

BICM-ID 系统在脉冲噪声下迭代译码算法的研究

李鸿林, 王伟利

(哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要: 分析了 BICM-ID 系统在 SaS 脉冲噪声模型中的迭代译码算法, 提出具有鲁棒性的 Huber 测度来计算各符号比特的软信息, 使 BICM-ID 系统在 SaS 脉冲噪声模型中取得较好的性能。仿真结果证明, 该方法有效地提高了系统的误码率性能。

关键词: 比特交织编码调制迭代译码; 脉冲噪声; α -平稳对称; 鲁棒性

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

The research of iterative decoding algorithm of BICM-ID in impulse noise

LI Hong Lin, WANG Wei Li

(College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: This paper analyzed the iterative decoding algorithm of BICM-ID system in SaS impulse noise, proposed the Huber robust measure to calculate the symbol of the bit soft information, so that BICM-ID system will be able to achieve better performance in SaS impulsive noise. Simulation results show that the method is effective to improve the system bit error rate performance.

Key words: BICM-ID; impulse noise; SaS; robustness

比特交织编码调制迭代译码(BICM-ID)^[1]技术是一种应用于无线通信中的信道编译码方法, 是一种将编码、调制和迭代译码相结合的技术。作为一个整体联合进行设计的差错控制技术, 可以同时获得分集增益和编码增益, 从而提高无线信道传输的频谱效率和功率谱效率。尽管高斯噪声在现实中无处不在, 但一些实际信道中的噪声并不是高斯加性噪声, 而是非高斯噪声, 典型的是脉冲加性噪声。目前使用较为常见的有三类脉冲噪声模型: 由白噪声构造的贝努利高斯(BG)模型, Middleton 引入的 Class-A、Class-B 和 Class-C 人为噪声以及 α -平稳对称(SaS)噪声模型^[2]。脉冲噪声信道的一些典型例子如电力线通信信道、数字用户线信道、水下水声通信信道^[3]等都可以用脉冲加性噪声信道建模, 服从 SaS 分布的脉冲噪声模型受到广泛关注, 为不同领域提供了非常有用的模型。因而研究 BICM-ID 系统在 SaS 脉冲噪声信道上的译码算法具有很重要的实际意义。当实际噪声信道与高斯信道模型不同、甚至存在很小的差异时, 预测的性能和实际系统的性能可能会出现严重的偏差。本文

分析了 BICM-ID 在 SaS 分布脉冲噪声信道上的迭代译码算法, 提出了具有鲁棒性的 Huber 测度来计算各符号比特的软信息, 取得了较好的误码率性能。

1 系统模型与信道模型

BICM-ID 系统方框图如图 1 所示, 信息序列首先经编码器生成编码序列, 编码序列经随机交织器生成交织后的编码比特序列, 交织后的编码比特序列根据映射规则生成符号序列。经信道传输, 在接收端得到信号, 经解

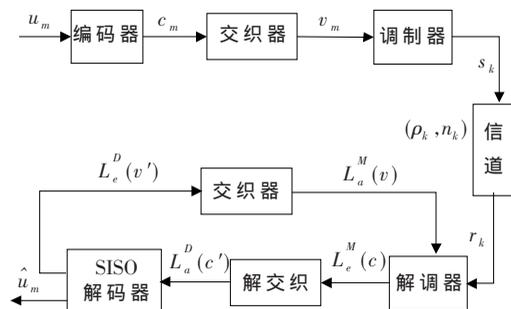


图 1 BICM-ID 系统的方框图

调后得到接收信号,将其送去解交织器,解交织后作为译码器的先验信息再送入译码器进行译码,译码后的输出再经交织器返回解调器来对接收信息进行选择。

在一些实际信道中存在着非高斯噪声,即脉冲加性噪声,典型的是 α -平稳对称(SaS)脉冲噪声,它可以建模为重拖尾的非高斯分布^[4]。SaS 分布可以由其特征函数来定义:

$$\psi(t) = \exp(-\gamma|t|^\alpha) \quad (\gamma \geq 0, 0 < \alpha \leq 2) \quad (1)$$

其概率密度函数为:

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi x} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{k!} \Gamma(\alpha k + 1) x^{-\alpha k} \sin\left(\frac{k\alpha x}{2}\right), & 0 < \alpha < 1 \\ \frac{1}{\pi(x^2 + 1)}, & \alpha = 1 \\ \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k!} \Gamma\left(\frac{2k+1}{\alpha}\right) x^{2k}, & 1 < \alpha < 2 \end{cases} \quad (2)$$

其中, α 为特征指数, 决定 SaS 分布的拖尾程度, α 值越小, 对应分布的拖尾越厚, 亦即信道噪声具有严重的脉冲。随着 α 值变大, 对应分布的拖尾变薄, 且脉冲特性减弱。当 $\alpha=2$ 时, SaS 分布退化为高斯分布; $\gamma(\gamma \geq 0)$ 为离差参数, 表明度量样本偏离其均值程度大小的参数, 其意义类似于高斯分布下的方差 $\sigma^2 = 2\gamma$ 。对于非高斯的 SaS 概率分布来说, 其方差是无穷大, $\gamma=1$ 时, 称为标准 SaS 分布。图 2、图 3 分别是 $\gamma=1$ 时不同 α 值的 SaS 分布的概率密度函数图和脉冲噪声图。

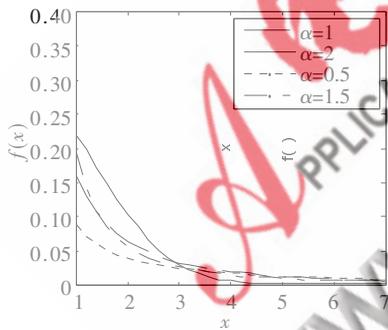


图 2 SaS 分布概率密度函数的尾部图

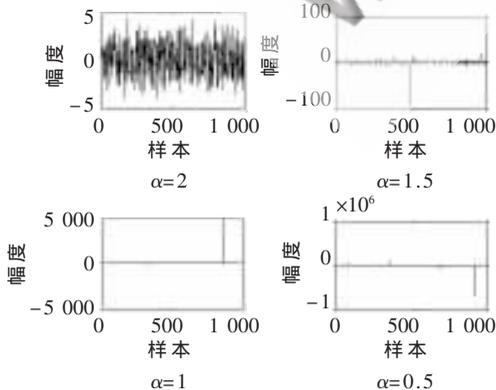


图 3 α 值不同的 SaS 分布脉冲噪声

2 迭代译码算法

以 BPSK 调制的 BICM-ID 系统为例, 接收信号 r 软解调得到各符号比特的软信息计算式为:

$$L(v_k | r) = L(v_k) + \ln \frac{p(rv_k = 1)}{p(rv_k = 0)} \quad (3)$$

式中 $L(v_k) + \ln \frac{p(v_k = 1)}{p(v_k = 0)}$ 为比特 v_k 的先验软信息, $L(v_k | r)$ 称为

比特 v_k 的条件先验软信息, $\ln \frac{p(rv_k = 1)}{p(rv_k = 0)}$ 为外部软信息, 其计算如下:

$$\ln \frac{p(rv_k = 1)}{p(rv_k = 0)} = \ln \left(\frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp(-(r-1)^2 / 2\sigma^2)}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp(-(r+1)^2 / 2\sigma^2)} \right) = \frac{E_b}{2\sigma^2} ((r-1)^2 - (r+1)^2) = \frac{L_{ch}}{4} ((r-1)^2 - (r+1)^2) \quad (4)$$

式中 $L_{ch} = 4 \frac{E_b}{N} = 2 \frac{E_b}{\sigma^2}$, L_{ch} 为信道可靠度。从式(4)可以看出, 在 AWGN 信道中, 外部软信息实际上是信道可靠度与接收信号和 2 个可能的发送符号的欧式距离平方差的乘积。

对 SaS 分布的脉冲噪声信道而言, 其外部软信息的计算如下:

$$\ln \frac{p(rv_k = 1)}{p(rv_k = 0)} = \ln \left(\frac{\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \exp(it(r+1) - \gamma|t|^\alpha) dt}{\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \exp(-it(r+1) - \gamma|t|^\alpha) dt} \right) \quad (5)$$

当 $\alpha \neq 2$ 时, 式(5)没有一个解析表达式, 计算 SaS 分布的脉冲噪声信道的外部软信息很困难。为了降低在 SaS 信道上外部软信息计算上的困难, 使用在 AWGN 中观察到的结论, 即用式(6)计算 SaS 信道中的外部软信息:

$$L(v_k | r) = \frac{L_{ch}}{2} (\rho_{L_s}(r-1) - \rho_{L_s}(r+1)) \quad (6)$$

式中, 用最小二乘测度 $\rho_{L_s} = \frac{1}{2}(x^2)$ 刻画了初始化外部软信息。在非高斯噪声环境下, 由于离群值的存在, 使用最小二乘测度取得的性能往往不能令人满意。为了克服离群值带来的问题, 引入具有鲁棒性(Robust)Huber 测度:

$$\rho_{Hub} = \begin{cases} \frac{1}{2}(x^2), & |x| \leq h \\ h|x| - \frac{1}{2}(h^2), & |x| > h \end{cases} \quad (7)$$

式中, $h \geq 0$, Huber 测度结合了残差较小时的最小二乘方法的优点及用最小绝对值对离群值进行判罚的估计方法的稳健性, 因而在 SaS 信道中将能取得较好的性能。如果用式(7)替代 ρ_{L_s} , 则在 SaS 噪声信道下的外部软信

息 $L(v_k|r)$ 就可以用式(8)计算:

$$L(v_k|r) = \frac{L_{ch}}{2} (\rho_{Hub}(r-1) - \rho_{Hub}(r+1)) \quad (8)$$

在计算过程中需要计算信道可靠度,从而需要计算信噪比。但在前面已指出,当 $\alpha < 2$ 时, SaS 概率分布的方差是无穷大,亦即不存在二阶距,因而要重新定义脉冲噪声信道的信噪比。这里,引入了几何信噪比 GSNR^[5]:

$$GSNR = \frac{1}{2C_g} \left(\frac{A}{S_0}\right)^2 \quad (9)$$

式中, A 为信号幅度, C_g 为欧拉常数指数, S_0 为几何功率噪声, $S_0 = \frac{(C_g \gamma)^\alpha}{C_g}$ 。在 AWGN 信道中通常信噪比表达式

定义为 $E_b/N_0 = E_b/2\sigma^2$, 对于 SaS 脉冲噪声通信系统定义: $E_b/N_0 = GSNR/2R$, 可以得出: $\frac{L_{ch}}{2} = \frac{1}{2RC_g} \left(\frac{A}{S_0}\right)^2$, 从而得出 $L(v_k|r)$ 。

高阶星座调制情况下,软信息的计算如下。设 $M=2^m$ 阶的二维星座调制,将信号 $\{(v_1, v_2, \dots, v_m) | v_k \in (0, 1), k=1, 2, \dots, m\}$ 映射到星座 (s_1, s_2, \dots, s_M) 。则由接收信号 r 软解调得到符号各比特的软信息计算式:

$$L(v_k|r) = L(v_k) + \ln \frac{\sum_{x_i^1} p(r|\mu(v_1 \dots v_m)) \prod_{i=1, i \neq k}^m p(v_i)}{\sum_{x_i^0} p(r|\mu(v_1 \dots v_m)) \prod_{j=1, j \neq k}^m p(v_j)} \quad (10)$$

式中,子集 X_k^1 表示比特 v_k 取值为 1 的符号集,子集 X_k^0 表示比特 v_k 取值为 0 的符号集。在大信噪比条件下,经 $\log(\sum x_i) = \min(\log x_i)$ 近似表达,并且引用前面提出的 Huber 测度 $\rho_{Hub}(x)$, 则可以得到下面的简化形式:

$$\ln \frac{\sum_{x_i^1} p(r|\mu(v_1 \dots v_m)) \prod_{i=1, i \neq k}^m p(v_i)}{\sum_{x_i^0} p(r|\mu(v_1 \dots v_m)) \prod_{j=1, j \neq k}^m p(v_j)} = \frac{1}{2RC_g} \left(\frac{A}{S_0}\right)^2 (\rho_{Hub}(\min_{\mu \in X_k^1} |r - \mu|) - \rho_{Hub}(\min_{\mu \in X_k^0} |r - \mu|)) \quad (11)$$

进而有:

$$L(b_k|r) = \frac{1}{2RC_g} \left(\frac{A}{S_0}\right)^2 (\rho_{Hub}(\min_{\mu \in X_k^1} |r - \mu|) - \rho_{Hub}(\min_{\mu \in X_k^0} |r - \mu|)) - L(b_k) \quad (12)$$

软解调后输出的信道初始化对数似然比经解交织后输入译码器,译码器产生新的信息经交织后作为解调器的先验概率信息进行下一轮迭代处理。这样,接收机在解调器和译码器之间不断地交换信息,每次迭代处理

后提高了所交换的外信息的可靠性。

3 仿真结果和性能分析

对 SaS 脉冲噪声下的 BICM-ID 系统的性能进行仿真,脉冲信道参数 $\alpha=1.5$ 时,采用码率为 2/3 的卷积码,经 8PSK 调制,映射方式为 Mixed 映射,交织器长度为 1 024,迭代次数为 5 次。

图 4 给出迭代译码算法分别使用最小二乘测度(LS)与 Huber 测度计算信道对数似然比消息时的误码率性能比较。从图中可以看出,使用 LS 的译码算法性能较差,且在 4 dB 处误码率变化平缓。而使用 Huber 测度译码算法的误码率随信噪比的增加变化迅速,提高了系统的误码率,即提高了系统的可靠性。

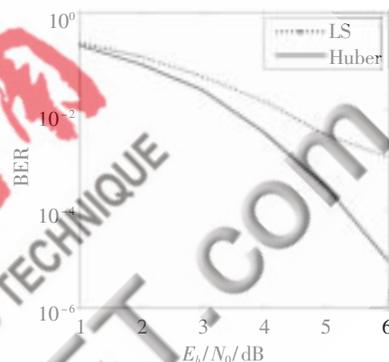


图 4 $\alpha=1.5$ 时采用 LS 与 Huber 测度的误码率性能比较

图 5 是在 SaS 脉冲噪声信道下分别对未使用 Huber 测度和使用 Huber 测度计算符号各比特软信息时的误码率性能比较。从图中可以看出,与 BICM-ID 系统在高斯白噪声(即 $\alpha=2$)下的误码率相比较, BICM-ID 系统在 SaS 脉冲噪声下的误码率虽不如在高斯白噪声信道下的误码率性能好,但随着信噪比的增加,系统在脉冲信道下使用 Huber 测度的误码率明显低于未使用 Huber 测度的误码率。

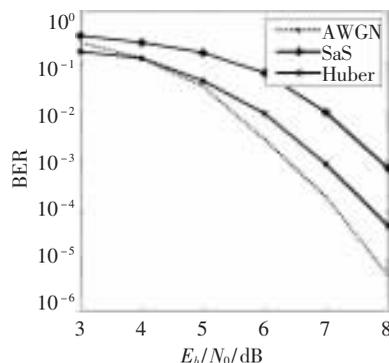


图 5 未使用 Huber 测度和使用 Huber 测度的误码率比较

本文研究了 BICM-ID 系统在服从 SaS 分布的脉冲噪声信道下的软解调译码算法。信道初始化消息没有闭

式解,计算非常困难。通过分析 AWGN 信道下初始化消息的计算过程,为了简化信道初始化消息的计算,采用最小二乘测度计算信道初始化消息,但由于脉冲信道所具有的特点,基于最小二乘测度的简化译码算法会出现错误限底现象,因而提出用更具鲁棒性的 Huber 测度来计算信道初始化消息。从仿真结果可知,在 SaS 的脉冲信道中,采用更具鲁棒性的 Huber 测度来计算信道初始化消息,能够获得较低的误码率。

参考文献

- [1] LI X D, RITCEY J A. Bit interleaved coded modulation with iterative decoding and 8PSK signaling[J]. IEEE Transactions on Communication, 2002,50(8):1250-1257.
- [2] NIE Yuan Fei, GE Jiang Hua, WANG Yong. Suboptimum demodulator for BICM-ID receivers in impulsive noise[J]. IEEE Transactions on Communication, 2007,7(5):1316-1319.

- [3] ZIMMERMANN M, DOSTERT K. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2002,44(1):249-258.
- [4] NGUYEN H H, BUI T Q. Bit-interleave coded modulation with iterative decoding in impulsive noise[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007,22(1):151-160.
- [5] COOK J W. Wide band impulsive noise survey of access network[J]. British Telecom Technology Journal, 1993,11(3):155-162.

(收稿日期:2009-11-06)

作者简介:

李鸿林,男,1968年生,博士研究生,副教授,主要研究方向:现代数字通信系统与通信技术。

王伟利,女,1986年生,硕士研究生,主要研究方向:现代数字通信系统。

电子技术应用
APPLICATION OF ELECTRONIC TECHNIQUE
www.chinaAET.com