

## ITU-R S.1062-4 建议书

工作在低于 15 GHz 的卫星假设参考数字  
路径上允许的误码性能

(ITU-R 75-3/4号课题)

(1994-1995-1999-2005-2007年)

## 范围

卫星固定业务 (FSS) 在提供可靠的国际数字通信方面扮演着重要的作用。由于与地面设施的整合, 设计卫星链路时应满足与地面系统兼容的要求。ITU-T G.826建议书详细说明了假设参考数字路径 (HRDP) 国际部分的卫星跳转的性能指标。针对这些指标, 本建议书就误比特概率 (BEP) 或误码率 (BER) 设计掩模提供了指南, 这些掩模完全符合ITU-T G.826建议书的要求。

国际电联无线电通信全会,

## 考虑到

- a) 工作在卫星固定业务中的卫星在提供可靠的国际数字通信方面起着重要的作用;
- b) 卫星链路的性能必须足以符合总的端到端性能指标, 从而符合终端用户的服务质量指标;
- c) 卫星链路的性能通常与距离无关;
- d) ITU-R S.614 建议书规定了与 ITU-T G.821 建议书中规定的指标相一致的卫星链路的性能指标;
- e) 关于假设参考数字通路(HRDP)和假设参考连接(HRX)的误码性能, 已在 ITU-T G.826 建议书中规定;
- f) 在定义误码性能标准时, 有必要考虑所有能预见到的导致误码的机理, 尤其是时变的传播条件和干扰;

## 注意到

- a) ITU-R S.1429 建议书 – 由于 GSO 和非 GSO FSS 系统之间互通干扰造成的误码性能指标规定了由于不同卫星系统之间的干扰造成的误码性能容限, 该 GSO 和非 GSO FSS 系统使用低于 15 GHz 频率的系统承载工作在等于或高于一次群速率的假设参考数字通路; ITU-R S.1323 建议书 – 在一个卫星网络中 (GSO/FSS; 非 GSO/FSS; 非 GSO/MSS 馈电链路) 的最大允许干扰电平, 在低于 30 GHz 的其他同方向 FSS 网络引起的卫星固定业务, 规定如何把衰落和干扰包括在内来计算操作余量,

## 建议

**1** 未来在任何可能的地方，FSS 内的现有的卫星链路，应被设计得至少满足 ITU-T G.826 建议书中国际部分的一个卫星接力段的规范。由 ITU-T G.826 建议书参数导出的一组掩模的例子在注 1 中给出；

**2** 可以用附件 1 中阐明的分类方法，来生成注 1 中所规定的必要的误比特概率（BEP）（见注 4）性能掩模。相同的方法可用于 155 Mbit/s 的速率上，以得出注 2 中的掩模；

注 1 – 为了完全符合 ITU-T G.826 建议书的要求，在形成国际连接或通路的一部分的一条卫星假设参考数字通路（HRDP）的输出端（即一个双向连接的任一端），把误比特概率（BEP）除以每个突发中平均误码数（BER/ $\alpha$ ，见附件 1 的 § 3），在总的时间内（包括最坏月份）应不超过由表 1 给出的值所定义的性能掩模及图 4 中给出的 BEP 掩模。

**3** 下列注解应视为本建议书的一部分：

注 2 – 尽管注 1 完全符合 ITU-T G.826 建议书，但对某些业务来说，一个更严格的掩模可能是希望的或必需的。

表 1

比特率 (Mbit/s)	总时间的百分数 (最坏月份)	BEP/ $\alpha$
0.064	0.2	$1.0 \times 10^{-4}$
	10.0	$1.0 \times 10^{-8}$
1.5	0.2	$7 \times 10^{-7}$
	2.0	$3 \times 10^{-8}$
	10.0	$5 \times 10^{-9}$
2.0	0.2	$7 \times 10^{-6}$
	2.0	$2 \times 10^{-8}$
	10.0	$2 \times 10^{-9}$
6.0	0.2	$8 \times 10^{-7}$
	2.0	$1 \times 10^{-8}$
	10.0	$1 \times 10^{-9}$
51.0	0.2	$4 \times 10^{-7}$
	2.0	$2 \times 10^{-9}$
	10.0	$2 \times 10^{-10}$
155	0.2	$1 \times 10^{-7}$
	2.0	$1 \times 10^{-9}$
	10.0	$1 \times 10^{-10}$

在这种情况下，一条工作在最高可达到且包括 155 Mbit/s 的卫星 HRDP 的输出端（即一个双向连接的任一端）的 BEP，在总的时间内（最坏月份）应不超过由表 2 给出的值所定义的掩模：

表 2

总时间的百分数 (最坏月份)	BEP/ $\alpha$	对于 $\alpha = 10$ (BEP)
0.2	$1 \times 10^{-7}$	$1 \times 10^{-6}$
2	$1 \times 10^{-9}$	$1 \times 10^{-8}$
10	$1 \times 10^{-10}$	$1 \times 10^{-9}$

注 3 – 本建议书中提及的 HRDP，在 ITU-R S.521 建议书中规定。

注 4 – 注 1 和 2 中给出的 BEP 比值在一个足够长的时间周期内能够通过 BER 测量来估算。一种测量 BER 与时间百分数的函数关系的方法在 ITU-R S.614 建议书的附件 1 中给出。

注 5 – 为简化本建议书的应用，注 1 和 2 中给出的指标的值是根据总时间给出的，并表示了一个利用附件 1 概括的方法得出的误比特率性能模型的极限。在达到注 1 和 2 中给出的指标时，在不可用时间内发生的误码已经被排除在指标的计算之外。在注 7 中解释了可用时间和总时间之间的关系。注 1 中给出的 BEP 指标，在满足 ITU-T G.826 建议书的要求上不是唯一的。只要其他 BEP 掩模满足 ITU-T G.826 建议书，在合适的情况下，也可以被设计者使用。

注 6 – 本建议书将主要用于工作在低于 15 GHz 的卫星系统。把本建议书中给出的性能要求扩展到工作在更高频率的系统，是一个有待进一步研究的课题。

注 7 – 一个不可用时间的周期开始于出现 10 个连续的严重误码秒 (SES) 事件。这 10 s 被认为是不可用时间的一部分。一个新的可用时间周期开始于出现 10 个连续的无 SES 事件。这 10 s 被认为是可用时间的一部分。正如图 3 中所示，概率为 0.5 达到不可用状态时，就可以确定 BEP 的不可用状态门限值。

注 8 – 注 1 和 2 中给出的指标是以最坏月份的百分数来给出的。这些按月的百分数对应于下面的按年的百分数：

- 最坏月份的 10%，年份的 4.0%
- 最坏月份的 2%，年份的 0.6%
- 最坏月份的 0.2%，年份的 0.04%。

注 9 – 为了在频率高于 10 GHz 时与注 1 和 2 一致，采用包括自适应前向纠错 (FEC) 编码、功率控制或位置分集在内的抗衰落措施可能是有好处的。关于位置分集操作的资料在 ITU-R S.522 建议书附件 1 中给出。

注 10 – 验证数字卫星性能的优选的方法是基于运行中的测量。这些测量将利用与固有的块尺寸和传输系统的结构有关的块误码检测方式。FEC、扰码和差分编码对测量结果的解释有影响（见附件 1，§ 3）。

注 11 – 注 1 和 2 中描述的误码性能的研究, 是基于对链路(如国际交换网关到国际交换网关)的国际部分中一个 HRDP 的使用。该连接内 HRDP 的其他应用是可能的(如终端局到终端局), 并且此误码性能指标能被相应地调整。

注 12 – 本建议书中描述的方法能被应用于专用网中卫星链路的设计。网络运营商与网络使用者之间通常会通过在 ITU-T E.800 建议书中规定的一个服务水平协议(SLA)来认可性能指标。

注 13 – 应满足要求的传输速率, 而不必产生更高的速率以支持复用或纠错。例如, 如果一条卫星链路的传输速率是 6 Mbit/s 而在 SLA 合同中规定的传输速率是 2 Mbit/s, 则应使用对于 2 Mbit/s 传输的性能指标。

## 附件1

### 1 与ITU-T G.826建议书相关的概述、历史、定义、参数和指标

ITU-T G.826 建议书的要求是以误码块 (EB) 而不是单个比特误码来给出的。

此规范的目的是允许在运行的基础上对与 ITU-T G.826 建议书性能要求有关的内容进行验证。以块误码而不是比特误码来做出性能规范, 对误码趋于成组发生的系统, 如采用扰码和 FEC 的系统, 有重要意义。ITU-T G.826 建议书中使用的块是指通常组成传输系统所用的内部监控块或帧的连续比特组。

ITU-T G.826 建议书 — 常数比特速率的国际数字通路和连接的端到端误码性能参数和指标涵盖了两种具体的传输系统, 必要时, 可以扩展到其他类型。这两种类型是:

- 从 64 kbit/s 到一次群速率的准同步数字系列 (PDH); 以及
- 从一次群速率直到 3 500 Mbit/s 的同步数字系列 (SDH)。

在 2002 年对子一次群速率做了补充, 以便于在这些速率上的开发。然而, 为了维护 PDH 系统非常大的安装基地的稳定性, 同意对适用于这些系统的长期有效的 ITU-T G.821 建议书不做改变。

在 SDH 术语中, 一个端到端电路是指一个通路 (PATH)。

在 PDH 术语中, 一个端到端电路是指一个连接 (CONNECTION)。

在 PDH 和 SDH 中，传输系统性能都是以误码秒（ES）和严重误码秒（SES）为参数来规定的，SDH 有一个附加参数称为块误码，为更高的传输速度给出了更多的解决方法。这些组有一个间隔比一秒钟要短得多。

一个大小取决于传输速度的 SDH 块是一组连续的比特，如果该块正好连接了一个容器的边界，则这组比特可能是不相邻的。

## 1.1 ITU-T G.826建议书中的定义

### 1.1.1 通路的误码性能事件

- 误码块（*EB*）  
内中有1个或几个比特误码的块。
- 误码秒（*ES*）  
有1个或几个误码块的1秒钟时间。
- 严重误码秒（*SES*）  
含有 $\geq 30\%$ 误码块或至少有一个缺陷（见ITU-T G.826建议书中缺陷的定义）的1秒钟时间。  
注意到SES是ES的一个子集。
- 背景块误码（*BBE*）  
一个不是作为SES的一部分而出现的误码块。

### 1.1.2 连接的误码性能事件

- 误码秒（*ES*）  
有1个或几个比特出错或检测到信号丢失或告警指示期间的1秒钟时间。
- 严重误码秒（*SES*）  
在 $10^{-3}$ 内误比特率 $\geq 1$ 的1秒钟时间。

## 1.2 参数

误码性能只有在通路或连接处于可用状态时才能被估算。不可用状态进入/退出准则的定义，见注 7 和 ITU-T G.826 建议书附件 A。

- 误码秒率（*ESR*）  
在一个固定测量间隔期间，可用时间内ES与总秒数的比率。
- 严重误码秒率（*SESR*）  
在一个固定测量间隔期间，可用时间内SES与总秒数的比率。
- 背景块误码率（*BBER*）  
在一个固定测量间隔期间，误码块与总块数的比率，不包括SES和不可用时间内的所有块。

## 1.3 监控块

表 3 给出了用于不同传输速率的块的长度和每秒块数。

表 3

## 比特速率、块长度和每秒块数之间的关系

比特速率 (Mbit/s)	块长度 (bits)	每秒块数
1.544	4 632	333
2.048	2 048	1 000
6.312	3 156	2 000
44.736	4 760	9 398
51.84	6 480	8 000
155.52	19 440	8 000

## 1.4 性能指标

为方便起见，ITU-T G.826 建议书中规定的端到端指标在表 4 中复制。性能指标是作为传输系统比特速率的一个函数来给出。在这些比特速率上适应的块的长度范围也一并给出。如上所述，块的长度与传输系统的帧结构有关。这些指标是对可用时间规定的。

表 4

ITU-T G.826建议书中用于27 500 km的国际数字  
HRDP或HRX的端到端性能指标

速率 (Mbit/s)	64 kbit/s至 一次群 速率 <sup>(1)</sup>	1.5至5	>5至15	>15至55	>55至160	>160至3 500
比特/组	不适用	800-5 000	2 000-8 000	4 000-20 000	6 000-20 000	15 000 -30 000 <sup>(2)</sup>
ESR	0.04	0.04	0.05	0.075	0.16	<sup>(3)</sup>
SESR	0.002	0.002	0.002	0.002	0.002	0.002
BBER	不适用	$2 \times 10^{-4(4)}$	$2 \times 10^{-4}$	$2 \times 10^{-4}$	$2 \times 10^{-4}$	$10^{-4}$

<sup>(1)</sup> 不要求把这些指标应用到2003年之前设计的设备中。这些设备的性能指标在ITU-T G.821建议书中给出。

<sup>(2)</sup> 如同刚才定义的，VC-4-4c (ITU-T G.707建议书) 是一个块长度为75 168比特/块的601 Mbit/s的通路。由于该块长度超过了建议的160-3 500 Mbit/s的通路范围，不能用此表估计这些VC-4-4c通路的性能。用于块的长度为75 168比特的VC-4-4c的BBER指标取为 $4 \times 10^{-4}$ 。

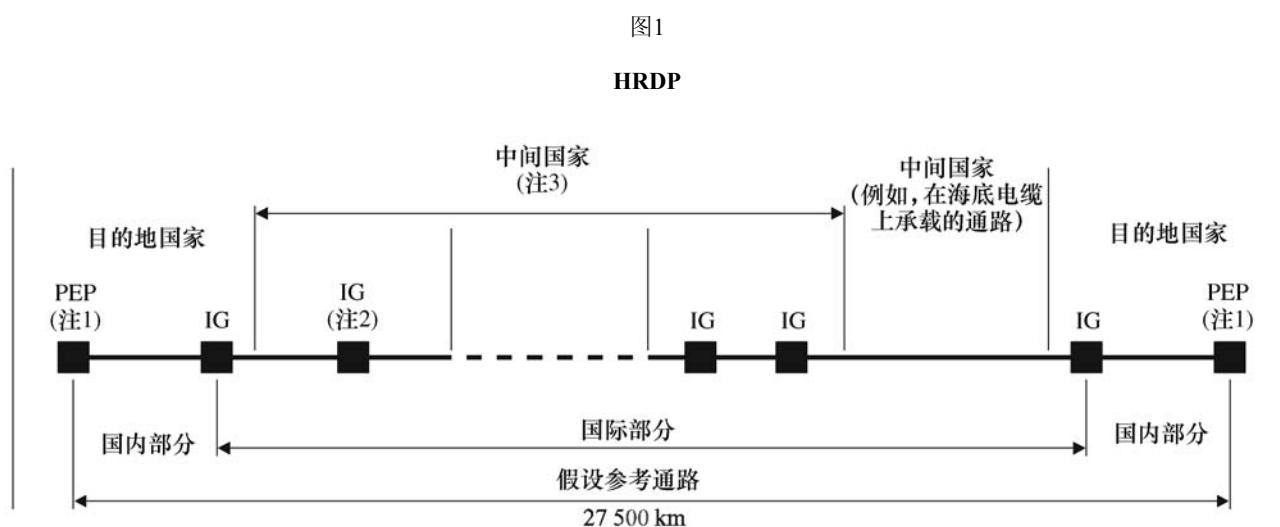
<sup>(3)</sup> ESR指标在高比特速率上趋于失去其意义，因此对于工作在高于160 Mbit/s 的通路未规定ESR指标。然而，为了维护目的，应实施ES监控。

<sup>(4)</sup> 对于1996年之前设计的系统，BBER指标为 $3 \times 10^{-4}$ 。

工作在本建议书中包括的比特速率的数字通路和连接可以由工作在更高比特速率的传输系统承载。这些系统的设计和必须支持他们现在的和预测的支路端到端指标。假设随机误码分布,满足表 1/G.826 中为更高比特率系统分配的指标,应当保证所有的支路也能完成他们的指标。

## 1.5 端到端指标对通路部分的分配

端到端性能指标在一个 HRDP 的国际部分和国内部分之间分配时使用的分配原则,详见 ITU-T G.828 建议书的 § 6.2 (见图 1)。



IG: 国际网关

PEP: 通路端点

注1 – 如果一个通路在IG处终止,则只有国际部分配置适用。

注2 – 每个中间国家可以定义一个或两个网关(入口或出口)。

注3 – 在本建议书中已经假设了四个“中间国家”为地面情况并假设有一个卫星接力段。

1062-01

## 1.6 卫星的配置

在工作于 ITU-T G.826 建议书中包括的任何比特速率的通信传输系统中,或者高于或者低于一次群速率,与实际间隔距离无关,国际部分中的一个卫星接力段接收到所有端到端指标配置的 35%。

如果一个卫星链路提供了一个国内部分,则接收到所有端到端指标配置的 42%。

这种配置与 ITU-T G.821 建议书中的配置形成对比,那里的配置对于 ES 和 SES 是不同的。对于国际部分的 ES,卫星仅接收到配置的 20%,而 ES 端到端允许量在 0.04 是较高的,因此卫星链路要求的指标是非常相似的。对于 SES,卫星配置仅为 0.002 的 15% = 0.0003。

提供一个 27 500 km 的 HRDP 或 HRX 部分的卫星性能指标在表 5 和 6 中给出。

表 5

一个国际部分的卫星性能指标

速率 (Mbit/s)	0.064至1.5	1.5至5	>5至15	>15至55	>55至160	>160至3 500
ESR	0.014	0.014	0.0175	0.0262	0.056	不适用
SESR	0.0007	0.0007	0.0007	0.0007	0.0007	0.0007
BBER	不适用	$0.7 \times 10^{-4}$	$0.7 \times 10^{-4}$	$0.7 \times 10^{-4}$	$0.7 \times 10^{-4}$	$0.35 \times 10^{-4}$

表 6

一个国内部分的卫星性能指标

速率 (Mbit/s)	0.064至1.5	1.5至5	>5至15	>15至55	>55至160	>160至3 500
ESR	0.0168	0.0168	0.021	0.0315	0.0672	不适用
SESR	0.00084	0.00084	0.00084	0.00084	0.00084	0.00084
BBER	不适用	$0.84 \times 10^{-4}$	$0.84 \times 10^{-4}$	$0.84 \times 10^{-4}$	$0.84 \times 10^{-4}$	$0.42 \times 10^{-4}$

如果一个卫星从端到端提供完整的通路或连接，则表 4 中的指标适用。

## 2 误比特概率 (BEP) 掩模导出

ITU-T G.826 建议书中所定义的参数和指标集，对卫星系统设计是不合适的。它必须被转换成误比特概率与时间百分数分布的函数关系，也叫误比特概率掩模。用这样的方式设计的任何满足此掩模的卫星系统也满足此建议书中的指标。然而，这种转换并不导致一个“唯一”的掩模。

### 2.1 基本事件的概率

众所周知，卫星链路上的传输误码是突发的，此处每突发的误码平均数和其他因数一样，是扰码器和前向纠错 (FEC) 码的一个函数。因此，在卫星链路上成功进行数字传输必须考虑这种突发性。一个能充分代表突发发生的随机性的统计模型是内曼 (Neyman) -A 蔓延分布，其中在  $N$  个比特中出现  $k$  个误码的概率  $P(k)$  为：

$$P(k) = \frac{\alpha^k}{k!} e^{-\frac{BEP \cdot N}{\alpha}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{j^k}{j!} \left( \frac{BEP \cdot N}{\alpha} \right)^j e^{-j\alpha} \quad (1)$$

其中：

- $\alpha$ : 每次突发误码的平均误码比特数
- $BEP$ : 比特误码概率。



如果  $N=N_B$  作为一个数据块中的比特数, 则一个块中零误码的概率为:

$$P(0) = e^{-\frac{BEP \cdot N_B}{\alpha}} \sum_{j=0}^{\infty} \left[ \left( \frac{BEP \cdot N_B}{\alpha} \right)^j / j! \right] e^{-j\alpha} \cong e^{-\frac{BEP \cdot N_B}{\alpha}}, \text{ 对于所有 } \alpha \text{ 的实际值。} \quad (2)$$

一个误码块的概率  $P_{EB}$  为:

$$P_{EB} = 1 - P(0) = 1 - e^{-\frac{BEP \cdot N_B}{\alpha}} = 1 - e^{-N_B \cdot BEP_{CRC}} \quad (3)$$

其中  $BEP_{CRC} = BEP/\alpha$ 。一个误码秒的概率  $P_{ES}$  能被表示为:

$$P_{ES} = 1 - e^{-n \cdot P_{EB}} \quad (4)$$

其中  $n$  是每秒的块数。

由于在总的  $n$  个块中有  $k$  个误码块的概率  $P_{n,k}$  为:

$$P_{n,k} = \frac{n!}{(n-k)!k!} (1 - P_{EB})^{n-k} P_{EB}^k \quad (5)$$

则 SES 的概率  $P_{SES}$  为:

$$P_{SES} = \sum_{k=0.3n}^n P_{n,k} = 1 - \sum_{k=0}^{0.3n-1} P_{n,k} = 1 - \sum_{k=0}^{0.3n-1} \frac{n!}{(n-k)!k!} (1 - P_{EB})^{n-k} P_{EB}^k \quad (6)$$

## 2.2 ITU-T G.826 建议书中对于一给定 BEP 累积分布掩模的参数计算

抛开 ITU-T G.826 建议书参数的原始定义, 我们能写出 ESR, SESR 和 BBER 的表达式:

$$ESR = \frac{N_{ES}}{N} \quad (7)$$

$$SESR = \frac{N_{SES}}{N} \quad (8)$$

$$BBER = \frac{N_{EB}}{N_B} \quad (9)$$

其中:

$N_{ES}$ : 在可获得时间内的误码秒数

$N_{SES}$ : 在可获得时间内的严重误码秒数

- $N_{EB}$ : 在可获得时间内的误码块, 不包括严重误码秒  
 $N_B$ : 在可获得时间内的块数, 不包括严重误码秒  
 $N$ : 在可获得时间内的总秒数。

相对频率概率的一般近似值适用于前面生成的表达式:

$$ESR \cong P_{ES} \quad (10)$$

$$SESR \cong P_{SES} \quad (11)$$

$$BBER \cong P_{EB} \quad (12)$$

上面的概率应被解释为在相应观察时间间隔内的平均概率。事实上, 必须及时地进行这种平均。因此, 如果我们假设在每秒钟内观察到一个随机的 BEP, 我们就能够规定与时间不相关的基本事件的概率, 然后通过下列表达式计算他们的均值:

$$ESR = \frac{\int_{T_a} P_{ES}(t) dt}{T_a} \quad (13)$$

$$SESR = \frac{\int_{T_a} P_{SES}(t) dt}{T_a} \quad (14)$$

对于 BBER, 考虑到不包括 SES, 我们有:

$$BBER = \frac{\int_{T_a} P_{EB}(t) \frac{1 - P_{SES}(t)}{1 - SESR} dt}{T_a} \quad (15)$$

其中  $T_a$  为可获得时间。

时间平均值能够通过  $BEP/\alpha$  的累积分布函数的等效表达式来计算, 定义为  $F(x)$ 。该计算 SES 的方法表示如下:

$$\frac{1}{T_a} \int_{T_a} P_{ES}(t) dt = \int_0^{BEP_{th}/\alpha} P_{ES}(x) dF(x) \quad (16)$$

其中  $BEP_{th}/\alpha$  是门限值, 高于该值的系统认为是不可获得的。模拟导出适用于其他的参数。

对于一个数字计算, 能够使用如下的离散近似:

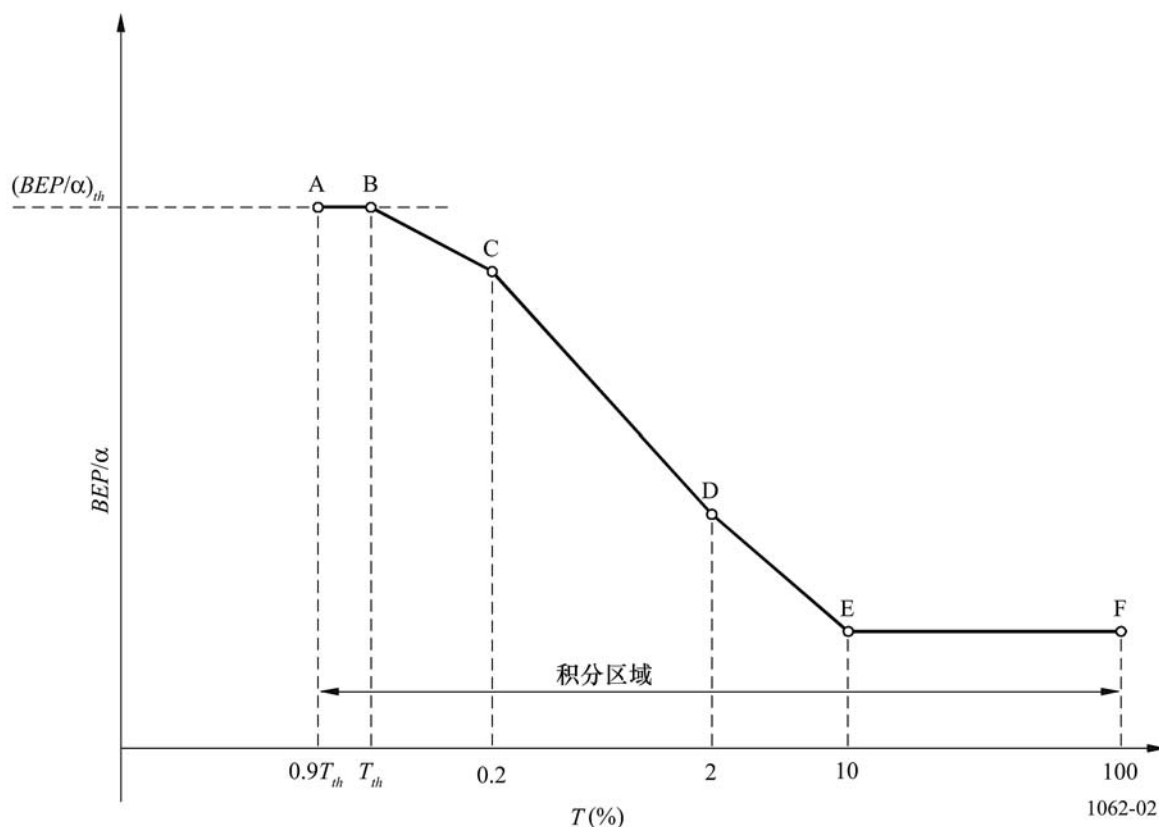
$$\frac{1}{T_a} \int_{T_a} P_{ES}(t) dt \cong \sum_i P_{ES}(x_i) [F(x_{i+1}) - F(x_i)] \quad (17)$$

其中求和是对  $BEP/\alpha$  减去  $BEP_{th}/\alpha$  的  $x_i$  值进行的。

可以找到无限多个  $BEP/\alpha$  累积分布  $F(x)$  来满足 ITU-T G.826 建议书的性能指标。因此，假设一个  $F(x)$  掩模有图 2 的形式。注意到  $F(x)$  可以表示为时间的百分数，其中  $BEP/\alpha$  不超过  $x$ ，因此  $F(x)$  应当被视为图 2 的水平轴值的补充。

图2

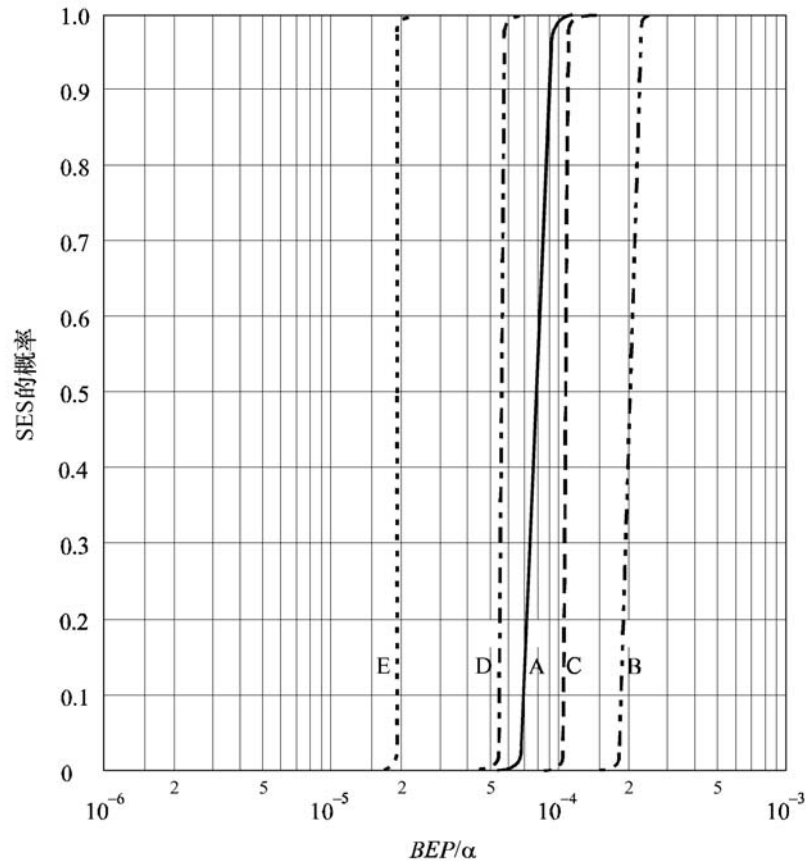
掩模的一般形式



不可用门限  $T_{th}$  由  $P_{SES} = 0.933$  定义。该值对应于 10 个连续 SES 的概率 0.5。

在不同数据速率的相应  $BEP_{th}/\alpha$  值包括在图 3 中，同时也列于表 7 中。

图3

 $P_{SES}$  对  $BEP/\alpha$ 

A: 1.5 Mbit/s  
 B: 2 Mbit/s  
 C: 6 Mbit/s  
 D: 51 Mbit/s  
 E: 155 Mbit/s

1062-03  
 (180153)

表 7

比特速率 (Mbit/s)	$BEP_{th}/\alpha$
0.064	$3 \times 10^{-3}$
1.544	$9.00 \times 10^{-5}$
2.048	$1.90 \times 10^{-4}$
6.432	$1.17 \times 10^{-4}$
51.84	$5.68 \times 10^{-5}$
155.52	$1.89 \times 10^{-5}$

然而，在生成掩模选择  $BEP_{th}/\alpha$  值时，应当注意这样一个事实，调制解调器在一特定的 BEP 门限处经历了同步损耗，此处用  $BEP_{mod}$  表示。基于以上的考虑，要使用的  $BEP_{th}/\alpha$  值由以下公式给出：

$$BEP_{th}/\alpha = \text{最小值(表7的 } BEP_{th}/\alpha; BEP_{mod}/\alpha)$$

对于现在使用的大部分调制解调器来说， $BEP_{mod}$  的值非常接近  $1 \times 10^{-3}$ 。

以上办法将会得到无限多个掩模满足 ITU-T G.826 建议书的性能指标。因此，以下过程用于定义一个掩模并决定掩模的点 C、D、E 和 F（见图 2）。

步骤 1 – 设定在 100%、10%、2% 和 0.2% 时间上的掩模值（点 C、D、E 和 F）。

步骤 2 – 确定  $BEP_{th}/\alpha$  的值。

步骤 3 – 选择一个不可用门限时间值， $T_{th}$  ( $T_{th} < 0.2\%$ )。

步骤 4 – 假定点 B 和 C 之间的一条直线。

步骤 5 – 通过在  $0.9T_{th}$  和 100% 区域之外求积分来计算 ESR、SESR 和 BBER（见注 1）。

注 1 – 基于 ITU-R S.579 建议书给出的结果，显示传播衰减事件，其结果不是不可用时间，使用一个 10% 的“传播可用性因子”来生成这些掩模。因此，把  $T_{th}$  的 10% 纳入可用时间内，以说明 BEP 差于  $BEP_{th}$  但在 10 s 内恢复这样的情况。

步骤 6 – 选择一个新的  $T_{th}$  值并重复步骤 4 和 5，直到找到在任何  $T_{th} < 0.2\%$  时间内 ESR、SESR 和 BBER 的最高值。

如果对所有的  $T_{th} < 0.2\%$ ，表 5 或 6 中 ESR、SESR 和 BBER 的指标都被满足，则由点 C、D、E 和 F 定义的掩模被认为满足本建议书的要求。而且，以上过程确保了获得少于 0.2% 时间的链路不可用性。

作为重复步骤 4、5 和 6 过程的结果，任何点 B 和 C 之间的直线将满足本建议书规定的指标和 ITU-R S.579 建议书给出的不可用性指标，此处 B 可为时间 0% 和 0.2% 之间的任意处。因此，可以通过从点 C 垂直扩展掩模（如图 4 所示）来进一步简化掩模的总体形状。

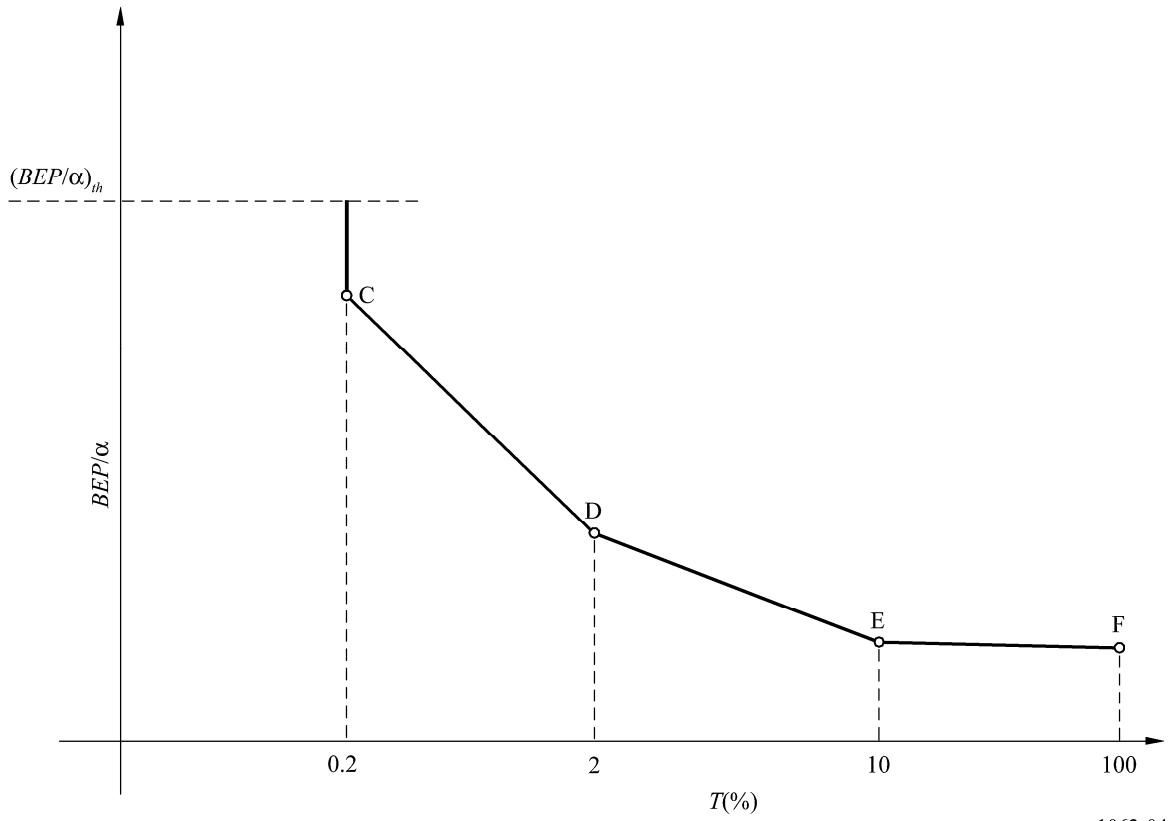
通过以上过程并加一些附加的假设：

- 对应于点 E 和 F 的  $BEP/\alpha$  是相同的，
- 对应于点 E 和 D 的  $BEP/\alpha$  相差一个 10 倍频程，

便生成了对应于不同传输比特速率的一组掩模，并在图 5 中示出。

在开发这些掩模时，假定  $BEP_{mod} = 1 \times 10^{-3}$ 。另外，为了获得平滑的掩模，对第二个假设进行了修改。例如，对于 1.5 Mbit/s 掩模，对应于点 E 和 D 的  $BEP/\alpha$  值之间的比值从 10 变成了 3。

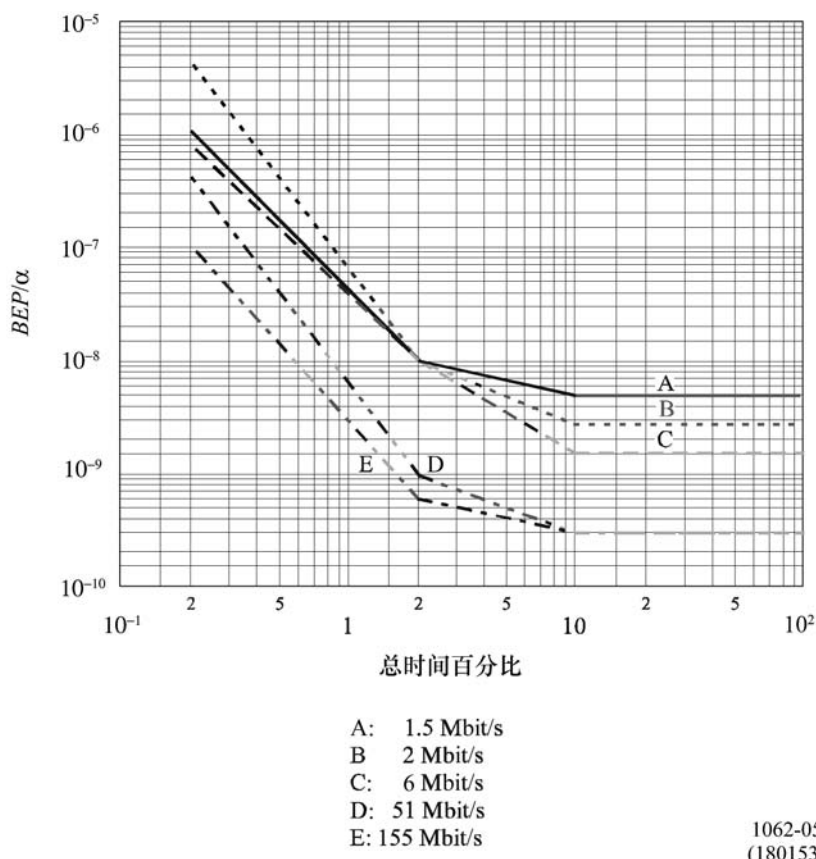
图4  
简化的掩模



1062-04  
(180153)

图5

对卫星单跳的生成掩模



### 3 误比特率与误码事件率之间的关系

众所周知，采用 FEC 和扰码器方案的卫星链路上的误码易于成簇发生。簇的出现（也叫误码事件）是随机的，遵循泊松分布。导致的块误码率相同，就如同随机（泊松分布）发生的、误比特率为  $BER/\alpha$  的比特误码所引起的，这里  $\alpha$ （在 § 2.1 中用以代表误码突发）是在一簇内的平均误码比特数， $\alpha$  也表示误比特率与事件误码率之间的比率。例如，在一个没有 FEC 和扰码器方案的随机二进制误码信道中， $\alpha$  被当作 1。但是如果采用了更高阶的调制方法， $\alpha$  的值可能大于 1。

在特定的 FEC 方案中， $\alpha$  的理论值可通过采用 FEC 方案的重量分布来进行估计。§ 3.1 给出了理论值的导出背景。误码族的统计特性取决于采用的 FEC 和扰码器方案。采用了电脑仿真和各种不同 FEC 方案（未采用扰码器或差分编码）的测量来判定因子  $\alpha$ 。仿真中假设了一个附加的高斯白信道。结果见 § 3.2 至 3.6。

#### 3.1 簇中误码比特平均数量的导出

给定一个  $(n,k)$  系统块码  $C$ ，其众所周知的重量枚举函数 (WEF) 为：

$$B^C(H) \triangleq \sum_{i=0}^n B_i H^i \tag{18}$$

其中:

$B_i$ : (整数) 带有汉明重量的码字数 (1的数量)

$H$ : 虚拟变量。

可用一个编码的 WEF 来计算未被发现的误码概率的确切表达式和码字误差概率的上限。

编码的输入冗余重量枚举函数 (IRWEF) 可定义为:

$$A^C(W,Z) \triangleq \sum_{w,j} A_{w,j} W^w Z^j \quad (19)$$

其中  $A_{w,j}$  表示输入信息字码字的 (整数) 数量, 其汉明重量为  $w$ , 奇偶校验比特的汉明重量为  $j$ , 这样整个的汉明重量为  $w+j$ 。IRWEF 显示了信息和奇偶校验对整个码字汉明重量的各自贡献值, 并因此提供了编码 (汉明) 重量情况的额外信息。

通过采用以上公式, BEP、 $P_b$  的上限可限定为:

$$P_b \leq \sum_{m=d_{min}}^{\infty} D_m P(R_m'' | C_0) \quad (20)$$

其中  $d_{min}$  是编码的最小距离,  $P(R_m'' | C_0)$  为译码器选择重量为  $m$  的码字的概率, 倘若所有发送的码字全部是零码字, 且:

$$D_m = \sum_{j+w=m} \frac{w}{k} A_{w,j} \quad (21)$$

因此, 一个簇中比特的平均数量  $\alpha$  将是  $w$  的平均值并得出:

$$\bar{w} = \sum_{m=d_{min}}^{\infty} \sum_{m=w+j} w A_{w,j} P_m \quad (22)$$

其中  $P_m$  是所有误码事件中  $m$  误码发生的概率。因为  $P_m$  随着  $m$  快速降低, 特别是在低 BEP 值的情况下,  $\bar{w}$  可用下式近似获得:

$$\bar{w} \approx \sum_{d_{min}=w+j} w A_{w,j} P_{d_{min}} \quad (23)$$

### 3.2 二进位BCH编码的因子

利用公式(23), 可估计系统 BCH 编码的  $\alpha$  值。表 8 显示了 (7,4) BCH 码的重量分布, (7,4) 码最小的距离是 3。因此, 编码的  $\alpha$  可用下式估计:

$$\bar{w}_{(7,4)} = \alpha_{(7,4)} \approx 1 \times \frac{3}{7} + 2 \times \frac{3}{7} + 3 \times \frac{1}{7} \cong 1.7 \quad (24)$$



表 8  
(7,4) BCH码的重量分布

$w$	$j$	$A_{w,j}$
0	0	1
1	2	3
1	3	1
2	1	3
2	2	3
3	0	1
3	1	3
4	3	1

表 9 显示了各种不同的系统 BCH 编码的  $\alpha$  值, 表 10 将(15,11) BCH 码的仿真结果与估计值进行了比较。结果表明, 随着 BER 的降低, 估计值与仿真值基本接近。

对于非系统编码, 当译码失败时, 大约半数的信息字将出现误码。在这种情况下,  $\alpha$  可大约记为  $k/2$ 。

表 9  
不同BCH编码中估计的理论 $\alpha$ 值

$(n,k)$ BCH 编码	$\alpha$	$(n,k)$ 扩展编码	$\alpha$	$(n,k)$ 删信码	$\alpha$
(15,11)	2.20	(16,11)	2.75	(15,10)	2.67
(31,26)	2.52	(32,26)	3.25	(31,25)	3.23
(31,21)	3.73	(32,21)	4.56	(31,20)	4.53
(63,57)	2.06	(64,57)	2.96	(63,56)	2.96
(63,51)	4.07	(64,51)	4.50		

表 10  
(15,11) BCH 编码中 $\alpha$ 理论和仿真值的比较

BER	仿真 $\alpha$ 值	理论 $\alpha$ 值
$2.88 \times 10^{-2}$	2.60	2.2
$4.69 \times 10^{-3}$	2.37	
$5.57 \times 10^{-4}$	2.36	
$2.36 \times 10^{-5}$	2.33	

### 3.3 卷积编码中的因子

类似的方法也可适用于卷积编码。对于已知的卷积编码，各种研究已确定了其以  $a_d$  为单位的重量分布、距离为  $d$  时的码字数量  $c_d$ 、距离为  $d$  时码字的误码数量（信息重量误差）。采用与二进制 BCH 编码同样的近似方法，卷积编码的  $\bar{w} (= \alpha)$  可近似为  $(c_{d_f})/(a_{d_f})$ ，其中  $d_f$  是编码的自由距离。

表 11 显示了流行的卷积编码的重量分布，而表 12 比较了  $\alpha$  的理论估计值和仿真值。如同在二进制 BCH 编码中已被证明的那样，估计的  $\alpha$  值与低 BER 范围内仿真的结果几乎相等。

表 11  
卷积编码的重量分布

编码率 $R$	制约长度 $K$	发生器 (八进制)	$d_f$	$(a_d, d = d_f, d = d_f + 1, d = d_f + 2, \dots)$ $(c_d, d = d_f, d = d_f + 1, d = d_f + 2, \dots)$
1/2	7	133, 171	10	(11, 0, 38, 0, 193, 0, 1 331, 0, 7 275, ...) (36, 0, 211, 0, 1 404, 0, 11 633, ...)
	9	561, 753	12	(11, 0, 50, 0, 286, 0, 1 630, 0, 9 639, ...) (33, 0, 281, 0, 2 179, 0, 15 035, ...)
2/3*	7	133, 171	6	(1, 16, 48, 158, 642, 2 435, 9 174) (3, 70, 285, 1 276, 6 160, 27 128, ...)
7/8*	7	133, 171	3	(2, 42, 468, 4 939, 52 821) (14, 389, 6 792, 97 243, 1 317 944)

\* 从  $R$  1/2 码获得的收缩码， $K = 7$ 。

### 3.4 级联编码的因子

对于外部编码是里德所罗门码 (RS)，内部编码是卷积编码的级联编码， $\alpha$  值直接与 RS 编码的重量分布有关，因 RS 码为外部编码。如果采用了最大似然译码，则可利用二进制 BCH 编码中使用的同样规则获得 RS 编码的  $\alpha$  值。在这种情况下，应得到 RS 编码的二进制重量分布。

表 13 显示了 ITU-R BO.1724 和 ITU-R S.1709 建议书所述卷积编码方案中 RS 编码的仿真  $\alpha$  值。采用了从原 RS (255,239) 编码缩短而来的 RS (204,188) 编码。也采用了 RS (71,55) 缩短编码，以获得不同的分组大小。

表 12

卷积编码中 $\alpha$ 理论和仿真值的比较

编码率 $R$	制约长度 $K$	发生器 (八进制)	$d_f$	$\alpha$ (估计)	BER	$\alpha$ (仿真)
1/2	7	133, 171	10	3.27	$1.74 \times 10^{-2}$	7.21
					$1.91 \times 10^{-3}$	5.68
					$1.05 \times 10^{-4}$	3.74
					$5.05 \times 10^{-6}$	3.48
					$1.07 \times 10^{-7}$	3.00
	9	561, 753	12	3.00	$1.22 \times 10^{-2}$	13.00
					$1.77 \times 10^{-3}$	11.56
					$2.10 \times 10^{-5}$	4.38
					$4.20 \times 10^{-7}$	3.96
2/3	7	133, 171	6	3.00	$3.61 \times 10^{-2}$	8.00
					$7.86 \times 10^{-4}$	7.14
					$2.96 \times 10^{-6}$	5.32
					$2.14 \times 10^{-7}$	5.67
7/8	7	133, 171	3	7.00	$6.24 \times 10^{-2}$	9.08
					$2.68 \times 10^{-2}$	8.85
					$9.82 \times 10^{-3}$	7.77
					$1.77 \times 10^{-5}$	7.57
					$1.49 \times 10^{-6}$	7.29

表 13

卷积编码方案中RS编码的仿真 $\alpha$ 值

(N,K) RS编码	BER	$\alpha$	(N,K) RS编码	BER	$\alpha$
(204,188)	$7.74 \times 10^{-3}$	12.80	(71,55)	$6.17 \times 10^{-3}$	8.47
	$5.19 \times 10^{-4}$	9.14		$2.03 \times 10^{-4}$	7.74
	$1.02 \times 10^{-6}$	8.58		$2.02 \times 10^{-7}$	7.32

### 3.5 透平码的因子

对于透平码，可采用与卷积编码类似的方法，因为透平码基于卷积编码。表 14 显示了 ITU-R BO.1724 和 ITU-R S.1709 建议书所述透平码的重量分布，而表 15 则显示了对应的估计 $\alpha$ 值。表 16 显示了分组大小为 53 字节的仿真 $\alpha$ 值。因 turbo 编码采用了迭代译码算法， $\alpha$ 值和 BER 取决于译码算法和迭代次数。在该仿真中，采用了 max-log MAP 译码算法，并根据迭代次数为 6 和 15 估计了 $\alpha$ 值。因表 15 种估计的理论值可作为一个低限，它们要小于表 16 中的仿真值。

表 14

透平码( $d_f/a_d/c_d$ )的重量分布

分组大小 (字节)	$R = 1/3$	$R = 1/2$	$R = 2/3$	$R = 3/4$	$R = 6/7$
53	31/106/954	18/159/954	11/159/901	7/10/50	4/9/27
	32/265/1643	19/159/1431	12/265/1325	8/85/375	5/194/719
	33/106/901	20/530/3551	13/1802/11342	9/486/2335	6/1228/5371
188	33/3476/3384	19/376/3384	12/188/1316	9/27/171	6/199/826
	35/376/3760	20/376/3008	14/752/5264	10/148/1025	7/1578/7269
	36/752/6392	22/752/6768	15/1504/12220	11/1462/9674	8/9144/49558

表 15

透平码的典型近似 $\alpha$ 值

分组大小 (字节)	$R = 1/3$	$R = 1/2$	$R = 2/3$	$R = 3/4$	$R = 6/7$
53	9.00	6.00	5.67	5.00	3.00
	6.20	9.00	5.00	4.41	3.70
	8.50	6.70	6.29	4.80	4.37
752	9.00	9.00	7.00	6.33	4.15
	10.00	8.00	7.00	6.93	4.60
	8.50	9.00	8.13	6.62	5.42

表 16

透平码的仿真 $\alpha$ 值

迭代次数	$R = 1/3$ BER/ $\alpha$	$R = 2/5$ BER/ $\alpha$	$R = 1/2$ BER/ $\alpha$	$R = 3/4$ BER/ $\alpha$	$R = 6/7$ BER/ $\alpha$
6	$5.58 \times 10^{-5}/16.8$	$3.79 \times 10^{-5}/16.6$	$1.39 \times 10^{-4}/21.5$	$9.53 \times 10^{-4}/15.9$	$3.44 \times 10^{-5}/6.8$
	$9.28 \times 10^{-6}/14.0$	$5.56 \times 10^{-6}/12.8$	$2.24 \times 10^{-5}/17.1$	$3.47 \times 10^{-5}/11.3$	$2.34 \times 10^{-6}/5.2$
	$1.42 \times 10^{-6}/10.6$	$9.68 \times 10^{-7}/10.6$	$5.69 \times 10^{-7}/9.0$	$9.89 \times 10^{-7}/7.8$	$2.53 \times 10^{-7}/4.1$
15	$2.25 \times 10^{-5}/23.7$	$1.57 \times 10^{-5}/20.8$	$6.36 \times 10^{-5}/26.6$	$6.46 \times 10^{-4}/18.3$	$2.67 \times 10^{-5}/7.0$
	$3.28 \times 10^{-6}/16.5$	$2.41 \times 10^{-6}/14.5$	$9.30 \times 10^{-6}/18.9$	$1.89 \times 10^{-5}/12.2$	$1.74 \times 10^{-6}/4.8$
	$5.62 \times 10^{-7}/11.6$	$4.25 \times 10^{-7}/10.8$	$3.02 \times 10^{-7}/8.9$	$6.02 \times 10^{-7}/7.9$	$1.78 \times 10^{-7}/4.3$

### 3.6 分组透平码的因子

分组透平码 (BTC) 是多次迭代译码的乘积码。乘积码的最小距离是其分码的乘积。例如, 与  $d_{min}$  最小距离的分码相同的  $m$ -维乘积码的最小距离将是  $(d_{min})^m$ 。采用同样的规则, 一个 BTC  $\alpha_{BTC}$  的  $\alpha$  值可用下式表示:

$$\alpha_{BTC} = \alpha_{c_1} \cdot \alpha_{c_2} \cdots \alpha_{c_m} \quad (25)$$

其中  $\alpha_{c_i}$  是第  $i$ -个分码的  $\alpha$  值。§ 3.2 中所示的二进制系统编码通常作为一种分码。

表 17 显示了利用公式(25)估计的理论  $\alpha_{BTC}$ , 在 BTC 中假设了与此前采用的分码相同的分码。因此, 表 17 中的  $\alpha_c$  与表 9 的值相同。表 18 和 19 比较了二维 BTC 中理论估计值与仿真值。如同 § 3.2 和 3.3 已证明的那样, 这些估计值在低 BER 范围内与仿真值几乎相同。

表 17

分组透平码的理论近似值

$(n,k)$ 扩展编码	$d_{min}$	$\alpha_c$	2维 $\alpha_{BTC}$	3维 $\alpha_{BTC}$
(16,11)	4	2.75	7.56	20.80
(32,26)	4	3.25	10.56	34.33
(32,21)	6	4.56	20.79	94.82
(64,57)	4	2.96	8.76	25.93
(64,51)	6	4.50	20.25	91.13

表 18

(16,11) × (16,11) BTC 理论和仿真  $\alpha$  值的比较

$E_b/N_0$ (dB)	BER	$\alpha_{BTC}$	分码	
			BER	$\alpha_c$
1.0	$4.41 \times 10^{-2}$	14.50	$1.25 \times 10^{-1}$	2.82
2.0	$3.43 \times 10^{-3}$	10.35	$7.82 \times 10^{-2}$	2.88
2.5	$4.24 \times 10^{-4}$	7.46	$5.97 \times 10^{-2}$	2.52
3.0	$8.30 \times 10^{-5}$	7.25	$4.31 \times 10^{-2}$	2.82
3.5	$8.51 \times 10^{-6}$	7.31	$2.97 \times 10^{-2}$	2.99

表 19

(32,26) × (32,26) BTC理论和仿真 $\alpha$ 值的比较

$E_b/N_0$ (dB)	BER	$\alpha_{BTC}$	分码	
			BER	$\alpha_c$
2.0	$4.19 \times 10^{-3}$	31.57	$5.96 \times 10^{-2}$	3.88
3.0	$7.80 \times 10^{-6}$	11.21	$3.10 \times 10^{-2}$	3.33
3.3	$2.10 \times 10^{-6}$	9.76	$2.35 \times 10^{-2}$	3.15

### 3.7 其它测量结果和摘要

根据对 INTELSAT IDR 类型数字传输 (FEC  $R = 3/4$  加扰码器) 在 BER  $1 \times 10^{-4}$  至  $1 \times 10^{-11}$  范围内进行的实验室测量得到  $\alpha=10$ 。对 INTELSAT IBS 类型数字传输 (FEC  $R = 1/2$  加扰码器) 进行的相同测量得到  $\alpha=5$ 。

调查的结果显示  $\alpha$  是 FEC 方案和 BEP 的函数。参数  $\alpha$  对性能模型的影响能评价如下。

图 2 和 3 中的掩模是用  $\alpha=10$  来产生。如果不使用 FEC/扰码器 ( $\alpha=1$ )，模型将移位 1 个 10 倍程，并且对 BER 的要求将会更严格 (1 个 10 倍程)。

## 4 结论

研究表明，满足由 ITU-T G.826 建议书导出的本建议书所规定指标的掩模是与传输速率有关的。掩模的设计也取决于误码分布，从而又受所采用的 FEC/扰码器方案的影响。

在导出允许的误码性能掩模时，也需考虑业务要求。

## 5 首字母缩写词和缩写词列

BBE	背景误块
BBER	背景误块率
BCH	多个随机错误模式校正
BEP	误比特概率
BER	误码率
BTC	分组透平码
EB	误块
ES	误码秒
ESR	误码秒比率
FEC	前向纠错
FSS	卫星固定业务

GSO	对地静止轨道
HRDP	假设参考数字路径
HRX	假设参考连接
IBS	INTELSAT业务服务
IDR	中等数据速率
IG	国际关口站
INTELSAT	国际通信卫星组织
IRWEF	输入冗余重量枚举函数
MAP	最大后验
MSS	卫星移动业务
PDH	准同步数字系列
RS	里德所罗门码
SDH	同步数字系列
SES	严重误码秒
SLA	服务水平协议
SESR	严重误码秒率
VC	虚容器
WEF	重量枚举函数

---