

抗雨衰的收缩码方案

刘阿娜, 郑春杰, 谢德芳

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘要:介绍了一种不用改变编译码器的基本结构就能实现较宽范围内码率变化的码——收缩码; Ka 波段移动卫星通信系统雨衰信道的统计特性为莱斯分布, 可以表示成一个 3 状态的马尔可夫模型; 在此模型的 3 个状态中分别采用了不同码率的收缩码进行纠错编码, 克服 Ka 波段移动卫星通信信道的雨衰, 以满足信道模型中传输误码率的要求。通过对 DWMT 与 DMT 进行性能上的比较, 说明 DWMT 性能优于 DMT, 有望用于宽带接入网技术。

关键词:雨衰; 抗雨衰对策; 自适应纠错编码; 准平稳信道; 收缩码; 维特比译码

中图分类号: TN 927.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-3516(2003)01-0034-04

Ka 波段(20/40 GHz)卫星通信系统以其更宽频带、实现较窄波束等优点将成为下一代卫星通信发展的主流, 在实现真正意义的无缝隙覆盖信息高速公路上显现出无可比拟的优势。但是, 雨衰是开发 Ka 波段卫星通信所面临的一个严重问题^[1]。测量数据表明 在某些地区大于 0.1% 的时间内, 30 GHz 上行链路的雨衰可超过 40 dB, 而 20 GHz 下行链路的雨衰也将超过 20 dB^[2]。因此, Ka 波段的抗雨衰技术是一项重要的研究。在诸多的抗雨衰对策中, 自适应前向纠错编码技术是一种用于下行链路抗雨衰的有效方法。雨衰发生期间, 卫星站降低数据速率, 加入额外的信道编码信息并保持信道总的传输速率不变, 通过纠错编码获得的增益增加衰减冗余量从而提高信道传输质量。其中, 纠错编码的码率根据业务信息受到雨衰影响的不同程度而改变, 以便于在满足编码增益要求的同时, 能够保证一定的传输效率。

1 系统介绍

图 1 是 Ka 波段移动卫星通信系统采用自适应纠错编码技术作为 B 站下行链路抗雨衰对策的框图。地球站 A 发送的数据源经过 Ka 波段卫星通信信道传向地球站 B。当 B 站遭受降雨衰减时, 其信道状态检测部分检测当前信道状态判断下行链路信号是否受到雨衰影响并以此来控制本站的编译码器码率, 同时将雨衰信息通过反向卫星信道(B 站的上行卫星链路)传送给发端地球站 A, 控制其编译码器的码率, 以满足对编码增益的需要, 从而实现自适应纠错编码。这里认为反向卫星信道是无误码信道。

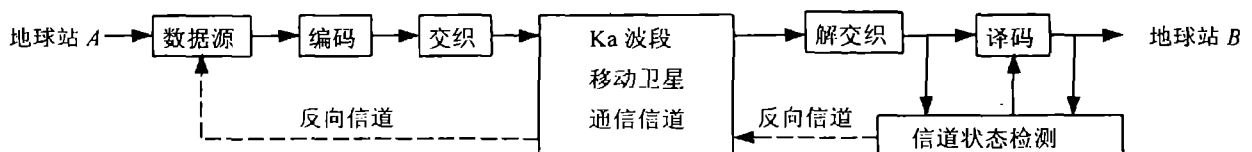


图 1 自适应纠错码抗雨衰系统框图

1.1 收缩码

自适应纠错编码的实质就是采用符合实际信道条件、折衷考虑传输可靠性和有效性的最优化编码进行自适应纠错控制, 主要通过改变纠错码的码率来实现。因此, 选择一种能够改变码率又不增加编译码器复杂性的码型具有实际的意义。

收稿日期: 2002-07-24

作者简介: 刘阿娜(1976-), 女, 河南洛阳人, 硕士生, 主要从事卫星通信研究。

收缩码编码器由一个 $1/N$ 码率的卷积码编码器和一个比特选择器级联而成。要实现 $P/(P+L)$ 的码率,比特选择器将卷积码编码器的输出以 NP 个码字分为一组,每组码按某种规则删除掉 $NP-P-L$ 个码字,只输出 $P+L$ 个码字,等效于码率为 $P/(P+L)$ 的编码。在译码端,维特比译码器前加入了一个空码插入电路,将编码时删掉的码字重新插进码序列中,使进入维特比译码器的码序列重新转换成 $1/N$ 的码,然后再经过 $1/N$ 维特比译码器进行译码。因此,收缩码不用更改编译码器的基本结构就能够实现不同编码速率,是适于自适应编码纠错应用的理想编码。同时,据有关资料证明,收缩码的纠错性能几乎与最佳卷积码的性能一样好,在较宽的码率范围内具有可用性。本方案所提到的收缩码是以原码为 $1/2$ 码率的卷积码进行删位的,随着删除位的变化可以实现从 $1/2$ 到 $16/17$ 的码率。在接收端,维特比译码器根据原码的网格图以及与编码所用的相同删除图样来计算路径度量。由于维特比译码器仍然采用码率为 $1/2$ 的结构,使每个译码状态的分支路径仅有 2 个而不是原来的 2^n 个,从而简化了维特比译码器的硬件结构。

1.2 信道状态检测

在自适应纠错编码方案中,纠错码码率的变化取决于信道状态的检测信息。由于大多数实际信道中数据是以分组进行传输的,所以这里提到的信道状态检测基于计算所传错误数据组的个数(可设为每组有 k 位比特),即至少有 1 个错误比特的数据组的个数。对每一信道状态,在观测间隔内进行比较的数据组个数 N_{oi} 是规定的,同时也定义了两个门限 $N_{i,i-1}$ 和 $N_{i,i+1}$ 。假设信道处于第 i 状态并且观测间隔内的错误数据组个数是 N_g 。当 $N_{i,i+1} < N_g < N_{i,i-1}$ 时,判定信道仍保持在第 i 状态;如果 $N_g < N_{i,i+1}$,则判断信道变到第 $(i+1)$ 状态;如果 $N_g > N_{i,i-1}$,则判断信道变到第 $(i-1)$ 状态。

为提高信道检测的可信度,每一状态的观测间隔设为可变的。当信道状态由差变好时,观测间隔应该足够长,以避免出现所选纠错码率无法满足纠错要求;信道状态由好变差时,观测间隔应该相应短一些,尽量减小判决延迟。观测时间间隔的选择采用下面的方法实现。

所用的信道模型中,信道状态根据其平均错误概率减小的顺序排列,即状态 i 劣于状态 $(i+1)$ 而优于状态 $(i-1)$ 。因此,由状态 i 到 $(i+1)$ 的雨衰检测间隔应该比状态 i 到 $(i-1)$ 的间隔时间长。假设由状态 i 到 $(i+1)$ 的间隔为检测 N_{oi} 个数据组,将其分成 f_i 个子间隔;而到 $(i-1)$ 的间隔为 N_{oi}/f_i 个数据组。信道状态检测部分计算错误数据组的个数 N_g ,若在子间隔 N_{oi}/f_i 内, N_g 超出门限值 $N_{i,i-1}$,判决系统变为 $(i-1)$ 状态,否则,判决系统仍为状态 i ;若检测间隔结束时, $N_g < N_{i,i+1}$,则判决系统变为状态 $(i+1)$ 。

2 性能分析

2.1 莱斯信道模型

大多数实际信道是时变的,但是据有关实验结果表明在小段时间间隔内信道参数是基本固定的,因而可认为信道在每个时间间隔内的模型是固定的。也就是说一个非平稳信道可以由 m 个稳态信道模型表示,这种模型称为准平稳状态模型。本文中,信道模型由有限状态的马尔可夫链模型表示,每一状态认为是一个具有恒定误比特率的平稳 BSC 信道模型(二进制输入的对称无记忆信道)。此模型中,状态是按照误比特率减小的顺序排列的,状态之间的转换用转移概率矩阵表述。由于误比特率的慢变化,可以规定一给定信道状态只能向与它相邻的两个状态转变。转移概率矩阵为(S_{ij} 表示 i 状态向 j 状态转变)

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & 1-S_{11} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \frac{1-S_{22}}{2} & S_{22} & \frac{1-S_{22}}{2} & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1-S_{MM} & S_{MM} \end{bmatrix}$$

状态概率矩阵定义为 $W = [W_1, W_2, \dots, W_M]$

所以有等式成立 $WS = W$

Olympus 实验卫星测得信道数据表明, Ka 波段移动卫星通信信道信号包络的概率分布是莱斯分布,而相位的概率分布则近似为高斯分布。假设衰减引起的相位改变完全可以采用导频技术补偿,在此不加考虑。

莱斯信道模型可以由 3 个状态的马尔可夫链模型表示,其中每一状态都认为是一个非选择的慢莱斯衰

减模型。信道参数^[3]如下:

$$\begin{aligned}
 \text{状态 1: } & 1 - S_{11} = 1.0 \times 10^{-6}, \quad W_1 = 0.1, \quad k_{dB1} = -\infty, \quad \frac{E_b}{N_0} = 15 \text{ dB}, \quad P_{b1} = 9 \times 10^{-3} \\
 \text{状态 2: } & 1 - S_{22} = 0.5 \times 10^{-6}, \quad W_2 = 0.2, \quad k_{dB2} = 6 \text{ dB}, \quad \frac{E_b}{N_0} = 15 \text{ dB}, \quad P_{b2} = 1 \times 10^{-3} \\
 \text{状态 3: } & 1 - S_{33} = 1.42 \times 10^{-6}, \quad W_3 = 0.7, \quad k_{dB3} = 10 \text{ dB}, \quad \frac{E_b}{N_0} = 15 \text{ dB}, \quad P_{b1} = 3 \times 10^{-5}
 \end{aligned}$$

i 状态的衰减由稳定功率和衰减信号两部分之比 k_i 表征, 每一状态都有固定的 k_i 值与之对应。接收信号的包络幅值有一随机变化的乘性干扰 a 。

$$\text{状态 } i \text{ 中 } a \text{ 的概率密度函数为 } P_i(a) = 2a(1+k_i)e^{-a^2(1+k_i)} - k_i I_0(2a\sqrt{k_i(i+1)}) \quad (1)$$

其中 I_0 是零阶第一类修正贝塞尔函数,

$$\text{状态 } i \text{ 的误比特概率为 } P_{bi} = \int_{-\infty}^{+\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) P_i(a) da; \quad Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-r^2/2} dr \quad (2)$$

所以, 对于无编码信道模型, 每一状态的解调器输出的平均误比特率可根据下式计算

$$P_{bt} = \sum_{i=1}^M P_{bi} \cdot W_i \quad (3)$$

2.2 性能分析

采用(2,1,6)卷积码为原码进行删位而得的收缩码作为本方案的选择码型。 C 表示所有(2,1,6)卷积码的集合, 其中每一个长度为 L 的码序列可以表示为 $Z_L = (z_1, z_2, \dots, z_i, \dots, z_L)$ 的形式。

设集合 C 中一码序列 $V_L = (v_1, v_2, \dots, v_L)$ 。对于任一收缩码有删位序列 $a_L = (a_1, a_2, \dots, a_L)$, 如果第 i 个码元传输则 $a_i = 1$; 否则 $a_i = 0$ 。收缩码 V'_L 通过 V_L 和 a_L 两个向量相乘而得, 即:

$$V'_L = V_L \times a_L \quad (4)$$

经过自适应编码后, 所发送的信道编码序列是 $V'_L = (V'_1, V'_2, \dots, V'_L)$ 。收端对应译码器的输入码序列 $r_L = (r_1, r_2, \dots, r_L)$ 。维特比译码算法从集合 C 搜寻一 z_L , 使其与接收码序列 r_L 的路径度量值最小。路径度量值等于各支路度量值的总和, 其表达式为

$$m(r_L, z_L) = \sum_{i=1}^L m(r_i, z_i); \quad m_i = |r_i - a_i z_i|^2 \quad (5)$$

通常, $a_i = 0$ 意味着 v_i 没有被传输, 使与之对应的 z_i 在路径度量的判断中无效。因此, 收缩码和其他同码率、同约束度的卷积码比较, 存在的缺陷就是误码路径特别长, 这需要维特比译码器具有较长的判决深度。

详细分析维特比译码器输出的误码率是很困难的, 下面仅给出误比特概率的上限^[4]

$$P_{bc} \leq \frac{1}{k} \sum_{d=d_{free}}^{\infty} b_d P_d \quad (6)$$

k 是子码中信息位的个数; d_{free} 是码的自由距离; a_d 是与编码路径距离为 d 的路径的个数; P_d 表示距离编码路径为 d 处, 译码器选择一个错误路径的概率。

莱斯衰减信道中, 假设进行理想交织使接收的码元相互独立。对采用硬判决维特比译码, P_d 的值由下式确定。

$$P_d = \begin{cases} \sum \frac{d}{d+1} \binom{d}{e} P_b^e (1-P_b)^{d-e} & d \text{ 是奇数} \\ P_{d-1} & d \text{ 是偶数} \end{cases} \quad (7)$$

P_b 用式(2)计算。

对采用软判决维特比译码, 仅给出 P_d 值的上限^[5]。

$$P_d \leq \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2E_b \sigma_a^2}{N_0} \right)^{-\frac{1}{2}} \exp \left(- \frac{d \frac{E_b}{N_0} m_a^2}{1 + \frac{2E_b \sigma_a^2}{N_0}} \right) \quad (8)$$

对于信道模型 $E_b/N_0 = 15 \text{ dB}$, 要满足语音传输 $BER = 10^{-6}$ 的要求, 本方案每一状态所选择的收缩码参

数要满足其 BER 值低于 10^{-6} 并且码率最大的要求。因此, (2,1,6) 原码用于状态 1, 收缩码 (7,6,6) 用于状态 2, 而状态 3 则采用 (17,16,6) 的收缩码。图 2 中 (a) 和 (b) 分别是莱斯信道的 3 个状态未进行编码和采用上述收缩码编码后误码性能的比较。

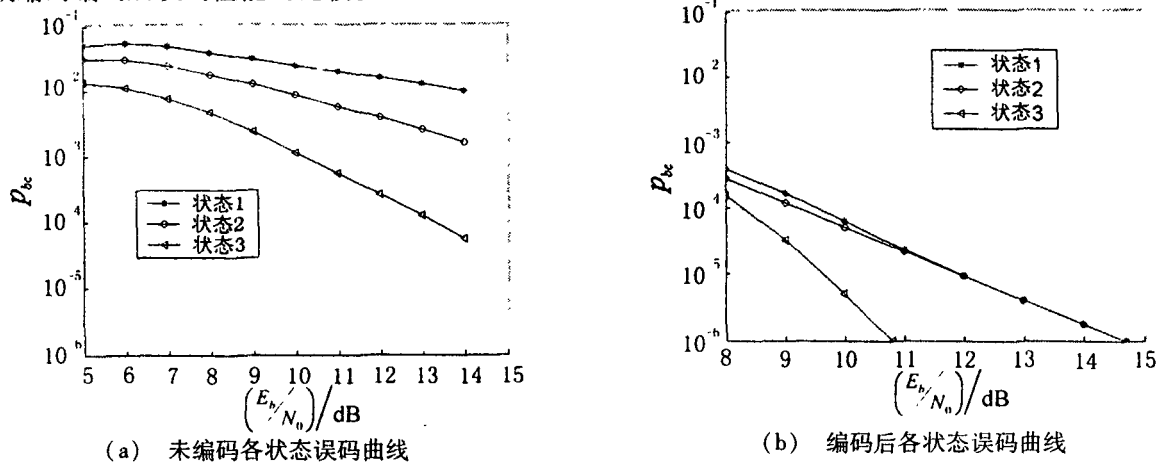


图 2 各状态的误码曲线

从仿真结果可以看出, 3 种不同信道状态中分别采用的原码相同、码率不同的收缩码方案有效克服了雨衰的影响, 在信噪比为 15 dB 时, 满足了误比特率达到 10^{-6} 的要求。因此, 作为下行链路抗雨衰对策的收缩码方案具有较高的可行性。

参考文献:

- [1] 谢德芳, 翁木云, 郭兴阳. Ka 频段卫星上行链路开环功率控制算法研究[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2002, 3(1): 39-42.
- [2] Willis M J. Fade counter - measures applied to transmissions at 20/30 GHz[J]. Electronics & communication engineering journal, 1991, 33(4): 88-96.
- [3] Chun Loo. Statistical models for land mobile and fixed satellite communications at ka band [A]. IEEE 46th Vehicular Technology Conference, Mobile Technology for the Human Race[C]. Atlante: IEEE, 1996. 1023-1027.
- [4] 章照止, 林须端. 信息论与最优编码[M]. 上海: 上海科技出版社, 1987.
- [5] Oestges C, Vanhoenacker - Janvier D. Physical - statistical prediction of performance for land mobile satellite communication systems [J]. IEE Proceedings, 1999, 146(5): 362-368.

(编辑: 门向生)

A Punctured Convolutional Coding Scheme of Rain Fade Countermeasures

LIU A - na , ZHENG Chun - jie , XIE De - fang

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University , Xi'an, Shaanxi 710077, China)

Abstract : This paper presents the punctured convolutional code that is a kind of codes varying in wide range of the code rates without changing the primary structures of encoders and decoders. The rain fading channel statistical characteristics of ka - band satellite mobile communication system is of Rician distribution which can be described by 3 - state Markov chain model; and three kinds of punctured convolutional codes with various code rates are adopted respectively in the model states for the purpose of overcoming the rain attenuations, and achieving the required BER of transmission in the channel model.

Key words: rain attenuation; rain fade countermeasures; adaptive error correction coding; quasistationary - channel; punctured convolutional code; Viterbi decoding