

# 联合时域-波束域非正交多址接入

张朝阳, 吴佳佳, 王珏, 周楚

(浙江大学信息与电子工程学院, 浙江 杭州 310027)

**摘要:** 为了提高系统容纳连接设备的能力, 提出了一种适用于毫米波大规模多输入多输出系统的联合时域-波束域非正交多址接入方案。该方案利用用户空间信道的相关性和差异性实现波束域接入, 利用稀疏扩频技术实现时域接入, 并以提高系统的通信可靠性为优化目标, 构造并求解了联合域稀疏接入矩阵设计的优化问题。最后, 基于联合域信道质量对接入矩阵进行重构, 并在消息传递算法中加入干扰消除操作, 降低译码复杂度的同时提高了通信可靠性。

**关键词:** 毫米波; 非正交多址接入; 波束域; 可靠性

**中图分类号:** TN92

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2021099

## Joint time and beam domain non-orthogonal multiple access

ZHANG Zhaoyang, WU Jiajia, WANG Jue, ZHOU Chu

College of Information Science and Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China

**Abstract:** In order to improve the system's ability to accommodate connected devices, a joint time and beam domain non-orthogonal multiple access (NOMA) scheme was proposed, which was suitable for millimeter wave massive multiple-input multiple-output (MIMO) systems. The correlation and difference of the users' channel were utilized to realize beam-domain NOMA, and sparse spreading technology was utilized to realize time-domain NOMA. With the optimization goal of improving the communication reliability of the system, optimization problem of the joint domain sparse access matrix design was constructed and solved. Finally, the access matrix was reconstructed based on the channel quality of the joint domain, and the interference cancellation operation was added to the message passing algorithm (MPA), which reduced the decoding complexity and improves the communication reliability.

**Keywords:** millimeter wave, NOMA, beam domain, reliability

### 1 引言

为了解决通信业务量增加和带宽受限的问题, 毫米波无线通信作为 5G 系统中一项有前途的技术, 近年来受到了广泛的关注<sup>[1-3]</sup>。毫米波不仅可以提供比传统微波通信更大的带宽, 其短波长特性还支持在基站 (BS, base station) 部署大规模多输入多输出 (Massive MIMO, massive multiple input mul-

tipole output)<sup>[4]</sup>系统。与传统的 MIMO 仅配置 4~8 根天线相比, Massive MIMO 系统中天线数量高达几十甚至上百根。远大于用户数量的基站侧天线数量使不同用户间信道趋于正交, 提高了用户传输的信噪比, 并且通过简单的信号处理方法 (如匹配滤波) 即可获得较好的通信性能<sup>[5]</sup>。作为 5G 的关键技术, Massive MIMO 系统具有如下优势。1) 更高的空间分集增益。Massive MIMO 可同时生成多

收稿日期: 2021-01-18; 修回日期: 2021-03-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61725104, No.U20A20158); 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2020YFB1807101, No.2018YFB1801104)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61725104, No.U20A20158), The National Key Research and Development Program of China (No.2020YFB1807101, No.2018YFB1801104)

个波束发送相同的数据，从而弥补多径衰落或者频率选择性衰落导致的系统通信可靠性下降问题。2) 更高的空间复用增益。Massive MIMO 系统支持在一个载频上通过多个波束传输多个数据流，从而提高系统的通信容量<sup>[6]</sup>。

Massive MIMO 系统获得以上增益离不开波束成形 (BF, beamforming) 技术<sup>[7]</sup>的应用。BF 技术通过在发射端对数据进行加权处理再发送，形成窄的发射波束并将能量对准目标用户，从而提高目标用户的解调信噪比，改善小区边缘用户吞吐量，弥补毫米波频段中严重的路径损耗<sup>[8]</sup>。仅通过少量射频 (RF, radio frequency) 链路来驱动大型天线阵列的混合波束成形 (HBF, hybrid beamforming) 架构，因其在硬件开销、能量效率和频谱效率间实现了更佳的折中，在毫米波 Massive MIMO 系统中被广泛使用<sup>[9-10]</sup>。

多址接入作为区分无线通信系统的关键技术，对于支持多用户通信至关重要。从第一代模拟移动通信到第四代移动互联网通信，均采用正交多址接入 (OMA, orthogonal multiple access) 的方式，即给不同用户分配时域、频域或空域等维度的正交资源，从而避免或减轻用户间干扰。但 OMA 的明显缺陷是所支持的用户数量受到可使用的正交资源数的限制，且正交性会因多普勒频移、时延等被破坏。基于上述 OMA 的局限，非正交多址接入 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 技术被提出。通过在发射端主动引入用户间干扰，NOMA 允许多用户信息在相同的资源中以非正交形式叠加传输，从而使系统可容纳连接设备数量不受正交资源数的限制，频谱效率也得以提升<sup>[11-13]</sup>。NOMA 方案总体上可以分为两大类：基于功率域的 NOMA 和基于码域的 NOMA。

毫米波 Massive MIMO 系统带来了丰富的波束域资源，可以缓解因时频资源紧张而无法当前通信需求的困境，但系统可服务的用户数量受限于射频链路 (RF link, radio frequency link) 的数量。NOMA 通过非正交资源分配的方式，可以支持更多用户通过有限资源同时接入系统，因此将 NOMA 应用于毫米波 Massive MIMO 系统成为当前的研究热点，并且已有诸多研究成果。例如，文献[14-15]提出了波束分割多址 (BDMA, beam division multiple access) 技术，将用户按空间位置进行分簇，一簇用户用一个波束进行服务，并在簇内做功率域 NOMA，接收端采用连续干扰消除 (SIC, successive

interference cancellation) 算法进行译码。该方案通过利用波束域资源做 NOMA，提高了系统的频谱效率，但存在以下问题。1) 一簇用户需要位于同一波束的覆盖范围内，否则会因太边缘用户自身信号太弱而波束间干扰信号太强，导致其服务质量极差。2) 每个用户仅接入一个波束，在提高导频利用率的同时降低了系统的通信性能。当有用户位于 2 个波束重叠区域时，仅将一个波束中的信号分量视为目标信号，而将另一个波束中的信号分量视为干扰信号的做法，不仅会降低该用户的通信质量，也增加了系统的干扰信号分量。3) 采用先在波束域分簇，后在功率域设计非正交接入方式的分步式设计方案，简化了设计流程，但没有充分挖掘联合功率域和波束域 2 个维度带来的增益。4) 接收端所采用的 SIC 译码算法虽然执行简单，但存在误差传播问题。文献[16]中提出了一种联合时域和角度域的稀疏码多址 (TASCMA, joint time and angle domain sparse code multiple access) 方案，该方案将波束成形和模式分割多址接入 (PDMA, pattern division multiple access) 相结合，以在大规模连接场景下提高系统的译码性能。但该方案也采用分步式设计的方式，即先在波束域根据用户空间分布对其进行分组，基于分组情况在组内给用户分配时域稀疏接入图样，因此也存在对联合域资源利用不充分的问题。文献[17]提出了一种基于波束成形和功率分配的多址接入方案。该方案首先以最小化任意 2 个用户间波束接入矢量内积的最大值为优化目标，进行波束资源分配设计；然后基于波束成形设计结果，以提高系统和速率为优化目标，进行功率分配设计。该方案采用了分步式设计方案，并且在 2 个域采用了 2 种不同的优化准则。

对于一组分布于相邻区域的用户，其信道具有一定的空间相关性，可加以利用从而实现有限波束服务更多用户的通信目标。同时，用户间信道具有差异性，在多接入场景下，利用用户信道在多个波束中的差异性可实现接收端分离多用户信号。但在用户随机分布的情况下，会不可避免地出现 2 个甚至更多用户的信道相关性太高而差异性太低的情况，导致接收端无法进行用户分离，时域资源的引入则可以解决这一问题。

受上述问题和现象的启发，本文进一步研究如何将波束域资源和 NOMA 技术有效结合，提出了一种联合时域-波束域非正交多址接入方案，以提

高系统可容纳连接设备的能力。

本文方案的设计目标是在支持高过载率的同时确保系统的译码性能。系统设计包括 2 个方面：联合域稀疏接入矩阵设计和信号检测算法优化。其中，联合域稀疏接入矩阵设计包括用户侧的时域稀疏扩频矩阵设计和基站侧的波束成形矩阵设计，时域稀疏扩频和接收波束成形分别实现了用户信号到时域和波束域资源上的稀疏映射。本文方案打破了已有联合域多址接入工作中采用多域分离式或分步式设计的传统，以提高系统的通信可靠性为优化目标，直接在联合域上进行稀疏接入矩阵的设计，从而充分利用联合多域带来的资源。由于用户信息在联合域上呈稀疏性，可使用消息传递算法 (MPA, message passing algorithm) 实现高效可靠的译码。文献[18-20]均将 MPA 用于码域 NOMA 的多用户信号检测，但本文方案中波束域的引入带来了波束间干扰，导致将 MPA 直接用于多用户信号检测会使系统的译码性能下降。基于此情况，本文提出了一种改进的 MPA，通过重构联合域稀疏接入矩阵降低译码算法复杂度，同时在译码算法的迭代过程中加入干扰消除操作，进而提高译码性能。

本文用到的数学符号如下：小写白体字母、小写黑体字母和大写黑体字母分别表示标量、向量和矩阵； $(\cdot)^T$  和  $(\cdot)^H$  分别表示转置和共轭转置； $\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$  表示均值为  $\mu$ 、方差为  $\sigma^2$  的循环对称高斯分布。

## 2 系统模型

考虑典型的单小区上行毫米波大规模 MIMO 通信系统，系统模型如图 1 所示。基站侧部署了由  $N_r$  根天线构成的大规模天线阵列和  $B$  个射频链路 ( $N_r \gg B$ )，在  $T$  个时域资源中同时服务  $J$  个单天线用户，系统过载率  $\lambda = \frac{J}{BT}$ 。图 1 中， $U_j$  表示第  $j(j=1,2,3,\dots,J)$  个用户， $\text{Beam}_b$  表示第  $b(b=1,2,3,\dots,B)$  个射频链路对应的波束。

基站侧第  $t$  个时刻天线处收到的信号  $\mathbf{y}_t \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  为

$$\mathbf{y}_t = \sum_{j=1}^J \mathbf{h}_{t,j} x_{t,j} + \mathbf{z}_t \quad (1)$$

其中， $\mathbf{z}_t \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  表示功率谱密度为  $\sigma^2$  的加性白高斯噪声， $x_{t,j}$  表示第  $j$  个用户  $U_j$  在第  $t$  个时刻的发送符号， $\mathbf{h}_{t,j} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  表示  $U_j$  和基站之间的信道矢量，表达式为

$$\mathbf{h}_{t,j} = \beta_{t,j}^0 \boldsymbol{\alpha}(\theta_{t,j}^0) + \sum_{l=1}^L \beta_{t,j}^l \boldsymbol{\alpha}(\theta_{t,j}^l), j=1,2,\dots,J \quad (2)$$

其中， $\beta_{t,j}^0 \boldsymbol{\alpha}(\theta_{t,j}^0)$  为信道的视距 (LoS, line of sight) 分量， $\beta_{t,j}^l \boldsymbol{\alpha}(\theta_{t,j}^l)$  ( $1 \leq l \leq L$ ) 为信道的非视距 (NLoS, non line of sight) 分量， $L$  为非视距分量的数量， $\beta_{t,j}^l$ 、 $\theta_{t,j}^l$  和  $\boldsymbol{\alpha}(\theta_{t,j}^l)$  分别为路径复增益、路径物理到达角 (AoA, angle of arrival) 以及相应的阵列响应矢量 (ARV, array response vector)，ARV 的表达式为

$$\boldsymbol{\alpha}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} [e^{jkd \cos(\theta)_n}]^T, n \in \{1,2,\dots,N_r\} \quad (3)$$

其中， $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ， $\lambda$  为载波波长； $d$  为相邻天线阵列元素间距离，此处  $d$  取半波长。

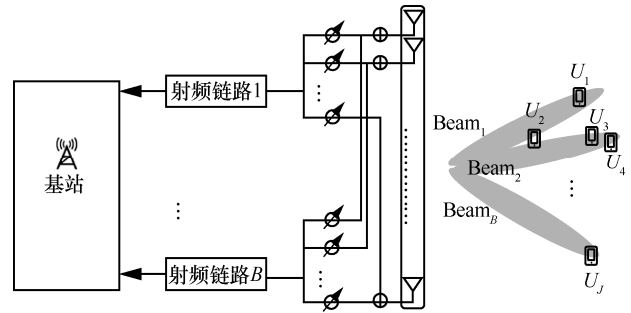


图 1 系统模型

## 3 传输方案及检测算法设计

系统传输框架如图 2 所示。在发射端， $U_j$  的信息比特流  $\mathbf{b}_j$  先经过信道编码得到码字  $\mathbf{c}_j$ ，本文采用 5G 标准中所使用的 LDPC (low density parity check) 码作为数据信道编码方案。 $\mathbf{c}_j$  经二进制相移键控 (BPSK, binary phase-shift keying) 调制得到发送符号  $s_j$  ( $E\{\|s_j\|^2\} = 1$ )，再根据  $U_j$  的时域扩频序列  $\mathbf{f}_j^t \in \{0,1\}^{T \times 1}$  将调制符号  $s_j$  在  $T$  个时域资源中进行稀疏扩频，扩频后发送符号序列为

$$\mathbf{x}_j = \mathbf{f}_j^t s_j \in \mathbb{C}^{T \times 1} \quad (4)$$

扩频过程实现了时域的稀疏接入图样映射。当  $\mathbf{f}_j^t$  中第  $t$  个元素  $f_{t,j}^t = 1$  时，表示  $U_j$  在第  $t$  个时域资源中传输信息；否则表示第  $t$  个时域资源中不包含  $U_j$  的信息。

在接收端，基站通过基于码本的接收波束成形技术处理接收多用户信号 ( $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{N_r \times T}$ )，得到波束域接收信号 ( $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{T \times B}$ )，实现波束域的稀疏接入图

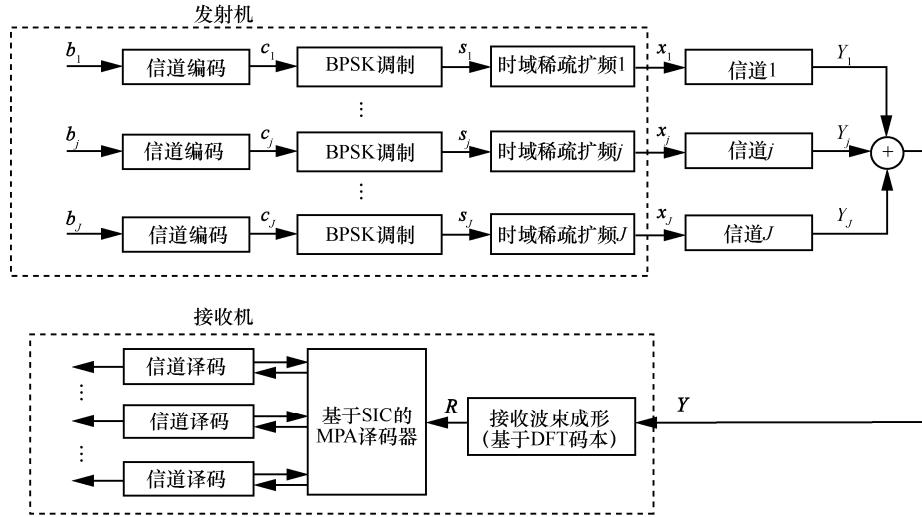


图 2 系统传输框架

样映射。当基站侧配置了均匀线性天线阵列，且用户在小区中服从均匀分布时，基于离散傅里叶变换 (DFT, discrete Fourier transform) 的波束成形码本与最佳波束成形码本中的码字分布大致匹配<sup>[21]</sup>，因此，接收端采用基于 DFT 的码本，则码本中的第  $k$  个码字可表示为

$$CB(:, k) = \frac{1}{\sqrt{N_r}} \left[ e^{\frac{j2\pi(k-1)(n-1)}{K}} \right], n \in \{1, 2, \dots, N_r\}, k \in \mathcal{K} \quad (5)$$

其中， $\mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}$  是码字索引集合，码本中全部可选码字数量为  $|\mathcal{K}| = K$ ，此处  $K = N_r$ 。因此，基站侧的波束成形矩阵设计过程相当于在整个 DFT 码本中选择  $T$  个时域资源所采用的码字组合。直接在整个码字空间中搜索最优码字组合的计算复杂度为  $O\left(\binom{N_r}{B}\right)$ ，当基站侧配有大规模天线阵

列且  $B$  和  $T$  值较大时，这种遍历的搜索算法复杂度过高。而且在一次传输中并非所有方向的波束都能接收到用户信号，即  $N_r$  个方向的波束被选择的概率是不同的，取决于参与本次通信的用户分布情况。因此，本文在 3.1 节中介绍了基于每次传输中用户空间位置的备选波束集合构造算法，减小码字搜索空间，从而降低接收波束成形设计算法的复杂度。

基于确定的波束搜索空间，波束选择矩阵可表示为  $\mathbf{F}^b \in \{0, 1\}^{T \times \bar{B}}$ ， $\bar{B}$  为备选波束集合  $\bar{\mathcal{K}}$  中的码字数量。当  $\mathbf{F}^b$  的第  $t$  行、第  $b$  列元素  $f_{t,b}^b = 1$  时，表示在第  $t$  个时域资源采用  $\bar{\mathcal{K}}$  中的第  $b$  个码字形成波束

来接收用户信号；否则表示在第  $t$  个时域资源未生成第  $b$  个码字对应的波束。

经接收波束成形后，第  $t$  个时域资源的第  $b$  个射频链路（即第  $(t, b)$  个空时资源单元  $RE_{t,b}$ ）上收到的信号可表示为

$$r_{t,b} = \mathbf{w}_{t,b}^H \mathbf{y}_t = \mathbf{w}_{t,b}^H \sum_{j=1}^J \mathbf{h}_{t,j} x_{t,j} + \mathbf{w}_{t,b}^H \mathbf{z}_t = \sum_{j=1}^J h_{t,b,j}^b f_{t,j}^t s_j + z_{t,b}^b \quad (6)$$

其中， $\mathbf{w}_{t,b} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  表示基站在  $RE_{t,b}$  中使用的接收波束成形矢量，若采用的是码本中第  $k$  个码字，则  $\mathbf{w}_{t,b} = CB(:, k)$ ； $h_{t,b,j}^b$  表示  $U_j$  在  $RE_{t,b}$  中使用的波束域信道； $z_{t,b}^b$  为  $RE_{t,b}$  中的波束域噪声；功率谱密度为  $\sigma_b^2$ 。

考虑时域稀疏扩频矩阵和波束选择矩阵的影响，等效联合域信道  $\mathbf{H}^J \in \mathbb{C}^{T\bar{B} \times J}$  可表示为

$$h_{(t-1)\bar{B}+b,j}^J = f_{t,b}^b f_{t,j}^t h_{t,b,j}^b = f_{t,b,j}^J h_{t,b,j}^b \quad (7)$$

$\mathbf{F}^J = [\mathbf{F}_1^J; \mathbf{F}_2^J; \dots; \mathbf{F}_J^J] \in \{0, 1\}^{T \times \bar{B} \times J}$  表示三维联合域稀疏接入矩阵，第一维度表示时域资源，第二维度表示波束域资源，第三维度表示用户。其中， $f_{t,b,j}^J = f_{t,b}^b f_{t,j}^t$ ， $f_{t,b,j}^J = 1$  表示第  $t$  个时域资源的第  $b$  个备选波束中收到  $U_j$  的信号，否则表示未收到  $U_j$  的信号。为了后文表达及理解的方便，将三维矩阵  $\mathbf{F}^J$  转化为二维矩阵  $\mathbf{F}^E \in \{0, 1\}^{T\bar{B} \times J}$ ，其中  $f_{(t-1)\bar{B}+b,j}^E = f_{t,b,j}^J$ ，并且将全为 0 的行（即未使用的备选波束）省略，则  $\mathbf{F}^E$  可简化为  $T\bar{B} \times J$  的二维矩

阵, 其中行表示联合域资源, 列表示用户。对应联合域信道为  $\mathbf{H}^E \in \mathbb{C}^{TB \times J}$ , 联合域接收信号可表示为

$$\mathbf{r} = \sum_{j=1}^J \mathbf{h}_j^E s_j + \mathbf{z}^b = \mathbf{H}^E \mathbf{s} + \mathbf{z}^b \quad (8)$$

由于用户信号在联合域上具有稀疏特性, 故采用 MPA 进行多用户信号检测。

### 3.1 传输机制设计

根据上述分析可知, 联合域接入矩阵的设计可分为发送端时域稀疏扩频序列的分配以及接收端波束成形码字的选择。具体的实现过程可分为以下两步: 1) 根据用户空间分布构造备选波束集合, 以降低波束成形设计算法复杂度; 2) 通过构造并求解优化问题, 联合设计时域稀疏扩频矩阵及波束选择矩阵。

基站侧部署的大规模天线阵列可支持形成方向性强、能量集中的窄波束, 因此在一次传输中只有少量可覆盖用户的波束才有可能收到用户的信号。本文利用大规模 MIMO 的这一特性, 将接收端波束搜索空间由整个的 DFT 码本缩小到每次传输可能接收到信号的码字组, 构成备选波束索引集合, 从而降低接收端波束选择算法的复杂度。具体备选波束集合构造算法如算法 1 所示。首先, 初始化系统备选波束集合  $\bar{\mathcal{K}}$  为空集; 然后, 根据  $U_j$  的空间位置分布确定其备选波束集合  $\bar{\mathcal{K}}_j$ 。其中,  $\tau$  为设定的阈值, 当用第  $k$  个码字形成的波束接收  $U_j$  的发送信号时, 若波束域信道增益达到阈值, 则将码字索引  $k$  加入  $U_j$  的备选波束集合  $\bar{\mathcal{K}}_j$  中; 否则跳过。最终完整的备选波束集合  $\bar{\mathcal{K}}$  为同时接入系统用户的备选波束集合  $\bar{\mathcal{K}}_j$  的并集。

#### 算法 1 备选波束集合构造算法

初始化 备选波束集合为空集:  $\bar{\mathcal{K}} = \emptyset$

1) for  $j=1:J$  do

2) 求  $U_j$  的备选波束集合为

$$\bar{\mathcal{K}}_j = \left\{ k \mid |h_{k,j}^b| > \tau \max_{k \in \mathcal{K}} |h_{k,j}^b| \right\}$$

3) end for

4) 确定系统备选波束集合  $\bar{\mathcal{K}} = \bigcup_j \bar{\mathcal{K}}_j$

该算法将波束搜索空间从  $N_t$  缩小到  $|\bar{\mathcal{K}}|$ , 可有效降低后续联合域稀疏接入矩阵设计的复杂度。

接入矩阵的设计以提高系统的通信可靠性为优化目标, 联合设计时域稀疏扩频矩阵  $\mathbf{F}^t$  和波束选择矩阵  $\mathbf{F}^b$ , 进而得到联合域稀疏接入矩阵  $\mathbf{F}^j$ 。该接入机制的设计要求为在支持高过载率情况下, 实现用户信号全覆盖及可分离。全覆盖表示基站侧配置的射频链路所产生的波束可以覆盖系统中全部有接入请求的用户, 可分离表示可以成功分离并正确检测出所有用户的信号。

首先, 定义 2 个用户  $U_i$  和  $U_j$  间信道相关度  $\Xi_{i,j}$  和差异度  $\Delta_{i,j}$  分别为

$$\Xi_{i,j} = \frac{\|\mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_j\|_2}{\|\mathbf{h}_i\|_2 \|\mathbf{h}_j\|_2} \quad (9)$$

$$\Delta_{i,j} = \|\mathbf{h}_i - \mathbf{h}_j\|_2 \quad (10)$$

其中,  $\Xi_{i,j} \in [0,1]$  表示  $U_i$  和  $U_j$  的空域信道相关度,  $\Xi_{i,j}$  越大表明  $U_i$  和  $U_j$  间信道相关性越强, 可以用同一方向的波束接收 2 个用户信息;  $\Xi_{i,j}$  越小表示  $U_i$  和  $U_j$  的信道相关性越弱, 需要 2 个不同方向的波束来分别接收 2 个用户的信息。 $\Delta_{i,j}$  越大表示  $U_i$  和  $U_j$  的信道差异性越大。 $\Xi_{i,j}$  越小,  $\Delta_{i,j}$  必然越大; 但  $\Xi_{i,j}$  越大,  $\Delta_{i,j}$  不一定越小, 因为  $\Delta_{i,j}$  中还包含了功率域的信道差异。

接下来以图 1 为例, 说明系统的全覆盖和可分离要求。对于全覆盖的要求, 分为具有信道相关性的用户组和独立用户 2 种情况。

1) 具有信道相关性的用户组:  $U_1$  和  $U_2$  的信道具有一定的相关性, 可以用  $B_1$  进行覆盖, 实现共享波束接入, 提高系统容量及可同时容纳用户量。

2) 独立用户:  $U_j$  的信号仅存在  $B_b$  的覆盖范围内, 因此为了接收信号中能包含  $U_j$  的信号, 需要在  $U_j$  发送信号时用  $B_b$  去接收。

对于可分离的要求, 分为波束域和时域 2 种情况。

1) 波束域:  $U_1$  和  $U_3$  的信号分别位于  $B_1$  和  $B_2$  这 2 个波束的覆盖范围内, 信道相关性弱, 差异性大。因此 2 个用户可分别通过  $B_1$  和  $B_2$  进行接入, 即使采用相同的时域扩频序列, 也可以利用波束域信道差异进行信号分离。

2) 时域:  $U_3$  和  $U_4$  的波束域信道相关性极强, 并且信道差异性小, 因此需要借助时域稀疏扩频序列来区分 2 个用户。

在多址接入系统中，过载率的提高以引入用户间干扰为代价，而系统的通信可靠性主要取决于引入的多址接入干扰以及各用户的信道质量。定义  $\rho_j = \|\mathbf{h}_j^j\|_2^2$  为  $U_j$  的联合域信道质量， $\rho_{i,j} = \|\mathbf{h}_j^i - \mathbf{h}_i^j\|_2^2$  为  $U_i$  和  $U_j$  的联合域信道差异。 $\rho_j$  越大表示  $U_j$  信道质量越好，其抗噪声和干扰能力也就越强，因此可通过最大化系统中最弱的用户信道质量来优化最差链路的通信情况。 $\rho_{i,j}$  反映了  $U_i$  和  $U_j$  的信道差异情况， $\rho_{i,j} = 0$  时表示 2 个用户使用相同的联合域（时域-波束域）资源，并且 2 个用户的信道质量相同，用户间干扰极强，接收端难以进行用户信号分离； $\rho_{i,j} \neq 0$  时表示 2 个用户共享部分/全部联合域资源，接收端可利用联合域上用户不同的稀疏接入模式以及功率域上的信道质量差异进行用户信号分离。 $\rho_{i,j}$  值越大表示 2 个用户的信道差异越大，接收端越容易利用该差异区分 2 个用户信号，因此可以通过最大化系统中任意 2 个用户的等效信道差的最小值来提高系统区分干扰用户的能力。根据以上分析，系统的优化问题可以表示为 P1。

$$\text{P1: } \max_{\mathbf{F}^b, \mathbf{F}^t} \min_{\substack{1 \leq i, j \leq J \\ i \neq j}} \left\{ \|\mathbf{h}_j^i - \mathbf{h}_i^j\|_2^2, \|\mathbf{h}_j^j\|_2^2 \right\} \quad (11)$$

$$\text{s.t. C1: } \sum_{b=1}^{\bar{B}} f_{t,b}^b = B, \forall t \quad (12)$$

$$\text{C2: } \sum_{t=1}^T \sum_{j=1}^J f_{t,j}^t \leq \bar{T} \quad (13)$$

$$\text{C3: } f_{t,b}^b \in \{0, 1\}, \forall t, \forall b \quad (14)$$

$$\text{C4: } f_{t,j}^t \in \{0, 1\}, \forall t, \forall j \quad (15)$$

优化目标中的第一项为用户间信道差异，也就是接入要求中所强调的可分离性；第二项为多用户自身信道质量，也就是接入要求中所强调的全覆盖性，因此该优化目标与多址接入方案的设计要求相吻合。约束条件 C1 表示基站侧 RF 链路数的限制；约束条件 C2 表示时域接入稀疏度的限制，即  $\mathbf{F}^t$  中 1 的个数；约束条件 C3 和 C4 是波束选择矩阵以及时域扩频矩阵中元素的 0-1 整数约束。

从式(11)可以发现，优化目标为非线性函数，并且约束条件 C3 和 C4 表明 2 个变量均受 0-1 整数限制，故该优化问题为非线性 0-1 整数规划问题。加之变量  $\mathbf{F}^t$  和  $\mathbf{F}^b$  相互耦合，因此该优化问题难以

直接求解。文献[22]中提出了用拉格朗日松弛启发式求解 0-1 整数规划问题，先将 0-1 整数限制进行松弛，然后在目标函数中加入惩罚项，从而对非整数解进行惩罚。因此优化问题 P1 可表示为 P2。

$$\text{P2: } \max_{\mathbf{F}^b, \mathbf{F}^t} \min_{\substack{1 \leq i, j \leq J \\ i \neq j}} \left\{ \|\mathbf{h}_j^i - \mathbf{h}_i^j\|_2^2, \|\mathbf{h}_j^j\|_2^2 \right\} + \gamma(\mathbf{F}^t) + \gamma(\mathbf{F}^b) \quad (16)$$

$$\text{s.t. C1, C2} \quad (17)$$

$$\text{C5: } 0 \leq f_{t,b}^b \leq 1, \forall t, \forall b \quad (18)$$

$$\text{C6: } 0 \leq f_{t,j}^t \leq 1, \forall t, \forall j \quad (19)$$

其中， $\gamma(\mathbf{F}^t) = \lambda_t \sum_{t=1}^T \sum_{j=1}^J \left\{ (f_{t,j}^t)^2 - f_{t,j}^t \right\}$  和  $\gamma(\mathbf{F}^b) = \lambda_b \sum_{t=1}^T \sum_{j=1}^J \left\{ (f_{t,b}^b)^2 - f_{t,b}^b \right\}$  为惩罚项。当且仅当  $\mathbf{F}^t$  中元素全满足约束条件 C3 时，惩罚项  $\gamma(\mathbf{F}^t)$  为 0，否则  $\gamma(\mathbf{F}^t) < 0$ ； $\mathbf{F}^b$  同理。

最后，通过分块迭代求解  $\mathbf{F}^t$  和  $\mathbf{F}^b$  以实现解耦，即迭代求解子优化问题 P3-1 和 P3-2。

$$\text{P3-1: } \max_{\mathbf{F}^b} \min_{\substack{1 \leq i, j \leq J \\ i \neq j}} \left\{ \|\mathbf{h}_j^i - \mathbf{h}_i^j\|_2^2, \|\mathbf{h}_j^j\|_2^2 \right\} + \gamma(\mathbf{F}^b) \quad (20)$$

$$\text{s.t. C1, C5} \quad (21)$$

$$\text{P3-2: } \max_{\mathbf{F}^t} \min_{\substack{1 \leq i, j \leq J \\ i \neq j}} \left\{ \|\mathbf{h}_j^i - \mathbf{h}_i^j\|_2^2, \|\mathbf{h}_j^j\|_2^2 \right\} + \gamma(\mathbf{F}^t) \quad (22)$$

$$\text{s.t. C2, C6} \quad (23)$$

当求解 P3-1 时，固定  $\mathbf{F}^t$  为上一轮迭代的结果；当求解 P3-2 时，固定  $\mathbf{F}^b$  为上一轮迭代的结果。2 个子优化问题均为最大化一组非线性函数的最小值的问题，该问题可视多目标优化问题，可采用目标规划法进行求解<sup>[23]</sup>，此处借助 MATLAB 优化工具箱中的 `fminimax` 函数求解 2 个子优化问题。

确定  $\mathbf{F}^t$ ，即求得系统中所有用户的时域扩频序列；确定  $\mathbf{F}^b$ ，即确定了基站在  $T$  个时域资源中采用的波束成形码字组合。

### 3.2 信号检测算法优化

在非正交多址接入中，有 2 类常用的检测算法：SIC 算法和消息传递算法。SIC 算法一般用于功率域 NOMA 且具有误差传播的问题，由于所提联合域多址接入方案的接入矩阵具有稀疏性，适合使用 MPA 进行高效可靠的译码。

经稀疏接入矩阵设计后得到的联合域信道质

量如图 3 所示。从图 3 中可以看出,并非所有联合域信道均为可传输有用信息的中、强质量信道,也有部分信道质量过差,导致接收端收到的来自该信道的信号分量极弱。直接根据  $f_{t,b,j}^j = f_{t,j}^i \times f_{t,b}^b$ ,再转化为二维矩阵  $\mathbf{F}^E$  的方式求得的联合域稀疏接入矩阵,将弱信道对应位置的元素也置为 1,即弱信道传输的信号被视作目标信号。这种做法增加了对应联合域因子图中连接线的条数,而 MPA 迭代检测时概率信息是沿因子图中的连接线进行传递的,译码复杂度与因子图中连接线的数量呈指数关系。因此,为了降低译码复杂度,对联合域稀疏接入矩阵  $\mathbf{F}^E$  进行重构,通过将弱信道对应位置的元素置为 0,使接入矩阵更加稀疏,因子图中的连接线减少,所需传递的信息量减少,在降低译码复杂度的同时能加快 MPA 的收敛速度。算法 2 给出了联合域稀疏接入矩阵重构算法的流程,首先将重构后的稀疏接入矩阵  $\mathbf{F}$  初始化为由  $\mathbf{F}^i$  和  $\mathbf{F}^b$  求得的原始联合域接入矩阵  $\mathbf{F}^E$ ,然后根据设定的阈值  $\delta$  判断联合域的信道为弱信道还是中、强信道。若联合域信道  $h_{(t-1)B+b,j}^E$  为弱信道,且原接入矩阵中  $f_{(t-1)B+b,j}^E$  为 1,则将  $\mathbf{F}$  中该位置的元素  $f_{(t-1)B+b,j}$  置 0;否则保持不变。

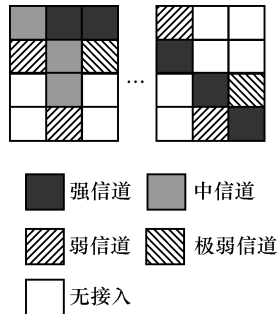


图 3 联合域信道质量示意

**算法 2** 联合域稀疏接入矩阵重构算法

初始化  $\mathbf{F} = \mathbf{F}^E$

1) 根据  $|h_{(t-1)B+b,j}^E|$  和设定的阈值  $\delta$  更新联合域

稀疏接入矩阵  $\mathbf{F}$

2) for  $t=1:T$  do

3) for  $b=1:B$  do

4) for  $j=1:J$  do

5) if  $f_{(t-1)B+b,j}^E == 1 \ \&\& \ |h_{(t-1)B+b,j}^E| < \delta \max_{t,b,j} |h_{(t-1)B+b,j}^E|$

then

6)  $f_{(t-1)B+b,j} = 0$

7) end if

8) end for

9) end for

10) end for

基于联合域信道  $\mathbf{H}^E$  和重构后联合域稀疏接入矩阵  $\mathbf{F}$ , 式(8)中的联合域接收信号可表示为

$$\mathbf{r} = \underbrace{\{\mathbf{H}^E \odot \mathbf{F}\}}_{\text{目标信号}} \mathbf{s} + \underbrace{\{\mathbf{H}^E \odot (\mathbf{I}_{TB \times J} - \mathbf{F})\}}_{\text{干扰信号}} \mathbf{s} + \underbrace{\mathbf{z}^b}_{\text{噪声}} \quad (24)$$

用  $\mathcal{U}(t,b) = \{j | f_{(t-1)B+b,j} = 1\}$  表示接入  $\text{RE}_{t,b}$  的用户集合,  $\mathcal{E}(j) = \{(t,b) | f_{(t-1)B+b,j} = 1\}$  表示  $U_j$  接入的联合域资源集合, 则  $\text{RE}_{t,b}$  上的接收信号可表示为

$$r_{t,b} = \underbrace{\sum_{j \in \mathcal{U}(t,b)} h_{(t-1)B+b,j}^E s_j}_{\text{目标信号}} + \underbrace{\sum_{i \notin \mathcal{U}(t,b)} h_{(t-1)B+b,i}^E s_i}_{\text{干扰信号}} + \underbrace{z_{t,b}^b}_{\text{噪声}} \quad (25)$$

以  $T=2, B=2, \bar{B}=4$  为例进行说明, 原始时域和波束域因子图及重构后联合域因子图如图 4 所示。其中, 方块表示函数节点 (FN, function node), 即资源节点; 圆圈表示变量节点 (VN, variable node), 即用户节点。图 4(a) 中有 3 种类型的节点: 白色方块表示备选波束域资源节点, 灰色方块表示时域资源节点, 圆圈表示用户节点。图 4(a) 的左半部分表示备选波束覆盖用户的情况, 图 4(a) 的右半部分表示用户接入时域资源的情况。而图 4(b) 中有 2 种类型的节点: 方块表示联合域资源节点, 圆圈表示用户节点, 连接线表示联合域上用户接入资源的情况。图 4(a) 中有 4 个波束资源节点, 而图 4(b) 中也仅有 4 个联合域资源节点。这是因为在每个时域资源中, 没有被采用的波束域资源在图 4(b) 中没有出现, 因此联合域空时资源单元数目为  $TB=4$ 。

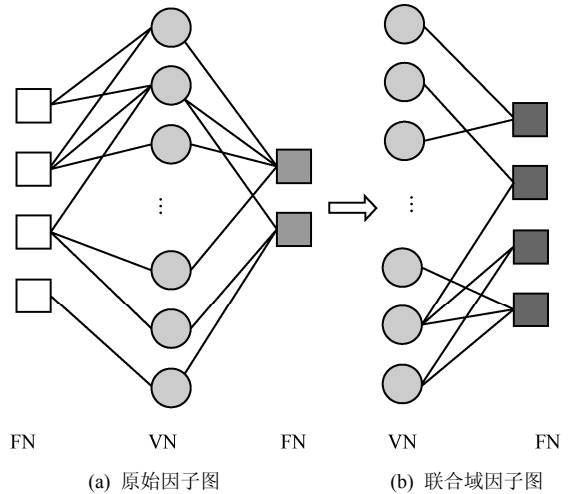


图 4 因子图示例

图 4 因子图示例

由式(24)和式(25)可知，经过稀疏接入矩阵重构后， $f_{(t-1)B+b,j} = 0$  并不意味着在  $r_{t,b}$  中不存在  $U_j$  的信号，只能说明  $U_j$  的信号很弱。因此，将  $\mathbf{F}$  中弱信道对应位置元素置 0 的操作在降低了 MPA 译码复杂度的同时，也使系统的信干噪比下降，检测性能受损。

基于此情况，本文提出了基于 SIC 的 MPA 检测算法。通过在 MPA 的迭代过程中加入干扰消除操作，消除  $f_{(t-1)B+b,j} = 0$  处的干扰信号对系统性能带来的影响。采用 BPSK 调制方式的 MPA-SIC 译码算法伪代码如算法 3 所示。

### 算法 3 MPA-SIC 译码算法

输入  $\mathbf{F}$ ,  $\mathbf{r}$ ,  $\mathbf{H}^E$ ,  $B$ ,  $T$ ,  $N_b$ ,  $N_{\max}$

初始化  $n = 0$ ,  $L_{(t,b) \rightarrow j}^{(0)} = 0$ ,  $L_{j \rightarrow (t,b)}^{(0)} = 0$ ,

$L_j = 0$ ,  $\hat{s}_j = 0$ ,  $\forall t, \forall b, \forall j$

1) 循环

// 执行 SIC 算法

2) for  $t = 1 : T$  do

3) for  $b = 1 : B$  do

4)  $r_{t,b} = r_{t,b} - \sum_{j \in \mathcal{U}(t,b)} h_{t,b,j}^E \hat{s}_j^{(n)}$

5) end for

6) end for

// 执行 MPA

7) for  $t = 1 : T$  do

8) for  $b = 1 : B$  do

9) for  $j \in \mathcal{U}(t,b)$  do

10) for  $a \in \mathcal{A}$  do

11) 计算残差  $p_{t,b}^{(n)}(s_j = a)$

12) 计算函数节点  $\text{RE}_{t,b}$  传递到变量

节点  $U_j$  的信息  $L_{(t,b) \rightarrow j}^{(n)}(s_j = a)$

13) 计算变量节点  $U_j$  传递到函数节

点  $\text{RE}_{t,b}$  的信息  $L_{j \rightarrow (t,b)}^{(n)}(s_j = a)$

14) end for

15) end for

16) end for

17) end for

// 计算后验概率及符号估计值

18) for  $j = 1 : J$  do

19) for  $a \in \mathcal{A}$  do

20) 计算后验概率  $L_j^{(n)}(s_j = a)$

21) end for

22) 归一化后验概率

$$L_j^{(n)} = \log \left( \frac{e^{L_j^{(n)}}}{\sum_{a \in \mathcal{A}} e^{L_j^{(n)}(s_j = a)}} \right)$$

23) 计算符号估计值 (BPSK)

$$\hat{s}_j^{(n)} = \sum_{a \in \mathcal{A}} a e^{L_j^{(n)}(s_j = a)}$$

24) end for

25)  $n = n + 1$

26) until  $n = N_{\max}$

// 计算对数似然值 (BPSK)

27) for  $j = 1 : J$  do

$$28) \quad \text{LLR}_j = \log \left( \frac{L_j^{N_{\max}}(s_j = -1)}{L_j^{N_{\max}}(s_j = 1)} \right)$$

29) end for

算法 3 中， $\text{LLR}_j$  表示变量节点  $U_j$  的对数似然比； $\hat{s}_j$  表示  $U_j$  的估计符号； $\mathcal{A}$  表示星座点集合，即  $s_j$  的取值范围，当采用 BPSK 调制时， $\mathcal{A} = \{-1, 1\}$ ； $p_{t,b}^{(n)}(s_j)$  表示接收信号和各种可能码字符号的组合之间的归一化残差，其表达式为

$$p_{t,b}^{(n)}(s_j = a) = \frac{1}{N_b} \left\| \hat{r}_{t,b}^{(n)} - \sum_{j \in \mathcal{U}(t,b)} h_{t,b,j}^E a \right\|^2 \quad (26)$$

其中， $N_b$  表示联合域噪声及干扰功率之和； $L_{j \rightarrow (t,b)}^{(n)}$  表示从变量节点  $U_j$  传递到函数节点  $\text{RE}_{t,b}$  的对数似然概率信息，其表达式为

$$L_{j \rightarrow (t,b)}^{(n)}(s_j = a) = \sum_{(m,n) \in \mathcal{E}(j)(t,b)} L_{(m,n) \rightarrow j}^{(n)}(s_j = a) + L_j^{(n)}(s_j = a) \quad (27)$$

$L_{(t,b) \rightarrow j}^{(n)}$  表示从函数节点  $\text{RE}_{t,b}$  传递到变量节点  $U_j$  的对数似然概率信息，其表达式为

$$L_{(t,b) \rightarrow j}^{(n)}(s_j = a) = \max_{s_j \in \mathcal{U}(t,b) \setminus j}^* \left\{ -p_{t,b}^{(n)}(s_j = a) + \sum_{i \in \mathcal{U}(t,b) \setminus j} L_{i \rightarrow (t,b)}^{(n)}(s_j = a) \right\} \quad (28)$$

其中，有

$$\max^*(a, b) = \log(e^a + e^b) = \max(a, b) + \log(1 + e^{-|a-b|}) \quad (29)$$

式(29)中等号右侧的第二项是一个相对较小的值，其最大值不超过 0.7，尤其在  $a$  和  $b$  相差较大的

情况下,第二项可直接忽略不计,则  $\max(a,b)$  可由  $\max(a,b)$  操作表示。 $L_j^{(n)}$  表示变量节点  $U_j$  的后验概率信息,其表达式为

$$L_j^{(n)}(s_j = a) = \sum_{(t,b) \in \mathcal{E}_j} L_{(t,b) \rightarrow j}^{(n)}(s_j = a) \quad (30)$$

在 MPA 的每一轮迭代的第一步,先进行干扰消除操作,即从接收信号  $\mathbf{r}$  中减去由当前估计的用户符号值  $\hat{\mathbf{s}}$  带来的干扰,如算法 3 中第 4)步所示。最后根据  $U_j$  的对数似然比 LLR<sub>*j*</sub> 进行如式(31)所示判决,恢复调制符号。

$$\begin{cases} \text{LLR}_j > 0, \hat{s}_j = 1 \\ \text{LLR}_j \leq 0, \hat{s}_j = 0 \end{cases} \quad (31)$$

## 4 方案讨论

本文接入方案所需满足的基础要求为:当接入用户数  $J$  大于空时资源单元数  $TB$  时,产生的波束仍可覆盖所有接入用户,并且时域和波束域提供的资源足以支持多用户进行信号分离,即全覆盖性和可分离性。其中,全覆盖性要求用户分布在尽量小的区域范围内,进而可通过利用多用户的空间信道相关性实现  $TB$  个波束覆盖  $J$  个用户;可分离性则要求用户分布在尽量广的区域范围内,以提供一定的波束域信道差异性,与时域稀疏扩频序列一起支持用户信号分离。为了提高系统的整体通信性能,需要在全覆盖性和可分离性之间折中。

分析以下 2 个特殊的场景。

**场景 1** 同时接入的多用户间信道具有强相关性和弱差异性

在该情况下,很容易利用基站侧有限射频链路所产生的波束来接收所有用户的信号,实现用户信号全覆盖。但由于接收端无法根据波束域信道区分用户,只能通过在时域分配不同的稀疏扩频序列来实现用户分离。而时域资源有限,最多可区分  $N_u = 2^T - 1$  个波束域强相关用户。因此当多于  $N_u$  个用户在波束域无法被分离时,时域上所分配的扩频序列必然发生碰撞,导致可分离性无法满足,系统的整体通信质量下降。

**场景 2** 同时接入的多用户间信道具有弱相关性和高差异性

在该情况下,仅依靠波束域上的信道差异就能实现大部分用户的信号分离,加之时域所提供的自

由度,能很好地实现用户分离。但基站侧射频链路数量有限,且用户间信道相关性太弱,无法满足覆盖所有用户的要求。因此接收信号中部分用户的信号分量很弱甚至不存在,则该部分用户的通信质量急剧下降,进而影响系统的通信性能。

综上所述,本文接入方案通过利用波束域上用户的信道相关性实现共享波束接入,并且需要利用波束域信道的差异性帮助区分用户,因此对用户的分布提出了要求,即同时接入的用户组需要提供一定的信道相关性以及差异性,以满足全覆盖和可分离的要求。

## 5 仿真分析

本节通过蒙特卡罗仿真验证所提出的联合时域-波束域非正交多址接入方案的性能。场景参数设置如下:信道采用文献[15]中所使用的毫米波多径信道模型,载波频率为 28 GHz,带宽为 100 MHz, NLoS 路径数量  $L$  设置为 2, LoS 路径复增益为  $\beta_j^0 \sim \mathcal{CN}(0,1)$ , NLoS 路径复增益为  $\beta_j^l \sim \mathcal{CN}(0,10^{-1})$  ( $1 \leq l \leq L$ )。下文中若无特殊说明,基站侧部署的天线阵列中天线数目  $N_t = 128$ , 射频链路数  $B = 2$ , 使用的时域资源数  $T = 2$ , 同时服务的用户数  $J = 12$ , 备选波束选择算法中  $\tau = 0.5$ 。

$\text{BER} = \frac{1}{JN} \sum_{j=1}^J N_j$  表示  $J$  个用户的误码率,  $N_j$  为  $U_j$  的误比特数,  $N$  为  $U_j$  的发送比特序列长度。

首先,仿真了用户信道相关性对所提算法 BER 性能的影响,通过控制用户的分布来控制系统中用户信道的相关性,设置  $\delta = 0.25$ 。由于在毫米波频段, LoS 路径增益比 NLoS 路径要高 5~10 dB<sup>[15]</sup>, 因此本节主要考虑用户 LoS 路径分量的影响。故通过设置 LoS 路径分量的 AoA 来控制用户分布,即设置  $\theta_j^0$  在  $\left[ \theta_0, \theta_0 + \frac{2\pi}{N_t} D \right]$  范围内服从均匀分布,其中,  $\frac{2\pi}{N_t}$  为系统的空间分辨率,  $\theta_0$  为在  $[0, 2\pi]$  服从均匀分布的任意角度值。 $D$  取值越小,表示用户分布越致密,用户间信道相关性越强;  $D$  取值越大,表示用户分布越稀疏,用户间信道相关性越弱。信道相关性对译码性能的影响如图 5 所示。

从图 5 可以看出,当用户信道相关性太强(如  $D = 1$ )时,有限的时域资源无法满足区分高信道相关性用户组的需求,多址接入干扰太强导致译码

性能下降；当用户信道相关性太弱（如  $D=4$ ）时，基站侧配置的有限射频链路数无法满足覆盖所有用户的需求，导致部分用户信道质量太差，系统的译码性能下降；而当用户信道相关性适中（如  $D=2$ ）时，波束域信道相关性被用于实现用户信号全覆盖，波束域信道差异性以及时域稀疏扩频序列用于实现用户信号分离，故此时系统的译码性能最佳。图5所呈现的仿真结果与第4节的性能分析相吻合。

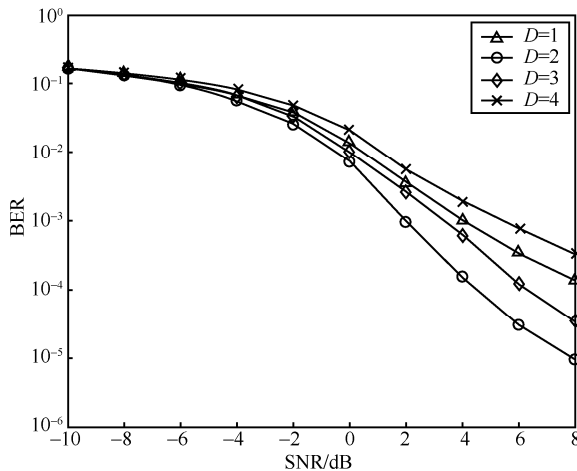


图5 信道相关性对译码性能影响

图6仿真了稀疏接入矩阵重构时，阈值  $\delta$  的选取对译码性能的影响。对接入矩阵进行重构是为了降低译码算法的复杂度。阈值  $\delta$  设置越大， $F$  越稀疏，则 SIC-MPA 译码复杂度越低，但会导致多接入系统的 SINR 降低，译码性能受损；阈值  $\delta$  设置过小，则无法起到降低译码算法复杂度的效果。因此  $\delta$  的设置需要权衡译码算法复杂度及译码性能。为了减弱噪声的影响，从而更明显地体现  $\delta$  值选取对系统译码性能的作用，设置 SNR = 10 dB 的高信噪比条件。

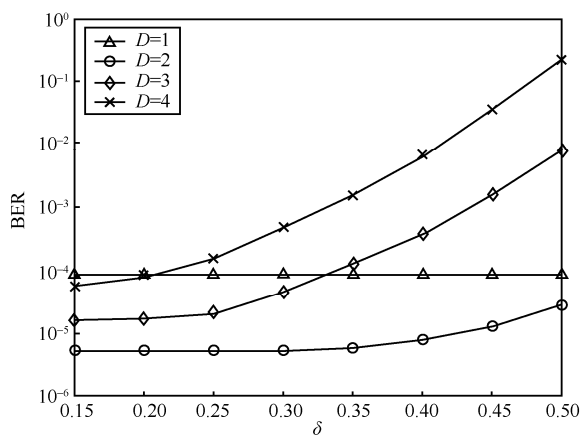


图6  $\delta$  对译码性能影响

从图6可以看出，除了在  $D=1$  的情况下  $\delta$  对译码性能几乎无影响，在其他3种信道相关性配置下，BER 均随着  $\delta$  的增大而增大。这是因为在  $D=1$  的情况下，系统的覆盖性较好，用户的波束域信道增益较高，抑制系统性能的主要原因是多用户信号难以分离，此时增大  $\delta$  值对译码性能影响不大。在  $D=2$  的情况下，当  $\delta < 0.3$  时，译码性能差异不大，因为此时系统的用户全覆盖性和信号可分离性均可被较好地满足；当  $\delta > 0.3$  时，译码性能随  $\delta$  的增大而下降，因为越来越多的用户信号被认为是干扰，导致用户的 SINR 下降。随着  $D$  的增大，译码性能的转折点逐渐左移，这是因为  $D$  越大，系统中的用户越难被全覆盖，存在越多弱信道的用户，而  $\delta$  值的增大使其信号被认为是干扰。基于对译码复杂度和译码性能的权衡，所提方案选择译码性能转折点附近的  $\delta$  值作为稀疏因子图重构阈值。

用户信道相关性较强、适中以及较低3种情况下不同接入方案的译码性能如图7所示，并对比了所提多址接入方案与文献[14,16-17]中多址接入方案的通信可靠性。从图7可以看出，在 SNR < -2 dB 的情况下，TASCMA 方案<sup>[16]</sup>译码性能整体优于所提方案，这是因为此时对译码性能起主要影响作用的是噪声，而 TASCMA 方案中采用了基于波束分割的波束成形技术，即每个用户分配一个子波束，高的成形增益使系统信噪比增强。而在 SNR > -2 dB 的情况下，所提方案的性能优于其他3种方案。其中，BDMA 方案<sup>[14]</sup>在3种信道相关性配置情况下表现均较差，这是由于该方案仅在波束域上实现了非正交多址接入，没有在时域上采用非正交多址接入机制。相较于所提方案可支持区分  $2^T - 1$  个高信道相关性的用户，该方案仅可支持分离  $T$  个高信道相关性用户，未充分利用时域资源导致多用户分离难以实现，尤其在用户分布于较小区域（ $D=1$ ）的情况下，因此系统的译码性能较差。PDMA-BF 方案<sup>[17]</sup>性能不及所提方案，主要是由于该方案分别以最小化用户间干扰和最大化系统和速率为波束域和功率域资源分配的优化目标，并且没有在2个域上联合设计多用户接入方式，因而没有充分利用2个域上所提供的自由度起到相互辅助的作用。在 SNR > -2 dB 的情况下，影响系统性能的主要因素由噪声变为多址接入干扰，这也是 TASCMA 方案的性能没有随着信噪比的增大而提升的原因。在

TASCMA 方案中，将用户根据空间位置进行分簇，每簇用户由一个波束覆盖，并在簇内采用时域非正交多址接入方案，也就是说没有充分利用波束域资源做非正交多址接入。

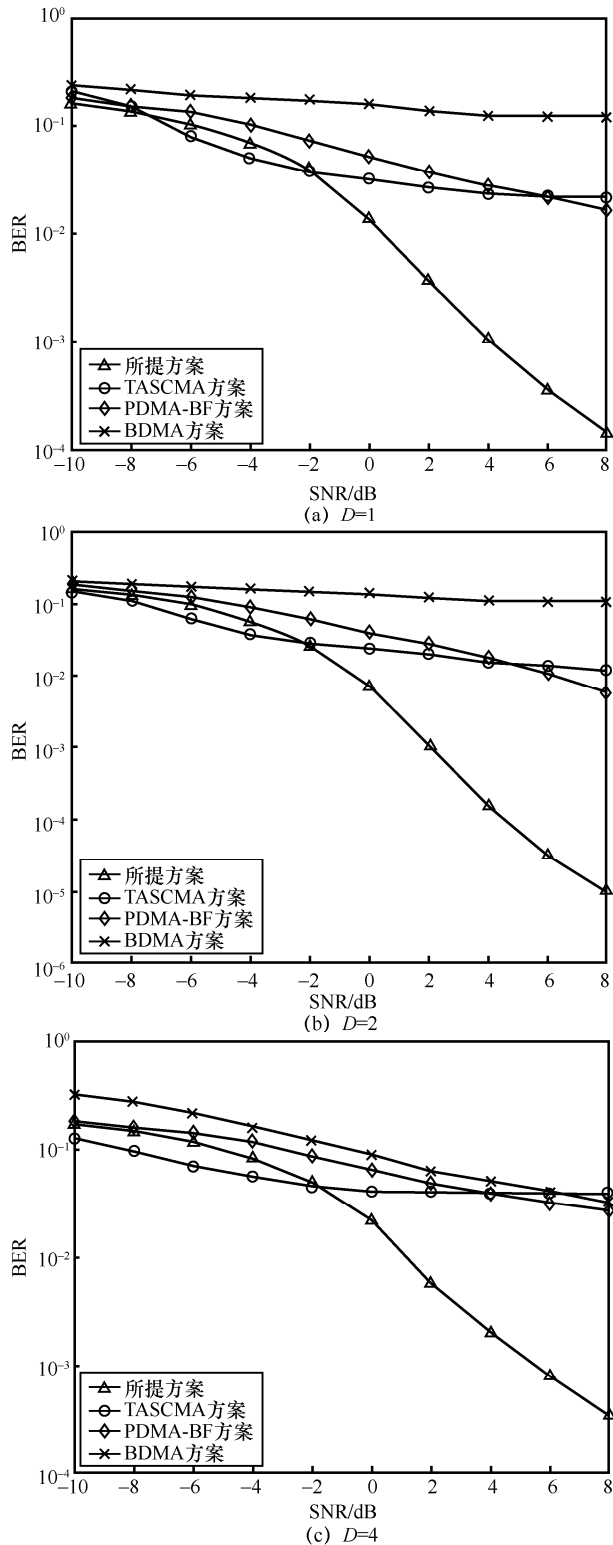


图 7 不同信道相关性下不同接入方案的译码性能

图 8 体现了在用户信道相关性适中 (即  $D=2$ ) 情况下，联合域多址接入方案与单一域多址接入方案的性能差异。3 种方案中过载率  $\lambda$  均为 3，其中标记为三角形的曲线代表仅使用时域进行非正交多址接入；标记为圆圈的曲线代表仅使用波束域进行非正交多址接入；标记为菱形的曲线代表联合时域-波束域非正交多址接入。由于联合使用波束域和时域时，2 个域可以相互辅助进行信号分离，使在相同的过载率条件下，采用联合域的接入机制传输性能要优于仅使用时域或波束域的方案。从图 8 中不难发现，仅使用时域的 NOMA 方案性能要优于仅使用波束域的 NOMA。这是因为在波束域中存在波束间干扰，降低了系统的信干噪比。

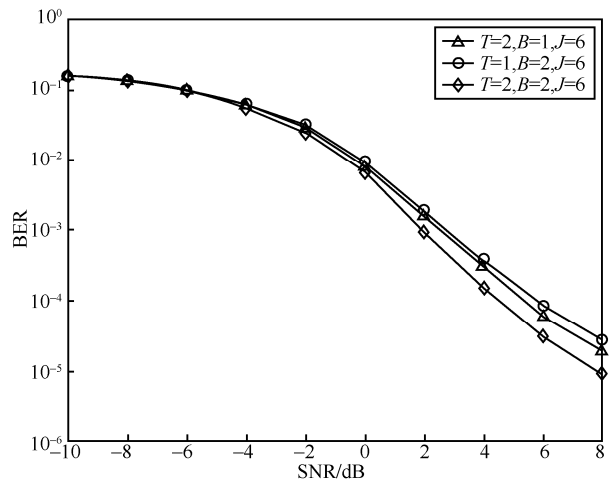


图 8 资源单元数目对译码性能影响

接入用户数量对系统译码性能的影响如图 9 所示，设置  $D=2$ 。从图 9 可以看出，随着用户数量的增加，系统的译码性能呈下降趋势，这一现象的产生有以下 2 个原因：首先，增加的用户数量使多址接入干扰增强，系统的信干噪比下降；其次，用户数量越多，呈高信道相关性的用户越多，因此需要更多的时域资源来支持用户信号的分离，但时域资源数目有限，因此无法提供足够的稀疏扩频序列来区分在波束域上产生巨大干扰的用户组。

为了验证所提 MPA-SIC 译码算法的有效性，本文仿真了有无干扰消除操作对 BER 性能的影响，同样设置信道相关性为  $D=2$ ，其余设置同默认值。检测算法对译码性能影响如图 10 所示。从图 10 可以看出，在 MPA 中加入 SIC 相比原始译码算法在高信噪比情况下性能有显著提升。这是因为在低信噪比情况下，影响系统译码性能的主要因素是噪

声, 2种译码算法受到的系统噪声相同, 故译码性能一致; 而在高信噪比情况下, 干扰成为影响性能的主要因素, 且波束域的引入在原有的多址接入干扰基础上又带来了新的干扰, 使系统的信噪比进一步下降。干扰消除算法的引入刚好有效地抑制了波束域干扰对系统性能的影响, 使译码的误差平台下降。

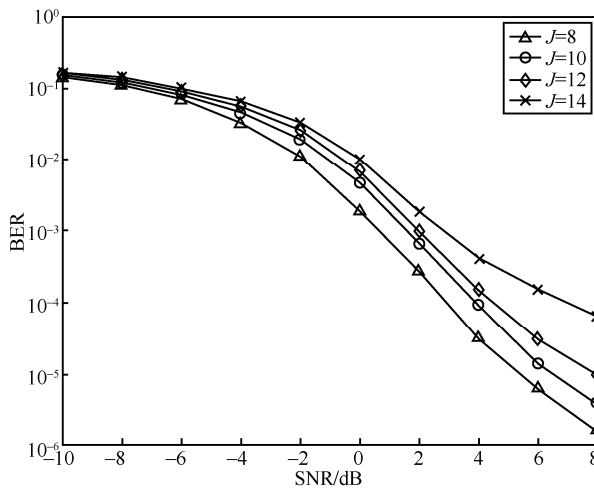


图9 接入用户数量对译码性能影响

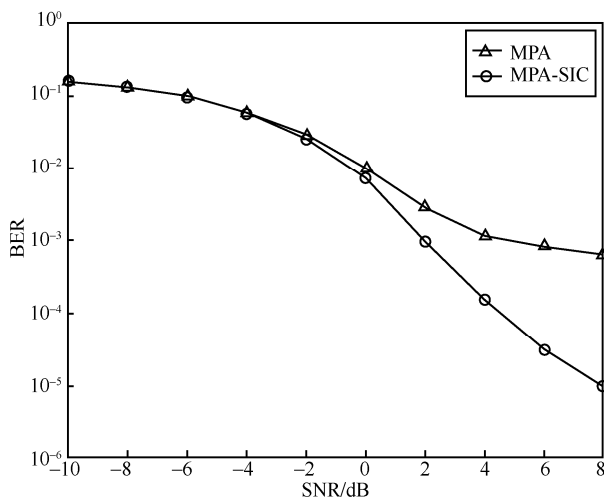


图10 检测算法对译码性能影响

## 6 结束语

本文提出了一种适用于毫米波大规模 MIMO 系统的联合时域-波束域非正交多址接入方案。所提方案将毫米波通信、大规模 MIMO 以及非正交多址接入技术有效结合, 通过利用多用户空间信道的相关性和差异性, 实现波束域非正交多址接入; 通过给用户分配不同的稀疏扩频序列实现时域非正

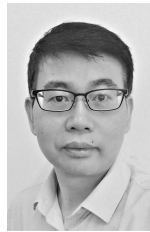
交多址接入。所提方案打破了已有的联合多域接入工作中采用多域分离式或分步式设计的传统, 直接在联合域上进行资源分配, 即进行联合域稀疏接入矩阵设计。为了在降低译码复杂度的同时确保通信可靠性, 所设计的稀疏接入矩阵被进一步重构, 并采用基于 SIC 的 MPA 算法进行译码, 有效缓解了引入波束域带来的干扰给系统造成的性能损失。仿真结果证明, 所提出的联合域多址接入方案通过有效利用时域和波束域资源, 在支持高过载率的同时提高了系统的传输可靠性。

## 参考文献:

- [1] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work![J]. *IEEE Access*, 2013, 1: 335-349.
- [2] PI Z Y, KHAN F. An introduction to millimeter-wave mobile broadband systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2011, 49(6): 101-107.
- [3] UWAECHIA A N, MAHYUDDIN N M. A comprehensive survey on millimeter wave communications for fifth-generation wireless networks: feasibility and challenges[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 62367-62414.
- [4] LARSSON E G, EDFORS O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 186-195.
- [5] LU L, LI G Y, SWINDLEHURST A L, et al. An overview of massive MIMO: benefits and challenges[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2014, 8(5): 742-758.
- [6] SHAIKH A, KAUR M J. Comprehensive survey of massive MIMO for 5G communications[C]//2019 Advances in Science and Engineering Technology International Conference. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [7] KUTTY S, SEN D. Beamforming for millimeter wave communications: an inclusive survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2016, 18(2): 949-973.
- [8] AYACH O E, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(3): 1499-1513.
- [9] ALKHATEEB A, LEUS G, HEATH R W. Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(11): 6481-6494.
- [10] HEATH R W, GONZÁLEZ-PRELCIC N, RANGAN S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3): 436-453.
- [11] DAI L L, WANG B C, YUAN Y F, et al. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(9): 74-81.
- [12] SAITO Y, KISHIYAMA Y, BENJEBBOUR A, et al. Non-orthogonal

- multiple access (NOMA) for cellular future radio access[C]//2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2013: 1-5.
- [13] MAKKI B, CHITTI K, BEHRAVAN A, et al. A survey of NOMA: current status and open research challenges[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2020, 1: 179-189.
- [14] SUN C, GAO X Q, JIN S, et al. Beam division multiple access transmission for massive MIMO communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(6): 2170-2184.
- [15] WANG B C, DAI L L, WANG Z C, et al. Spectrum and energy-efficient beamspace MIMO-NOMA for millimeter-wave communications using lens antenna array[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(10): 2370-2382.
- [16] YU X X, ZHANG Z Y, WANG J, et al. Joint time and angle domain sparse code multiple access for mmWave systems[C]//2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [17] JIANG Y X, LI P, DING Z G, et al. Joint transmitter and receiver design for pattern division multiple access[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2019, 18(4): 885-895.
- [18] WEI F, CHEN W. Low complexity iterative receiver design for sparse code multiple access[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(2): 621-634.
- [19] AMEUR W B, MARY P, DUMAY M, et al. Performance study of MPA, Log-MPA and MAX-Log-MPA for an uplink SCMA scenario[C]//2019 26th International Conference on Telecommunications. Piscataway: IEEE Press, 2019: 411-416.
- [20] 张雪婉, 葛文萍, 吴雄. 基于 SCMA 系统的多用户检测消息传递算法[J]. 计算机工程, 2018, 44(5): 88-93.
- ZHANG X W, GE W P, WU X. Message passing algorithm for multiuser detection based on SCMA system[J]. Computer Engineering, 2018, 44(5): 88-93.
- [21] YANG D, YANG L L, HANZO L. DFT-based beamforming weight-vector codebook design for spatially correlated channels in the unitary precoding aided multiuser downlink[C]//2010 IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1-5.
- [22] CHANG Y J, WAH B W. Lagrangian techniques for solving a class of zero-one integer linear programs[C]//Proceedings Nineteenth Annual International Computer Software and Applications Conference. Piscataway: IEEE Press, 1995: 156-161.
- [23] Mathworks. Optimization Toolbox User's Guide[R]. 2009.

#### [作者简介]



张朝阳 (1973- ), 男, 湖北蕪春人, 博士, 浙江大学教授、博士生导师, 主要研究方向为新一代无线通信与智能网络、智能协同感知等。

吴佳佳 (1996- ), 女, 浙江湖州人, 浙江大学硕士生, 主要研究方向为大规模接入、毫米波通信等。

王珏 (1994- ), 女, 江苏常州人, 浙江大学博士生, 主要研究方向为信号处理、大规模接入、大规模 MIMO 系统等。

周楚 (1996- ), 女, 江苏盐城人, 浙江大学硕士生, 主要研究方向为大规模接入、索引调制等。