



专题: 5G

面向 5G 的非正交多址接入技术

董园园, 张钰婕, 李华, 王春雷, 刘晓菲, 戴晓明
(北京科技大学计算机与通信工程学院, 北京 100083)

摘要: 在频谱资源受限的情况下, 非正交多址接入 (non-orthogonal multiple access, NOMA) 技术由于其良好的过载性能而受到广泛关注。首先, 提出了基于复杂度受限的 NOMA 理论设计模型; 接着, 对目前主流的 NOMA 技术方案进行了研究分析, 并针对每种方案给出了其设计原理; 进一步, 设计了基于期望值传播 (expectation propagation, EP) 的低复杂度接收机; 最后, 通过仿真比较了 NOMA 与传统正交多址接入 (orthogonal multiple access, OMA) 技术的性能。结果表明, NOMA 较传统的 OMA 技术能够显著提升系统容量和误码率 (block error rate, BLER) 性能。

关键词: 资源受限; 非正交多址接入; 复杂度受限; 低复杂度接收机

中图分类号: TP393

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2019188

Key technologies of non-orthogonal multiple access for 5G systems

DONG Yuanyuan, ZHANG Yujie, Li Hua, WANG Chunlei, LIU Xiaofei, DAI Xiaoming
School of Computer and Communication Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

Abstract: With the unprecedented increase of mobile data traffic brought by the wide proliferation of smart phones and tablet computers, the non-orthogonal multiple access (NOMA) has attained great attention due to its overloading capability in the case of limited spectrum resources. Firstly, the complexity-constrained NOMA design principle was proposed. Then, a comprehensive study of key NOMA schemes was conducted, in which the theory of each scheme was provided. Next, the low complexity expectation propagation (EP) based detectors were designed. Finally, the performance of NOMA and the conventional orthogonal multiple access (OMA) was compared via simulations. The simulation results illustrate that the NOMA has superior capacity and block error rate (BLER) than the conventional OMA.

Key words: limited spectrum resource, non-orthogonal multiple access, complexity-constrained, low complexity receiver

收稿日期: 2019-06-10; 修回日期: 2019-07-08

通信作者: 戴晓明, daixiaoming@ustb.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61871029); 北京市自然科学基金资助项目 (No.L172049); 北京市科学技术委员会资助项目 (No.Z181100003218008)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61871029), Beijing Natural Science Foundation (No.L172049), Beijing Municipal Commission of Science and Technology (No.Z181100003218008)



1 引言

多址接入技术是无线通信系统网络升级的核心问题，决定了网络的容量和基本性能，并从根本上影响系统的复杂度和部署成本^[1]。从1G到4G无线通信系统，大都采用了正交多址接入（orthogonal multiple access, OMA）方式来避免多址干扰，其接收机复杂度相对较低，但限制了无线通信资源的自由度（degree of freedom, DoF）^[2]。随着移动互联网海量终端的接入，移动数据流量呈爆炸式增长，因而5G通信需要满足高频谱效率、低传输时延和海量连接的需求，而传统基于OMA的无线网络无法满足^[3]。非正交多址接入（non-orthogonal multiple access, NOMA）技术通过功率复用或特征码本设计，允许不同用户占用相同的频谱、时间和空间等资源，在理论上相对OMA技术可以取得明显的性能增益，尤其是在时延限制条件下^[4]，因此受到学术界和工业界的广泛关注。

目前，主流的NOMA技术方案包括基于功率分配的NOMA（power division based NOMA, PD-NOMA）^[5]、基于稀疏扩频的图样分割多址接入（pattern division multiple access, PDMA）^[2]、稀疏码多址接入（sparse code multiple access, SCMA）^[6]以及基于非稀疏扩频的多用户共享多址接入（multiple user sharing access, MUSA）^[7]等。此外，还包括基于交织器的交织分割多址接入（interleaving division multiple access, IDMA）^[8]和基于扰码的资源扩展多址接入（resource spread multiple access, RSMA）^[9]等NOMA方案。尽管不同的方案具有不同特性和设计原理，但由于资源的非正交分配，NOMA较传统的OMA具有更高的过载率，从而在不影响用户体验的前提下增加了网络总体吞吐量，实现5G的海量连接和高频谱效率的需求。

尽管NOMA较OMA有明显的性能增益，但

是由于多用户通过扩频等方式进行信号叠加传输，用户间存在严重的多址干扰，使得多用户检测复杂度急剧增加，因此，近似最大似然（maximum likelihood, ML）检测性能的低复杂度接收机的实现是NOMA实用化的前提。本文将首先提出复杂度受限的NOMA理论设计模型，接着对典型的NOMA方案进行研究分析，进一步提出基于期望值传播（expectation propagation, EP）^[10]的低复杂度接收机，最后给出仿真结果及性能分析。

2 基于复杂度受限的NOMA理论设计模型

假设一个NOMA系统中有 K 个用户共享 $N(N < K)$ 个物理资源，则系统的过载率为 $\rho = K/N$ 。在高斯多址接入信道（Gaussian multiple access channel, GMAC）中，NOMA系统的和速率可以表示为：

$$R_{\text{sum}} = \frac{1}{N} \log \left[\det \left(\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{S} \mathbf{S}^H \right) \right] \quad (1)$$

其中， $\mathbf{I}$ 表示单位矩阵， σ^2 为系统噪声方差， $\mathbf{S}$ 表示特征码本矩阵（定义了用户到资源的映射准则）。当 $\mathbf{S} \mathbf{S}^H = \mathbf{K} \mathbf{I}$ 时， R_{sum} 为GMAC信道的可达速率上界。对于理想设计的码本 $\mathbf{S}$ ，基于置信度传播（belief propagation, BP）^[11]算法的接收机能够以较低复杂度实现近似最优ML检测性能，但其复杂度仍为指数级 $O(|X|^{d_f^{\max}(\mathbf{S})})$ 。其中， $|X|$ 表示每个用户码本中码字数， $d_f^{\max}(\mathbf{S})$ 表示码本最大行重。因此，理想的码本设计应该满足以下条件：

- (1) $\mathbf{S} \mathbf{S}^H = \mathbf{K} \mathbf{I}$ ；
- (2) $d_f^{\max}(\mathbf{S})$ 尽可能小。

从而基于复杂度受限的NOMA理论设计目标可以建模为：

$$\begin{aligned} & \min d_f^{\max}(\mathbf{S}) \\ & \text{s.t. } \mathbf{S} \mathbf{S}^H = \mathbf{K} \mathbf{I}, \quad d_f^{\max}(\mathbf{S}) < K, \quad \|\mathbf{s}_k\|^2 = N \end{aligned} \quad (2)$$

从一般意义上来说,条件(2)仍然是一个开放问题。

下面对典型的NOMA设计方案进行研究分析。

3 典型 NOMA 方案设计

对基于功率分配的PD-NOMA及基于扩频的PDMA、SCMA和MUSA 4种典型NOMA方案的设计原理及信号处理流程进行详细分析。

3.1 PD-NOMA

PD-NOMA根据用户信道质量差异,给共享相同时/频/空资源的不同用户分配不同的功率,在接收端通过串行干扰删除(successive interference cancellation, SIC)技术将干扰信号删除,从而实现多址接入和系统容量的提升^[5]。参考文献[5]的研究结果表明,PD-NOMA相对OMA可以显著提升单用户速率以及系统和速率,尤其是小区边缘用户速率。

以下行单小区1个基站服务2个用户为例,图1展示了PD-NOMA方案的发送端和接收端信号处理流程。

(1) 基站发送端

假设用户1离基站较近,信噪比(signal noise ratio, SNR)较高,分配较低的功率,用户2离基站较远,SNR较低,分配较高的功率。基站将发送给两个用户的信号进行线性叠加,利用相同的物理资源发送出去,发送的等价复基带信号为:

$$x = \sqrt{\alpha} s_1 + \sqrt{1-\alpha} s_2 \quad (3)$$

其中, s_1 、 s_2 分别是发送给用户1和用户2的信号, α 是功率分配因子(一般地 $0 \leq \alpha \leq 0.5$); $E_{s_1} = 1$, $E_{s_2} = 1$ 是能量归一化的信号。利用香农公式可分别得到用户1和用户2的信道容量,根据和速率最大可进一步得到最优功率分配 α 的表达式:

$$\alpha_{\text{opt}} = \frac{\ln(1+\text{SNR}_1) - \frac{\text{SNR}_1}{\text{SNR}_2} \cdot \ln(1+\text{SNR}_2)}{\text{SNR}_1 \cdot \ln\left(\frac{1+\text{SNR}_2}{1+\text{SNR}_1}\right)} \quad (4)$$

其中, SNR_1 和 SNR_2 表示用户1和用户2信噪比的线性值。由式(4)可知,最优功率分配因子与用户1和用户2信噪比均有关。

(2) 用户1接收端

经过无线信道,用户1的接收信号为:

$$y_1 = h_1 (\sqrt{\alpha} s_1 + \sqrt{1-\alpha} s_2) + n_1 \quad (5)$$

其中, h_1 是用户1的信道响应, $n_1 \sim \text{CN}(0,1)$ 表示接入噪声。由于分给用户1的功率低于用户2,若想正确译码用户1的有用信号,需先解调/译码并重构用户2的信号,然后进行删除,进而在较好的信干噪比条件下译码用户1的信号,如图1所示。采用线性最小均方误差(linear minimum square error, LMMSE)检测,得到估计信号:

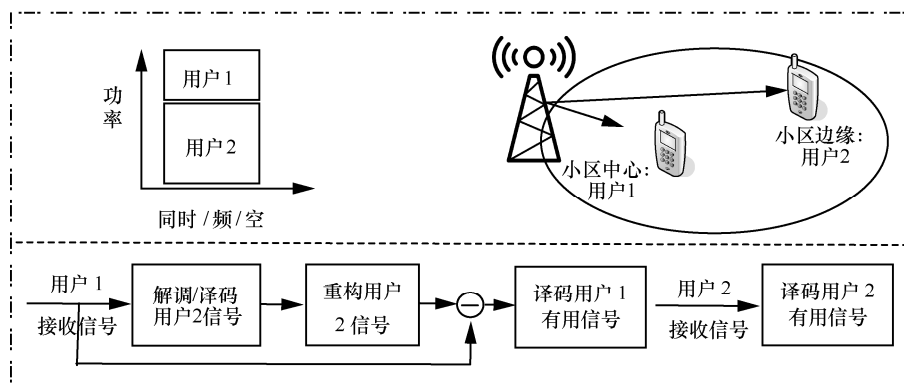


图1 下行PD-NOMA收发端信号处理示意图



$$\tilde{x}_1 = W_{\text{LMMSE}} y_1 = W_{\text{LMMSE}} \left(h_1 (\sqrt{\alpha} s_1 + \sqrt{1-\alpha} s_2) + n_1 \right) \quad (6)$$

其中, W_{LMMSE} 为用户1的LMMSE线性滤波矩阵。

由 $\tilde{x}_1$ 归一化可得用户2的估计值 $\tilde{s}_2 = \frac{\tilde{x}_1}{\sqrt{1-\alpha}}$, 将其

进行解调后得到比特对数似然比 (log likelihood ratio, LLR) 信息, 通过译码并经过软调制得到软调制符号 $\hat{s}_2$, 将得到的 $\hat{s}_2$ 进行干扰删除, 从而得到用户1的信号估计值:

$$\tilde{s}_1 = \frac{\tilde{x}_1 - \sqrt{1-\alpha} \hat{s}_2}{\sqrt{\alpha}} \quad (7)$$

(3) 用户2接收端

经过无线信道, 用户2的接收信号为:

$$y_2 = h_2 (\sqrt{\alpha} s_1 + \sqrt{1-\alpha} s_2) + n_2 \quad (8)$$

其中, h_2 为用户2的信道响应, $n_2 \sim \text{CN}(0,1)$ 是接入噪声。虽然用户2的接收信号中, 存在传输给用户1的信号干扰, 但这部分干扰功率低于用户2的有用信号功率, 不会对用户2带来明显的性能影响。因此, 可以直接将用户1的干扰当作噪声处理, 直接译码得到用户的有用信号。首先仿照式 (6) 利用LMMSE检测, 得到估计信号 $\tilde{x}_2$, 然后归一化得到用户2的估计值:

$$\tilde{s}_2 = \frac{\tilde{x}_2}{\sqrt{1-\alpha}} \quad (9)$$

上行 PD-NOMA 的收发信号处理与下行基本对称, 叠加的多用户信号在基站接收端通过干扰删除进行区分。其中, 对于先译码的用户信号, 需要将其共调度的用户信号当成干扰。

3.2 PDMA

PDMA^[2] 是一种发送端和接收端联合设计的 NOMA 技术, 发送端基于在多用户间引入合理不等分集度提升容量的原理, 通过设计多用户不等分集的 PDMA 图样矩阵, 实现时频域、功率域和空域等多维度的非正交信号叠加传输, 以获得更高多用户复用和分集增益; 在接收端可以采用 BP 或者 SIC 算法进行信号分离检测, 从而可以实现上、

下行非正交传输, 逼近多用户信道的容量边界。

在多个用户共享无线资源的情况下, 当接收端采用 SIC 算法进行多用户检测时, 各个用户处于不同的检测层 (检测顺序), 其等效分集度 ($N_{\text{dv}}(k) = N - K + k$, N 表示资源数, K 表示用户数, k 表示第 k 个用户) 存在差异。根据接收端的检测顺序, 最先检测的用户的等效接收分集度最低 (可靠性较差), 最后检测的用户的等效接收分集度最高, 由于差错传播的影响, 先检测的数据流出现差错会对后续的检测产生不利的影响。为了保证多用户在接收端检测后能够获得尽量一致的等效分集度, 提高先检测用户的等效分集度, PDMA 在发送端为多用户引入不一致的发送分集度。假设第 k 个检测用户的发送分集度为 $D_T(k)$, 则该用户 SIC 检测后的等效分集度为:

$$N_{\text{dv}}(k) = ND_T(k) - K + k \quad (10)$$

PDMA 通过设计各个用户的发送分集度 $D_T(k)$, 使得每个用户的等效分集度 $N_{\text{dv}}(k)$ 尽量相等, 实现发送和接收的联合优化设计, 降低差错传播的影响, 提高检测性能。PDMA 构造不等分集度的方式是通过把每个用户的待传输数据采用特定的编码图样映射到一组资源上, 其中 PDMA 编码图样定义了数据到资源的映射规则, 具体定义了数据映射到多少个资源, 映射到哪些资源, 资源的个数即决定了数据的发送分集度。以3个资源传输7个用户设备为例, 设计的 PDMA 编码图样矩阵如式 (11):

$$\mathbf{S}_{\text{PDMA}}^{[3,7]} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{3/2} & \sqrt{3/2} & 0 & \sqrt{3} & 0 & 0 \\ 1 & \sqrt{3/2} & 0 & \sqrt{3/2} & 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 1 & 0 & \sqrt{3/2} & \sqrt{3/2} & 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, 行表示资源数, 列表示用户数, 非零元素表示用户 k 映射到该资源。从 $\mathbf{S}_{\text{PDMA}}^{[3,7]}$ 可以看出, 不同用户具有不同的发送分集度, 其中, 用户 1 发送分集度最高为 3, 用户 2~4 的分集度为 2,

用户 5~7 具有最低发送分集度 1。根据式 (10)，用户 1 在 SIC 检测后等效分集度最高，在所有用户中初步检测最可靠，因此所设计的 PDMA 编码图样能够显著降低 SIC 检测中差错传播的影响，提升检测性能。

此外，进一步利用相邻物理资源之间的相关性，可以设计准正交性质的 PDMA 矩阵，以减轻多用户间干扰，进而提升多用户分离检测性能。仍以 3 个资源传输 7 个用户设备为例，所设计的 PDMA 编码图样矩阵为：

$$\mathbf{S}_{\text{OPDMA}}^{[3,7]} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{3/2} & \sqrt{3/2} & 0 & \sqrt{3} & 0 & 0 \\ 1 & -\sqrt{3/2} & 0 & \sqrt{3/2} & 0 & \sqrt{3} & 0 \\ 1 & 0 & -\sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} & 0 & 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (12)$$

从 $\mathbf{S}_{\text{OPDMA}}^{[3,7]}$ 可以看出，用户 1 与用户 2~4 正交，并且与用户 5~7 具有低相关性；用户 2~4 整体相关性高于用户 1；而用户 5~7 与所有用户具有最大的平均干扰水平。

另外，还可以将 PDMA 编码与调制相结合，构成 PDMA 码本并存储在收发两端，使得用户传输的比特数据通过 PDMA 联合编码调制后直接映射成 PDMA 码本中的码字。

和 OMA 相比，NOMA 采用资源复用可以容纳更多数据流从而提升系统整体吞吐率，但也增加了接收端检测复杂度。然而，对于 PDMA 来说，由于 PDMA 图样矩阵具有不等分集度特性，采用 SIC 算法能够高效进行多用户分离检测。此外，由于 PDMA 图样矩阵具有稀疏特性，可以利用 BP 算法以较低的复杂度实现近似 ML 的检测性能。BP 是一种基于因子图的迭代消息传递算法 (message passing algorithm, MPA)，图 2 给出了基于式 (12) 中 $\mathbf{S}_{\text{OPDMA}}^{[3,7]}$ 图样特征矩阵的因子图。其中 x_k 为变量节点 (variable node, VN)，对应用户； y_n 是功能节点 (function node, FN)，对应资源；VN 与 FN 相连的边表示用户 k 占用该资源 n 。

BP 通过在 VN 与 FN 之间迭代地传递消息，当达到预先设定的最大迭代次数后，获得最终输出给译码器的后验信息。

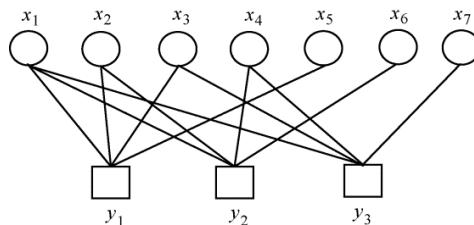


图 2 因子图

3.3 SCMA

SCMA^[6] 是一种广义的低密度扩频 (low density spreading, LDS) 技术，通过码域稀疏扩展和非正交叠加，将稀疏编码与多维星座调制相结合，实现在相同物理资源数下容纳更多的用户，使得在不影响用户体验的前提下，增加网络总体吞吐量。

SCMA 包含单个或多个数据层，用于实现多用户复用，单个用户的数据对应其中的一层或多层，每一个数据层有一个预定义的 SCMA 码本，并且同一 SCMA 码本中的码字具有相同的稀疏图样。在发送端，SCMA 通过一个编码器将发送的用户数据流直接映射得到稀疏的 SCMA 码字。比特到码字的映射过程如图 3 所示，共有 6 个数据层，每一数据层对应每一个码本。每个码本包含 4 个码字，码字长度为 4，每个码字包含两个非零元素和两个零元素。在映射时，根据比特对应的编号从码本中选择码字，不同数据层的码字直接叠加。比如对于用户 1 的编码数据 00，其选择用户 1 对应的码本 1 中第 1 个码字，对于用户 2 的编码数据 01，其选择其对应码本 2 中的码字 2，其他用户依次类推。

SCMA 的多用户码本设计是取得良好性能的一个关键。采用多维星座图设计可以获得编码和成形增益，基于此，SCMA 利用稀疏扩展模式设计和多维调制设计的联合优化，在整个

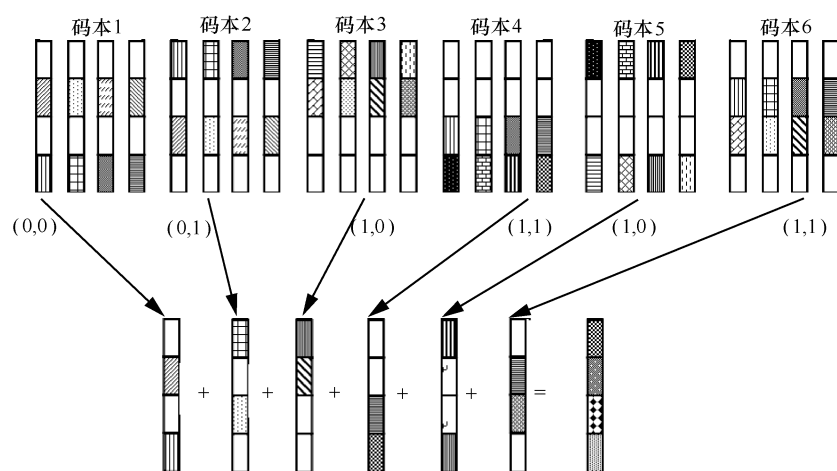


图3 SCMA 比特到码字的映射过程

多维星座点之间提供良好的距离特性（欧几里得和或积），以实现编码/成形增益最大化。图4展示了利用多维调制星座点降阶投影后的星座设计（4点星座3点投影）。编码的数据比特首先被映射成了从SCMA码本中选出的稀疏码字，然后对码字进行降阶投影后的星座设计，如图4所示，某稀疏码字的非零单元1中映射的01和10数据进行合并，非零单元2映射的00和11数据进行合并，虽然在一个单元中两个符号的非零元素相同，但是在另一单元中的非零元素不同，因此，两个符号依然可以进行区分。通过对码字的降阶投影设计，在接收端就可以减少判断的次数，由4的指数次方降到3的指数次方。

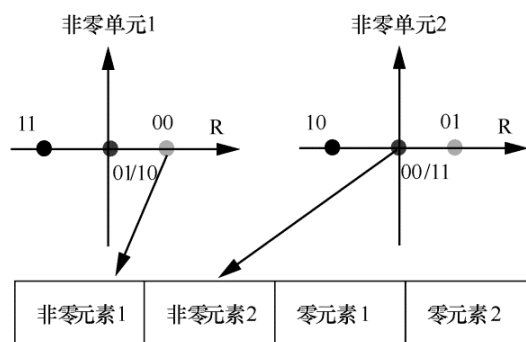


图4 采用降阶投影的SCMA码字设计

在接收端，由于SCMA码字具有稀疏特性，因此，可以利用BP算法进行多用户信号检测。

3.4 MUSA

MUSA是一种基于复数域多元码的上行非正交多址接入技术，其原理如图5所示。首先，各

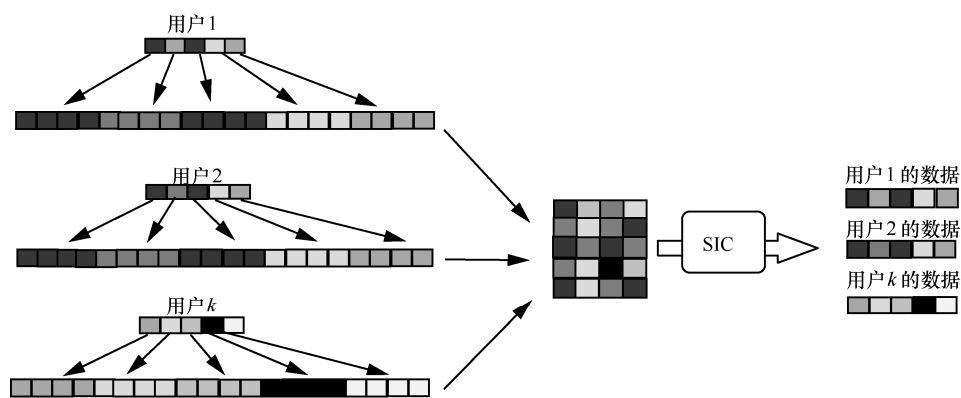


图5 MUSA 原理示意图

接入用户使用基于 SIC 接收机的、具有低互相关的复数域多元短码序列对其调制符号进行扩展；然后，各用户扩展后的符号可以在相同的时频资源里发送；最后，接收端使用线性处理加上码块级 SIC 来分离各用户的信息。

扩频码决定了用户间的干扰及系统性能，因此，扩频码的设计对 MUSA 系统来说至关重要。传统的 CDMA 技术使用的是长伪随机扩频序列，这种序列具有相对较低的序列相关性并可以达到较高的系统容量。但是，在支持海量通信使用 SIC 接收机时，共同使用长扩频码与 SIC 接收机会导致接收端的处理复杂度、时延、误码率等随着用户数目的增加而急剧上升。此外，长扩频码会产生较宽的时频扩展，这会降低传播效率、增大时延并产生更大的功耗。因此 MUSA 中使用低相关性的短扩频码，有助于降低复杂度、时延、误码率以及功耗。

MUSA 中使用的短随机复扩频码，其实部和虚部由一个多层次的均匀分布的实值集得到，比如 $\{-1, 1\}$ 或 $\{-1, 0, 1\}$ ，如图 6 所示。由于扩频码是短码，扩频灵活，在时域和频域均可扩频，并可支持符号级调制。

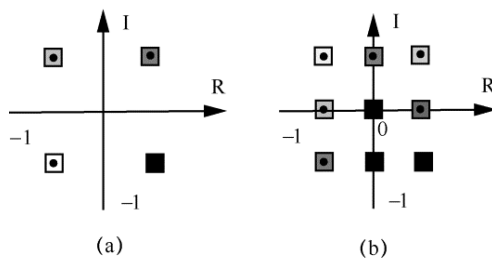


图 6 复扩频码的元素

在接收端，MUSA 采用基于 SIC 的接收机。在第一次检测之前，根据功率或 SNR 的大小对用户进行排序，然后对具有最大功率或者 SNR 的用户进行检测；接着，从总的接收信号中减去该干扰信号，并对其他用户再次进行估计、判决、重构以及干扰删除，直至检测出所有用户的数据。

4 基于期望值传播的低复杂度接收机

在前面提到接近 ML 检测性能的低复杂度接收机的实现是 NOMA 技术实用化的前提。对于基于稀疏扩频的 NOMA 方案，由于码本矩阵的稀疏性，基于 BP 的检测方法能够以相对较低的复杂度获得近似 ML 的检测性能，但是其复杂度与码本大小呈指数级关系，在码本矩阵维度较大的情况复杂度依旧很高。为了降低计算复杂度，基于期望值传播的检测算法被提出。

EP 算法通常被认为是把某个难以计算的复杂概率分布函数近似为一个易于计算的概率分布函数族（通常是高斯）的一种消息传递算法。其基本思想是用一个简单的分布集合中的分布 q 去近似另一个分布 p 。用数学公式可以表示为将分布 p 映射到分布集合 Φ 中。

$$\text{proj}_{\Phi}(p) \triangleq \arg \min_{q \in \Phi} D(p \| q) \quad (13)$$

其中， $D(p \| q) = \int_x q(x) \log \frac{q(x)}{p(x)} dx$ 表示 K-L 散度。

考虑利用高斯模型来对消息传递进行重构，即 Φ 表示一个高斯集合，在高斯模型重构下，可用均值和方差两个连续特征变量表示传递的消息，变量节点和功能节点之间传递的是连续高斯变量而不再是离散消息，从而使运算复杂度由指数级降低为线性级。

以图 2 所示的因子图为例，在 EP 检测算法中，VN 和 FN 之间传递均值和方差进行消息更新，称为一次迭代。定义 μ 为均值， v 为方差，即 $\mu_{x_k \rightarrow y_n}$ 和 $v_{x_k \rightarrow y_n}$ 分别代表从 VN 到 FN 的均值和方差， $\mu_{y_n \rightarrow x_k}$ 和 $v_{y_n \rightarrow x_k}$ 分别代表 FN 到 VN 的均值和方差， $\mu_{x_{k,n}}$ 和 $v_{x_{k,n}}$ 则分别表示第 k 个用户在第 n 个资源上的均值和方差；定义 $\text{Nc}(x, \hat{x}, \hat{\tau}) \triangleq \exp(-|x - \hat{x}|^2 / \hat{\tau})$ 为一个复高斯函数； l 表示第 l 次迭代。

EP 的迭代检测过程如算法 1 所示。

算法 1 基于 EP 的迭代检测

输入： 信道矩阵 H ，接收数据 y ，噪声方差



σ^2 , 最大迭代次数 L

初始化: $\mu_{x_k \rightarrow y_n}^{(0)} = 0$, $\nu_{x_k \rightarrow y_n}^{(0)} = 0$, $\mu_{y_n \rightarrow x_k}^{(0)} = 0$,

$\mu_{y_n \rightarrow x_k}^{(0)} = \infty$

计算步骤:

步骤 1 当 $l < L$ 时重复步骤 2~5;

步骤 2 符号概率: $p_{\text{ep}}^{(l)}(x_k = s_k) = \prod_N \text{Nc}(s_{k,n},$

$\mu_{y_n \rightarrow x_k}^{(l-1)}, \nu_{y_n \rightarrow x_k}^{(l-1)})$;

步骤 3 VN 的均值和方差: $\mu_{x_{k,n}}^{(l)} = E_{p_{\text{ep}}^{(l)}(x_k)}[s_{k,n}]$,

$\nu_{x_{k,n}}^{(l)} = E_{p_{\text{ep}}^{(l)}(x_k)}[|s_{k,n}|^2] - |\mu_{x_{k,n}}^{(l)}|^2$;

步骤 4 $\text{VN} \rightarrow \text{FN}$ 的均值和方差: $\mu_{x_k \rightarrow y_n}^{(l)} =$

$\nu_{x_k \rightarrow y_n}^{(l)} \left(\frac{\mu_{x_{k,n}}^{(l)}}{\nu_{x_{k,n}}^{(l)}} - \frac{\mu_{y_n \rightarrow x_k}^{(l-1)}}{\nu_{y_n \rightarrow x_k}^{(l-1)}} \right)$, $\nu_{x_k \rightarrow y_n}^{(l)} = \left(\frac{1}{\nu_{x_{k,n}}^{(l)}} - \frac{1}{\nu_{y_n \rightarrow x_k}^{(l-1)}} \right)^{-1}$;

步骤 5 $\text{FN} \rightarrow \text{VN}$ 的均值和方差: $\mu_{y_n \rightarrow x_k}^{(l)} = \frac{1}{h_{n,k}}$

$\left(y_n - \sum_{x_k \neq x_k} h_{n,k} \mu_{x_k \rightarrow y_n}^{(l)} \right)$, $\nu_{y_n \rightarrow x_k}^{(l)} = \frac{1}{|h_{n,k}|^2} \left(\sigma^2 + \sum_{x_k \neq x_k} |h_{n,k}|^2 \nu_{x_k \rightarrow y_n}^{(l)} \right)$.

输出: 符号后验概率 $p_{\text{ep}}^{(L)}$

在一次迭代检测中可分为 3 个部分。

(1) 变量节点处计算码字的后验概率及均值和方差, 如算法 1 中步骤 2~3。其中, $p_{\text{ep}}^{(l)}(x_k = s_k)$ 表示用户 k 码字为 s_k 的概率。如步骤 2 所示, 在计算用户 k 的码字概率时, 将该用户所占全部资源的信息进行整合进而得到后验概率。在得到码字概率后, 根据用户码本和码字概率计算可以得到用户的后验均值和方差, 如算法 1 中步骤 3。

(2) 变量节点向功能节点传递均值和方差, 如步骤 4。每个 VN 将其第 n 个资源上的均值 $\mu_{x_{k,n}}^{(l)}$ 和方 $\nu_{x_{k,n}}^{(l)}$ 以及与之相连的 FN 处传递过来的均值和方差进行整合, 并传递给 FN。

(3) 功能节点向变量节点传递均值和方差, 如步骤 5。每一个 FN 从与之相连的 VN 处获得先验信息 (即 VN 传递给 FN 的均值和方差),

并以信道模型和噪声作为信道的约束条件, 合并计算均值和方差并传递给与之相连的 VN。

当达到最大迭代次数 L 后, 输出后验概率 $p_{\text{ep}}^{(L)}$ 。

为了加强检测性能, 结合联合检测译码 (iterative detection and decoding, IDD) 思想, 可设计 EP-IDD 接收机。将 EP 检测器输出的概率信息输入译码器译码, 得到的译码信息作为先验外信息 ($p^{(\text{out})}(x_k = s_k)$, 用户 k 码字为 s_k 的外信息概率) 再返回检测器, 则在具有先验外信息的条件下, 步骤 2 计算符号概率为:

$$p_{\text{ep}}^{(l)}(x_k = s_k) = p^{(\text{out})}(x_k = s_k) \cdot \prod_N \text{Nc}(s_{k,n}, \mu_{y_n \rightarrow x_k}^{(l-1)}, \nu_{y_n \rightarrow x_k}^{(l-1)}) \quad (14)$$

检测器与译码器的信息传递称为一次外迭代, 当达到预先设定的最大外迭代次数时, 输出最终得到的符号后验概率。

5 仿真实验分析

NOMA 技术通过功率复用或特征码本设计, 允许不同用户占用相同的频谱、时间和空间等资源, 在理论上相对 OMA 技术可以取得明显的性能增益。在本部分, 通过仿真给出 NOMA 及 OMA 在加权和速率、信道容量和误码率方面的性能比较。

图 7 表示了基于 2 个用户的 PD-NOMA 在最优功率分配时相对 OMA 方式的加权和速率性能增益。链路仿真采用加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN), 近端用户与远端用户的信噪比差值分别为 3 dB、6 dB 和 9 dB。在 OMA 方式中, 两个用户各占一半资源; 在 PD-NOMA 中, 两用户通过式 (4) 获得最优功率分配, 然后在此条件下得到最优加权和速率。通过图 7 可知, 近端用户与远端用户的 SNR 差值越大, PD-NOMA 的性能增益越大, 而当远近用户

差值固定时,随着两用户的信噪比增大,PD-NOMA的性能增益也增大。在两用户SNR差值为9 dB,近端用户SNR=10 dB时,最优功率分配因子 $\alpha=0.2574$,此时PD-NOMA相对OMA的性能增益为24%。

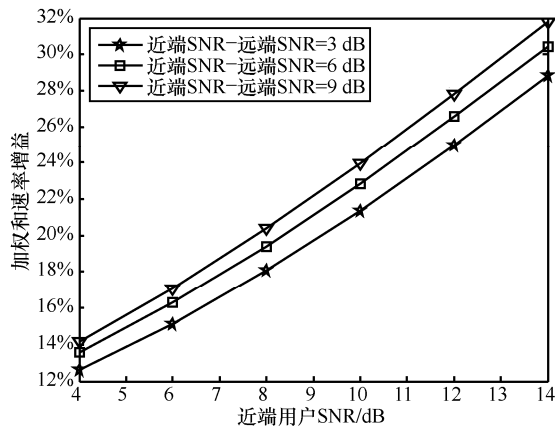


图7 基于2个用户的PD-NOMA较OMA的加权和速率增益

图8表示了基于PDMA和SCMA的NOMA方案与OMA之间的离散无记忆信道容量(discrete memoryless channel capacity, DMCC)性能比较。其中,PDMA采用 $\mathbf{S}_{\text{PDMA}}^{[4,6]}$ (6个用户复用4个资源)和 $\mathbf{S}_{\text{PDMA}}^{[2,3]}$ (3个用户复用2个资源)编码图样,SCMA采用 $\mathbf{S}_{\text{SCMA}}^{[4,6]}$ (6个用户复用4个资源)码本,过载率均为150%。从图8可以看出,NOMA较OMA显著地提升了信道容量,在SNR=25 dB时,信道容量提升了大约50%。

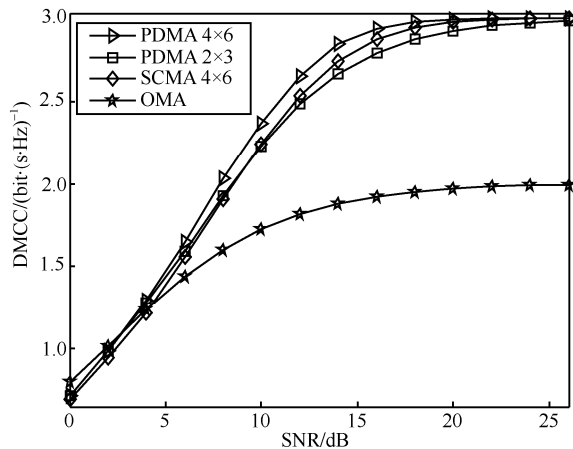


图8 不同NOMA方案与OMA的DMCC性能比较

图9比较了不同过载率下PDMA同OMA之间的误码率(block error rate, BLER)性能。其中,PDMA分别采用 $\mathbf{S}_{\text{PDMA}}^{[4,6]}$ 、 $\mathbf{S}_{\text{PDMA}}^{[3,5]}$ 和 $\mathbf{S}_{\text{PDMA}}^{[3,7]}$ 编码图样实现150%、167%和233%的过载率。假设链路为AWGN信道,采用Turbo编码,码率为1/2,调制方式为QPSK调制。此外,PDMA采用设计的EP-IDD接收机,其外迭代次数为3,内迭代次数为6次,OMA使用传统的SIC检测。通过图9可以看出,随着过载率的增大,PDMA的BLER性能会变差。当BLER= 10^{-2} 时,在150%、167%和233%的过载率下,PDMA较OMA的BLER性能增益分别约2 dB、0.8 dB和0.4 dB。因此,PD-NOMA在实现过载的同时具有优良的BLER性能。

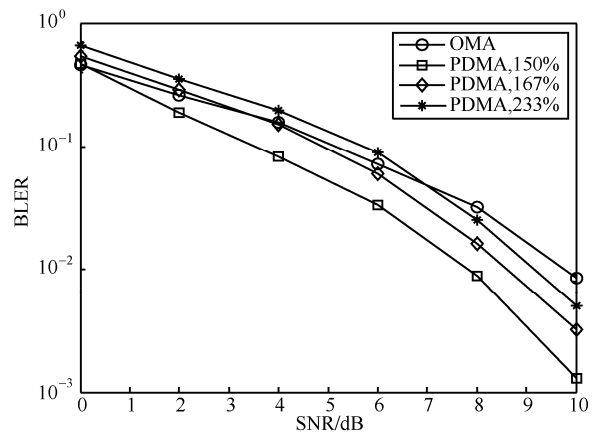


图9 不同过载率下PDMA及OMA的BLER性能比较

6 结束语

本文对非正交多址接入技术进行了研究。首先提出了基于复杂度受限的NOMA理论设计模型;接着对目前主流的4种NOMA方案进行了研究分析,给出了每种方案的设计原理和发送端及接收端信号处理流程;然后进一步设计了基于期望值传播的低复杂度接收机,将复杂度由指数级降低为线性级;最后,通过仿真比较了NOMA与OMA技术的性能。仿真结果表明,结合发送端和接收端方案设计,NOMA较OMA具有更好的误码率性能和更高的系统容量。



参考文献:

- [1] 毕奇, 梁林, 杨姗, 等. 面向 5G 的非正交多址接入技术[J]. 电信科学, 2015, 31(5): 14-21.
BI Q, LIANG L, YANG S, et al. Non-orthogonal multiple access technology for 5G systems[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(5): 14-21.
- [2] DAI X, ZHANG Z, BAI B, et al. Pattern division multiple access: a new multiple access technology for 5G[J]. IEEE Wireless Communications, 2018, 25(2): 54-60.
- [3] 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.
- [4] WANG P, XIAO J, LI P. Comparison of orthogonal and non-orthogonal approaches to future wireless cellular systems[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2006, 1(3): 4-11.
- [5] RAZAVI R, DIANATI M, IMRAN M A. Non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access[M]. Heidelberg: Springer International Publishing, 2017.
- [6] NIKOPOUR H, BALIGH H. Sparse code multiple access[C]// IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Sep 8-9, 2013, London, UK. Piscataway: IEEE Press, 2013.
- [7] YUAN Z, YU G, LI W, et al. Multi-user shared access for Internet of Things[C]// IEEE Vehicular Technology Conference, May 15-18, 2016, Nanjing, China. Piscataway: IEEE Press, 2016.
- [8] LI P, LIU L, WU K, et al. Interleave-division multiple-access[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(4): 938-947.
- [9] Qualcomm Incorporated. RSMA: RAN1 #85. May: R1-164688[R]. 2016.
- [10] WU S, KUANG L, NI Z, et al. Low-complexity iterative detection for large-scale multiuser MIMO-OFDM systems using approximate message passing[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 902-915.
- [11] KSCHISCHANG F R, FREY B J. Iterative decoding of compound codes by probability propagation in graphical models[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(2): 219-230.

[作者简介]



董园园 (1995-), 女, 北京科技大学计算机与通信工程学院博士生, 主要研究方向为大规模多入多出系统检测及非正交多址接入技术。



张钰婕 (1996-), 女, 北京科技大学计算机与通信工程学院硕士生, 主要研究方向为码本设计及非正交多址接入技术。



李华 (1995-), 男, 北京科技大学计算机与通信工程学院博士生, 主要研究方向为信道检测与估计。

王春雷 (1997-), 男, 北京科技大学计算机与通信工程学院在读, 主要研究方向为非正交多址接入技术。

刘晓菲 (1995-), 女, 北京科技大学计算机与通信工程学院在读, 主要研究方向为信道编译码算法及非正交多址接入技术。

戴晓明 (1973-), 男, 博士, 北京科技大学计算机与通信工程学院教授、博士生导师, 图样分割多址接入 (pattern division multiple access, PDMA) 技术提出者, IMT-2020 (5G) 新型多址接入技术组副组长。主要研究方向为 5G+/6G、大规模 MIMO 天线、非正交多址接入、ASIC 芯片设计等。