

一种有效改善系统性能的非正交传输方案

崔兆阳¹, 黄容兰², 万德焕³

(1. 广州供电局有限公司, 广东广州 510620; 2. 梧州学院广西高校图像处理与智能信息系统重点实验室, 广西梧州 543002; 3. 广东金融学院, 广东广州 510521)

摘要: 本文主要解决当前功率域单胞元非正交多址接入结构应用层面存在的问题. 具体说, 针对现有单胞元结构因多用户时频同传形成强干扰而导致边缘用户服务质量差的问题, 利用资源正交化的组网策略构建中心用户频带独立正交、边缘用户与其频带合作共享的并行多胞元结构, 并进一步利用中心用户可获取边缘用户先验知识的特征将全双工的协作通信机制引入其中, 从而有效解决现有单胞元结构在译码复杂度以及用户公平性等方面存在的不足. 仿真结果证实了所提方案的有效性.

关键词: 非正交多址接入; 可达率; 中断概率; 公平性; 复杂度

中图分类号: TN929 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2020)10-1915-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.10.006

A Promising Non-orthogonal Multiple Access Scheme: Devoting to System Performance Improvement

CUI Zhao-yang¹, HUANG Rong-lan², WAN De-huan³

(1. Guangzhou Power Supply Bureau Co., Ltd., Guangzhou, Guangdong 510620, China; 2. Guangxi Colleges and Universities Key Laboratory of Image Processing and Intelligent Information System, Wuzhou University, Wuzhou, Guangxi 543002, China; 3. Guangdong University of Finance, Guangzhou, Guangdong 510521, China)

Abstract: This paper aims to solve several underlying problems arising from the application of current single-cell power domain non-orthogonal multiple access (NOMA) structure. Specifically, to solve the problems lying in the current single-cell structure such as high decoding complexity, poor user fairness, and bad quality of service of cell edge users, this paper integrates NOMA technique with the orthogonal resource allocation strategy to present a parallel multiple-pairing operation unit, where the frequency band orthogonally allocated to each central user and the cell edge user share the total bandwidth by pairing with each central user to perform NOMA and a full-duplex cooperative communication strategy is further introduced to the central users for they have the priori-knowledge of the cell edge user. Simulation results verify the validity of the proposed scheme.

Key words: non-orthogonal multiple access (NOMA); achievable rate; outage probability; fairness; complexity

1 引言

与传统正交多址接入 (Orthogonal Multiple Access, OMA) 技术相比, 非正交多址接入技术 (Non-orthogonal multiple access, NOMA) 因极大提高系统频谱效率而被应用到各种通信场景^[1-4]. 但现有 NOMA 方案是一种基于单胞元的 SIC (Successive Interference Cancellation) 串行译码结构. 研究发现, 一旦参与用户过多, 该结构首先

会对小区中心用户带来很高的解码复杂度; 其次, 假若用户之间的功率分配不恰当^[5], 过多用户叠加执行 NOMA 操作会导致现有单胞元结构性能严重受损, 影响信息传输的可靠性. 此外, 相比于传统的 OMA 方案, NOMA 的用户速率公平虽有改善, 但本质上用户之间的公平性仍非常差^[6]. 而现有方案试图通过提高边缘用户的功率份额来改善公平性的做法并没有从根本上消除不公平根源. 相反, 由于边缘用户获得过多功率份额, 系

收稿日期: 2019-08-19; 修回日期: 2020-01-07; 责任编辑: 李勇锋

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61971149); 广东省青年创新人才 (自然科学) (No. 2018GkQNCX118); 梧州学院 2012 校级科研项目 (No. 2012C001)

统可达容量在中低信噪比会因此显著降低. 快速(又快)准确(又好)地传送信息一直是通信关注的两大问题. NOMA 技术主动共享时频资源实现了“又快”准则; 然而这一做法也因主动引入互干扰信号而偏离“又好”原则. 现有单胞元 NOMA 串行构架正是在“又快”准则下, 以实现系统最大传输速率为目标, 并没有考虑互干扰信号导致“又好”原则受影响问题.

事实上资源正交化的分配策略在对抗多用户干扰上非常有效, 并且现有的文献也开始报道该方面研究. 比如文献[7]通过利用空时编码的分集增益来改善单胞元结构中边缘用户中断性能差的属性. 而文献[8]则首次提出将小区用户分组或分簇的构想, 并将正交资源分配方案用在组与组之间来减少干扰. 不足是边缘用户公平性差的问题仍然没有解决; 同时, 当用户数很大时, 必然给后译码的中心用户带来极高的复杂度. 现有方案是通过提高边缘用户的功率份额来解决用户公平性差的问题^[9-11], 但又导致系统容量下降. 另一方面, 为降低中心用户的译码复杂度, 现有单胞元 NOMA 操作通常在两个或三个用户之间进行^[7-11]. 文献[11]也指出这样一个事实: 单胞元 NOMA 串行译码结构的用户参与数以两或三用户为宜. 所以文献[12]提出一种资源正交的 NOMA 组网方案, 具体为借助边缘用户来帮带中心用户的思想, 使得不同的 NOMA 执行胞元结构通过边缘用户分别与中心用户配对组网的资源共享方式来进一步提高中心用户的性能. 不幸的是, 中心用户性能的提升以牺牲边缘用户频域自由度为代价, 而由于频域自由度大小直接决定了用户之间的公平性. 可以预见, 文献[12]的方案不仅中低信噪比下严重影响边缘用户信息传输的可靠率, 而且高信噪比下还进一步加剧用户之间的不公平性. 不过应看到, 资源正交的共享组网策略可使边缘用户在分集与复用增益之间实现灵活折中.

基于此, 本文提出一种比现有单胞元 NOMA 串行译码执行结构更能灵活配置系统分集与复用性能的多胞元 NOMA 并行译码方案. 它既收获 NOMA 带来的频谱效率优势, 又削弱多用户之间带来的干扰, 并且还在实现降低中心用户译码复杂度的同时大幅提升边缘用户速率. 具体来说, 该方案包含 3 用户, 其中两中心用户频段资源正交而边缘用户分别与它们配对来执行 NOMA 操作, 从而形成由两个两用户的单胞元* NOMA 串行译码执行结构组成的并行多胞元构架. 另外, 考虑到中心用户可获取边缘用户信息的特征, 可将全双工的协作通信策引入其中来进一步提升边缘用户性能. 具体来说, 首先给出频带合作共享的并行多胞元结构模型并分析其性能特征; 其次, 将该模型发展成协作通信模式来进一步提升系统性能. 仿真结果表明所提方案

的有效性.

符号说明: $\xi \sim \mathcal{N}(0, \zeta)$ 表示参数 ξ 其服从均值为 0、方差为 ζ 的分布; $F_x(x)$ 和 $f_x(x)$ 分别表示变量 x 的累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)和概率密度函数(Probability Density Function, PDF); $Ei(x)$ 表示指数积分函数.

2 系统模型与通信协议

2.1 系统模型

考虑图 1(a) 所示的服从 Rayleigh 分布的信道模型. 该模型由基站 BS、两个中心用户 E_1 和 E_2 以及一边缘用户 E_3 所构成.

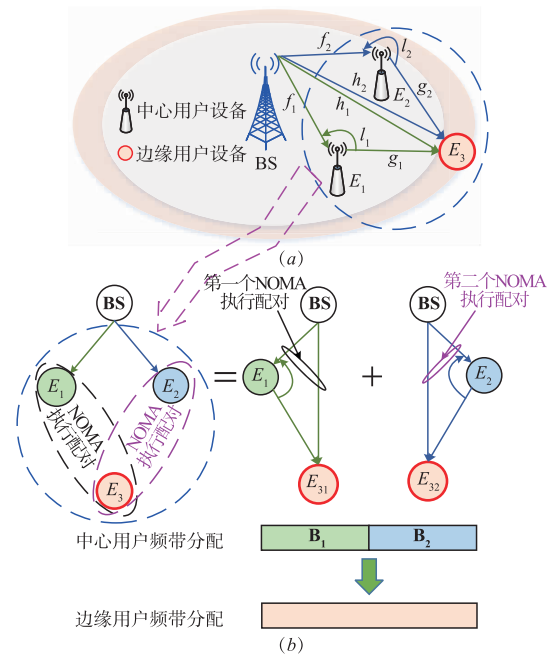


图1 系统模型

假定小区的路径损耗系数和传播常数相同, 信道质量的优劣(以方差衡量)主要由用户与基站距离的远近决定. 其中中心用户到基站的距离远小于边缘用户到基站的距离, 并且进一步假定两中心用户分别到基站的距离几乎相同, 也即两中心用户之间的信道质量差异不大. 设想中心用户采用资源正交的分配策略: 每一中心用户 E_i ($i=1, 2$) 独享唯一的正交频带资源 B_i ; 然后利用低复杂度的中心-边缘两用户配对方案, 建立起每个中心用户与单边缘用户进行一一配对的非正交传输映射关系: 即边缘用户 E_3 等价成两对等的镜像 E_{31}

* 现有方案的单胞元是指将分组内的所有用户不加区别地一次性执行 NOMA 操作; 而本文提出方案谈到的单胞元是指将分组内的每一个中心用户都与唯一的边缘用户进行一对一配对来分别在不同频段执行 NOMA 操作, 所以分组最后会形成由多个只含一个中心用户和一个边缘用户配对的单胞元结构所构建的并行多胞元结构.

和 E_{32} 来分别与 E_1 和 E_2 配对执行 NOMA 操作,从而形成并行多胞元 NOMA 执行结构,实现边缘用户 E_3 全频带资源(B)的共享,如图 1(b)所示.由于基站 BS 总是可以通过与用户握手来获知其位置信息,所以设想选取合适的两中心用户与边缘用户分别配对执行 NOMA 操作是可实现的.这就说,所提方案采用的合作机制不会造成复杂的资源开销.此外,设想中心用户工作在全双工(Full-Duplex, FD)模式,即中心用户在获取自己的信号后,还同时向边缘用户发送其所获取的对方信息.

2.2 通信协议

基站 BS 同时向中心用户和边缘用户发送分别所需的信号.记第 i 个中心用户所需信号为 s_i ,而边缘用户所需的信号在第 i 个中心用户配对组中记为 s_{3i} .为了叙述方便,记 E_i 与 E_{3i} 的组成的配对为第 i 个 NOMA 执行配对.所以,基站端发送的叠加信号为:

$$X[n] = \sqrt{\alpha P_i} s_i[n] + \sqrt{\beta P_r} s_{3i}[n] \quad (1)$$

这里 P_i 表示源节点在第 i 个 NOMA 执行配对的发送功率, α 表示发送符号 s_i 在第 i 个 NOMA 执行配对的功率分配系数, β 则为发送符号 s_{3i} 在第 i 个 NOMA 执行配对的功率分配系数,满足 $\alpha + \beta = 1$ 且 $\alpha \leq \beta$.

2.2.1 中心用户信号接收与处理

注意到当基站 BS 向中心用户和边缘用户发送所需信号时,第 i 个 NOMA 执行配对的中心用户 E_i 也同时给与它配对的边缘用户镜像 E_{3i} 发送其所提前捕获到对方的信号 s_{3i} ,具体形式为

$$Z[n - \tau] = \sqrt{P_r} s_{3i}[n - \tau] \quad (2)$$

其中 P_r 表示第 i 个配对中心用户 E_i 在转发符号 s_{3i} 时的发送功率,而 τ 则表示用户 E_i 在解码 s_{3i} 所耗费的处理时延.因此, E_i 接收到的信号为

$$y_i = f_i X[n] + l_i Z[n - \tau] + n_i \quad (3)$$

式(3)中 $f_i \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_i^2)$ 表示基站到第 i 个配对中心用户 E_i 的信道参数,其服从均值为 0、方差为 σ_i^2 的分布; $l_i \sim \mathcal{CN}(0, \omega_i^2)$ 表示第 i 个中心用户 E_i 发送端到接收端的信道参数,其服从均值为 0、方差为 ω_i^2 的分布; $n_i \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ 表示第 i 个配对中心用户 E_i 所历经的加性高斯白噪声,其服从均值为 0、方差为 N_0 的复高斯分布.利用自干扰消除技术^[13],式(3)可写为

$$y_i = f_i X[n] + \hat{l}_i Z[n - \tau] + n_i \quad (4)$$

其中 $\hat{l}_i \sim \mathcal{CN}(0, k_i^2 \omega_i^2)$ 表示第 i 个配对中心用户 E_i 发送端到接收端残留的自干扰信道参数,并且其服从均值为 0、方差为 $k_i \omega_i^2$ 的分布,其中 k_i 表示自干扰残留系数,特别地 $k_i^2 = 0$ 当表示自干扰被完全消除.在 E_i 接收端,将 s_i 看成噪声,则可以解得 s_{3i} 的速率为

$$r_i^{s_{3i}} = \log_2(1 + \gamma_i^{s_{3i}}) \quad (5)$$

其中

$$\gamma_i^{s_{3i}} = \frac{|f_i|^2 \beta \rho}{|f_i|^2 \alpha \rho + |\hat{l}_i|^2 \rho + 1} \quad (6)$$

表示在 E_i 接收端观测到信号 s_{3i} 的信干噪比(Signal to Interference and Noise Ratio, SINR).为分析方便,假定基站和中心用户端的总发送功率相等,即 $P_i = P_r = P$,因此得到信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)的表述为 $\rho = P_i/N_0 = P/N_0$ 和 $\rho = P_r/N_0 = P/N_0$.然后利用串行干扰消除技术,减去已解得的 s_{3i} 信号,从而又可解出 s_i .所以,根据式(4),可以解得 s_i 的速率为

$$r_i^{s_i} = \log_2(1 + \gamma_i^{s_i}) \quad (7)$$

而

$$\gamma_i^{s_i} = \frac{|f_i|^2 \alpha \rho}{|\hat{l}_i|^2 \rho + 1} \quad (8)$$

则表示在 E_i 接收端观测到信号 s_i 的 SINR.

2.2.2 边缘用户信号接收与处理

对于边缘用户 E_3 来说,它的任一镜像 E_{3i} 都会接收到来自基站 BS 和第 i 个配对中心用户 E_i 所发送的信号,即镜像 E_{3i} 会首先接收到来自基站 BS 端发送的叠加信号 $X[n]$,然后才是 E_i 给它转发的 s_{3i} 信号.考虑到镜像 E_{3i} 会收到来自两路时延不同的信号,故将更简单且没有分集增益损失的选择合并(Selection Combining, SC)技术用到 E_{3i} 端来有效解决边缘用户因信道质量较差而造成性能不佳的问题^[14].因此,对于第 i 个 NOMA 执行配对的镜像 E_{3i} 来说,它的接收信号可分别表示为

$$\begin{cases} y_{3i1} = h_i X[n] + n_{3i1} \\ y_{3i2} = g_i \sqrt{P_r} s_{3i}[n - \tau] + n_{3i2} \end{cases} \quad (9)$$

其中式(9)中 $h_i \sim \mathcal{CN}(0, \psi_i^2)$ 表示基站到镜像 E_{3i} 的信道参数,且其服从均值为 0、方差为 ψ_i^2 的分布; $g_i \sim \mathcal{CN}(0, \varphi_i^2)$ 表示第 i 个中心用户 E_i 到边缘用户镜像 E_{3i} 的信道参数,且其服从均值为 0、方差为 φ_i^2 的分布; $n_{3i1} \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ 和 $n_{3i2} \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ 分别表示基站 BS 到镜像 E_{3i} 链路以及中心用户 E_i 到镜像 E_{3i} 链路所历经的加性高斯白噪声,其服从与 n_i 相同的复高斯分布.由于 E_{3i} 采用 SC 技术来解码信号 s_{3i} ,所以根据式(6)和(9),可以得到 s_{3i} 的端到端速率为

$$r_{3i}^{s_{3i}} = \log_2(1 + \gamma_{3i}^{s_{3i}}) \quad (10)$$

其中

$$\gamma_{3i}^{s_{3i}} = \max(\min(\gamma_i^{s_{3i}}, \gamma_{3i2}^{s_{3i}}), \gamma_{3i1}^{s_{3i}}) \quad (11)$$

且 $\gamma_{3i1}^{s_{3i}}$ 和 $\gamma_{3i2}^{s_{3i}}$ 分别为

$$\gamma_{3i1}^{s_{3i}} = \frac{|h_i|^2 \beta \rho}{|h_i|^2 \alpha \rho + 1} \quad (12)$$

$$\gamma_{3i2}^{s_{3i}} = |g_i|^2 \rho \quad (13)$$

它们表示在镜像 E_{3i} 接收端分别观测到信号 s_{3i} 的来自 E_i 的转发 SINR 和来自 BS 的直接 SNR.

最后,根据式(7)和式(10),系统总的可达和速率

可以表示为:

$$r^{sum} = \sum_{i=1}^2 (r_i^{s_i} + r^{s_u}) \quad (14)$$

3 系统性能分析

3.1 中断概率

不失一般性,假定信号 s_i 和 s_{3i} 可以忍受的最小传输速率分别为 $R_{th}^{s_i}$ 和 $R_{th}^{s_{3i}}$. 所以一旦 $R_{th}^{s_i}$ 和 $R_{th}^{s_{3i}}$ 给定,那么信号 s_i 或 s_{3i} 的中断概率就可以定义为该信号单跳 SINR 低于下式所给定的门限值 $\gamma_{th}^{s_i}$ 或 $\gamma_{th}^{s_{3i}}$. $\gamma_{th}^{s_i}$ 和 $\gamma_{th}^{s_{3i}}$ 可由下式给出

$$\begin{cases} \gamma_{th}^{s_i} = 2^{R_{th}^{s_i}} - 1 \\ \gamma_{th}^{s_{3i}} = 2^{R_{th}^{s_{3i}}} - 1 \end{cases} \quad (15)$$

3.1.1 中心用户的中断性能分析

对中心用户 E_i 来说,当且仅当它自身能同时正确译码出信号 s_i 和 s_{3i} 时才不会发生中断事件. 根据上述定义,中心用户 E_i 发生中断事件的概率可写为

$$P_{out}^{s_i} = 1 - \Pr(\gamma_i^{s_u} \geq \gamma_{th}^{s_u}, \gamma_i^{s_i} \geq \gamma_{th}^{s_i}) \quad (16)$$

借助式(6)和(8),式(16)可改写成

$$\begin{aligned} P_{out}^{s_i} &= 1 - \Pr\left(\frac{\beta - \gamma_{th}^{s_u} \alpha}{\gamma_{th}^{s_u}} |f_i|^2 \rho \geq |l_i|^2 \rho + 1, \frac{\alpha}{\gamma_{th}^{s_i}} |f_i|^2 \rho \geq |l_i|^2 \rho + 1\right) \\ &= 1 - \Pr\left(|f_i|^2 \geq \frac{|l_i|^2 \rho + 1}{\varphi \rho}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

其中

$$\varphi = \min\left(\frac{\beta - \gamma_{th}^{s_u} \alpha}{\gamma_{th}^{s_u}}, \frac{\alpha}{\gamma_{th}^{s_i}}\right) \quad (18)$$

当 $\beta - \gamma_{th}^{s_u} \alpha < 0$ 即 $\gamma_{th}^{s_u} > \beta/\alpha$ 时,注意式(17)右边第二项为 0,所以 $P_{out}^{s_i} = 1$. 这说明一旦将边缘用户的门限值 $\gamma_{th}^{s_u} > \beta/\alpha$,中心用户总发生中断. 所以实际总假定在 $\gamma_{th}^{s_u} < \beta/\alpha$ 条件论中心用户的中断事件发生概率^[15,16]. 在该约束条件下,根据条件概率公式^[17],式(17)可以改写为

$$P_{out}^{s_i} = 1 - \int_0^{\infty} \left(1 - F_{|f_i|^2}\left(\frac{x\rho + 1}{\varphi \rho}\right)\right) f_{|l_i|^2}(x) dx \quad (19)$$

考虑信道参数 $|f_i|^2$ 和 $|l_i|^2$ 均服从 Rayleigh 分布,即

$$\begin{cases} F_{|f_i|^2}(z) = 1 - \exp\left(-\frac{z}{\sigma_i^2}\right) \\ f_{|f_i|^2}(z) = \frac{1}{\sigma_i^2} \exp\left(-\frac{z}{\sigma_i^2}\right) \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} F_{|l_i|^2}(z) = 1 - \exp\left(-\frac{z}{k_i^2 \omega_i^2}\right) \\ f_{|l_i|^2}(z) = \frac{1}{k_i^2 \omega_i^2} \exp\left(-\frac{z}{k_i^2 \omega_i^2}\right) \end{cases} \quad (21)$$

将式(20)和(21)代入式(19),有

$$P_{out}^{s_i} = 1 - \int_0^{\infty} \left(1 - \exp\left(-\frac{x\rho + 1}{\varphi \rho \sigma_i^2}\right)\right) \frac{1}{k_i^2 \omega_i^2} \exp\left(-\frac{x}{k_i^2 \omega_i^2}\right) dx$$

$$= 1 - \frac{\varphi \sigma_i^2}{k_i^2 \omega_i^2 + \varphi \sigma_i^2} \exp\left(-\frac{1}{\varphi \rho \sigma_i^2}\right) \quad (22)$$

即 E_i 的中断事件发生概率可通过式(22)计算得到.

3.1.2 边缘用户的中断性能分析

对于第 i 个配对的边缘用户镜像 E_{3i} 来说,SC 技术被用来处理来自基站 BS 发送的叠加信号 $X[n]$ 和 E_i 转发的信号 s_{3i} . 因此,根据式(11)和中断概率的定义,边缘用户镜像 E_{3i} 发生中断事件的概率可写为

$$\begin{aligned} P_{out}^{s_{3i}} &= \Pr(\gamma_{3i}^{s_u} < \gamma_{th}^{s_u}) \\ &= \Pr(\max(\min(\gamma_i^{s_u}, \gamma_{3i2}^{s_u}), \gamma_{3i1}^{s_u}) < \gamma_{th}^{s_u}) \end{aligned} \quad (23)$$

考虑独立性并根据 max-min 函数关系,式(21)可写为

$$\begin{aligned} P_{out}^{s_{3i}} &= \Pr(\min(\gamma_i^{s_u}, \gamma_{3i2}^{s_u}) < \gamma_{th}^{s_u}) \Pr(\gamma_{3i1}^{s_u} < \gamma_{th}^{s_u}) \\ &= [1 - \Pr(\gamma_i^{s_u} \geq \gamma_{th}^{s_u}) \Pr(\gamma_{3i2}^{s_u} \geq \gamma_{th}^{s_u})] \Pr(\gamma_{3i1}^{s_u} < \gamma_{th}^{s_u}) \end{aligned} \quad (24)$$

另一方面,根据式(17),有

$$\Pr(\gamma_i^{s_u} \geq \gamma_{th}^{s_u}) = \int_0^{\infty} \left(1 - F_{|f_i|^2}\left(\frac{x\rho + 1}{\beta - \gamma_{th}^{s_u} \alpha}\right)\right) f_{|l_i|^2}(x) dx \quad (25)$$

对比式(22),可以直接得到式(25)的结果为

$$\Pr(\gamma_i^{s_u} \geq \gamma_{th}^{s_u}) = \frac{(\beta - \alpha \gamma_{th}^{s_u}) \sigma_i^2}{k_i^2 \omega_i^2 \gamma_{th}^{s_u} + (\beta - \alpha \gamma_{th}^{s_u}) \sigma_i^2} \exp\left(-\frac{\gamma_{th}^{s_u}}{\rho(\beta - \alpha \gamma_{th}^{s_u}) \sigma_i^2}\right) \quad (26)$$

又考虑到信道参数 $|g_i|^2$ 和 $|h_i|^2$ 的分布函数为

$$\begin{cases} F_{|g_i|^2}(z) = 1 - \exp\left(-\frac{z}{\varphi_i^2}\right) \\ f_{|g_i|^2}(z) = \frac{1}{\varphi_i^2} \exp\left(-\frac{z}{\varphi_i^2}\right) \end{cases} \quad (27)$$

$$\begin{cases} F_{|h_i|^2}(z) = 1 - \exp\left(-\frac{z}{\psi_i^2}\right) \\ f_{|h_i|^2}(z) = \frac{1}{\psi_i^2} \exp\left(-\frac{z}{\psi_i^2}\right) \end{cases} \quad (28)$$

所以

$$\Pr(\gamma_{3i2}^{s_u} \geq \gamma_{th}^{s_u}) = \Pr\left(|g_i|^2 \geq \frac{\gamma_{th}^{s_u}}{\rho}\right) = \exp\left(-\frac{\gamma_{th}^{s_u}}{\rho \varphi_i^2}\right) \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \Pr(\gamma_{3i1}^{s_u} < \gamma_{th}^{s_u}) &= \Pr\left(|h_i|^2 < \frac{\gamma_{th}^{s_u}}{\rho(\beta - \alpha \gamma_{th}^{s_u})}\right) \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}^{s_u}}{(\beta - \alpha \gamma_{th}^{s_u}) \rho \psi_i^2}\right) \end{aligned} \quad (30)$$

将式(26),(29)和(30)代入式(24),可以最终得到边缘用户镜像 E_{3i} 发生中断事件的概率为

$$\begin{aligned} P_{out}^{s_{3i}} &= \left[1 - \frac{(\beta - \alpha \gamma_{th}^{s_u}) \sigma_i^2}{k_i^2 \omega_i^2 \gamma_{th}^{s_u} + (\beta - \alpha \gamma_{th}^{s_u}) \sigma_i^2} \exp\left(-\frac{\gamma_{th}^{s_u}}{(\beta - \alpha \gamma_{th}^{s_u}) \rho \sigma_i^2}\right)\right] \\ &\quad \times \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}^{s_u}}{(\beta - \alpha \gamma_{th}^{s_u}) \rho \psi_i^2}\right)\right) \end{aligned} \quad (31)$$

3.2 可达速率

3.2.1 中心用户的可达速率分析

根据式(8),可以得到 γ_i^s 的 CDF 为

$$F_{\gamma_i^s}(x) = 1 - \frac{\alpha\sigma_i^2}{\alpha\sigma_i^2 + k_i^2\omega_i^2x} \exp\left(-\frac{x}{\rho\alpha\sigma_i^2}\right) \quad (32)$$

联合式(7)和(32),中心用户 E_i 的遍历容量可表述为

$$\bar{r}_i^s = E(r_i^s) = \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{1 - F_{\gamma_i^s}(x)}{1+x} dx \quad (33)$$

利用简单数学变换,式(33)最终可计算得到

$$\bar{r}_i^s = \frac{\exp\left(\frac{1}{\rho\alpha\sigma_i^2}\right)E_i\left(-\frac{1}{\rho\alpha\sigma_i^2}\right) - \exp\left(\frac{1}{\rho k_i^2\omega_i^2}\right)E_i\left(-\frac{1}{\rho k_i^2\omega_i^2}\right)}{\left(\frac{k_i^2\omega_i^2}{\alpha\sigma_i^2} - 1\right)\ln 2} \quad (34)$$

3.2.2 边缘用户的可达速率分析

根据式(11),可以得到 $\gamma_{3i}^{s_n}$ 的 CDF 为

$$F_{\gamma_{3i}^{s_n}}(x) = \left[1 - \frac{(\beta - \alpha x)\sigma_i^2}{k_i^2\omega_i^2x + (\beta - \alpha x)\sigma_i^2} \exp\left(-\frac{x}{(\beta - \alpha x)\rho\sigma_i^2} - \frac{x}{\rho\varphi_i^2}\right)\right] \times \left(1 - \exp\left(-\frac{x}{(\beta - \alpha x)\rho\psi_i^2}\right)\right) \quad (35)$$

联合式(10)和(35),边缘用户镜像 E_{3i} 的遍历容量可表述为

$$\bar{r}_{3i}^{s_n} = E(r_{3i}^{s_n}) = \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{1 - F_{\gamma_{3i}^{s_n}}(x)}{1+x} dx \quad (36)$$

不幸的是目前式(36)不存在可积闭式解. 所以考虑高信噪比下的近似,即 $\rho \rightarrow \infty$ 时的情况. 当 $\rho \rightarrow \infty$ 时,有

$$\max(\min(\gamma_{3i}^{s_n}, \gamma_{3i2}^{s_n}), \gamma_{3i1}^{s_n}) \stackrel{\rho \rightarrow \infty}{\sim} \frac{\beta}{\alpha} \quad (37)$$

成立,也即 $\gamma_{3i}^{s_n} \approx \beta/\alpha$. 所以式(36)又可以改写为

$$\bar{r}_{3i}^{s_n} \stackrel{\rho \rightarrow \infty}{\sim} \int_0^\infty \log_2\left(1 + \frac{\beta}{\alpha}\right) f_{\gamma_{3i}^{s_n}}(x) dx = \frac{1}{\ln 2} \ln\left(\frac{1}{\alpha}\right) \quad (38)$$

即边缘用户镜像 E_{3i} 遍历容量的渐近式可由式(38)求得.

4 复杂度和用户公平性分析

4.1 译码时间复杂度

对图 1 所示的 2 中心加 1 边缘用户的场景来说,相比于现有的单胞元 NOMA 串行译码结构,本文提出的多胞元 NOMA 并行译码结构只执行两用户间的 NOMA 配对操作,并具有同时并行处理数据的能力,从而极大降低译码过程的排队等待处理时间,实现有效降低系统译码时间的目的. 更一般地,考虑 $N-1$ 中心加 1 个边缘用户的 $N(N \geq 2)$ 用户场景**. 相比于只配备单个属于自己频段 SIC 信号处理器的中心用户,边缘用户需配备 $N-1$ 个不同频段信号处理器来同时执行并行操作,极大缩短译码时间,所以所提方案在 N 用户场景下将更

具优势,它们的具体对比情况见表 1.

表 1 多胞元 NOMA 并行结构与单胞元 NOMA 串行结构的复杂度比较

场景	SIC 操作次数		译码所需时间	
	单胞元 串行结构	多胞元 并行结构	单胞元 串行结构	多胞元 并行结构
3 用户	3 次	2 次	3 次 SIC 所需时间	1 次 SIC 所需时间
N 用户	$\frac{N(N-1)}{2}$ 次	$N-1$ 次	$\frac{N(N-1)}{2}$ 次 SIC 所需时间	1 次 SIC 所需时间

4.2 用户公平性指数

用 Jains fairness 来定义用户公平性指数,即

$$J = \left(\sum_{i=1}^N r_i\right)^2 / N \left(\sum_{i=1}^N r_i^2\right) \quad (39)$$

对于本文来说,用户数 $N=3$ 时只存在两个 NOMA 配对***,因此这里 r_i 表示第 i 个 NOMA 配对下的用户遍历可达速率,故有 $r_1 = \bar{r}_1^s, r_2 = \bar{r}_2^s$ 和 $r_3 = \bar{r}_{31}^{s_n} + \bar{r}_{32}^{s_n}$. 利用第三节结果,将其代入式(39),用户公平性指数就可求得.

5 仿真结果

本节将展示仿真结果,其中 Sim 表示数值仿真结果,而理论分析结果则用 Ana 表示. 而 OMA, C-NOMA 和 P-NOMA 则分别表示传统正交方案、现有的非正交方案和本文所提出的非正交方案. 假定中心和边缘用户可以忍受的最小传输速率分别为 $R_{th}^s = R_{th}^{s_n} = 1$ bps/Hz 和 $R_{th}^n = R_{th}^{s_n} = 0.6$ bps/Hz. 在资源分配上,假设 OMA 采用均分策略, C-NOMA 两中心及一边缘用户的功率分配因子分别设置为 0.1, 0.3 和 0.6, P-NOMA 的功率分配策略则是每一个配对的中心用户为 0.25、边缘用户为 0.75. 为保证性能公平性,三种比较方案的总发射功率相同.

图 2 展示 P-NOMA 方案在 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = 10, \psi_1^2 = \psi_2^2 = 1, \omega_1^2 = \omega_2^2 = 4, \varphi_1^2 = \varphi_2^2 = 8$ 信道条件下,自干扰残留系数分别为 $k_1 = k_2 = 0$ (青色曲线)和 $k_1 = k_2 = 0.02$ (红色曲线)时的 (a) 系统遍历容量和 (b) 用户中断性能. 从图 2 上看到,无自干扰的 P-NOMA 性能明显优于有干扰时的性能,特别是高信噪比场景,比如当 SNR > 20dB. 这是因为干扰信号能量与期望信号可比拟使得 P-NOMA 在自干扰存在情况下分别在遍历容量和中心用户的中断概率上形成平台效应,导致系统性能明显退化. 另一方面,边缘用户得益于选择合并译码策略的应用,所以

** 假设基站 BS 总可以提前获知用户的位置信息,基于两个相对距离基本相同的分组组网原则得到的中心用户数 N 通常满足: $N \geq 2$.

*** 事实上,随着中心用户的增加,边缘用户与中心用户组成的 NOMA 配对将增加,从而极大改善边缘用户的可达速率,直接结果是使得系统的公平性指数在高信噪比下得以显著提升.

不管全双工下的自干扰是否存在,其中断性能总不受影响.此外,由于基站到中心用户的信道条件相同,所以导致两个中心用户的中断性能几乎一样.重要的是,图

2 还显示,所提 P-NOMA 方案的理论分析结果与数值仿真很吻合.

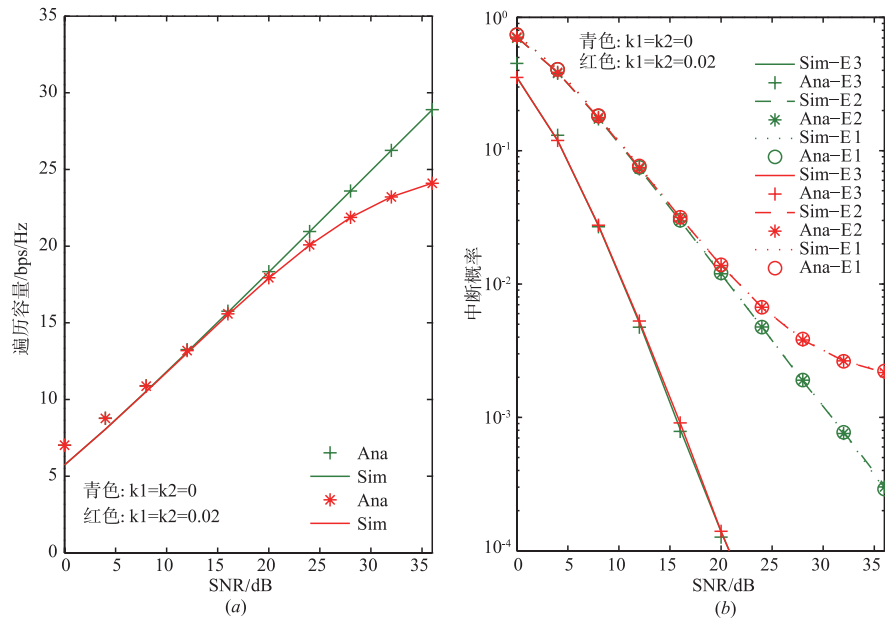


图2 P-NOMA就系统遍历容量和中断概率是否存在自干扰情况下的对比 (其中青色曲线表示不存在自干扰,而红色表示存在自干扰)

图3 展示不存在自干扰时,P-NOMA 与现有 C-NOMA 及 OMA 在(a)容量和(b)中断性能两方面的性能对比,其中信道条件与图2 相同.从图3(a)上看到,一方面,P-NOMA 的遍历容量显著优于传统的 OMA 方案,具体表现在在相同可达速率下前者大约存在 5dB;另一方面,虽然 P-NOMA 与 C-NOMA 在低信噪比下相差别

不大,但随着信噪比的上升,所提方案与 C-NOMA 相比,明显存在 2dB 左右的差距.这是因为现有的 C-NOMA 方案没有在频域上做分割,从而可以获得最大自由度,因而表现出比其他两种方案更大的优势.而本文提出的 P-NOMA 也正是利用非正交可以获取较大频域自由度来获得比 OMA 方案更高的频谱效益.此外,就中

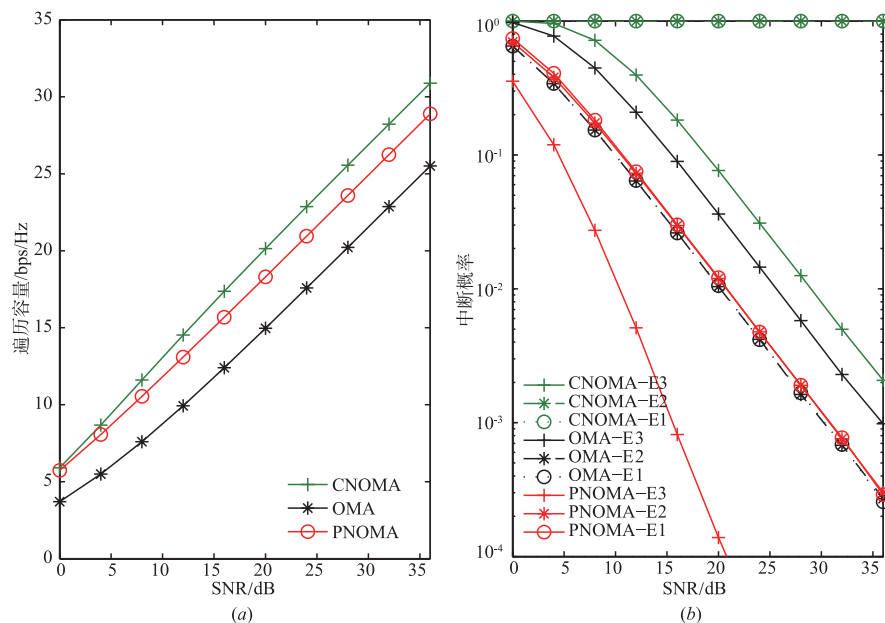


图3 在图2信道条件下,考虑P-NOMA不存在自干扰场景下,与现有C-NOMA及OMA在系统遍历容量和中断概率的性能对比

断性能而言,从图 3(b)上可以看到 P-NOMA 的中断性能总是优于现有的 C-NOMA 方案.事实上,现有的 C-NOMA 中断性能是相对差的,特别是对中心用户而言,有可能一直处于中断状态.再者,就中心用户而言,P-NOMA 与传统的 OMA 方案几乎有相同的中断性能;但在边缘用户层面,本文所提出的方案远优于传统 OMA 方案.这是因为将选择合并的译码策略应用到所提 P-NOMA 方案的边缘用户,而现有的文献已经证明选择合并可以获得很好的分集增益.

图 4 展示的是与图 2 相同的信道条件下,P-NOMA 在自干扰残留系数分别为 $k_1 = k_2 = 0$ (青色曲线)和 $k_1 = k_2 = 0.02$ (红色曲线)时的用户公平性指数.就公平性指数而言,一方面,P-NOMA 远优于现有的 C-NOMA,特别是在高信噪比下,前者的优势更明显;另一方面,相比于传统的 OMA 方案,P-NOMA 方案在低信噪比下不仅有优势,而且在高信噪比也显得可以比拟.事实上,就高信噪比下的用户公平性指标而言,与现有的 C-NOMA 相比,P-NOMA 方案已有显著改进.这正是本文所提方案的优势.此外,由于自干扰存在,高信噪比下用户的公平性相比无自干扰场景要稍好一些.这是因为自干扰存在使得中心用户也成为干扰受限节点,从而导致边缘用户与中心用户的速率差异减缓.

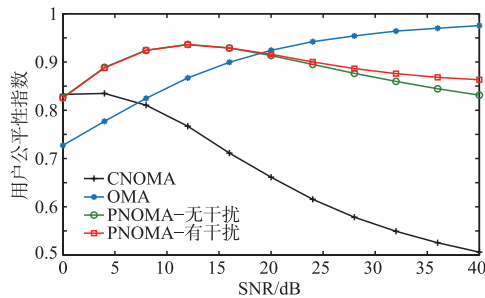


图4 P-NOMA不同自干扰系数下的公平性指数对比,信道条件与图2相同

6 结论

针对现有单胞元 NOMA 串行结构因时频共享带来的性能受损问题,本文提出一种利用资源正交化组网策略来构建中心用户频带独立正交、边缘用户与其频带合作的共享多胞元 NOMA 并行执行构架.具体来说,该多胞元行结构通过将边缘用户分别与中心用户配对来执行 NOMA 操作并引入全双工协作通信机制,在充分利用非正交技术带来高频谱效益的同时还提升边缘用户的性能;此外,该结构具备数据并行处理能力,从而有效降低译码处理的排队等待处理时间,实现降低系统计算复杂度的目的.仿真结果表明本文提出的多胞元 NOMA 并行执行构架是一种新颖有效的实用方案.

参考文献

- [1] 李美玲,李莹,Muhaidat Sami,等.非理想干扰删除下全双工中继 NOMA 系统的物理层安全性能研究[J].电子学报,2019,47(1):185-191.
LI Meiling, LI Ying, Muhaidat Sami, et al. Physical layer security for NOMA-based full duplex relay networks with non-ideal interference cancellation [J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(1): 185-191. (in Chinese)
- [2] 李美玲,李莹,杨晓霞,等.基于 STBC 的无线认知 NOMA 系统物理层安全性能研究[J].电子学报,2020,48(3):463-469.
LI Meiling, LI Ying, YANG Xiaoxia, et al. On the secrecy performance of NOMA-based cognitive radio networks with STBC [J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(3): 463-469. (in Chinese)
- [3] 李美玲,李莹,Muhaidat Sami,等.认知协作网络中非正交多址接入技术性能研究[J].通信学报,2018,39(9):57-66.
LI Meiling, LI Ying, Muhaidat Sami, et al. Research on the NOMA performance in cognitive cooperation network [J]. Journal on Communications, 2018, 39(9): 57-66. (in Chinese)
- [4] Ding Z, Yang Z, Fan P, et al. On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(12): 1501-1505.
- [5] SAITO Y, BENJEBBOUR A, KISHIYAMA Y, et al. System-level performance of downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) under various environments [A]. IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC) [C]. London: IEEE, 2015. 1-5.
- [6] Ding Z, Fan P, Poor H V. Impact of user pairing on 5G nonorthogonal multiple-access downlink transmissions [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(8): 6010-6023.
- [7] 龚明言,杨震.针对 MIMO-NOMA 系统中配对弱用户的空时编码方案[J].通信学报,2018,39(6):181-189.
GONG Mingyan, YANG Zhen. Space-time coding scheme for the paired weak user in MIMO-NOMA systems [J]. Journal on Communications, 2018, 39(6): 181-189. (in Chinese)
- [8] Oviedo J A, Sadjadpour H R. A fair power allocation approach to NOMA in multi-user SISO systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(9): 7974-7985.
- [9] Liu X, Jafarkhani H. Downlink non-orthogonal multiple access with limited feedback [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(9): 6151-6164.

- [10] Do T N, da Costa D B, Duong T Q, et al. Improving the performance of cell-edge users in MISO-NOMA systems using TAS and SWIPT-based cooperative transmissions [J]. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 2018, 2(1): 49 – 62.
- [11] Zafar A, Shaqfeh M, Alouini M S, et al. On multiple users scheduling using superposition coding over Rayleigh fading channels [J]. *IEEE Communications Letters*, 2013, 17(4): 733 – 736.
- [12] Shahab M B, Kader M F, Shin S Y. A virtual user pairing scheme to optimally utilize the spectrum of unpaired users in non-orthogonal multiple access [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2016, 23(12): 1766 – 1770.
- [13] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Hybrid full-duplex/half-duplex relaying with transmit power adaptation [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(9): 3074 – 3085.
- [14] Kim K J, Khan T, Orlik P. Performance analysis of cooperative systems with unreliable backhauls and selection combining [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(3): 2448 – 2461.
- [15] Kim J, Lee I. Non-orthogonal multiple access in coordinated direct and relay transmission [J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(11): 2037 – 2040.
- [16] Wan D, Wen M, Ji F, et al. Cooperative NOMA systems with partial channel state information over Nakagami-m fading channels [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(3): 947 – 958.
- [17] Hsu H P. *Theory and Problems of Probability, Random Variables, and Random Processes* [M]. New York: McGraw-Hill, 1996.

作者简介



崔兆阳 男, 1984 年生, 黑龙江齐齐哈尔市人. 广州供电局有限公司工程师. 研究方向为电力光通信技术、数据通信技术和无线通信技术等.



黄容兰(通信作者) 女, 1982 年生, 广西梧州人, 硕士. 梧州学院讲师. 研究方向为物理层技术与多用户检测、协作通信、无线网络通信资源分配与调度.

E-mail: 279248929@ qq. com



万德焕 男, 1983 年生, 广西陆川人, 博士. 广东金融学院讲师. 研究方向为无线通信技术.