

# 分组马尔可夫叠加传输在非高斯脉冲信道上的性能研究

马啸<sup>1,3</sup>, 吉眉颖<sup>1,3</sup>, 陈声晓<sup>2,3</sup>

(1. 中山大学数据科学与计算机学院, 广东 广州 510006; 2. 中山大学电子与信息工程学院, 广东 广州 510006;  
3. 中山大学广东省信息安全重点实验室, 广东 广州 510006; )

**摘 要:** 研究了非高斯脉冲信道上的分组马尔可夫叠加传输机制。基于精灵辅助等效系统, 分析了分组马尔可夫叠加传输系统的性能下界。仿真结果表明, 在特征因子不同的非高斯脉冲信道上, 分组马尔可夫叠加编码技术可获得较高的编码增益, 且误比特率较低区域的误码性能均可与精灵辅助下界贴合。在  $BER = 10^{-5}$  时, 分组马尔可夫叠加传输系统便可达到距离香农限约 0.85 dB 的性能。

**关键词:** 分组马尔可夫叠加传输; 非高斯脉冲信道; SaS 信道模型; 精灵辅助下界

**中图分类号:** TN911.22

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2019046

## Performance of block Markov superposition transmission over non-Gaussian impulsive channels

MA Xiao<sup>1,3</sup>, JI Meiyang<sup>1,3</sup>, CHEN Shengxiao<sup>2,3</sup>

1. School of Data and Computer Science, Sun Yat-sen University, Guangzhou 510006, China

2. School of Electronics and Information Technology, Sun Yat-sen University, Guangzhou 510006, China

3. Guangdong Key Laboratory of Information Security Technology, Sun Yat-sen University, Guangzhou 510006, China

**Abstract:** Block Markov superposition transmission scheme was used over channels with symmetric alpha-stable (SaS) impulsive noise. Based on the equivalent genie-aided system, the lower bound of the block Markov superposition transmission system was analyzed. Numerical simulations over non-Gaussian impulsive channels with different characteristic exponents show that, in the low bit-error rate region, performance of the block Markov superposition transmission system matches well with the lower bound. Block Markov superposition transmission scheme performs well (with 0.85 dB away from Shannon limits at the BER of  $10^{-5}$ ) over non-Gaussian impulsive channels.

**Key words:** block Markov superposition transmission (BMST), non-Gaussian impulsive channel, symmetric alpha-stable (SaS) model, genie-aided lower bound

### 1 引言

传统通信系统中的信道编码以及调制技术研究大多是基于加性高斯白噪声信道 (AWGN, additive white Gaussian noise) 模型的假设, 然而在多数实际

通信系统中这一假设并不总是成立的, 如在电力线通信、水声通信等系统中由于电磁辐射叠加等原因产生脉冲噪声, 而此类噪声分布一般是非高斯的<sup>[1]</sup>。为了进一步研究非高斯脉冲信道下的可靠通信系统, 科研人员建立了多种描述该信道噪声分布的统

收稿日期: 2018-04-16; 修回日期: 2018-11-29

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.91438101, No.61771499); 广东省自然科学基金重大基础研究培育基金资助项目 (No.2016A030308008); 中山大学高校基本科研业务费 2017 年度重大项目和前沿新兴交叉学科培育资助计划基金资助项目 (No.17lgjc22, No.17lgjc45)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.91438101, No.61771499), The Basic Research Project of Guangdong Provincial NSF (No.2016A030308008), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (No.17lgjc22, No.17lgjc45)

计模型<sup>[2-3]</sup>，本文采用基于广义中心极限定理的对称  $\alpha$  稳态 (SaS, symmetric alpha stable) 分布模型<sup>[2]</sup>。该模型在多个领域都得到了广泛应用，如信号处理、雷达通信等。

信道编码是保证通信系统可靠传输的关键技术。文献[4-8]分别研究了多种编码技术在非高斯脉冲信道条件下的性能。文献[4]提出了一种适用于该信道条件下的卷积码的维特比译码算法。文献[5]提出了非高斯脉冲噪声上 Turbo 均衡性能分析的改进外信息转移 (EXIT, extrinsic information transfer) 图方法。文献[6]则研究了 Turbo 网络编码调制 (Turbo TCM, Turbo trellis-coded modulation) 码在非高斯脉冲信道上的性能。文献[7]利用 EXIT 图方法研究了低密度单奇偶校验 (LDPC, low-density parity-check) 码的设计方案，而文献[8]则提出了联合信道估计和 LDPC 译码的方案。通常情况下，编码系统的误码性能可以通过蒙特卡洛仿真来获知。此外，信道容量通常也被作为衡量传输方案性能的标准。文献[9]中分析了采用 SaS 信道模型时通信系统的信道容量，并给出了不同关键参数对于系统信道容量的影响。

当通信系统选取的信道编码方案的纠错能力较差时，传统的方案采用将编码后的码字重复传输的方法来进一步降低误码率，不过，重复传输会造成严重的码率损失和功率损耗，大大降低传输效率。本文提出在非高斯脉冲信道下采用分组马尔可夫叠加传输<sup>[10]</sup> (BMST, block Markov superposition transmission) 方案来提高可靠性，该算法几乎不会带来码率损失。BMST 编码可视为一类空间耦合码<sup>[11]</sup>，信息序列先通过基本码 (basic code) 进行编码，然后将编码后的序列进行交织，最后将交织后的序列进行分组马尔可夫叠加，从而达到既能重复传输多次又能保证传输效率的目的。BMST 编码技术在 AWGN 信道<sup>[11]</sup>、湍流信道<sup>[12]</sup>下均有逼近香农限的能力和能够预测误码性能的下界，且在硬件资源允许的条件下，编码速度可以与基本码保持相近。BMST 编码技术具有诸多优点，但是目前尚无相关工作研究其在非高斯脉冲信道上的性能。

本文将研究分组马尔可夫传输在非高斯脉冲信道上的性能，并通过其精灵辅助 (GA, genie-aided) 等效系统来分析 BMST 系统的性能下界。在仿真实验中，令卷积码为 BMST 的基本码，分析了 BMST 系统在非高斯脉冲信道下的误码性

能，并验证了不同参数条件下的仿真结果均可与 GA 性能下界贴合，以及 BMST 系统在该信道下具有逼近香农限的能力。

## 2 系统模型

### 2.1 系统设置

本文考虑一个非高斯脉冲信道下的系统模型，该系统包含 3 个基本单元，分别是发送设备、非高斯脉冲信道和接收设备。在发送端，信源发出的信息通过 BMST 编码器进行编码，并采用二进制相移键控 (BPSK, binary phase shift keying) 方式进行调制。在接收端，接收信号序列  $y$  可以表示为

$$y = x + z \quad (1)$$

其中， $x$  表示经过 BPSK 的调制信号序列，且  $x \in \{-1, 1\}$ ； $z$  是服从 SaS 分布的噪声信号序列。

### 2.2 噪声模型

本文的噪声模型将采用 SaS 分布模型。SaS 模型是一个零均值的稳态分布模型<sup>[2]</sup>，SaS 分布模型的概率密度函数如式(2)所示。

$$f_{\alpha}(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{(i\delta t - \gamma^{\alpha} |t|^{\alpha})} e^{-iz} dt \quad (2)$$

其中， $\alpha$  为特征因子， $\alpha \in (0, 2]$  决定了分布的拖尾程度， $\alpha$  值越小，概率密度函数的尾部越“厚”，图 1 表示了不同  $\alpha$  值下的 SaS 分布概率密度函数； $\gamma$  为分散系数， $\gamma > 0$ ，描述样本偏离分布均值的程度； $\delta$  为均值，它的大小取决于  $\alpha$  的值。SaS 分布模型有以下 2 种特殊情况：1) 当  $\alpha = 2$  时，该分布是高斯分布，其方差是有限的且等于  $2\gamma$ ；2) 当  $\alpha = 1$  时，该分布是柯西分布。由于大多数实际环境中噪声的  $\alpha$  值范围为 1~2，因此本文设置  $1 < \alpha \leq 2$ 。

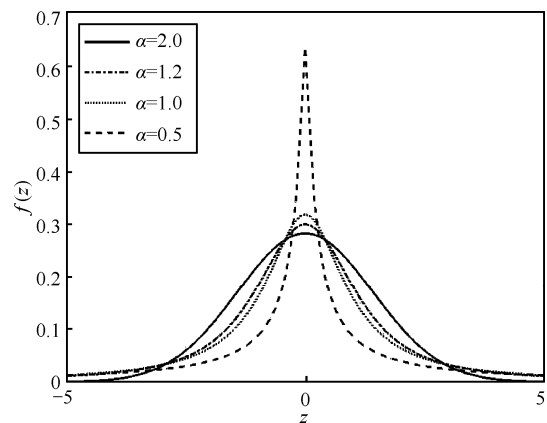


图 1 不同  $\alpha$  值下的 SaS 分布概率密度函数 ( $\gamma = 0, \delta = 0$ )

由于求解式(2)的积分复杂度很高，本文在仿真实验中采用查表法来降低计算复杂度。

### 2.3 几何信噪比

因为 SaS 随机变量二阶矩是不存在的，所以当小于  $\alpha$  的阶矩存在时，用分数低阶矩 (FLOM, fractional lower order moments) 来描述脉冲信号的特征，如式(3)所示。

$$\mathbb{E}\{|Z|^p\} < \infty, 0 \leq p \leq \alpha \quad (3)$$

其中， $\mathbb{E}\{\cdot\}$  表示期望。但当  $p \geq \alpha$  时，相应的 FLOM 是不存在的，故采用零阶统计量 (ZOS, zero-order statistics) 来描述 SaS 过程的特征<sup>[13]</sup>。通常会用二阶矩的功率来描述信号强度，但是 SaS ( $\alpha < 2$ ) 分布的二阶矩是不存在的，且因为  $\mathbb{E}\{\log|Z|\} < \infty$ ，所以用对数阶矩  $\mathbb{E}\{\log|Z|\}$  来定义功率，定义  $Z$  的几何功率为

$$S_0(Z) = e^{\mathbb{E}\{\log|Z|\}} \quad (4)$$

由式(4)可得 SaS 过程的几何功率的封闭表达式为

$$S_0 = \frac{(C_g)^\alpha \gamma}{C_g} \quad (5)$$

其中， $C_g$  是欧拉常数的指数，且  $C_g \approx 1.78$ 。那么，振幅为  $A$  的信号的几何信噪比 (GSNE, geometric signal-to-noise ratio) 为

$$\text{GSNR} = \frac{1}{2C_g} \left( \frac{A}{S_0} \right)^2 \quad (6)$$

其中， $\frac{1}{2C_g}$  是一个标准化常数，确保了式(6)在  $\alpha = 2$  时仍成立。假设采用 BPSK 调制，则用于衡量误比特率性能的参数  $\frac{E_b}{N_0}$  可以表示为

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\text{GSNR}}{2R} = \frac{1}{4RC_g} \left( \frac{A}{S_0} \right)^2 \quad (7)$$

其中， $R$  表示码率。

### 2.4 互信息分析

互信息分析是编码调制研究中的一种重要的分析方法。一般地，在给定系统模型、信道情况下，可以通过互信息的计算来获得该编码系统可以达到的最大传输速率，进而得到达到某一特定信息传输速率所需的最小信噪比 (SNR, signal to noise

ratio)，即香农 (Shannon) 限。根据香农限可以分析和对比该系统所用的信道编码方案的性能表现，并得知该编码调制系统在传输可靠性上还有多大的优化空间。本文的系统模型已由式(1)给出，假设发射信号  $x$  和接收信号  $y$  对应的随机变量别为  $X$  和  $Y$ ，则信道输入信号  $X$  和信道输出信号  $Y$  之间的互信息为

$$I(X;Y) = H(X) - H(X|Y) \quad (8)$$

其中， $H(\cdot)$  表示随机变量的熵。

将调制器比特输入到符号输出的过程定义为一个一一映射  $\varphi: \mathbb{F}_2^N \rightarrow \mathcal{X}$ ，其中  $N$  是每个星座点对应的比特数。假设调制器的所有二进制比特输入都服从均匀分布，则调制器输出  $X$  的概率质量函数 (PMF, probability mass function) 可以表示为

$$\Pr(X = x) = \frac{1}{2^N}, x \in \mathcal{X} \quad (9)$$

进而可以求得

$$H(X) = \sum_{x \in \mathcal{X}} \Pr(X = x) \text{lb} \frac{1}{\Pr(X = x)} = N \quad (10)$$

此外

$$H(X|Y) = \int p(y) \sum_{x \in \mathcal{X}} p(x|y) \text{lb} \frac{1}{p(x|y)} dy \quad (11)$$

而在实际计算中可以用蒙特卡洛仿真求解式(11)的积分。

## 3 BMST 编译码算法

### 3.1 BMST 编码

一个记忆长度为  $m$  的分组马尔可夫传输的编码调制过程如图 2 所示。该编码系统是由一个基本码编码器、 $m+1$  个交织器和 BPSK 调制器组成的。

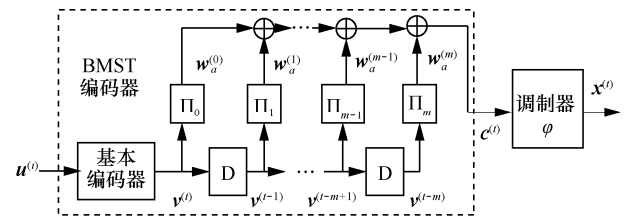


图 2 记忆长度为  $m$  的 BMST 编码调制框架

其中，基本码是一种码长为  $n$ 、信息位长度为  $k$  的二元线性码  $\mathcal{C}[n, k]$ 。

令  $\mathbf{u}^{(t)} \in \mathbb{F}_2^k$  ( $0 \leq t \leq L-1$ ) 为要传输的  $L$  个数据分组，则 BMST 编码调制的具体过程<sup>[14]</sup>如算法 1 所示。

**算法 1** BMST 系统的编码调制算法

**初始化** 对于  $t < 0$ , 设置  $\mathbf{v}^{(t)} = \mathbf{0} \in \mathbb{F}_2^n$

**循环** 对于  $t = 0, 1, \dots, L-1$ ,

1) 编码。将  $k$  bit 信息  $\mathbf{u}^{(t)}$  按  $\mathcal{C}[n, k]$  的编码算法编成基本码码字  $\mathbf{v}^{(t)} \in \mathbb{F}_2^n$ 。

2) 交织。对于  $0 \leq i \leq m$ , 用第  $i$  个交织器  $\Pi_i$  将码字  $\mathbf{v}^{(t)}$  交织成  $\mathbf{w}^{(t)}$ 。

3) 叠加。计算  $\mathbf{c}^{(t)} = \sum_{0 \leq i \leq m} \mathbf{w}^{(t)}$ 。

4) 调制。用 BPSK 调制将  $\mathbf{c}^{(t)}$  调制成  $\mathbf{x}^{(t)}$ 。

**结束** 对于  $t = L, L+1, \dots, L+m-1$ , 设置  $\mathbf{u}^{(t)} = \mathbf{0} \in \mathbb{F}_2^k$ , 按照上述步骤“循环”计算  $\mathbf{x}^{(t)}$ 。

**3.2 译码算法**

对于 BMST 系统, 接收端主要是利用一种能够不间断译码的迭代滑窗译码算法, 译码过程中的消息传递可以用正规图 (normal graph) [15] 来描述, 如图 3 所示。为了便于描述, 令图中  $L=3, m=2$ 。BMST 系统的正规图可以划分为多个层 (layer), 每个层都包含一些特殊的节点: 节点  $\square$ 、节点  $\square$ 、节点  $\square$ 、节点  $\square$  和节点  $\square$ 。其中, 节点  $\square$  表示基本码的编码约束; 节点  $\square$  对应等号约束, 表示与之相连各边对应变量取值相等; 节点  $\square$  对应第  $i$  个交织器; 节点  $\square$  为加号约束, 表示与之相连各边对应变量取值之和为 0; 节点  $\square$  对应 BPSK 的调制解调约束。图中  $\mathbf{Y}^{(t)}, \mathbf{C}^{(t)}, \mathbf{V}^{(t)}$  和  $\mathbf{U}^{(t)}$  分别对应  $\mathbf{y}^{(t)}, \mathbf{c}^{(t)}, \mathbf{v}^{(t)}$  和  $\mathbf{u}^{(t)}$  的随机向量。

收到  $\mathbf{y}^{(t)}$  后, 接收端采用固定译码延迟为  $d$  ( $d \geq m$ ) 的迭代滑窗解调/译码算法来恢复  $\mathbf{u}^{(t-d)}$ 。下面用算法 2 来具体描述 BMST 的迭代滑窗译码过程。

**算法 2** BMST 系统的迭代滑窗解调译码算法

**全局初始化** 假设接收端已收到  $\mathbf{y}^{(t)}$  ( $0 \leq t \leq d-1$ ), 对于  $0 \leq j \leq n-1, u \in \mathbb{F}_2$ , 计算后验概率

$$\Pr(c_j^{(t)} = u | y_j^{(t)}) \propto f_a(y_j^{(t)} - \varphi(u)) \quad (12)$$

正规图上当前层内部所有边上的消息及连接到其他层的所有边上的消息都按照均匀分布进行初始化。设置最大迭代次数  $J_{\max} > 0$ , 阈值  $\sigma > 0$ , 熵率  $H_0(\mathbf{Y}^{(t)}) = 0$ 。

**滑窗译码** 对于  $t = 0, 1, \dots, L-1$ ,

1) 局部初始化。当  $t+d \leq L+m-1$  时, 对于  $0 \leq j \leq n-1, u \in \mathbb{F}_2$ , 根据式(12)计算后验概率  $\Pr(c_j^{(t+d)} = u | y_j^{(t+d)})$ 。将第  $t+d$  层内部所有边上的消息及连接到其他层的所有边上的消息按照均匀分布进行初始化。

2) 迭代。对于  $J = 1, \dots, J_{\max}$ ,

① 前向递归。对于  $i = 0, 1, \dots, \min(d, L+m-1-t)$ , 正规图上第  $t+i$  层消息处理/传递的顺序为

$$\square \rightarrow \square \rightarrow \square \rightarrow \square \rightarrow \square \rightarrow \square \rightarrow \square$$

② 后向递归。对于  $i = \min((d, L+m-1+t), \dots, 1, 0)$ , 正规图上第  $t+i$  层消息处理/传递的顺序为

$$\square \rightarrow \square \rightarrow \square \rightarrow \square \rightarrow \square \rightarrow \square \rightarrow \square$$

③ 硬判决。硬判估计信息  $\hat{\mathbf{u}}^{(t)}$ 。采用基于熵的迭代中止准则[10], 估计  $\mathbf{Y}^{(t)}$  的熵率  $H_J(\mathbf{Y}^{(t)})$ , 若满足  $|H_J(\mathbf{Y}^{(t)}) - H_{J-1}(\mathbf{Y}^{(t)})| \leq \sigma$  则退出迭代, 并输出  $\hat{\mathbf{u}}^{(t)}$ 。

3) 干扰消除。通过更新与  $\mathbf{C}^{(t+1)}, \dots, \mathbf{C}^{(t+m)}$  关联的后验概率来移除所有层上  $\mathbf{v}^{(t)}$  的影响。

**3.3 精灵辅助下界**

本节分析得到 BMST 系统在非高斯脉冲信道上的精灵辅助下界。文献[10]中给出了 BMST 基本码为线性二进制码, 调制方式为 BPSK, 在加性高斯白噪声信道下的 GA 性能下界如式(13)所示。

$$f_{\text{BMST}}(\lambda) \geq f_{\text{basic}}(\lambda + 10 \lg(m+1)) \quad (13)$$

其中,  $\lambda$  表示  $\frac{E_b}{N_0}$ ,  $f_{\text{BMST}}(\cdot)$  和  $f_{\text{basic}}(\cdot)$  分别为记忆

长度为  $m$  的 BMST 和基本码的性能函数。在低误比特率区域, BMST 的最大额外增益为  $10 \lg(m+1)$ 。

然而, 在非高斯脉冲信道条件下, BMST 编码增益将不再是精确的  $10 \lg(m+1)$ , 需要通过一个等效系统来对非高斯脉冲信道下的 BMST 编码调制的下

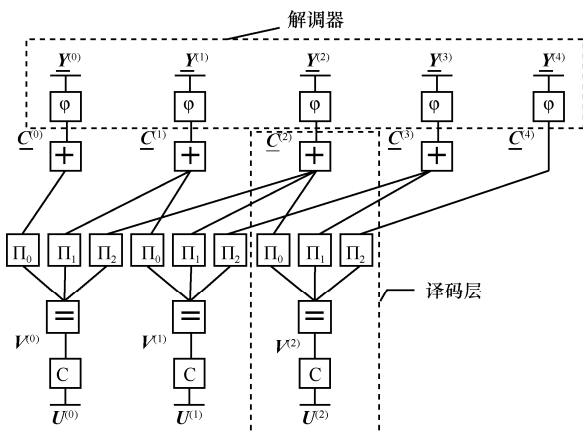


图 3  $L=3, m=2$  的 BMST 译码正规图

界进行估计。

记忆长度为  $m$ ，BMST 编码调制系统对应的 GA 译码等效系统框架如图 4 所示。GA 性能下界的基本思想是，当对  $\mathbf{u}^{(t)}$  进行译码时，译码器已知所有其他  $\mathbf{u}^{(l)} (0 \leq l \leq L-1, l \neq t)$ ，这样就相当于  $\mathbf{u}^{(t)}$  编码后在干扰已知的情况下被重复传输  $m+1$  次。

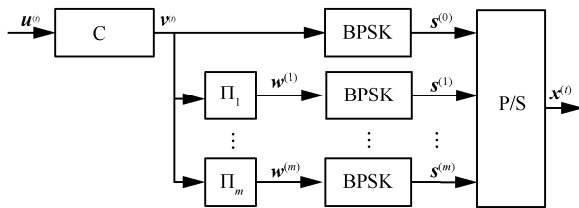


图 4 GA 译码等效系统框架

发送信号  $\mathbf{x}^{(t)}$  经信道发送出去，在接收端接收到  $\mathbf{y}^{(t)}$  之后就可以通过基本码译码器来译码恢复  $\mathbf{u}^{(t)}$ 。令  $f_{\text{eq}}(\lambda)$  和  $f_{\text{BMST}}(\lambda)$  分别表示 GA 等效系统和 BMST 系统的 BER 性能函数，则 BMST 系统在非高斯脉冲信道下的性能下界为

$$f_{\text{BMST}}(\lambda) \geq f_{\text{eq}}(\lambda) \quad (14)$$

### 4 复杂度分析

考虑一个基本码为  $\mathcal{C}[n, k]$ 、记忆长度为  $m$  的 BMST 系统。令接收端采用迭代滑窗译码算法，并将译码延迟设置为  $d$ ，译码窗口包含  $d+1$  个译码层，每个译码层对应  $n$  个编码比特。由于恢复第  $t$  个译码层的信息需要第  $t+d$  个译码层的接收序列，所以译码时延为  $(d+1)n$  个比特。该系统的译码复杂度可以借助正规图来分析。令  $\text{Opt}(A)$  表示节点  $A$  上的运算次数。正规图中，每个译码层含有  $n$  个度为  $m+2$  的等号节点  $\square$ 、 $n$  个度为  $m+2$  的加号节点  $\oplus$  和一个基本码约束节点  $\square$ 。每进行一次迭代，每个译码层的总运算次数为  $n\text{Opt}(\square) + n\text{Opt}(\oplus) + \text{Opt}(\square)$ 。因为等号节点  $\square$  和加号节点  $\oplus$  每次更新的运算复杂度为  $O(m+2)$ ，所以运算复杂度主要由基本码决定的。

当基本码是卷积码或者短分组码的笛尔卡积时，通常借助网格 (trellis) 图来表示。假定网格图中每编码比特平均对应  $a$  个分支，那么，节点  $\square$  采用 BCJR 软入软出译码算法<sup>[16]</sup>的运算复杂度为

$O(an)$ 。当滑窗译码算法的固定延迟为  $d$  时，译码窗口包含  $d+1$  个译码层，每次迭代有  $d+1$  个译码层参与。因此，每次迭代的总译码复杂度为  $O((2(m+2)+a)(d+1)n)$ ，并且，值得指出的是，译码复杂度也与迭代次数有关。在仿真过程中，如果采用适当的迭代终止准则，那么在低 BER 区域滑窗译码的平均迭代次数约为 2~5 次。

### 5 数值结果

在本节中，给出非高斯脉冲信道下 BMST 系统误码性能的仿真结果及分析。所有的仿真都使用蒙特卡洛方法，信道噪声模型均采用 SaS 模型。在 BMST 系统中，使用信息位长度为 2 048，码率为  $\frac{1}{2}$  的卷积码作为 BMST 的基本码，编码器中使用均匀交织器，每发送  $L = 100$  个数据分组结尾一次；调制方法均采用 BPSK 方式；滑窗译码算法的最大迭代次数为  $J_{\text{max}} = 18$ ，译码的熵终止门限设置为  $\sigma = 10^{-5}$ 。

例 1 图 5 给出了在特征因子  $\alpha = 1.5$  的非高斯脉冲信道上 BMST 系统在不同记忆长度  $m$  下的仿真性能曲线。从仿真结果可以看出：在非高斯脉冲信道中，与基本码相比，BMST 系统可以获得的编码增益随着记忆长度  $m$  的增大而增大，在误码率  $\text{BER} = 10^{-5}$  处， $m = 1, 2, 3, 4$  时，分别可以获得 7.2 dB、10.1 dB、10.6 dB、10.7 dB 的编码增益。从图中也可以看出，在  $\frac{E_b}{N_0}$  较低的区域，由于差错传播较为严重，BMST 系统无法有效工作，但当基本码的误比特率大约降到 0.05 时，迭代滑窗译码算法便能够有效地降低干扰造成的影响。在误码率较低

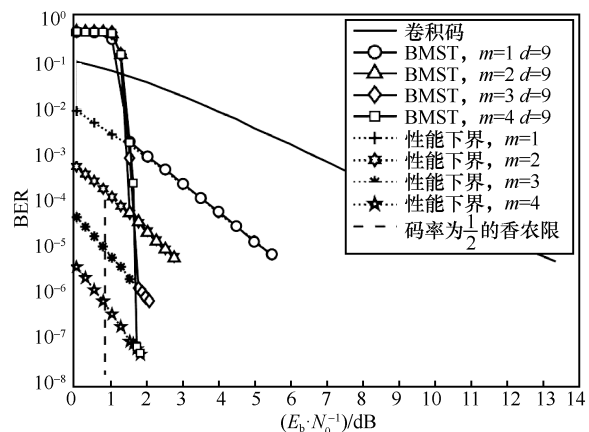


图 5 非高斯脉冲信道上 BMST 系统在不同记忆长度  $m$  下的仿真性能曲线

的区域, BMST 系统迭代滑窗译码算法的仿真结果与 GA 等效系统性能下界能够很好地贴合, 并且, 图中也给出了非高斯脉冲信道下码率为  $\frac{1}{2}$  的香农限。在  $BER = 10^{-5}$  时, 记忆长度  $m = 3$  的 BMST 系统便可达到距离香农限约 0.85 dB 的性能。

**例 2** 图 6 给出了在特征因子  $\alpha = 1.5$  的非高斯脉冲信道上 BMST、LDPC 码、卷积码这 3 种编码方案性能比较。由仿真结果可知, 与卷积码相比, BMST 编码与 LDPC 码均具有良好的性能。记忆长度  $m = 2$  的 BMST 编码方案在瀑布区性能优于 LDPC 码, 但 LDPC 码具有更低的错误平层。不过,  $m = 3$  的 BMST 编码方案的误码性能是远远好于 LDPC 码的。因此, BMST 编码方案在记忆长度较大的情况下的性能是可以赶超 LDPC 码的。此外, 与卷积码、LDPC 码相比, BMST 编码方案可以通过 GA 等效系统来预测性能下界。

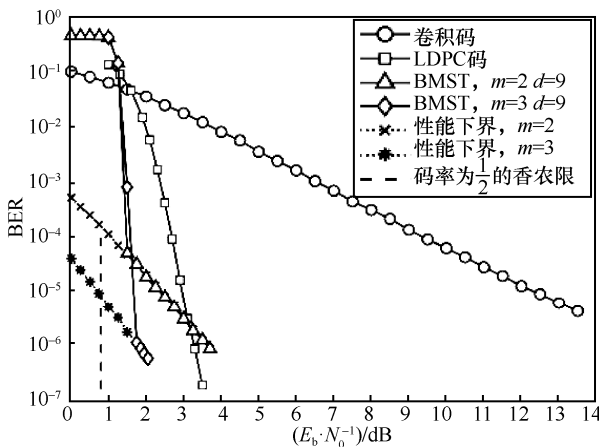


图 6 非高斯脉冲信道上卷积码、LDPC 码与 BMST 编码的仿真性能比较

**例 3** 图 7 给出了特征因子分别为  $\alpha = 1.2, 1.5, 1.8$  的非高斯脉冲信道的互信息性能曲线, 可以看到, 随着 SNR 的增加, 3 种非高斯脉冲信道的互信息都相应增加。在高 SNR 区域, 3 种信道均可达到的相同的频谱效率。此外, 在 SNR 很宽的范围,  $\alpha$  的值越大, 频谱效率越高。例如当  $SNR = 10$  dB 时,  $\alpha = 1.2, 1.5, 1.8$  的频谱效率分别可以达到 0.83 比特/信道符号、0.89 比特/信道符号和 0.95 比特/信道符号。

图 8 分别给出了在  $\alpha = 1.2, 1.5, 1.8$  的非高斯脉冲信道上 BMST 系统的仿真性能曲线。根据图 7 中的 3 种特征因子不同的非高斯脉冲信道的频谱效率, 可以分别得出  $\alpha = 1.2, 1.5, 1.8$  的码率为  $\frac{1}{2}$  的香

农限。从仿真结果可以看出, 在非高斯脉冲信道中, 与基本码相比, BMST 系统可以获得较大的编码增益, 但所获得的编码增益随着  $\alpha$  值的减小而增大。例如在误码率  $BER = 10^{-4}$  处,  $\alpha = 1.2, 1.5, 1.8$  时, 分别可以获得 7.9 dB、6.0 dB、4.1 dB。从图中也可以看出, 随着  $\alpha$  的增加, 基本码和 BMST 系统误码性能均会提高。但是, 与基本码相比, BMST 系统中误码性能提高的幅度降低, 因此基于迭代滑窗解调/译码算法的 BMST 系统可以提高非高斯脉冲信道的稳定性。此外, 在误比特率较低的区域, BMST 系统的仿真结果与 GA 等效系统性能下界能够很好地贴合。

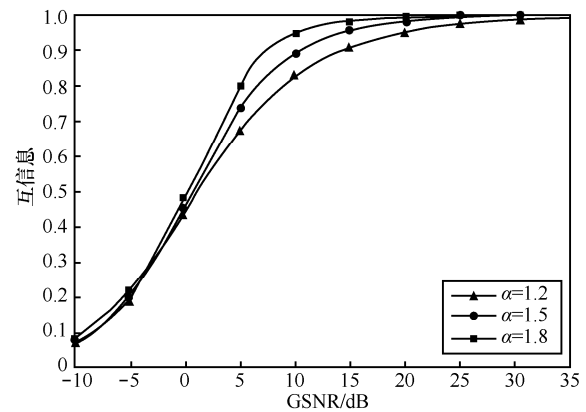


图 7  $\alpha = 1.2, 1.5, 1.8$  的非高斯脉冲信道的互信息性能曲线

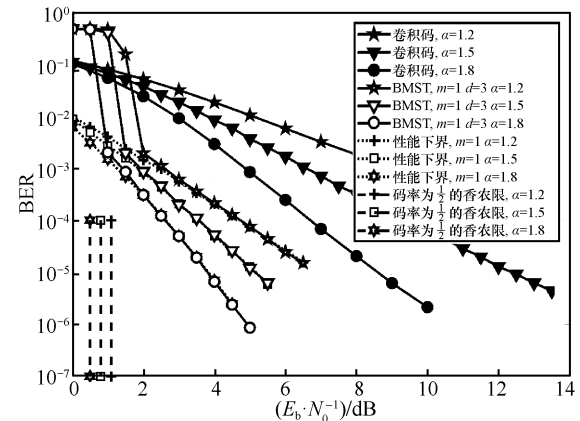


图 8  $\alpha = 1.2, 1.5, 1.8$  的非高斯脉冲信道上 BMST 系统的仿真性能曲线

## 6 结束语

本文研究了非高斯脉冲信道下分组马尔可夫叠加传输的性能, 并基于 GA 等效系统分析了系统的性能下界。数值仿真结果表明, BMST 系统在不同特征因子的非高斯脉冲信道下均能有效工作, 并且其性能增益随着记忆长度  $m$  的增大而增大。特别

地，在误比特率较低的区域中，BMST 迭代滑窗解调/译码算法的误码性能（即仿真实验所得的 BER 性能曲线）均能与 GA 性能下界贴合。

BMST 系统可以通过选取码率可变的基本码来实现码率灵活可调，例如，在 BMST 系统中采用重复码和单奇偶校验码的笛卡尔积作为基本码，便可实现任意码率，能够在 AWGN 信道下逼近信道容量，且具有可预测并容易求得的性能下界，该下界可以为 BMST 系统编译码的参数选择提供参考<sup>[12,17]</sup>。下一步将研究非高斯脉冲信道下的码率可调的 BMST 系统，实现给定信噪比约束条件下的可靠通信。

### 参考文献：

- [1] MEI Z, CHEN L. Density evolution analysis of LDPC codes with different receivers on impulsive noise channels[C]//2015 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). 2015: 2-4.
- [2] NIKIAS C L, SHAO M. Signal processing with alpha-stable distributions and applications[M]. Wiley-Interscience, 1995.
- [3] NOLAN J P. Numerical calculation of stable densities and distribution functions[J]. Communications in Statistics. Stochastic Models, 1997, 13(4): 759-774.
- [4] CHITRE M A, POTTER J R, ONG S H. Viterbi decoding of convolutional codes in symmetric  $\alpha$ -stable noise[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(12): 2230-2233.
- [5] 罗康生, 赵明生. 非高斯脉冲噪声下 Turbo 均衡性能分析的改进 EXIT 图方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(6): 1386-1389.  
LUO K, ZHAO M. Modified EXIT chart method for performance analysis of Turbo equalization in non-Gaussian impulsive noise environments[J]. Journal of Electronics Information Technology, 2009, 31(6): 1386-1389.
- [6] KOIKE K, OGIWARA H. Application of Turbo TCM codes for impulsive noise channel[J]. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 1998, 81(10): 2032-2039.
- [7] DAI B, LIU R, HOU Y, et al. EXIT chart aided LDPC code design for symmetric alpha-stable impulsive noise[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(3): 464-467.
- [8] HOU Y, LIU R, DAI B, et al. Joint channel estimation and LDPC decoding over time-varying impulsive noise channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(6): 2376-2383.
- [9] WANG J, KURUOGLU E E, ZHOU T. Alpha-stable channel capacity[J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(10): 1107-1109.
- [10] MA X, LIANG C, HUANG K, et al. Block Markov superposition transmission: construction of big convolutional codes from shortcodes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2015, 61(6): 3150-3163.
- [11] HUANG K, MA X. Performance analysis of block Markov superposition transmission of short codes[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(2):362-374.
- [12] 朱锦顺, 马啸. 户外无线光通信中湍流信道下的分组马尔可夫叠加传输研究[J]. 通信学报, 2017, 38(7): 131-140.  
ZHU J, MA X. Block Markov superposition transmission over turbulence channels in outdoor optical wireless communications[J]. Journal on Communications, 2017, 38(7):131-140.
- [13] GONZALEZ J G, PAREDES J L, ARCE G R. Zero-order statistics: a mathematical framework for the processing and characterization of very impulsive signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(10): 3839-3851.
- [14] MA X, LIANG C, HUANG K. Obtaining extra coding gain for short codes by block Markov superposition transmission[C]//2013 IEEE International Symposium on Information Theory. 2013: 2054-2058.
- [15] FORNEY G D. Codes on graphs: Normal realizations[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2):520-548.
- [16] BAHL L, COCKE J, JELINEK F, et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1974, 20(2): 284-287.
- [17] HU J, MA X, LIANG C. Block Markov superposition transmission of repetition and single-parity-check codes[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(2): 131-134.

### [作者简介]



马啸（1968—），男，河南焦作人，博士，中山大学教授、博士生导师，主要研究方向为信息与编码理论、编码调制技术、无线通信、光通信等。



吉眉颖（1994—），女，河南焦作人，中山大学硕士生，主要研究方向为信道编码技术及其在图像传输中的应用。



陈声晓（1992—），男，广东茂名，中山大学硕士生，主要研究方向为信道编码及其在可见通信中的应用。