

文章编号:2095-6134(2020)05-0657-06

# 基于部分响应和 SCMA 的联合检测与译码算法<sup>\*</sup>

刘梦<sup>1,2†</sup>, 刘威<sup>1,2</sup>, 周志刚<sup>1</sup>  
(1 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050; 2 中国科学院大学, 北京 100049)  
(2018 年 12 月 25 日收稿; 2019 年 5 月 8 日收修改稿)

Liu M, Liu W, Zhou Z G. Joint detection and decoding algorithm based on partial response and SCMA[J]. Journal of University of Chinese Academy of Sciences, 2020, 37(5): 657-662.

**摘 要** 稀疏码分多址(SCMA)是一种新型非正交多址技术,具有过载通信的特点。在高信噪比( $E_b/N_0$ )场景下基于消息传递(MPA)的译码算法,误比特率性能不理想。因此,提出一种部分响应与稀疏码分多址联合调制译码模型,方案继承了 SCMA 在译码端的低复杂性和部分响应的高容错性。为进一步降低联合译码的误比特率,将部分响应的 Viterbi 译码级联至 MPA 迭代译码过程中,即每次迭代过程中变量节点都会进行一次 Viterbi 译码,从而组成新型联合译码模块。仿真结果表明,改进后联合编译码模型能够有效降低系统对  $E_b/N_0$  的需求,同时保持较低的误比特率。

**关键词** 稀疏码分多址;消息传递算法;部分响应;联合调制解调  
中图分类号:TN929 文献标志码:A doi:10. 7523/j. issn. 2095- 6134. 2020. 05. 010

## Joint detection and decoding algorithm based on partial response and SCMA

LIU Meng<sup>1,2</sup>, LIU Wei<sup>1,2</sup>, ZHOU Zhigang<sup>1</sup>  
(1 Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China; 2 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract** Sparse code multiple access (SCMA) is a new type of non-orthogonal multiple access technology with overload communication. In the high signal to noise ratio ( $E_b/N_0$ ) scenario, based on the message passing (MPA) decoding algorithm, the bit error rate performance is not ideal. Therefore, a joint modulation and decoding model based on partial response and sparse code division multiple access is proposed. The scheme inherits the low complexity of SCMA at the decoding end and the high fault tolerance of partial response. In order to further reduce the bit error rate of the joint decoding, the Viterbi decoding of the partial response is cascaded into the MPA iterative decoding process, that is, the variable node performs a Viterbi decoding during each iteration, to form a new joint decoding module. The theoretical and simulation results show that the improved joint coding and decoding model effectively reduces the system's demand for  $E_b/N_0$  and maintains a low bit error rate.

**Keywords** sparse code multiple access; message passing algorithm; partial response; joint detection and decoding

<sup>\*</sup> 中国科学院科技创新重点部署项目(KGFZD-135-18-013 YT)资助

<sup>†</sup> 通信作者, E-mail: meng.liu@mail.sim.ac.cn

物联网和移动互联网的快速发展给第五代 (5G) 移动通信研究提出了诸多挑战,比如更低的系统时延、更高的吞吐量、超大规模的连接和更好的服务质量<sup>[1]</sup>。稀疏码分多址 (sparse code multiple access, SCMA) 作为频率域的非正交多址技术<sup>[2-3]</sup>,综合 LDS 技术的稀疏性和 QAM 调制的高效性,可以适应大规模连接、低时延和高吞吐量的通信场景,成为 5G 非正交多址技术中有竞争力的候选方案。

SCMA 的核心思想是利用多维稀疏码本将信息流直接映射成复数域数据流,利用码本的非正交性,用户的信息将稀疏地分散在不同的子载波上。接收端使用基于因子图迭代的消息传递算法 (message passing algorithm, MPA)<sup>[4]</sup> 解码作为次优解码方案,其本质是基于置信度传播 (belief propagation, BP) 算法<sup>[5]</sup> 的演进,相比最优性能的最大后验概率算法 (maximum a posteriori probability, MAP) 和极大似然算法 (maximum likelihood algorithm, ML),MPA 算法计算复杂度更低。

原始 MPA 在因子图中沿着边缘传递所有节点的消息,直至达到最大迭代次数,但是当系统严重超载以及用户过多时复杂度会剧增。文献[6]提出将乘法与指数运算转化为加法与求极值运算的对数域 max log-MPA 算法方案,从运算角度简化复杂度,文献[7-8]研究 FPGA 上的 MPA 和 log-MPA 的定点和浮点实现,改进 log-MPA 算法方案,使其可以在性能和复杂性之间实现良好的权衡。基于部分边缘更新 (partial marginalization-based MPA, PM-based MPA) 方案<sup>[9]</sup>、用剪枝的思想暂停部分节点更新,从降低搜索路径长度角度降低计算复杂度。文献[10]根据信息论的定义,引入动态自适应边缘选择 MPA (edge selected MPA, ES-MPA) 方案,由每条边迭代更新产生的

信息量决定是否进行下一轮 FN 节点到 VN 节点的更新,能够在 BER 和复杂度间取得良好平衡。SCMA 接收端使用消息传递算法及优化译码方案,能有效降低译码复杂度,但在高 SNR 情境下,误比特率性能未成瀑布状分布。

为进一步提升高 SNR 场景下 BER 性能,降低高 SNR 的需求,本文在优化 SCMA 译码效率的前提下,在 SCMA 调制编码前级联部分响应信号模块,提出部分响应与稀疏多址联合调制模型。在不损失频带利用率的前提下,依然能够消除码间干扰 (ISI),提出 MPA-Viterbi 联合译码算法 (MPA-VA),能够有效降低 SNR 的需求,取得较低的误比特率。在部分响应系统译码算法方面,引入基于极大似然算法的 Viterbi 译码算法<sup>[11]</sup>,利用相关编码特性在误比特率方面的优势,并且在 Viterbi 译码器之前加入白化匹配滤波器,有效提升 Viterbi 算法非线性递归运算的先验值。

1 联合编码模型

虽然 SCMA 模块具有高过载率,但在高 SNR 环境中,误比特率不能显著下降。同时,部分响应是一种卷积编码<sup>[12]</sup>,具有卷积编码的特性,可以提高符号之间的容错性部分。部分响应和稀疏码分多址联合调制解码模型继承了 SCMA 的高过载率和部分响应的高容错性,在大规模连接的情况下可以保持低误比特率,特别是在高信噪比情况中,联合调制模型 BER 性能有明显优势。

本方案在编码侧使用部分响应与稀疏码分多址联合调制,  $J$  个用户使用  $K$  资源块的 SCMA 下行传输流程如图 1 所示,第  $j$  个用户发送的信息序列  $u^j$  首先经过部分响应模型,人为引入可控的码间串扰,经过 SCMA 编码、调制过程,进入高斯信道发送到接收机端,接收机端通过 MPA-VA 联合译码算法获得估计序列  $\hat{u}^j$ 。

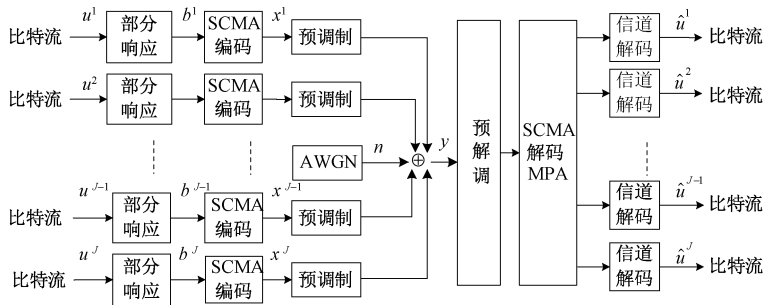


图 1 J 个用户 K 个资源块的 SCMA 简化下行链路图

Fig. 1 Simplified downlink diagram of SCMA with J users and K resource blocks

### 1.1 部分响应模型

假设在理想信道的情况下,一个用户的输入比特流序列表示为  $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_n]$ , 经过部分响应模型,如图 2 所示,在每个比特间引入的冗余码字<sup>[12]</sup>为

$$b_n = \sum_{l=1}^L u_{n-(l-1)} g_l, \quad (1)$$

式中:  $u_n$  为二进制比特数据;这里的  $\{g_l\}, l \in [1, 2, \dots, L]$ , 表示  $L$  个采样点的抽头系数。那么  $\mathbf{u}$  经过部分响应实际上可看作一种编码效率为 1/2 的编码。

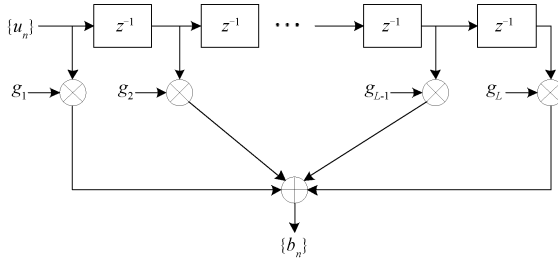


图 2 部分响应的离散模型

Fig. 2 Discrete model of partial response

目前部分响应信号解码主要有两种概率译码方案:1) 基于极大似然的检测方案(Viterbi);2) 基于最大欧氏距离的最大似然序列检测(MLSE)<sup>[13]</sup>。

根据部分响应信道的码间串扰特性,可以看作单入单出的卷积码,因此可以使用成熟的 BCJR 或 Viterbi 译码算法来降低译码复杂度。本文使用 Viterbi 算法的考量在于,算法的最大似然译码特性,能够获得最小误比特率,且接近 MLSE。

### 1.2 SCMA 模型

在 SCMA 模型中,  $J$  个用户共用  $K$  个资源块来传输数据。所有的用户经过部分响应模型的比特流为  $\mathbf{B} = [\mathbf{b}^1, \mathbf{b}^2, \dots, \mathbf{b}^J]$ , 其中  $\mathbf{b}^j = [b_1^j, b_2^j, \dots, b_n^j], j \in [1, J]$ , 表示第  $j$  个用户经过部分响应的比特流。比特流  $\mathbf{B}$  进入 SCMA 编码器,根据码本进行映射  $f^j: \mathbf{b}^j \rightarrow \mathbf{x}^j$ , 得到  $\mathbf{X} = [\mathbf{x}^1, \mathbf{x}^2, \dots, \mathbf{x}^J]$ , 其中  $\mathbf{x}^j = [x_1^j, x_2^j, \dots, x_K^j]^T, x_k^j$  表示第  $j$  个用户发送到第  $k$  个资源块上的符号。

本文取  $J = 6, K = 4$ , 则 6 个用户共用 4 个资源块方式用矩阵表示为

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

这里  $F_{kj} = 1$  表示用户  $j$  占用资源块  $k$ ;  $F_{kj} = 0$ , 表示用户  $j$  不占用资源块  $k$ , 对应的因子图如图 3 所示。

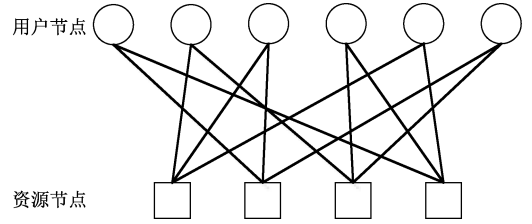


图 3  $J=6, K=4$  的因子图

Fig. 3 Factor graph for  $J=6$  and  $K=4$

各个用户发送的数据在每个资源块上进行叠加,经过高斯信道,在接收机端,接收信号可表示为

$$\mathbf{y} = \sum_{j=1}^J \text{diag}(\mathbf{h}_j) \mathbf{x}^j + \mathbf{n}, \quad (3)$$

式中:  $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_K)^T$  表示接收信号矢量,  $y_k$  表示第  $k$  个资源块上接收的符号;  $\mathbf{h}_j = (h_{1,j}, h_{2,j}, \dots, h_{K,j})^T$  表示信道增益矢量,  $h_{k,j}$  表示第  $j$  个用户到第  $k$  个资源块上的信道增益因子;  $\mathbf{x}^j = (x_1^j, x_2^j, \dots, x_K^j)^T$  表示用户  $j$  发送的码字,  $x_k^j$  表示第  $j$  个用户发送到第  $k$  个资源块上的符号,  $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_K]^T$ , 表示高斯白噪声矢量。

## 2 联合检测译码模型

通过 AWGN 的接收信号,接收数据序列使用基于 MPA 和 Viterbi 的联合迭代解调模块,判决并输出估计序列。其中,MPA 解码的核心单元是 VNs 与 FNs 之间的迭代更新,而这个迭代过程可以分两个步骤进行,本文联合译码算法在迭代更新过程中加入 Viterbi 译码算法。具体联合译码流程如图 4 所示。

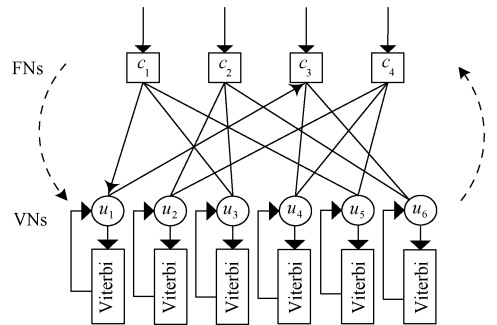


图 4 SCMA-PR 联合因子图

Fig. 4 SCMA-PR joint factor graph

第 1 步:信号初始化。通过使用期望值和接收值的欧氏距离,从计算接收到的每个资源所有

组合的附加码字的概率开始。由于缺少码字的先验信息,所以假设资源节点 FNs 在每个用户节点 VNs 取得每个符号的概率是相等的,即初始化时,第  $j$  个用户节点向第  $k$  资源节点的转移概率为

$$I_{j \rightarrow k}^{\text{init}}(\mathbf{x}_m^j) = \frac{1}{M}, m = 1, \dots, M, \quad (4)$$

式中:  $M$  表示进制数,  $\mathbf{x}_m^j$  表示  $\mathbf{x}^j$  的第  $m$  个符号值。

接收机基于设定好的用户码本,计算每个资源节点 FN 上接收的不同比特信息的概率为

$$P_{k,j}(\mathbf{x}_m^j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \left\| \mathbf{y}_k - \sum_{i \in \xi_k} h_{k,i} \mathbf{x}_{k,i,m} \right\|^2\right), \quad (5)$$

式中:  $P_{k,j}(\mathbf{x}_m^j)$  是第  $j$  个用户节点 VN 到第  $k$  个资源节点 FN 的置信概率,  $\mathbf{y}_k$  表示第  $k$  个资源节点 FN 上接收的符号信息,  $\xi_k$  表示第  $k$  个资源节点 FN 连接的用户节点 VNs 的个数。

第 2 步:资源节点 FN 更新。将资源节点 FN 收到的先验概率信息式(5)与当前概率计算结果相结合,进行节点更新,

$$I_{k \rightarrow j}^t(\mathbf{x}_m^j) = \sum_{\mathbf{x}_m^j} P_{k,j}(\mathbf{x}_m^j) \prod_{j \in \xi_{k/j}} I_{j \rightarrow k}^{t-1}(\mathbf{x}_m^j), \quad (6)$$

式中:  $I_{k \rightarrow j}^t(\mathbf{x}_m^j)$  表示第  $t$  次迭代过程中,资源节点  $k$  到用户节点  $j$  的更新信息;  $j \in \xi_{k/j}$ , 表示除去用户节点  $j$  的  $\xi_k$ 。然后计算符号的外部信息为

$$P_k(\mathbf{x}_m^j) = \prod_{k \in \xi_j} I_{k \rightarrow j}^t(\mathbf{x}_m^j), \quad (7)$$

式中:  $\xi_j$  表示第  $j$  个用户节点 VN 连接的资源节点 FN 的个数。

第 3 步:Viterbi 译码更新符号信息。Viterbi 译码器接收的信号为式(7),按 Viterbi 算法流程进行译码,符号的外部信息更新为

$$P(\mathbf{x}_m^j) = \text{Viterbi}(P_k(\mathbf{x}_m^j)). \quad (8)$$

第 4 步:用户节点 VN 更新。用户节点 VN 接收的信息结合第 3 步更新的符号信息,进行和积操作,并对 VN 节点进行归一化操作,

$$I_{j \rightarrow k}^t(\mathbf{x}_m^j) = \text{normalize}(P(\mathbf{x}_m^j) \prod_{k \in \xi_j/k} I_{k \rightarrow j}^{t-1}(\mathbf{x}_m^j)). \quad (9)$$

第 5 步:估计与软输出。在式(6)~式(9)之间进行  $t_{\max}$  次迭代后,最终第  $j$  个 VN 节点经过估计后的 LLR 软输出为

$$\hat{X}_j(\mathbf{x}_m^j) = \prod_{k \in \xi_j} I_{k \rightarrow j}^{\text{max}}(\mathbf{x}_m^j). \quad (10)$$

为表述清晰,具体 VA-MPA 运算伪代码流程,如下所示:

### 算法 1 VA-MPA 联合译码算法

输入:  $\mathbf{y}, H, t_{\max}$

初始化:

1. for all  $j = 1:J$  and  $k \in [\xi_k]$  and  $m = 1:M$  do
2.  $I_{k \rightarrow j}^0(\mathbf{x}_m^j) = 0, I_{j \rightarrow k}^0(\mathbf{x}_m^j) = \frac{1}{M};$

3. end for

迭代计算:

4. for  $t = 1$  to  $t = t_{\max}$  do
5. Calculate  $P_{k,j}(\mathbf{x}_m^j)$  via(5);
6. Calculate and propagate  $I_{k \rightarrow j}^t(\mathbf{x}_m^j)$  via(6);
7. Calculate and propagate  $P_k(\mathbf{x}_m^j)$  via(7);
8. Calculate and propagate  $P(\mathbf{x}_m^j)$  via(8);
9. Calculate and propagate  $I_{j \rightarrow k}^t(\mathbf{x}_m^j)$  via(9);
10.  $t = t + 1;$
11. end for
- LLR 软输出:
12. for all  $j = 1$  to  $j = J$  do
13. return  $\hat{X}_j(\mathbf{x}_m^j)$  via (10)
14. end for

## 3 算法仿真与分析

本文基于下行 SCMA 通信系统,采用文献[8]中给出的码本矩阵,仿真分析 SCMA-PR 联合调制译码设计方案在高斯信道中的 BER 性能。基于文献[4-10]中提出的标准 MPA、PM-MPA 和 ES-MPA3 种 MPA 算法,在前置部分响应模块后,使用联合译码模块进行解调。方案适当增加复杂度,提高在高信噪比下的 BER 性能。因此将在不同的信噪比下,分别对比 MPA 和 VA-MPA、PM-MPA 和 VA-PM-MPA、ES-MPA 和 VA-ES-MPA 的 BER 性能,从而验证本方案的性能。VA-PM-MPA 表示级联 Viterbi 译码的 PM-MPA 译码算法,VA-ES-MPA 同理。同时,将本文联合调制译码方案与文献[14-17]提出的 Polar 级联 SCMA 译码方案(BP-MPA)进行 BER 性能对比。仿真关键参数如表 1 所示。

MPA 与 VA-MPA 响应联合译码方案性能对比如图 5 所示。从图中可看出:  $E_b/N_0$  在 1~5 dB



表 1 部分响应与稀疏多址译码仿真参数	
Table 1 Partial response and sparse multiple access decoding simulation parameters	
参数	取值 (过载 150%)
迭代次数 $t_{\max}$	5
变量节点数量 $J$	6
功能节点数量 $K$	4
资源重叠度 $\xi_j$	2
用户重叠度 $\xi_k$	3
回溯深度	5
多用户检测方式	MPA、PM-MPA 和 ES-MPA
调制	BPSK
传输信道模型	AWGN
进制数 $M$	4
抽头系数个数 $L$	6
抽头系数	$g_1 = g_2 = g_3 = g_6 = 1, g_4 = g_5 = 0$

范围时,由于部分响应模块需要根据输入数据添加冗余比特,使得进入 SCMA 映射矩阵的比特数增加 1 倍,因此在低信噪比场景下 VA-MPA 的误比特率性能与 MPA 相比衰减约 1 dB;在  $E_b/N_0 > 6$  dB 时,VA-MPA 与 MPA 译码方案相比优势明显;当  $E_b/N_0$  在 6~8 dB 范围时,BER 迅速从  $10^{-2}$  降到  $10^{-6}$  量级。当  $\text{BER} = 10^{-5}$  时,本文方案较标准 MPA 方案的信噪比可改善 10.4 dB。

PM-MPA 与 VA-PM-MPA 联合译码方案 BER 性能对比如图 6(a) 所示。根据 PM-MPA 算法的特点,取两组  $m、R_s$  值进行对比,分别为  $m = 1、R_s = 3$  和  $m = 2、R_s = 2$ 。由图中可知,在高信噪比场景下,VA-PM-MPA 译码方案在误比特率方面始终优于 PM-MPA。以  $m = 1、R_s = 3$  对比曲线为例,在信噪比 2~11 dB,PM-MPA 的 BER 性能逼近 VA-PM-MPA 方案,VA-PM-MPA 方案优势不突

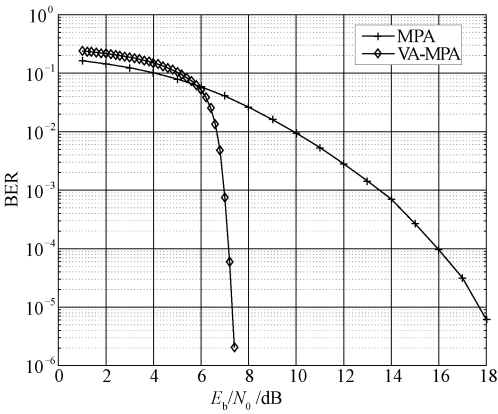
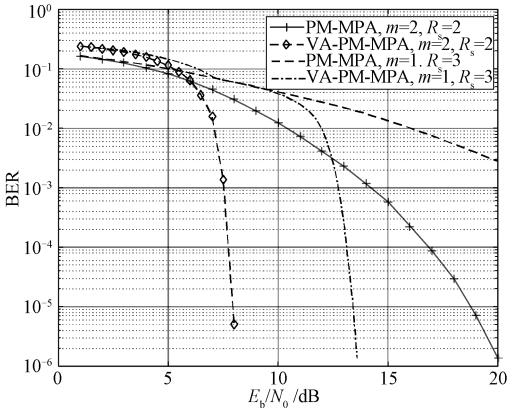


图 5 MPA 与 VA-MPA 译码误比特率对比图

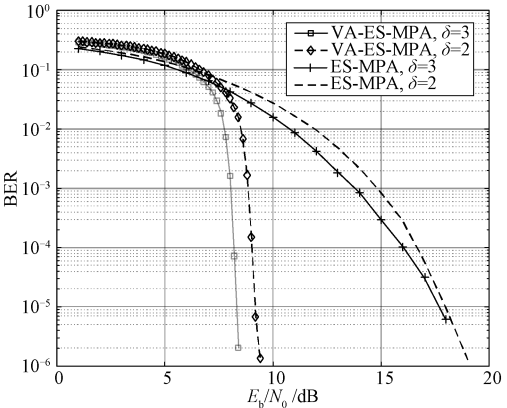
Fig. 5 Comparison of BER performance between MPA and VA-MPA decoding algorithms

出。对于  $m = 2、R_s = 2$ ,在  $E_b/N_0 > 6$  dB 时,VA-PM-MPA 译码方案与 PM-MPA 方案相比优势明显,随后  $E_b/N_0$  在 6~8 dB 范围内,BER 迅速从  $10^{-2}$  降到  $10^{-5}$  量级。当  $\text{BER} = 10^{-5}$  时,VA-PM-MPA 方案较 PM-MPA 方案的信噪比可改善将近 11 dB。

ES-MPA 与 VA-ES-MPA 联合译码方案 BER 性能对比如图 6(b) 所示。此处 ES-MPA 与 VA-ES-MPA 的仿真参数采用两组阈值进行对比,分别为  $\delta = 2、\delta = 3$ 。对比两组曲线,在高信噪比情况下,VA-ES-MPA 方案的 BER 性能优势明显。以  $\delta = 3$  对比曲线为例,当  $E_b/N_0 > 7$  dB 时,VA-ES-MPA 相较于 ES-MPA 方案的 BER 值骤减且呈瀑布状,表明部分响应在高信噪比场景下优势明显。当  $\text{BER} = 10^{-5}$  时,VA-ES-MPA 方案较 ES-MPA 方案信噪比提高 9 dB。对比两条 VA-ES-MPA 方案曲线,当  $\text{BER} = 10^{-5}$  时,两组参数曲线的信噪比仅相差 1.2 dB。



(a) PM-MPA与VA-PM-MPA译码BER性能对比图



(b) ES-MPA与VA-ES-MPA译码BER性能对比图

图 6 不同算法的误比特率性能对比图

Fig. 6 Comparison of BER performance among different algorithms

VA-MPA 联合译码方案与 BP-MPA 联合译码方案性能对比如图 7 所示,此处分别对两种方案迭代 2、3、4 次。对比两组曲线,在高信噪比的情况下,VA-MPA 方案的 BER 性能优势明显。以迭代次数  $t_{\max} = 4$  为例,当  $E_b/N_0 > 6$  dB 时,VA-MPA 相比较于 Polar 级联合译码方案的 BER 值骤减且呈瀑布状,表明部分响应在高信噪比场景下优势明显;当  $BER = 10^{-4}$  时,VA-MPA 方案较 BP-MPA 方案的信噪比可改善大约 2 dB。

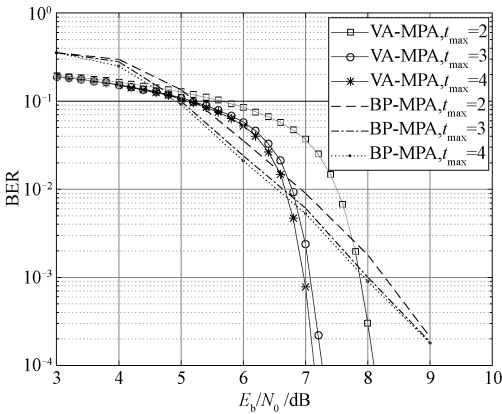


图 7 VA-MPA 与 BP-MPA 译码误比特率对比图

Fig. 7 Comparison of BER performance between VA-MPA and BP-MPA decoding algorithms

4 结束语

本文综合部分响应的容错率和 SCMA 系统的稀疏性,提出部分响应与稀疏码分多址联合调制解码模型。在 SCMA 调制编码前级联部分响应模块,即使用部分响应的卷积特性将输入信号进行预编码。在接收侧,综合基于 MLSE 的 Viterbi 译码算法和 MPA 算法,给出新型 MPA-VA 联合译码方案。仿真结果表明,标准 MPA、PM-MPA 和 ES-MPA3 种 SCMA 译码方案,在联合 VA 译码后,BER 性能曲线在高  $E_b/N_0$  情境下,呈瀑布状分布,并且优于 Polar 级联 SCMA 译码方案。表明,本文提出的联合编译码模型能够有效增加高  $E_b/N_0$  情况下的 BER 性能界。由于引入卷积编码,使系统整体计算复杂度有一定升高,因此在未来工作中,深入研究降低系统的计算复杂度是有必要的。

参考文献

[ 1 ] Dai L, Wang B, Yuan Y, et al. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(9): 74-81.

[ 2 ] Ma Z, Zhang Z Q, Ding Z G, et al. Key techniques for 5G

wireless communications: network architecture, physical layer, and MAC layer perspectives [J]. Science China: Information Sciences, 2015, 58(4): 1-20.

[ 3 ] Benjebbour A, Saito Y, Kishiyama Y, et al. Concept and practical considerations of non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access [C] //2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems. IEEE, 2013: 770-774.

[ 4 ] Nikopour H, Baligh H. Sparse code multiple access [C] //2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). IEEE, 2013: 332-336.

[ 5 ] Kihara K, Nishimura T, Ohgane T, et al. Signal detection with belief propagation in faster-than-Nyquist signaling [C] //2017 Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA ASC). IEEE, 2017: 1790-1794.

[ 6 ] Zhang S, Xu X, Lu L, et al. Sparse code multiple access: an energy efficient uplink approach for 5G wireless systems [C] //2014 IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2014: 4782-4787.

[ 7 ] Ghaffari A, Leonardon M, Cassagne A, et al. Toward high-performance implementation of 5G SCMA algorithms [J]. IEEE Access, 2019, 7: 10402-10414.

[ 8 ] Liu J, Wu G, Li S, et al. On fixed-point implementation of Log-MPA for SCMA signals [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016, 5(3): 324-327.

[ 9 ] Mu H, Ma Z, Alhaji M, et al. A fixed low complexity message pass algorithm detector for up-link SCMA system [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(6): 585-588.

[ 10 ] Wang Y, Qiu L. Edge selection-based low complexity detection scheme for SCMA system [C] //2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall). IEEE, 2016: 1-5.

[ 11 ] Forney G. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference [J]. IEEE Transactions on Information theory, 1972, 18(3): 363-378.

[ 12 ] Rusek F. Partial response and faster-than-Nyquist signaling [D]. Lund: Lund University, 2007.

[ 13 ] Taherzadeh M, Nikopour H, Bayesteh A, et al. SCMA codebook design [C] //2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall). IEEE, 2014: 1-5.

[ 14 ] Pan Z, Li E, Wen L, et al. Joint iterative detection and decoding receiver for polar coded SCMA system [C] //2018 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). IEEE, 2018: 1-6.

[ 15 ] 张弩天. 极化码的译码算法研究及其应用 [D]. 成都: 电子科技大学, 2018.

[ 16 ] 符杰林, 张剑波, 王俊义. SCMA 与极化码的联合检测译码技术 [J]. 计算机应用研究, 2019(9): 1-6.

[ 17 ] Pan Z, Li E, Zhang L, et al. Design and optimization of joint iterative detection and decoding receiver for uplink polar coded SCMA system [J]. IEEE Access, 2018, 6: 52014-52026.