急业务，例如地震信息、海啸告警等。图1描述了此类应用。为了传输应急信号，用户终端应当紧凑价廉，从而使大多数人可随时安装并使用此类接收机。因此，采用小型（低增益）天线的接收机便于使用，亦有利于安装和维护。常规FDMA FSS系统天线通常增益更高，且必须朝向卫星方向，因为天线的方向性及其朝向很容易因偶然的外力，例如地震或热带飓风，而发生改变。

尽管具备上述优点，但低增益天线的用户终端会受到相邻卫星的干扰。由于扩频信号的扩频增益，使用扩频信号预计将能够缓解系统间干扰产生的性能下降。这便是此类应用使用使用扩频信号的理由。

为应用此技术，已对下述应用进行了评估：

- 宽带扩频信号附于常规FSS FDMA信号之上的系统。
- FDMA信号和宽带扩频信号均有专用带宽的卫星系统

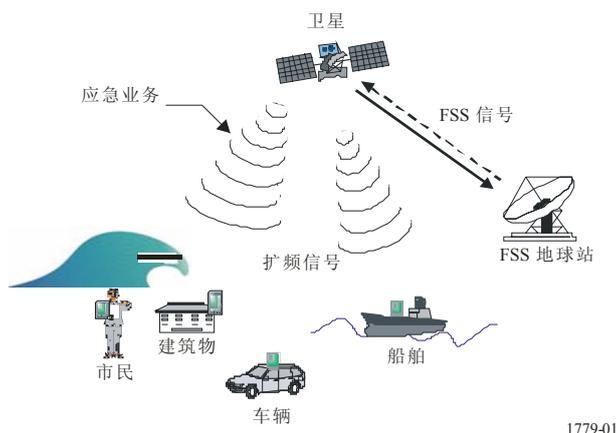
在下节中，此应用的链路预算分析用现有FSS系统的各类参数表示，并用数据速率表示评估结果。请注意，假设此分析中使用DS技术。

#### 2 应用1 – 宽带扩频信号附于常规FSS FDMA信号之上的系统

##### 2.1 系统模型

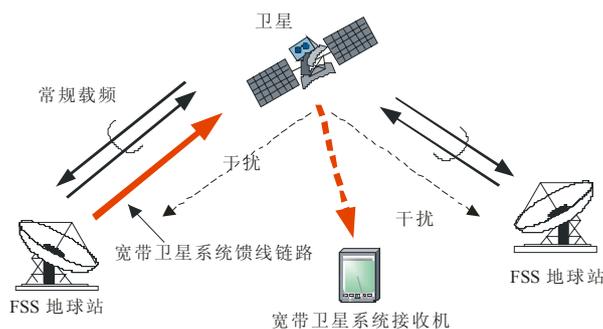
图2描述了该系统的概念。假设使用两种系统模型，模型1和模型2，对宽带卫星系统进行初步分析（在表1中予以总结）。模型1用于采用可再生类转发器的新型卫星系统，模型2用于使用不可再生转发器的现有卫星系统。此分析中还假设使用下述方案。

图1  
宽带扩频信号用于应急业务传输



1779-01

图2  
使用宽带扩频信号卫星系统的系统模型



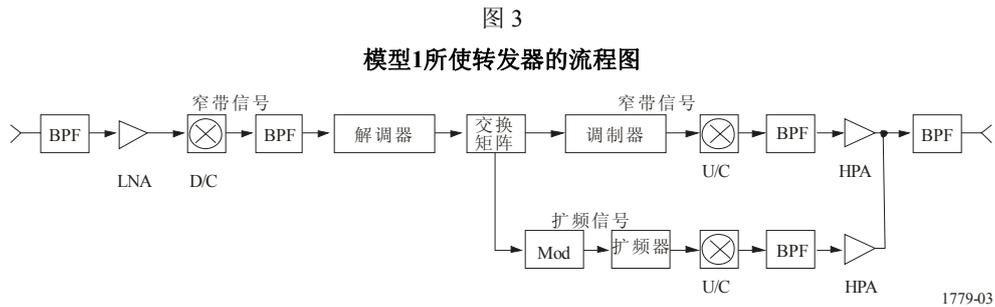
1779-02

表1  
宽带卫星系统中假设使用的链路模型

	模型 1	模型 2
转发器类型	可再生	不可再生
带宽 (上行链路/下行链路)	36/240 MHz	36/36 MHz
传输方案 (上行链路/下行链路)	FDMA/ FDMA和扩频信号	FDMA和扩频信号/ FDMA和扩频信号

**2.1.1** 宽带扩频信号附于FSS划分内的现有FSS频谱之上。宽带扩频信号的带宽与FSS的转发器带宽相同，其为划分了多个FDMA载波。因此，扩频信号将与同一FSS网络内的若干相邻FDMA信号同频，引发系统间干扰。

**2.1.2** 在模型1中，上行链路使用常规的窄带类传输。对于下行链路，宽带扩频信号通过专为宽带卫星系统设计的甚高带宽转发器发射，而窄带信号是通过常规的窄带转发器发送。图3描述了模型1中的部分卫星有效载荷，解释了如何处理星载上行链路信号。



**2.1.3** 模型2中，对于上行链路，宽带扩频信号加于现有FDMA频谱之上；FDMA信号和宽带扩频信号均是通过常规转发器发送。对于下行链路，与上行链路一样，两种类型的信号均是通过常规转发器来处理。

**2.1.4** 空间部分包含一个卫星。宽带和窄带信号都是在一个空间站内处理，通过共用同一天线，将其发送至一条卫星波束。另外，假设使用的是一种仅接收卫星扩频信号的新型终端。宽带卫星系统接收机的技术参数可独立于现有FSS系统的那些参数。

**2.1.5** 为了便于计算，FSS FDMA信号和宽带扩频信号在上行链路均通过同一地球站发射；两类接收机在地球表面位于同一位置，从不考虑卫星天线的方向图。

## 2.2 链路预算分析和性能估算

可实现的数据速率是通过14/12 GHz频段内链路预算的估算得出的。由于常规转发器和传输方案用于上行链路，得出宽带卫星系统数据速率时须考虑到下行链路参数。可通过下述步骤进行计算：

- 步骤 1: 使用FSS系统中的典型参数以及FDMA载波的所需 $C/I$ 值，可推导出FDMA宽带卫星系统的下行链路e.i.r.p.，该值会相应地在宽带信号接收机处，提供接收到的 $C/T$ 值。
- 步骤 2: 使用已确定的接收 $C/T$ 值，作为数据速率分析的第一步，在假设不存在FDMA载波的情况下，得出了理想的数据速率。

步骤 3: 与步骤2相同, 在考虑到FDMA载波对宽带卫星系统产生干扰的情况下, 可推导出可实现的数据速率。

下面几节将更详细的介绍上述步骤中的程序。

### 2.2.1 步骤 1

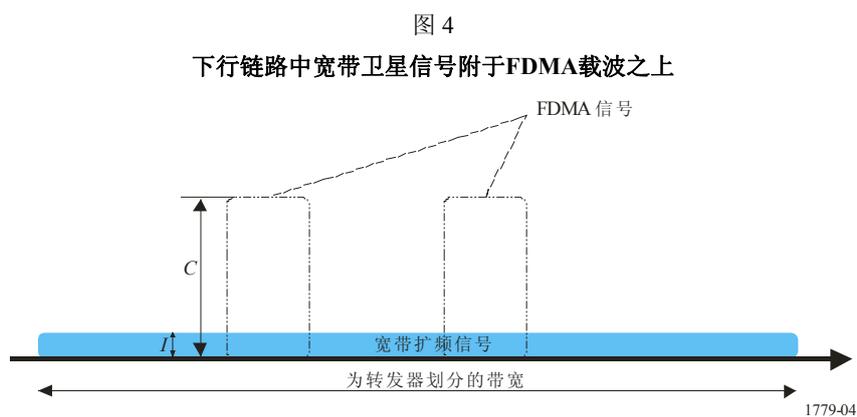
如图4所示, 常规FDMA载波是通过转发器带宽内的某些部分发射的, 而宽带卫星系统的信号附于整个转发器带宽之上。

首先, 给出了FDMA载波所需的 $C/I$ 值, 其中 $C$ 和 $I$ 分别代表, 一个FDMA载波的输出功率和宽带卫星系统的输出功率。此分析中使用20 dB的 $C/I$ 值。

一旦给出了所需的 $C/I$ 值, 在考虑到占用带宽的情况下, 可推导出宽带卫星系统空间站允许的e.i.r.p.。这样, 可用下述公式表述系统中接收到的 $C/T$ , 即 $R_x C/T$ :

$$R_x C/T = e.i.r.p. - L_p - M_{rain} + G/T \quad \text{dB} \quad (1)$$

式中 $L_p$ 、 $M_{rain}$ 和 $G/T$ 分别代表卫星与地表接收站间的自由空间路径损耗, 雨衰和接收天线的 $G/T$ 。



### 2.2.2 步骤 2

当给出 $R_x C/T$ 之后, 通过下式计算可实现的信息速率 $R$ :

$$R = R_x C/T - (E_b/N_0)_{req} + 228.6 \quad \text{dB} \quad (2)$$

式中 $(E_b/N_0)_{req}$ 和“228.6”分别为所需的 $E_b/N_0$ 和玻尔兹曼常数。

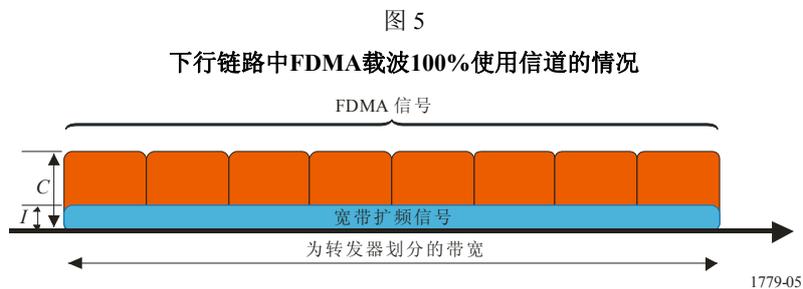
在假设不存在窄带FDMA载波的情况下, 上述信息速率是估算出的理想数据速率。

### 2.2.3 步骤 3

最终，在考虑到转发器带宽内多个窄带FDMA载波的情况下，计算出了宽带卫星系统的可实现数据速率。在这种情况下，FDMA的下行链路Rx  $C/T$ 被视作是对宽带卫星系统的干扰。对于模型1，通过宽带卫星系统下行链路接收机 $C/T$ 值，与因FDMA载波干扰引起的下行链路宽带接收机劣化 $C/T$ 值相加，便可得出总 $C/T$ 值。此项程序亦适用于模型2。

为开展分析，对FDMA载波的信道使用进行了建模，如图5所示，其中100%的情况是指转发器带宽中的整个频谱由多个窄带FDMA载波使用，且50%的使用情况，显示的是FDMA载波占用了一半的带宽。例如，当信道使用为100%时，宽带卫星系统要求的扩频增益比步骤2中高20 dB。请注意，为了方便计算，这里没有考虑保护频段。

计算数据速率的方法与步骤2中的方法相同。



## 2.3 链路预算分析结果

表2和表3总结了宽带卫星系统中的典型FSS系统参数及e.i.r.p.值。如表3所示，考虑取20 dB的 $C/I$ 值，扩频信号的密度将为14.4 dB (W/MHz)。

表 2  
典型FSS系统参数

参数	上行链路	下行链路	注
每载波的带宽	72.0 MHz	36.0 MHz	
每载波的e.i.r.p.	70.0 dBW	50.0 dBW	
e.i.r.p.密度	51.4 dB (W/MHz)	34.4 dB (W/MHz)	

表 3  
宽带卫星系统的e.i.r.p.值

FDMA系统	上行链路	下行链路	注
FDMA的e.i.r.p.密度	51.4 dB (W/MHz)	34.4 dB (W/MHz)	来自表2
所需 C/I (FDMA/宽带卫星系统)	20.0 dB	20.0 dB	
宽带卫星系统的e.i.r.p. 密度	31.4 dB (W/MHz)	14.4 dB (W/MHz)	

为了更为详细的考虑链路预算，请使用模型1和2中的示例以及表4至表7的总结。

从表2中可以看出，72.0 MHz的带宽加上70.0 dBW的e.i.r.p.值，在模型1中可得出36 MHz带宽的e.i.r.p.为67.0 dBW。在模型2中，由于扩频信号电平比FDMA信号低20 dB，得出的e.i.r.p.值为47.0 dBW。

上行链路的Rx C/T是通过公式(1)计算得出，针对模型1和2，上行链路分别推导出的Rx C/T值为-134.5和-154.5 dB (W/K)。

表 4  
链路预算 - 1 (上行链路)

宽带卫星系统	模型1 (可再生)	模型2 (不可再生)	注
带宽	36 MHz	36 MHz	
地球站e.i.r.p.	67.0 dBW	47.0 dBW	来自表2和表3
路径损耗	206.5 dB	206.5 dB	工作频率：14 GHz
雨衰	0 dB	0 dB	
Rx天线G/T	5.0 dB/K	5.0 dB/K	
上行链路 Rx C/T	-134.5 dB (W/K)	-154.5 dB (W/K)	

根据表3中给出的14.4 dB (W/MHz)的扩频信号e.i.r.p.密度，以及模型1中240 MHz的下行链路带宽，卫星的e.i.r.p.值为38.2 dBW。与此相似，模型2中得出的卫星e.i.r.p.值为30.0 dBW。使用公式(1)，计算得出下行链路的Rx C/T：对模型1和2而言，分别为-171.9和-180.2 dB (W/K)。

表 5

链路预算 - 2 (下行链路)

宽带卫星系统	模型1	模型2	注
带宽	240 MHz	36 MHz	
卫星e.i.r.p.	38.2 dBW	30.0 dBW	来自表3
路径损耗	205.2 dB	205.2 dB	工作频率: 12 GHz
雨衰	0 dB	0 dB	
Rx天线G/T	-5.0 dB/K	-5.0 dB/K	10 cm 碟形天线 (19.8 dBi), $T_{sys} = 300$ K
下行链路 Rx C/T	-171.9 dB (W/K)	-180.2 dB (W/K)	

低增益天线的用户终端可能会受到相邻卫星的干扰, 造成C/T的劣化。但是, 为了在此链路预算分析中评估理想值, 这些影响被忽略(这一问题将在第2.4.2段中讨论)。

因此, 在模型1和2中, 总C/T分别与下行链路的Rx C/T值, -171.9和-180.2 dB (W/K) 相同。

表 6

链路预算 - 3 (总预算)

宽带卫星系统	模型1	模型2	注
系统内总C/T	-171.9 dB (W/K)	-180.2 dB (W/K)	来自表4和表5
因相邻卫星干扰造成的C/T劣化	0 dB	0 dB	
总C/T	-171.9 dB (W/K)	-180.2 dB (W/K)	

最后, 使用公式(2), 推导出了估算的数据速率, 如表7所示。

表 7

宽带卫星系统中的可用数据速率

宽带卫星系统	模型1	模型2	注
总C/T	-171.9 dB(W/K)	-180.2 dB(W/K)	
所需的 $E_b/N_0$	4.0 dB	4.0 dB	
玻尔兹曼常数	-228.6 dB(W/(K·Hz))	-228.6 dB(W/(K·Hz))	
估算的数据速率	52.7 dB(bit/s) 184.8 kbit/s	44.4 dB(bit/s) 27.7 kbit/s	

从FSS载波操作的角度来看, 假设使用1.2 m的天线(41.3 dBi)且系统温度为120 K, 则上述值给出的 $I_0/N_0$ 为-1.3 dB。

## 2.4 可用数据速率的总结

### 2.4.1 不同 $C/I$ 值的数据速率

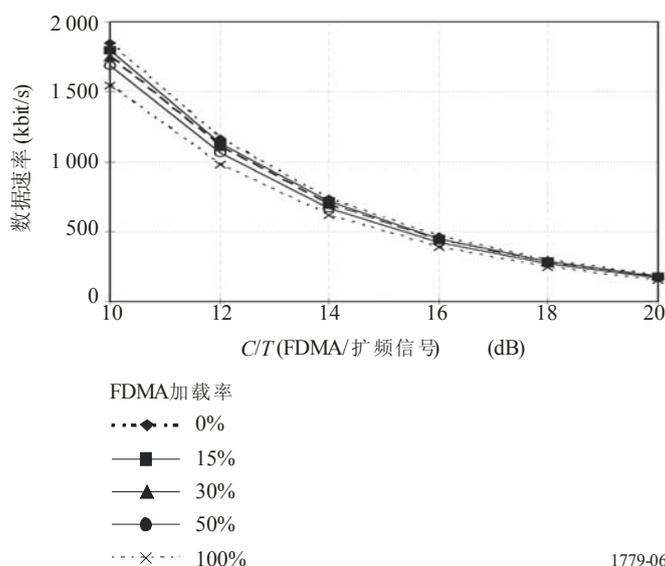
表 8和图6列出了模型1的、采用了各种 $C/I$ 值的下行链路数据速率，其中 $C$ 和 $I$ 分别代表一个FDMA载波和宽带卫星系统的输出功率。因相邻卫星的干扰产生的天线增益和 $C/T$ 劣化被分别定为19.8 dBi和0 dB（理想情况）。从结果中可以看出，例如在加载率为100%且 $C/I$ 值为20 dB的情况下，可实现的数据速率为154.9 kbit/s。

表 8

模型1中各种 $C/I$ 值情况下的数据速率（kbit/s）

$C/I$ (dB)	FDMA载波的加载率 (%)				
	0	15	30	50	100
10	1 848.0	1 795.9	1 746.7	1 685.1	1 548.5
12	1 166.0	1 133.2	1 102.1	1 063.2	977.0
14	735.7	715.0	695.4	670.8	616.5
16	464.2	451.1	438.7	423.3	389.0
18	292.9	284.6	276.8	267.1	245.4
20	184.8	179.6	174.7	168.5	154.9

图6

模型1中使用各类 $C/I$ 值时的数据速率

### 2.4.2 因相邻卫星干扰造成的各类 $C/T$ 劣化情况下的数据速率

低增益天线的用户终端可能会受到相邻卫星干扰的影响，造成 $C/T$ 劣化。为评估干扰产生的这一影响，假设使用下述参数：

- 天线波束宽度（HPBW: 半功率波束）约为 $20^\circ$ 并使用10 cm的碟形天线（19.8 dBi）；
- 相邻卫星的位置间隔为 $2^\circ$ 。在 $20^\circ$ 的带宽范围内有10颗卫星；
- 考虑到波束宽度各类繁多，各相邻卫星的接收电平与期望中的卫星电平相同；
- 十颗相邻卫星中有一半（五颗卫星）会造成对有用信号的干扰。因此，由五颗相邻卫星干扰产生的 $C/T$ 劣化为7 dB。

表9和图7展示了相邻卫星干扰造成的各类 $C/T$ 劣化的电平数据速率。在此计算中， $C/T$ 值和相邻卫星的加载率分别设定为20 dB和100%。应当注意到，尽管水平轴显示了 $C/T$ 劣化的值，但它们可被转化为相邻卫星的数量。

表 9

模型1中干扰 $C/T$ 劣化电平的数据速率（kbit/s）

$R_{load}$ \ $(C/T)_{deg}$ \ $(N_s)$	0 (0)	3 (2)	7 (5)	10 (10)	14 (25)	20 (100)
0%	184.8	133.3	93.8	63.0	31.5	9.1
50%	168.5	121.6	85.6	57.4	28.8	8.3
100%	154.9	111.7	78.6	52.8	26.4	7.6

$(C/T)_{deg}$ : 相邻卫星干扰造成的 $C/T$ 劣化电平（dB）

$N_s$ : 相邻卫星的数量

$R_{load}$ : 期望中的卫星的加载率。

### 2.5 在FDMA载波上添加宽带扩频信号产生的影响

FDMA载波会受到同频扩频信号的影响。在下述链路预算分析中评估了对下行链路的影响。

第2.3段中列出了FSS系统的典型参数，其中给出下行链路的 $R_x C/T$ 为-140.1 dB(W/K)，如表10所示。注意，此表中忽略了扩频信号对FDMA载波的影响，并将在以后进行讨论。

图 7

模型1干扰C/T劣化电平的数据速率

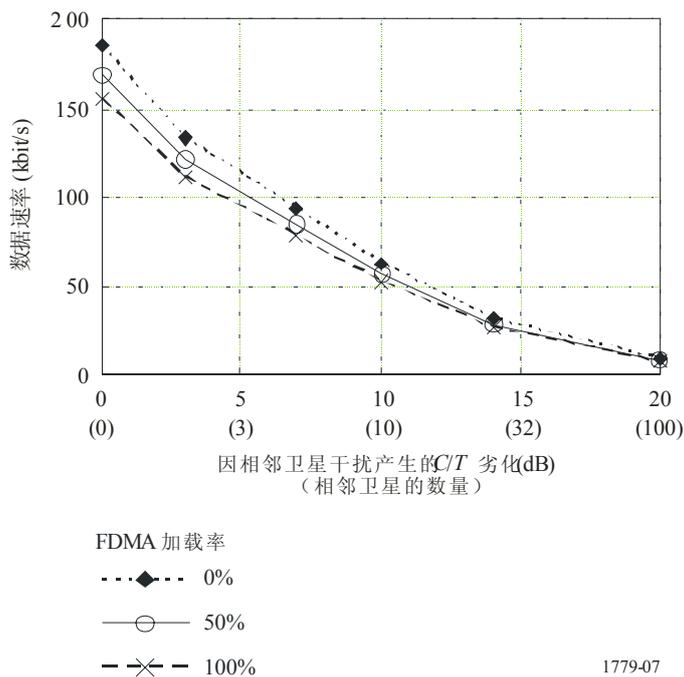


表 10

FDMA系统的链路预算（下行链路）

FDMA系统	下行链路	注
带宽	36 MHz	
卫星e.i.r.p.	50.0 dBW	来自表2
路径损耗	205.2 dB	工作频率：12 GHz
雨衰	0 dB	
因覆盖扩频信号干扰造成的C/T劣化	0 dB	
Rx天线G/T	15.1 dB/K	
下行链路 Rx C/T	-140.1 dB (W/K)	

假设64 kbit/s载波的最小C/T值为-175.9 dB (W/K) 且系统余量为10 dB，则所需的C/T值为-165.9 dB (W/K)。

表 11

FDMA系统所需 $C/T$  值

FDMA系统		注
最小 $C/T$ (64 kbit/s)	-175.9 dB (W/K)	$BER = 1 \times 10^{-6}$ , $E_b/N_0 = 4.6$ dB
系统余量	10 dB	
所需 $C/T$	-165.9 dB (W/K)	

最终，可推导出能够实现信道数量，如表12所示。

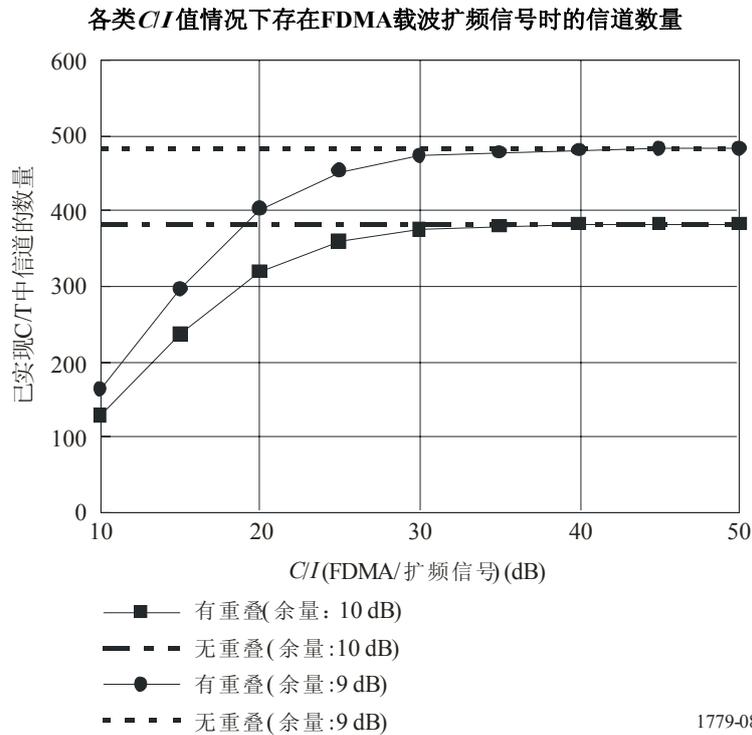
表 12

可实现信道的数量

FDMA系统		注
余量	25.8 dB	来自表10和11
信道的数量	384	

与上述值相比，叠加环境下的信道数量会有所下降。FDMA载波上叠加扩频信号的影响通过各种 $C/I$ 值进行了评估，其中 $C$ 和 $I$ 分别代表一个FDMA载波的输出功率和宽带卫星系统的输出功率。图8显示的是，有/无叠加扩频信号时FDMA信道的数量。

图 8



从结果中可以看出，FDMA信道的数量随叠加扩频信号干扰的上升，即 $C/I$ 值的下降而下降。在这种情况下，可通过降低系统链路余量增加可用信道的数量。出于操作考虑，FDMA载波的数量可根据来自叠加扩频信号的干扰进行调整，且各个独立的FDMA载波必须能够接受这些调整。

## 2.6 讨论

从上述结果可能看出，可实现的数据速率取决于FDMA载波的加载率、 $C/I$ 标准、因系统内/系统间干扰产生的 $C/T$ 劣化，以及同频FDMA载波所受干扰的比例。尽管实现了相对低的数据速率，但该数据速率仍被认为足以提供低速率的紧急信息。

在保持相邻卫星系统干扰总量不变的前提下，由于提议使用的系统模型是在系统内干扰的基础上应用，因此可根据操作策略和系统设计来恰当选择 $C/I$ 值的加载率。在出现自然灾害时，可通过整个转发器仅发送扩频信号，来确保紧急信息得到发送，而无须事先指配转发器和/或频率隙。

根据地球站接收天线的增益，叠加方案可能会增加噪声电平，即从FDMA载波角度来看的 $I_0/N_0$ 。根据第2.5段的结论，尽管FDMA信道的数量随叠加扩频信号干扰的上升，即 $C/I$ 值的下降而下降，这一信道下降将是对宽带扩频信号支持的更小天线和数据速率的折衷。由于这是一个系统内干扰的问题（非系统间干扰），此种干扰是卫星链路设计者和/或卫星运营商的管理目标之一。

## 3 应用2 – 为FDMA信号和宽带扩频信号提供专用带宽卫星系统

### 3.1 系统模型

系统的概念图和假设的链路模型与应用1中的相同，即如图2所示。同时，FSS频谱的使用与应用1中使用的FSS频谱不同。在应用1中，FSS划分内的宽带扩频信号叠加于现有FSS频谱之上，而在应用2中，FDMA信号的带宽和扩频信号的带宽是分开的，即为扩频信号分配了专用带宽。应用2的具体方案如下。如表13所示，假设的链路模型被称为模型3：

- 如图9所示，宽带扩频信号在专用带宽内发送。由于扩频信号和FDMA信号在同一FSS网络的FSS划分内分别发射，因此不存在系统内干扰；
- 对于上行链路，使用带宽内的可再生类转发器；
- 对于下行链路，为扩频信号分配了FSS划分内的一个特定部分；
- 假设用户终端使用全向或半全向的天线，为安装和维护提供便利。尽管使用此类天线的用户终端会受相邻卫星天线干扰的影响，通过扩频增益可以缓解系统间干扰造成的恶化。



表 13

应用2中的链路模型

	模型3	注
转发器类型	可再生	
带宽/e.i.r.p. (上行链路)	36 MHz/77 dBW	
带宽/e.i.r.p. (下行链路)	3.6 MHz/52.1 dBW	假设最大e.i.r.p.为62.1 dBW
传输方案 (上行链路/下行链路)	FDMA/FDMA和扩频信号	

### 3.2 链路预算分析和性能估算

通过14/12 GHz内的链路预算估算可实现的数据速率。计算方式与应用1相同，但不包括 $C/I$ 参数：

- FSS系统中的参数和为扩频信号划分的带宽，提供了下行链路中宽带信号接收机的 $R_x C/I$ 值。
- 使用确定的 $R_x C/I$ 值，可得到数据速率。

由于FDMA信号与扩频信号之间不存在干扰，应用1中使用的 $C/I$ 值，在此分析中被认为是\*\*不确定的\*\*。

### 3.3 链路预算分析的结果

上行链路 $R_x C/I$ 值的计算是通过公式(1)，如表14所示，推导出上行链路 $R_x C/I$ 的值为 $-134.5 \text{ dB(W/K)}$ 。在下行链路中，如表14所示，公式(1)亦给出了下行链路的接收机 $C/I$ 值， $-172.9 \text{ dB(W/K)}$ 。

表 14

链路预算 - 1 (上行链路)

宽带卫星系统	模型3	注
带宽	36 MHz	
地球站e.i.r.p.	67.0 dBW	
路径损耗	206.5 dB	工作频率: 14 GHz
雨衰	0 dB	
$R_x$ 天线 $G/T$	5.0 dB/K	
上行链路 $R_x C/I$	$-134.5 \text{ dB(W/K)}$	

表 15  
链路预算 – 2 (下行链路)

宽带卫星系统	模型3	注
每个载波的带宽	3.6 MHz	
每个载波的卫星e.i.r.p.	52.1 dBW	
路径损耗	205.2 dB	工作频率: 12 GHz
雨衰	0 dB	
Rx天线G/T	-19.8 dB/K	介质天线 (5 dBi), $T_{sys} = 300$ K
下行链路 Rx C/T	-172.9 dB (W/K)	系统内总C/T

在应用2中, 亦假设用户终端使用低增益天线; 这些天线可能会受到相邻卫星的干扰。但是, 理想的条件是, 认为此步骤中不存在干扰; 第3.4.2段将对干扰下的数据速率进行总结。

表 16  
链路预算 – 3 (总)

宽带卫星系统	模型3	注
系统内总C/T	-172.9 dB (W/K)	来自表15
因其它系统干扰造成的C/T下降	0 dB	
总C/T	-172.9 dB (W/K)	

如表17所示, 最终, 公式 (2) 给出了估算出的数据速率值。

表 17  
宽带卫星系统中的可用数据速率

宽带卫星系统	模型3	注
总C/T	-172.9 dB (W/K)	
所需的 $E_b/N_0$	4.0 dB	
玻尔兹曼常数	-228.6 dB(W/(K·Hz))	
估算的数据速率	51.7 dB (bit/s) 148.9 kbit/s	

### 3.4 可用数据速率总结

#### 3.4.1 使用多种带宽的扩频信号数据速率

在应用2中, 为扩频信号划分了专用带宽。为研究带宽对数据速率产生了何种影响, 应用中考虑了带宽的类型, 其中模型3的结果如表18和图10所示。注意, 下行链路的e.i.r.p.假设会随带宽的相应增加而变化。在此分析中, 考虑了两种类型的天线: 一种全向天线

(0 dBi) 和一种介质天线 (5 dBi)；为对理想情况进行评估，忽略了因其它系统干扰而造成的C/T劣化电平。

从结果中可看出，尽管带宽很窄，但仍明显具备获得几十kbit/s数据速率的能力。可以看出，窄带宽足以在正常操作的情况下发射低速率的信息，而可以通过改变扩频信号和FDMA信号的带宽，实现更高的速率。

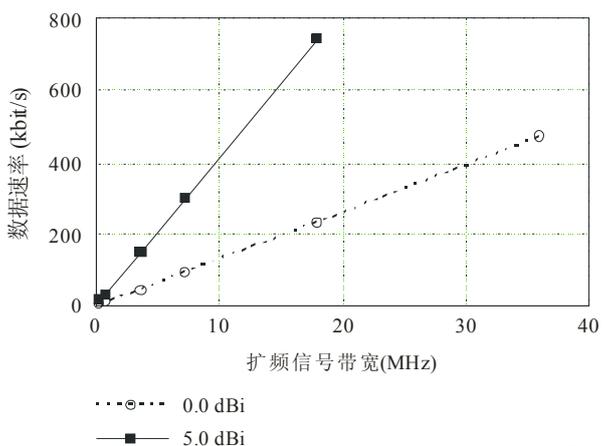
表 18

使用多种带宽的扩频信号数据速率 (kbit/s)

天线的类型	扩频信号的带宽 (MHz)					
	0.36	0.72	3.6	7.2	18	36
0.0 dBi (全向)	4.7	9.4	47.1	94.2	235.4	470.8
5.0 dBi (介质)	14.9	29.8	148.9	297.8	744.4	1 488.7

图10

使用多种带宽的扩频信号数据速率



1779-10

### 3.4.2 因相邻卫星干扰造成的C/T劣化电平数据速率

为评估相邻卫星干扰造成的C/T劣化，与应用1相同，假设应采用下述步骤：

- 步骤 1: 对地静止轨道 (i.e. 100°) 中的大部分位于5 dBi增益的、近似全向的天线的主波束之内。
- 步骤 2: 相邻卫星的间隔为2°。在100°的带宽内有50颗卫星。
- 步骤 3: 使用此类低增益天线，在主轴周边几十度的范围之内，增益没有差别；因此，各相邻卫星的接收电平，与期望使用的卫星的接收电平相同。
- 步骤 4: 50颗相邻卫星中有一半 (20颗) 造成了对有用信号的干扰，从而使C/T劣化了14 dB。

表19和图11为模型3给出了，因相邻卫星干扰造成的各类 $C/T$ 劣化电平的数据速率。在此计算中， $C/T$ 值和相邻卫星的扩频信号专用带宽和加载率分别设定为3.6 MHz和100%。此外，共考虑了两种类型的天线。

表 19  
模型3中相邻卫星干扰造成的 $C/T$ 劣化电平数据速率 (kbit/s)

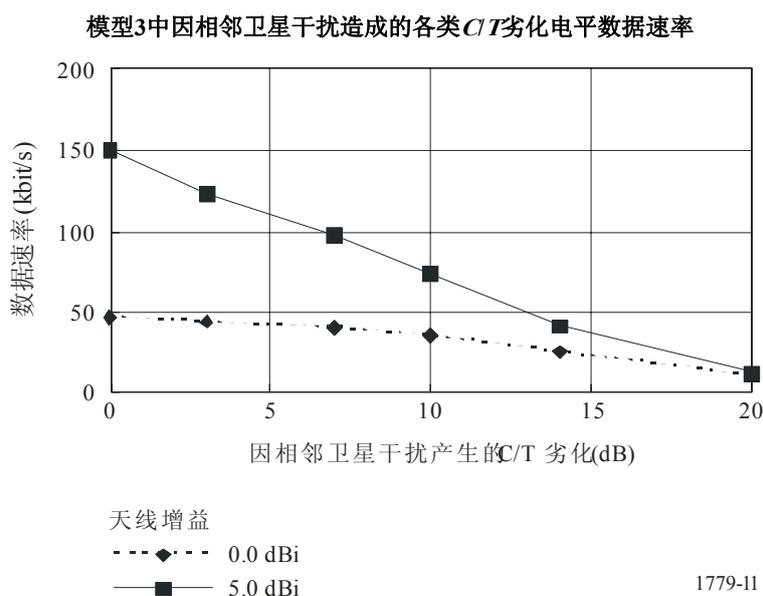
$G_r$ \ $(C/T)_{deg}$ \ $(N_s)$	0 (0)	3 (2)	7 (5)	10 (10)	14 (25)	20 (100)
0.0 dBi (全向)	47.1	44.2	40.4	35.4	25.8	11.0
5.0 dBi (介质)	148.9	123.3	97.9	73.0	41.3	13.1

$(C/T)_{deg}$ : 相邻卫星干扰造成的 $C/T$ 劣化 (dB)

$N_s$ : 相邻卫星的数量

$G_r$ : 用户终端的天线增益

图 11



### 3.5 讨论

为便于在出现自然灾害或类似紧急情况下进行安装和维护，用户终端宜使用低增益天线。尽管可通过操作策略来确定系统内的干扰电平，但因相邻卫星干扰造成的 $C/T$ 劣化不可避免；后者未加控制的干扰将在很大程度上影响数据速率。

结果显示，即使相邻卫星的干扰会影响有用信号，但仍可实现几十kbit/s的数据速率。与应用1相比，由于带宽间隔是主要优势，因此系统设计者可在无须干扰常规FDMA信号的情况下采用扩频信号。

## 4 总结

本附件阐述了两种应用内使用宽带扩频信号的卫星系统的特性，其中：

- 在同一FSS网络内，扩频信号被叠加于扩频信号之上；
- 为扩频信号划分了专用带宽。

通过本文提供的系统模型和技术特性，系统设计员可以全面的了解使用宽带扩频信号的FSS系统。

考虑到近来发生的自然灾害，至关重要的是，在此类灾害发生之后，立即通知居住在灾害可能发生地区的居民。在考虑到自然灾害和类似紧急情况的前提下，提议使用的系统便可在告警和赈灾行动中发挥威力。

## 附件2

### 使用多个CDMA窄点波束的FSS系统 (宽带扩频信号)

#### 1 概述

在此附件中，讨论了使用多个卫星CDMA窄点波束的FSS系统。该FSS的概念图如图12所示。表20中列出了FSS系统的基本参数。为了验证此类FSS系统使用CDMA技术的有效性，CDMA情况下的信道容量与FDMA情况下的信道容量进行了对比分析。为了简化分析，仅考虑下行链路。假设用户终端的天线直径为45 cm。假设12.5 GHz下行链路的雨衰为3 dB（中雨）。假设点波束的数量为14（校准请参见图13和图16）。

图 12  
有多个点波束的FSS系统

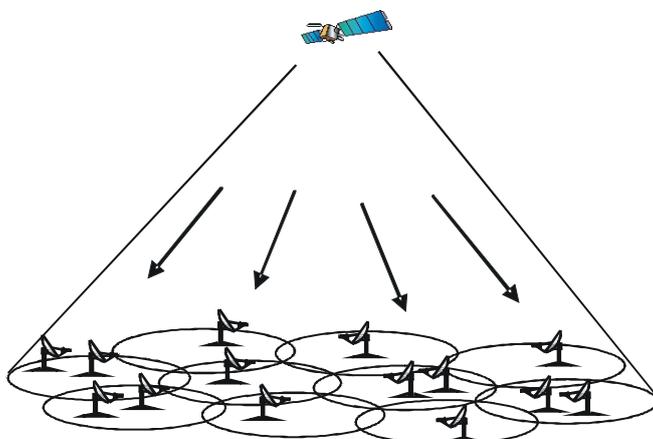


表 20  
多点波束FSS系统的基本参数

参数	值	注
下行链路频率 (GHz)	12.5	
转发器带宽 (MHz)	36.0	
饱和卫星e.i.r.p. (dBW)	61.02	
下行链路传播损耗 (dB)	205.5	
下行链路雨衰 (dB)	3.0	中雨
用户终端的G/T (dB/K)	11.19	天线直径为45 cm
点波束的数量	14	

## 2 FDMA情况下的信道容量

在多点波束FSS系统中将FDMA作为多址接入方案时，如图13和图14所示，需要通过点波束的频率分段，来避免来自相邻波束的干扰。

如地面蜂窝网络一样，可将六边形小区用于多点波束的卫星覆盖。目前，存在多种频率复用方案（即频率复用因子为3、4、7、9、13等频段）。频率复用方案通过对频谱效率和其它小区（即点波束）产生的同信道干扰进行折衷来确定。在此研究中，假设14个点波束蜂窝系统典型实施的频率复用因子为7。

通过下述公式计算，FDMA情况下的有限带宽信道容量 $N_{FDMA-BW}$ ：

$$N_{FDMA-BW} = B_t / (B_c \cdot K) \cdot M = B_t / (R/\eta \cdot K) \cdot M \quad (3)$$

式中 $B_t$ 、 $B_c$ 、 $R$ 、 $\eta$ 、 $K$ 和 $M$ 分别代表整个带宽、信道带宽、信息速率、带宽效率（单位带宽的信息速率比）、频率复用因子和点波束的数量。

而对于FDMA情况下的功率限制信道容量， $N_{FDMA-POW}$ ，则是通过下述公式计算：

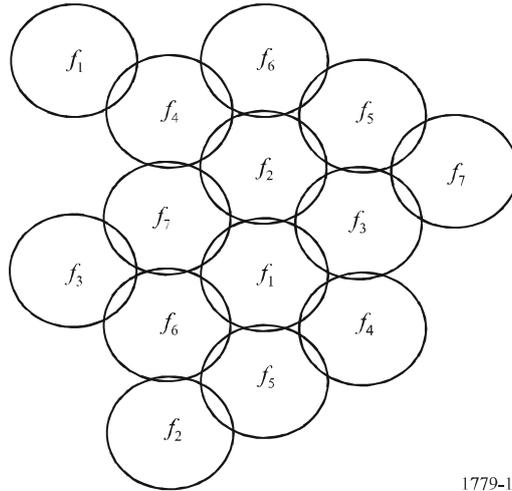
$$N_{FDMA-POW} = (C/N_0) / (E_b/N_0)_{th} \cdot \alpha \quad (4)$$

式中 $C$ 、 $N_0$ 、 $(E_b/N_0)_{th}$ 和 $\alpha$ 分别代表FSS系统中的总可用接收功率、系统噪声（AWGN）密度、所需的 $E_b/N_0$ 和数据（语音）启动效应的优势。

因此，FDMA的信道容量为 $N_{FDMA-BW}$ 和 $N_{FDMA-POW}$ 中的较小者：

图 13

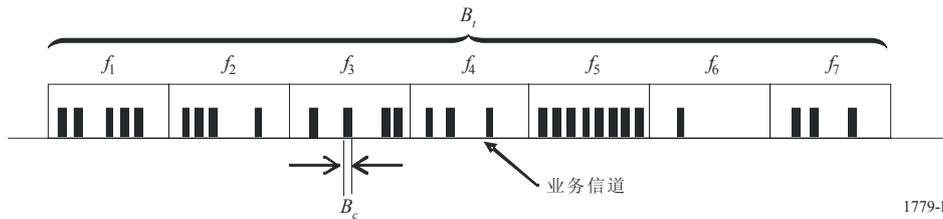
FDMA FSS系统中的点波束校准和频率复用



1779-13

图 14

FDMA FSS系统的频率划分



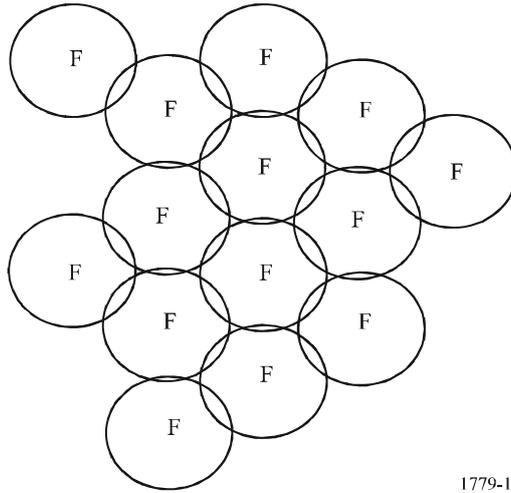
1779-14

### 3 CDMA情况下的信道容量

当采用CDMA作为多址接入方案时，无须在点波束上进行频率分段（见图15和图16）。与FDMA的情况不同，整个带宽（i.e.  $B_t$ ）可在所有点波束中使用。对于CDMA，信道容量主要是由在相同点波束和相邻点波束上工作的其它CDMA信道干扰来确定。

图17展示了CDMA中的调制流程（一次调制和二次调制）。 $r_1$ 和 $r_2$ 分别是经一次调制（包括FEC）和二次调制后的传输速率。 $b_1$ 和 $b_2$ 分别是一次调制和二次调制后的对应噪声带宽。扩频增益 $G_p$ 被定义为 $b_2$ 与 $r_1$ 之比（i.e.  $G_p = b_2/r_1$ ）。

图 15  
CDMA FSS系统的点波束调整



1779-15

图 16  
CDMA FSS系统的点波束校准

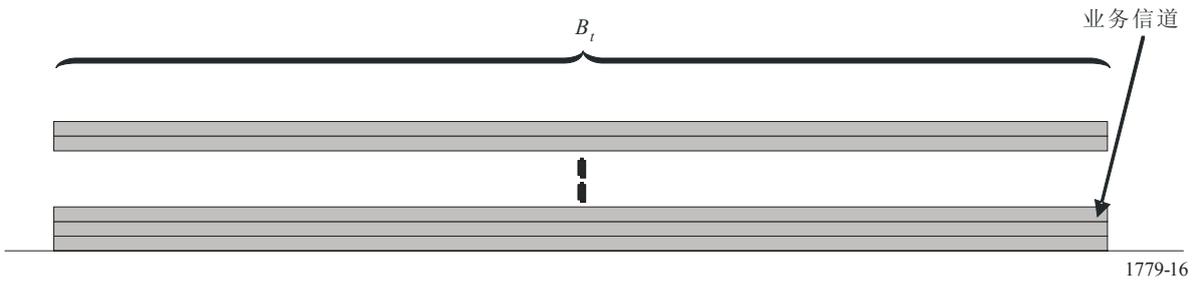
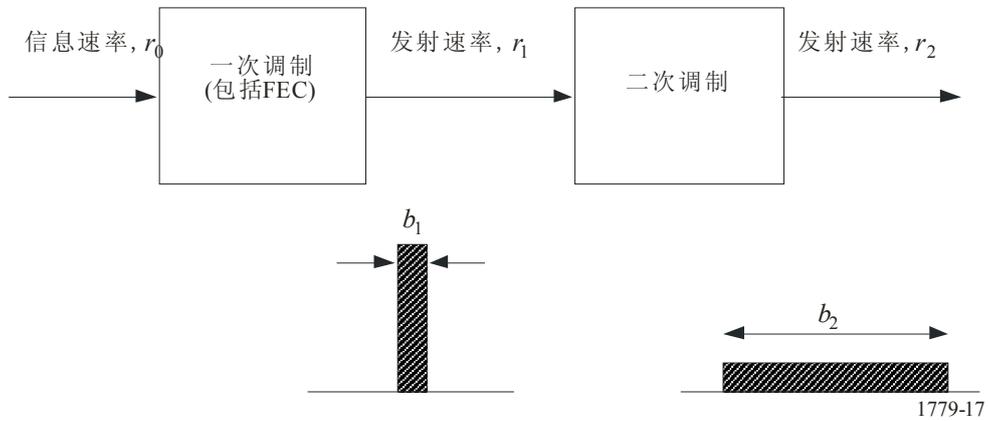


图 17  
CDMA信号的调制流程



如图18所示，对于CDMA的情况，在接收机的输入端观察有用信号、系统噪声和来自其它CDMA信道的干扰。CDMA情况下的信道容量计算步骤如下：

步骤 1: 单一有用信道 $C'$ 的接收功率表示为 $C' = C/N_{CDMA}$ ，式中 $C$ 和 $N_{CDMA}$ 分别代表FSS系统中的总可用接收功率和CDMA的信道容量。

步骤 2: 来自其它CDMA信道的干扰密度为 $I_0$ 表示为 $I_0 = C/N_{CDMA} * (N_{CDMA} - 1) / b_2$ 。注意，如图17所示， $b_2$ 是二次调制后的相应带宽。不考虑其它CDMA信道干扰情况下的系统噪声密度被定义为 $N_0$ （加性白高斯噪声密度（AWGN））。

步骤 3: 从上述步骤1和2中可以看出， $C' / (N_0 + I_0)$ 的表达如下：

$$C' / (N_0 + I_0) = (C / N_{CDMA}) / (N_0 + C / N_{CDMA} * (N_{CDMA} - 1) / b_2) \quad (5)$$

步骤 4: 通过 $N_{CDMA} \doteq N_{CDMA} - 1$ 的近似值，公式（5）可简化如下：

$$C' / (N_0 + I_0) = (C / N_{CDMA}) / (N_0 + C / b_2) \quad (5bis)$$

步骤 5: 另外， $C' / (N_0 + I_0)$ 可用所需 $E_b/N_0$ （表示为 $(E_b/N_0)_{th}$ ）和扩展前的信息速率表示如下：

$$C' / (N_0 + I_0) = (E_b/N_0)_{th} * r_1 \quad (6)$$

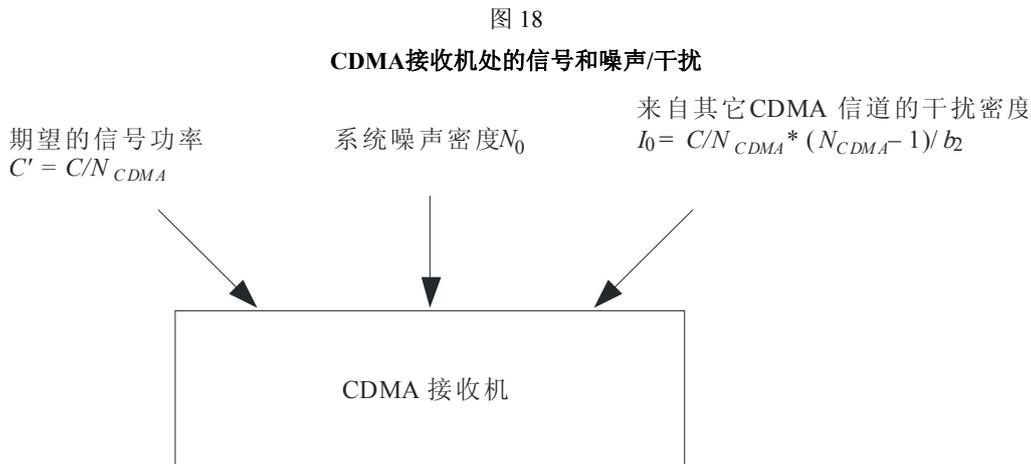
步骤 6: 通过公式（5bis）和（6）以及关系式 $G_p = b_2 / r_1$ 和 $C/N = \{C/N_0\} / b_2$ ，可得出下述公式：

$$N_{CDMA} = \{G_p / (E_b/N_0)_{th}\} * \{(C/N) / (C/N + 1)\} \quad (7)$$

步骤 7: 在公式（7）中，仅考虑同一点波束内的其它CDMA信道干扰。但是，实际上应考虑相邻点波束内其它CDMA信道的干扰。此外，数据（语音）启动效应 $\alpha$ 的考虑方式与FDMA中的方式相同。考虑到这些因素，CDMA情况下的信道容量表示为：

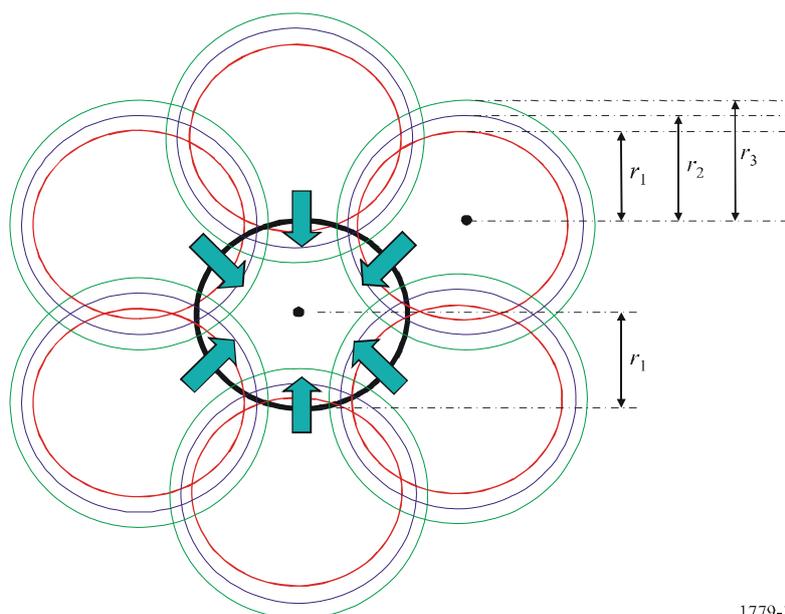
$$N_{CDMA} = \{G_p / (E_b/N_0)_{th}\} * \{(C/N) / (C*(1 + \beta) / N + 1)\} * \alpha \quad (8)$$

式中 $\beta$ 表示相邻点波束的干扰影响与该点波束干扰影响之比。



为评估公式(8)中的 $\beta$ 值,应按图19中的方式考虑点波束的模型。有用信道位于图的中心位置。从六个相邻波束泄漏到中心波束3 dB等值线(粗黑圈)的功率,其计算是基于每个点波束内各位置上的业务呈均匀分布的假设。每个点波束的3 dB等值线半径定义为 $r_1$ 。对于相邻波束,为计算功率泄漏,分别假设6 dB和10 dB等值线的半径为 $r_2$  ( $= 1.2*r_1$ )和 $r_3$  ( $= 1.5*r_1$ )。相加结果得出的 $\beta$ 值为0.75。

图 19  
用于计算相邻波束泄漏的波束模型



#### 4 使用系统示例中的参数评估信道的容量

为了评估拥有多个窄点波束的、FSS系统的容量,表21列出了假设使用FDMA和CDMA情况时的传输参数。为评估FDMA情况中,信道容量相对于卫星功率和带宽资源的灵敏度,假设使用了各种调制/FEC方法。对于CDMA的情况,用于一次调制的更高阶调制(即8-PSK或16-QAM)应用程序没有用处,是因为它不会产生更大的扩频增益。根据这些观点,本分析中考虑了下述调制与FEC的组合:

情况 1: FDMA; 1/2 Turbo码的QPSK。

情况 2: FDMA; 2/3 TCM和(201, 219)里德·所罗门码的8-PSK, 和

情况 3: FDMA; 3/4 TCM和(201, 219)里德·所罗门码的16-PSK。

情况 4: CDMA; 1/2 Turbo码的QPSK。

表21给出了此项评估中调制/FEC方法中所需的 $E_b/(N_0 + I_0)$ , 且其与 $1 \times 10^{-8}$ 的BER相对应。FEC速率显示了内码和外码的组合速率。

表 21

信道容量评估的传输参数

参数	情况 1	情况 2	情况 3	情况 4
<b>FDMA/CDMA</b>	FDMA	FDMA	FDMA	CDMA
一次调制				
信息速率, $r_1$ (kbit/s)	64	64	64	64
调制	QPSK	8-PSK	16-QAM	QPSK
FEC速率	0.50	0.61	0.69	0.50
相应噪声带宽, $b_1$ (kHz)	64.0	34.9	23.3	64.0
占用的带宽, $b'_1$ (kHz)	89.6	48.8	32.5	89.6
频谱效率 (bit/s/Hz)	0.71	1.31	1.97	0.71
所需 $E_b/(N_0+I_0)$ (dB)	3.2	6.9	9.4	3.2
二次调制				
调制	N/A	N/A	N/A	BPSK
相应噪声带宽, $b_2$ (MHz)	N/A	N/A	N/A	25.6
占用带宽, $b'_2$ (MHz)	N/A	N/A	N/A	36

N/A: 不适用

表21中FDMA情况下的信道容量（情况1至情况3）按表22所示方式进行计算。基本参数的推导来自表21。QPSK和8-PSK时，转发器的补偿为3 dB，16-QAM时为6 dB。

表 22

计算FDMA情况的信道容量

参数	情况 1	情况 2	情况 3
饱和卫星e.i.r.p. (dBW)	61.02	61.02	61.02
转发器补偿 (dB)	3.0	3.0	6.0
传播损耗 (dB)	205.5	205.5	205.5
雨衰 (dB)	3.0	3.0	3.0
用户终端的 $G/T$ (dB/K)	11.19	11.19	11.19
接收 $C/N_0$ (dBHz)	89.31	89.31	86.31
所需 $E_b/(N_0+I_0)$ (dB)	3.2	6.9	9.4
数据激活优势	2.5	2.5	2.5
功率限制的信道容量 (Mbit/s)	1 020.3	435.25	122.68
转发器带宽 (MHz)	36.0	36.0	36.0
频谱效率 (bit/s/Hz)	0.71	1.31	1.97
频率复用因子	7	7	7
点波束的数量	14	14	14
带宽 (BW) 限制的信道容量 (Mbit/s)	51.12	94.32	141.84
最终得出的信道容量 (Mbit/s)	51.12	94.32	122.68

在表22中，功率限制的信道容量和带宽限制的信道容量分别通过公式（3）和公式（4）来计算。

表21中CDMA情况下的信道容量（情况4）按表23所示方式进行计算。基本参数的推导来自表21。在表23中，信道容量的计算是通过公式（8）。注意，此分析中假设点波束上业务呈理想的均匀分布。

表 23  
CDMA情况的信道容量计算

参数	情况 4
信息速率, $r_1$ (kbit/s)	64
二次调制的噪声带宽, $b_2$ (MHz)	25.71
扩频增益, $G_p$	401.79
饱和卫星e.i.r.p. (dBW)	61.02
转发器补偿 (dB)	3.0
传播损耗 (dB)	205.5
雨衰 (dB)	3.0
用户终端 $G/T$ (dB/K)	11.9
点波束的数量	14
接收 $C/N_0$ (整个系统) (dBHz)	89.31
接收 $C/N_0$ (每个点波束) (dBHz)	77.84
针对带宽 $b_2$ 实现的 $C/N$ (每个点波束) (dB)	3.74
所需 $E_b/(N_0+I_0)$ (dB)	3.2
相邻点波束的干扰与同一点波束产生干扰之比, $\beta$	0.75
$C(1+\beta)/N+1$	5.2
数据激活优势, $\alpha$	2.5
信道容量 (每个点波束) (Mbit/s)	14.16
信道容量 (整个系统) (Mbit/s)	198.3

## 5 总结

从表22和23的计算中可以看出，CDMA情况下的信道容量（情况4）对这套假设参数而言，是FSS系统中最大的。出现这一结果的原因如下：

- 大部分FSS系统在功率受限的情况下工作。在这些情况下，使用CDMA不会提供比FDMA更大的系统容量。但是，随着拥有大量窄点波束的卫星系统的实现，出现了带宽受限的情况。

- 在FDMA情况下使用的频率分段方案（见图13和14），无论地球站在点波束中的位置如何，频率的使用（可在相邻波束中使用）均被禁止，尽管使用中的信道不可能同时受到多条相邻波束信道的影响。使用此频率的操作是有必要的，特别是针对一系列地球点按需共用信道的情况（例如，拥有大量甚小孔径终端（VSAT）或特小孔径终端（USAT）的FSS系统）。CDMA的优势在于信道指配的灵活性，因为它与FDMA的情况不同，点波束上没有频率分段。因此，在CDMA的情况下，带宽可被高效的使用。

另外，由于此分析中假设点波束的覆盖内业务呈均匀分布，系统设计者应对FSS系统的业务分布给予充分的重视。

应当注意，尽管此分析中的示例使用的是36 MHz的转发器带宽，但此计算的结果可通过升级，应用于更大的带宽。

CDMA技术的另一优势在于，在上行链路内FSS系统可使用不同的信息速率工作。如果此类系统要通过FDMA方案配置，则需要使用一系列不同大小载波的复杂频率指配控制程序。对此类CDMA系统的评估，是一项值得继续研究的领域。

### 附件3

#### 在上行链路利用带宽扩频信号来降低偏轴发射的卫星系统

##### 1 概述

与12.75-13.25 GHz/13.75-14.5 GHz和6 GHz频段相比，在FSS频段的27.5-30 GHz，ITU-R S.524建议书中推荐的偏轴 e.i.r.p.密度值很小。为了满足建议的数值，特别是在G/T相对较低时，宜将信号扩频用作二次调制。

##### 2 系统参数示例

示例系统的参数如表24所示。使用1/2 FEC速率，以 $1 \times 10^{-8}$ 的BER为目标并使用BPSK调制和卷积编码/Viterbi解码的情况下，信息速率为1、10和100 Mbit/s。卫星G/T为10 dB/K。天线直径为45或75 cm且《无线电规则》附录8附件III被用作参考天线方向图。

表 24  
系统参数

参数	值
发射频率 (GHz)	29.25
信息速率 (Mbit/s)	1/10/100
调制	BPSK
FEC	卷积编码
FEC速率	1/2
BER目标	$10^{-8}$
卫星 $G/T$ (dB/K)	10
天线直径 (cm)	45 cm ( $D/\lambda = 43.9$ ), 75 cm ( $D/\lambda = 73.1$ )
参考天线方向图	《无线电规则》附录8, 附件 III ( $D/\lambda < 100$ )

计算出的对应噪声带宽和所需 $C/N$ ，如表25所列。

表 25  
对应的噪声带宽和所需 $C/N$

信息速率 (Mbit/s)	对应的噪声带宽 (MHz)	所需 $E_b/N_0$ (dB)	所需 $C/N$ (dB)
1	2.0	5.9	2.9
10	20.0	5.9	2.9
100	200.0	5.9	2.9

$C/N$ 值使用公式 (9)，利用表26中所列链路参数得出。

$$C/N = P_t - L_{feed} - L_p + G_t - L_f - L_a + G/T + 228.6 - B - \alpha \quad (9)$$

注意，与上行链路相同数量的噪声被划分给其它噪声源，其中包括公式 (9) 中的下行链路噪声。换言之，假设因此噪声源产生的 $C/N$ 劣化为3 dB（见表26中的 $\alpha$ 值）。

表 26  
链路参数

参数	值	注
馈线损耗, $L_{feed}$ (dB)	0.5	
天线指向误差, $L_p$ (dB)	0.2	
发射天线增益, $G_t$ (dBi)	40.6 (45 cm 天线) 45.0 (75 cm 天线)	效率 60% 频率 29.25 GHz
传播损耗, $L_f$ (dB)	213.3	
大气吸收, $L_a$ (dB)	0.4	
卫星 $G/T$ (dB/K)	10	参考表24
相应的噪声带宽, $B$ (MHz)	—	参考表25
因其它噪声源产生的 $C/N$ 劣化, $\alpha$ (dB)	3	包括下行链路噪声

### 3 结果

通过公式 (9), 表25和表26, 可计算出地球站HPA处的所需输出功率,  $P_t$ , 如表27所示。

表 27  
地球站HPA处的所需输出功率 (W),  $P_t$

信息速率 (Mbit/s)	天线直径	
	45 cm	75 cm
1	2.6	0.9
10	25.8	9.4
100	257.6	93.5

使用表27中的数值计算出的偏轴 e.i.r.p.密度以及《无线电规则》附录8, 附件 III中规定的参考天线方向图超出了ITU-R S.524建议书中建议4提出的数值。例如, 天线直径为45 cm, 偏置值为5°的情况, 超出了建议值约3.3 dB。可通过将信号扩频作为二次调制的方式, 降低偏轴e.i.r.p.密度。

使用/未使用扩频技术情况下的偏轴e.i.r.p.密度值在表28、图20和21中进行了描述。应用扩频技术中使用了扩频因子4。

表 28

使用/未使用扩频技术情况下的偏轴 e.i.r.p.密度 (dB(W/40 kHz))

偏轴角 (度)	ITU-R S.524 建议书中的值	45 cm天线		75 cm天线	
		未使用扩频	使用扩频	未使用扩频	使用扩频
2.0	11.5	13.3	7.3	11.1	5.1
3.0	7.1	10.3	4.2	6.7	0.7
4.0	3.9	7.2	1.2	3.6	-2.4
5.0	1.5	4.8	-1.2	1.2	-4.8
6.0	-0.5	2.8	-3.2	-0.8	-6.8
7.0	-2.0	1.1	-4.9	-2.4	-8.4
8.0	-2.0	-0.3	-6.3	-3.9	-9.9
9.0	-2.0	-1.6	-7.6	-5.1	-11.2
10.0	-3.0	-2.7	-8.7	-6.3	-12.3

图 20

使用/未使用扩频技术情况下的偏轴 e.i.r.p.密度 (45 cm 天线)

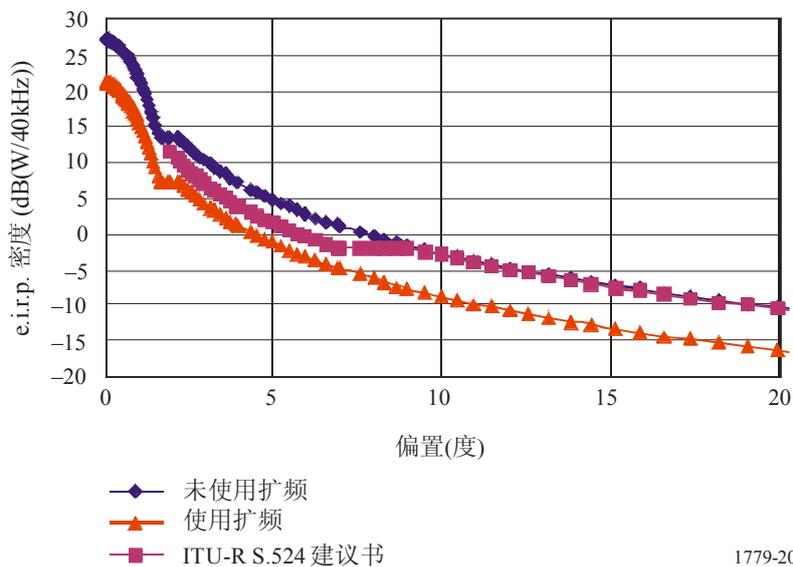
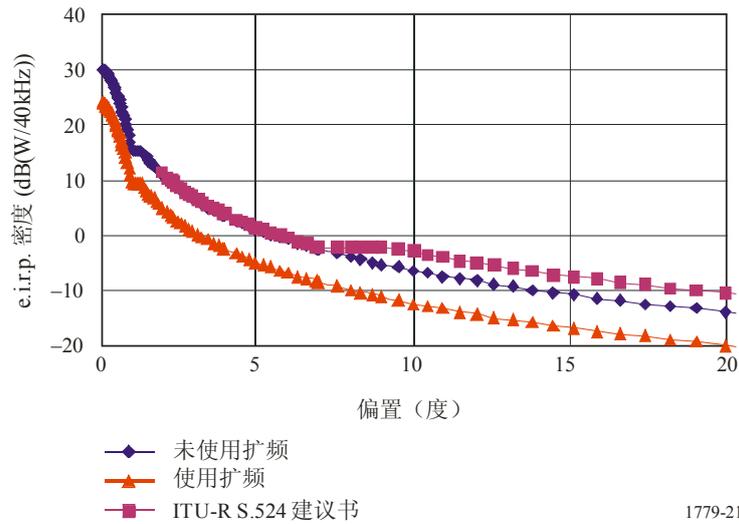


图 21

使用/未使用扩频技术情况下的偏轴 e.i.r.p.密度 (75 cm天线)



1779-21

#### 4 总结

在30/20 GHz频段的上行链路，宜使用宽带扩频信号作为二次调制来降低偏轴e.i.r.p.密度的水平，以满足相关ITU-R建议书对数值的要求（即ITU-R S.524建议书）。降低偏轴e.i.r.p.密度的工作，涉及使用更大的带宽。应当注意，此建议书中的示例，并未假设在相同的带宽（即CDMA）内有多个地球站发射载波，但如果系统设计者在此类应用中采用了CDMA接入，则必须考虑此类影响。