

# 多用户全双工协作PNOMA系统非正交率控制及功率分配优化算法

申滨, 张楠, 董坤明

(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

**摘要:** 传统NOMA系统远近用户设备(User Equipment, UE)之间在时频资源上信号完全重叠,以期获得最高的频率利用率,但其中UE之间的干扰也成为核心问题之一. 部分NOMA(Partial NOMA, PNOMA)系统由于仅在部分频段实现NOMA共存,因此可以优化协调UE之间的干扰. 相较于传统NOMA系统,PNOMA系统能够极大地降低非理想连续干扰相消(imperfect Successive Interference Cancellation, ipSIC)对于系统和速率的消极影响. 基于全双工协作NOMA(Full Duplex Cooperative NOMA, FD-CNOMA)系统和PNOMA系统,本文提出了一种全双工协作部分NOMA(FD-CPNOMA)方案以优化UE之间干扰,提高系统可达速率. 考虑由一个基站和若干个远近UE构成的FD-CPNOMA系统,针对实际中存在非理想连续干扰消除问题,本文给出了UE配对、非正交率控制及功率分配的优化算法,并推导了此模型下UE中断概率闭式解. 仿真结果表明,本文提出的UE配对方案性能优于其他三种配对方案,所提出的PNOMA系统最大可达速率均优于相应的传统NOMA系统,提出的FD-CPNOMA系统在低信噪比下的最大可达速率比半双工协作部分NOMA(HD-CPNOMA)系统和PNOMA系统分别高出95.42%、44.06%,并且在高信噪比下可以较好地实现UE间公平性和平均可达速率的折衷.

**关键词:** FD-CPNOMA;非理想连续干扰消除;UE配对;功率分配;中断概率;平均可达速率

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)06-1842-10

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI:10.12263/DZXB.20230537

## Non-Orthogonal Ratio Control and Power Allocation Optimization Algorithm for Multi-User Full-Duplex Cooperative PNOMA Systems

SHEN Bin, ZHANG Nan, DONG Kun-ming

(School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** In traditional NOMA systems, signals between the near and far user equipment (UE) in the time and frequency domain are fully overlapped to obtain the highest spectrum efficiency, but interference between the UEs has become a critical issue. Partial NOMA (PNOMA) systems can significantly reduce the interference between the UEs because the NOMA mechanism is only partially adopted in the whole frequency band. Compared to traditional NOMA systems, PNOMA systems can significantly reduce the negative impact of imperfect successive interference cancellation (ipSIC) on the system sum rate. Based on the full-duplex cooperative NOMA (FD-CNOMA) and PNOMA system, this paper proposes a full-duplex cooperative PNOMA (FD-CPNOMA) system to reduce the interference between the UEs and accordingly improve the achievable system rate. Considering the non-ideal interference cancellation in practice and a FD-CPNOMA system consisting of one base station and multiple UEs, this paper proposes an optimization algorithm for UE pairing, non-orthogonal ratio control and power allocation. In addition, closed-forms of UE outage probability and approximate closed-forms of average achievable rates in this model are derived. Simulation results show that the performance of the proposed UE pairing scheme is better than the other three schemes, the maximum achievable rates of PNOMA systems are all better than the conventional NOMA systems, and the maximum achievable rate of FD-CPNOMA system is 95.42% and 44.06% higher than that of half-duplex cooperative NOMA (HD-CPNOMA) and PNOMA systems respectively with low signal-to-

noise ratios (SNR). The proposed FD-CPNOMA system provides a better tradeoff between the fairness and average reachable rate among the UEs at high SNR.

**Key words:** FD-CPNOMA; imperfect successive interference cancellation; UE pairing; power allocation; outage probability; average achievable rate

## 1 引言

为了提升 5G 系统容量并提高系统覆盖能力,基于 NOMA 技术的协作通信系统受到广泛关注<sup>[1,2]</sup>. 在 NOMA 系统中,信道条件较好的 UE 通常称为近 UE,信道条件较差的 UE 称为远 UE. 功率域 NOMA 在发射端采用信道编码和用户功率分配技术,将远近 UE 信号进行时频混叠,在接收端采用串行干扰消除 (Successive Interference Cancellation, SIC) 技术提取近 UE 的信号<sup>[3]</sup>. 为了提高远 UE 的性能,基于 UE 协作的 CNOMA 系统得以进一步提出<sup>[4]</sup>. 传统 NOMA 和 CNOMA 系统皆会产生大量 UE 间的干扰. 在实际中,现有的接收机技术难以保证理想的 UE 间干扰消除,因此可能导致相应的性能损失. 为减小干扰,进一步提高系统的可达和速率,文献[5~7]提出了 PNOMA 技术,将 OMA 技术和 NOMA 技术相结合,通过控制远近 UE 在频谱上的重叠率,减小由于信号重叠引发的干扰,并由此提高系统可达和速率.

已经有文献对 NOMA/CNOMA 系统的 UE 配对方案和功率分配策略进行了大量研究. Nermalidinne Siva Mouni 等<sup>[8]</sup>研究了 ipSIC 下的 NOMA 系统下行链路 UE 配对问题,推导出功率分配系数的界限,并提出了一种自适应用户配对算法,以实现更好的用户速率. Akhileswar Chowdary 等<sup>[9]</sup>提出了基于协同多点 (CoMP) 的 NOMA 蜂窝网络用户分组和配对方案. Zhong 等<sup>[10]</sup>研究了 NOMA 系统中远端用户数量大于近端用户数量时的用户配对方案,允许多个远端用户与一个近端用户配对以提高系统容量. Brena 等<sup>[11]</sup>研究了多个用户和中继选择情况下具有速率公平性的合作性 NOMA 系统,研究了自适应功率分配、中继选择和用户配对等策略.

在系统性能分析方面,王夕予等<sup>[12]</sup>在非理想 SIC 的假设下,针对单小区上行 NOMA 系统提出一套性能分析框架. 基于随机几何理论和次序统计理论,推导出距基站由近至远不同次序用户设备的覆盖概率,并采用平均覆盖概率衡量整个 NOMA 传输系统的可靠性. Ji-ang 等<sup>[13]</sup>研究了不完美 SIC 条件下的 NOMA 系统下行链路性能分析问题,推导出远近用户的闭式中断概率和近似的闭式平均速率. Peng Xu 等<sup>[14]</sup>研究了一种缓冲区辅助的 CNOMA 系统,基于瞬时信道状态信息和缓存状态自适应选择直接或协作传输模式,推导了中断概率和平均时延的表达式.

目前,关于 PNOMA 的研究主要集中在最优重叠率

的计算方面. 文献[5]提出了 PNOMA 系统,通过控制 UE 信号之间重叠度来减少 UE 之间的干扰. 根据 PNOMA 系统的可实现速率相对于 UE 信号重叠比的对应趋势,确认了与完全信号重叠相比,稍微降低重叠率反而具备提高可实现速率总和的潜力. 文献[6]研究了 PNOMA 系统中的 UE 公平性问题,首先定义了表示 UE 公平性的度量,然后根据重叠率来观察目标性能. Nann Win Moe Thet 等<sup>[7]</sup>研究了 PNOMA 系统中的功率分配问题,提出了一种基于梯度搜索的以最大和速率为目标、以 UE 公平性为约束的联合信号重叠率和功率分配的优化算法.

针对 PNOMA 和 NOMA 系统均存在远 UE 速率过低的问题,考虑到 CNOMA 系统具备弥补这一缺点的能力,本文提出将 PNOMA 和 FD-CNOMA 系统相结合,形成 FD-CPNOMA 系统. 本文将系统场景设置为单小区多 UE 环境,先对多个 UE 完成远近 UE 配对,再具体针对每一个 CNOMA UE 对的中断概率以及平均速率的进行理论分析. 为了与实际相符,本文还考虑了 ipSIC 条件对于系统性能的影响. 本文的主要贡献点如下.

(1) 将 CNOMA 引入 PNOMA 系统中,并对由此构成的 FD-CPNOMA 系统的中断概率进行理论分析,通过仿真验证了理论分析的正确性.

(2) 以系统和速率最大化为目标,将 Kuhn-Munkres (KM) 算法应用到 UE 配对当中,相较于现有的几种配对方案在性能上有所提升.

(3) 当存在过大的 SIC 干扰时,系统和速率会迅速下降. 通过仿真证明了 PNOMA 系统具有较强的抗非理想 SIC 干扰的能力.

(4) 核心研究 UE 信号重叠率优化控制和功率分配的优化问题,并提出了一种改进式梯度搜索法来实现更优化的可达和速率.

## 2 系统模型

如图 1 所示,考虑单小区下行链路全双工协作部分 NOMA 系统,包含一个 BS 以及  $2K$  个 UE,其中 BS 和 UE 均配备传输天线和接收天线各一条. 近端 UE 分布在深色区域内,远端 UE 分布在浅色区域内. 假设  $2K$  个 UE 可以通过配对方案成为  $K$  个 CNOMA UE 对,且每个 CNOMA 对包含近 UE 和远 UE,均使用功率域 NOMA 技术. 假设近 UE 具备全双工通信能力. 如图 2 所示,BS 在时隙 1、2 中皆同时向两个 UE 发送叠加信号,UE<sub>2</sub> 在

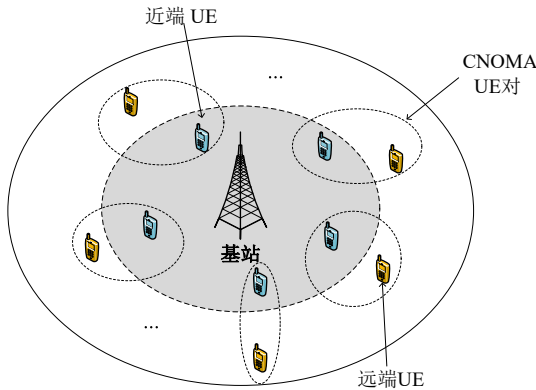


图1 单小区多UE系统模型

全双工模式下以解码转发方式协助 UE<sub>1</sub> 接收信号. 图2中包含四种通信链路, 分别为 BS → UE<sub>1</sub>、BS → UE<sub>2</sub>、UE<sub>2</sub> → UE<sub>1</sub> 及自干扰信道 UE<sub>2</sub> → UE<sub>2</sub>, 对应的信道系数分别表示为  $h_1$ 、 $h_2$ 、 $h_3$ 、 $h_R$ . 为便于理论分析, 假设 BS → UE<sub>1</sub>、BS → UE<sub>2</sub> 及 UE<sub>2</sub> → UE<sub>1</sub> 的信道系数均服从独立的瑞利分布, UE<sub>2</sub> → UE<sub>2</sub> 不发生衰落<sup>[15]</sup>. 自干扰信道增益表示为  $\gamma_R = |h_R|^2$ , 假设为一个常数<sup>[15]</sup>. 为便于分析, 进一步假设接收端可以准确地估计信道状态信息 (CSI) 并以可忽略的延迟反馈给相应的发射端, 其中信道状态信息用  $\gamma_i = |h_i|^2$  ( $i=1, 2, 3$ ) 表示, 服从参数为  $1/\lambda_i$  的指数分布, 且满足  $\gamma_1 \leq \gamma_2$ . 每个信道对应的加性高斯白噪声 (AWGN) 均服从均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的复高斯分布, 即  $n_i \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ . 此外, 基站总带宽为  $W$ , BS 与不同 CNOMA UE 对之间通过 OFDMA 方式通信, 每个 UE 对分配到的子信道带宽为  $B = W/K$ .

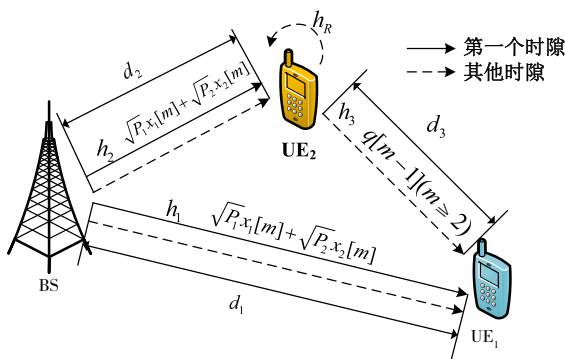


图2 FD-CPNOMA 系统模型

图3给出了远近 UE 所对应的 FD-CPNOMA 系统子载波分配模型, CPNOMA 在 CNOMA 的基础上改变了 UE 信号频段的重叠率, 可以通过控制重叠率的大小来实现不同的目标 (最大化系统可达速率或确保用户之间公平性). 为了表示 UE 之间的重叠率, 本文引入了三个变量, 分别为  $\alpha$ 、 $\beta$  和  $\rho$ , 其中  $0 \leq \alpha, \beta \leq 1$ . 本文将近 UE 的重叠率  $\alpha$  称作 NOR (Near UE's Overlap Ratio), 远 UE

的重叠率  $\beta$  称作 FOR (Far UE's Overlap Ratio), 总重叠率  $\rho = \alpha + \beta$  称 TOR (Total UE's Overlap Ratio).

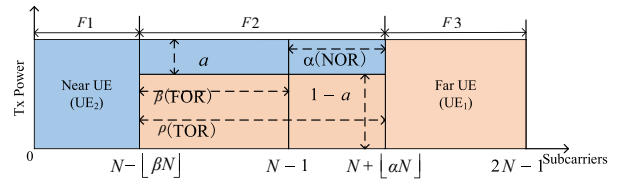


图3 FD-CPNOMA 系统子载波分配模型

图3中  $\alpha$  为 UE<sub>2</sub> (近 UE) 的功率分配系数, 假设 BS 的总功率为  $P_B$ , 每个子载波分配到的功率为  $P_n = P_B/(2N)$ ,  $2N$  为子载波个数. 在 F2 区域每个子载波上 UE<sub>2</sub> 分配的功率为  $P_2 = \alpha P_n$ , UE<sub>1</sub> 分配的功率为  $P_1 = (1 - \alpha) P_n$ , UE<sub>2</sub> 可通过子信道全频段子载波向 UE<sub>1</sub> 发送信号, 其发射功率为  $P_R = P_n$ . 当  $\alpha = 0$  时, 表示基站发射功率全部分配给 UE<sub>1</sub>; 反之,  $\alpha = 1$  表示基站发射功率全部分配给 UE<sub>2</sub>. 每个子信道的总带宽为  $B$ , 因此每个子载波的带宽为  $\Delta = B/2N$ .

在 FD-CPNOMA 系统中, 根据 NOR 和 FOR 的不同, 可以将频带划分为三个区域. 第一个区域为 F1, 即  $0 \leq n \leq N - \lfloor \beta N \rfloor - 1$ , 其中  $n$  为子载波序号,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整函数,  $2N$  为 UE 完成快速傅里叶变换 (FFT) 时的点数. 当  $\alpha = \beta = 0$  时, 整个系统退化为 OFDMA 系统;  $\alpha = \beta = 1$  时, 系统转变为 FD-CNOMA 系统. 在 F1 区域内, UE<sub>2</sub> 通过 OMA 方式传输信号, UE<sub>1</sub> 则不在此频段上传输信号. 在第  $m$  ( $m=1, 2, \dots$ ) 个时隙的第  $n$  个子载波, BS 向 UE<sub>2</sub> 发送信号  $x_2^{(n)}[m]$ , 此时 UE<sub>2</sub> 的接收信号为

$$y_2^{(n)}[m] = h_2^{(n)}[m] \sqrt{P_2^{(n)}} x_2^{(n)}[m] + w_2^{(n)}[m] \quad (1)$$

其中,  $P_2^{(n)}$  为 BS 在第  $n$  个子载波上向 UE<sub>2</sub> 发送信号的功率,  $w_2^{(n)}[m] \sim \text{CN}(0, N_0 \Delta)$  是 UE<sub>2</sub> 对应的 AWGN 噪声,  $N_0$  为噪声功率谱密度.

第二个区域为 F2, 即  $N - \lfloor \beta N \rfloor \leq n \leq N - 1 + \lfloor \alpha N \rfloor$ . 在该区域内, UE<sub>1</sub> 和 UE<sub>2</sub> 的信号频谱完全重叠, 两个 UE 使用 FD-CNOMA 方式传输信号. 此时传输过程可分为两种情况.

第一种情况为第一个传输时隙, 即  $m=1$ , 由 BS 同时向两个 UE 发送  $x_1^{(n)}[m]$  和  $x_2^{(n)}[m]$  的叠加信号, 此时 UE<sub>1</sub> 和 UE<sub>2</sub> 的接收信号分别为

$$y_1^{(n)}[m] = h_1^{(n)}[m] \left( \sqrt{P_1^{(n)}} x_1^{(n)}[m] + \sqrt{P_2^{(n)}} x_2^{(n)}[m] \right) + w_1^{(n)}[m] \quad (2)$$

$$y_2^{(n)}[m] = h_2^{(n)}[m] \left( \sqrt{P_1^{(n)}} x_1^{(n)}[m] + \sqrt{P_2^{(n)}} x_2^{(n)}[m] \right) + w_2^{(n)}[m] \quad (3)$$

第二种情况是其他传输时隙, 即  $m \geq 2$ , 在这些传输时隙上, 基站同时向两个 UE 发送  $x_1^{(n)}[m]$  和  $x_2^{(n)}[m]$  的叠

加信号,且 UE<sub>2</sub> 解码前一个时隙中 UE<sub>1</sub> 的信号并将解码后的信号  $q^{(n)}[m-1]$  发送给 UE<sub>1</sub>. 由此, UE<sub>2</sub> 在该阶段的接收信号为

$$y_2^{(n)}[m] = h_2^{(n)}[m] \left( \sqrt{P_1^{(n)}} x_1^{(n)}[m] + \sqrt{P_2^{(n)}} x_2^{(n)}[m] \right) + h_r^{(n)}[m] \sqrt{P_R^{(n)}} q^{(n)}[m-1] + w_2^{(n)}[m] \quad (4)$$

这一阶段内, UE<sub>1</sub> 的接收信号为

$$y_1^{(n)}[m] = h_1^{(n)}[m] \left( \sqrt{P_1^{(n)}} x_1^{(n)}[m] + \sqrt{P_2^{(n)}} x_2^{(n)}[m] \right) + h_3^{(n)}[m] \sqrt{P_R^{(n)}} q^{(n)}[m-1] + w_1^{(n)}[m] \quad (5)$$

第三个区域为 F3, 即  $N + \lfloor \alpha N \rfloor \leq n \leq 2N - 1$ . 在此区域, UE<sub>1</sub> 通过 OFDMA 方式接收 BS 信号, UE<sub>2</sub> 不在此频段传输信号. 此时, UE<sub>1</sub> 接收信号为

$$y_1^{(n)}[m] = h_1^{(n)}[m] \sqrt{P_1^{(n)}} x_1^{(n)}[m] + w_1^{(n)}[m] \quad (6)$$

在此信号模型及图 1 所示的场景下, 本文的主要目标是: (1) 通过调整  $\alpha$ 、 $\beta$  和  $a$  的取值来提高 UE 对的可达和速率. (2) 通过本文提出的 UE 配对算法和功率分配算法, 进一步提高系统的可达和速率. (3) 在能够使可达和速率达到最大的  $(\alpha, \beta, a)$  参数配置条件下, 对系统进行性能分析.

### 3 问题成型及求解

#### 3.1 UE 配对、非正交率控制及功率分配优化问题

蜂窝网络中的  $2K$  个 UE 通过配对形成  $K$  个 CNOMA 用户对. 为了表示配对情况, 本文引入一个变量  $g_{s,t}$  ( $1 \leq s, t \leq 2K$ )<sup>[16]</sup>, 用来表示第  $s$  个 UE 和第  $t$  个 UE 配对的情况, 且  $g_{s,t}$  的表达式为

$$g_{s,t} = \begin{cases} 1, & \text{if UE}_s \text{ and UE}_t \text{ are paired} \\ 0, & \text{others} \end{cases} \quad (7)$$

以  $R_s^{(s,t)}$  和  $R_t^{(s,t)}$  分别表示 UE<sub>s</sub> 和 UE<sub>t</sub> 在配对时各自的可达速率, 且满足最低可达速率要求, 即 CNOMA 的最低可达速率  $R_s^{(\text{CNOMA})}$  和  $R_t^{(\text{CNOMA})}$ . 以  $\alpha_k$ 、 $\beta_k$  和  $a_k$  分别表示第  $k$  ( $k=1, 2, \dots, K$ ) 个 CNOMA 对中的 NOR、FOR 和近 UE 的功率分配系数. 结合以上内容, 该优化问题表示为

$$\max_{\{\alpha_s, \beta_s, a_s, g_{s,t}\}} \sum_{s=1}^{2K} \sum_{t=s+1}^{2K} g_{s,t} (R_s^{(s,t)} + R_t^{(s,t)}) \quad (8)$$

$$\text{s. t.} \quad R_s^{(s,t)} \geq g_{s,t} R_s^{(\text{CNOMA})} \quad (8a)$$

$$R_t^{(s,t)} \geq g_{s,t} R_t^{(\text{CNOMA})} \quad (8b)$$

$$0 \leq \alpha_k, \beta_k \leq 1, \forall k \in \{1, 2, \dots, K\} \quad (8c)$$

$$0 \leq a_k \leq a_{\max}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K\} \quad (8d)$$

$$g_{s,t} \in \{0, 1\}, \forall s, k \in \{1, 2, \dots, 2K\} \quad (8e)$$

$$g_{s,t} = g_{t,s}, \forall s, k \in \{1, 2, \dots, 2K\} \quad (8f)$$

$$g_{s,s} = 0, \forall s \in \{1, 2, \dots, 2K\} \quad (8g)$$

$$\sum_{s=1}^{2K} g_{s,t} = 1, \forall t \in \{1, 2, \dots, 2K\} \quad (8h)$$

$$\sum_{t=1}^{2K} g_{s,t} = 1, \forall s \in \{1, 2, \dots, 2K\} \quad (8i)$$

其中,  $a_{\max}$  为近 UE 的最大功率分配系数; 约束 (8a) 和 (8b) 均为最小速率限制, 约束 (8g)、(8h) 和 (8i) 表示每个 UE 只能与除了其本身以外的一个 UE 配对.

#### 3.2 优化问题求解

##### 3.2.1 优化问题分解

问题 (8) 包含了两个优化问题, 分别为功率分配优化问题和 UE 配对优化问题. 由于功率分配问题是在一个 UE 对中进行求解, 因此, 可以将该优化问题拆分为两个优化问题, 分别为

包含非正交率控制的功率分配优化问题:

$$R_{\text{sum}}^{\text{opt}} = \max_{\{\alpha_s, \beta_s, a_s\}} R_s^{(s,t)} + R_t^{(s,t)} \quad (9)$$

s. t. (8a)~(8d)

UE 配对优化问题:

$$\max_{\{g_{s,t}\}} \sum_{s=1}^{2K} \sum_{t=s+1}^{2K} g_{s,t} R_{\text{sum}}^{\text{opt}} \quad (10)$$

s. t. (8e)~(8i)

由于求解 UE 配对问题时需要涉及到功率分配方案, 因此本文首先解决功率分配问题, 然后用 KM 算法求解配对问题.

##### 3.2.2 功率分配优化问题求解

功率分配子问题是在所确定的 CNOMA UE 对中进行优化的. 本小节针对每一个 UE 对, 对各 UE 的重叠率和功率进行优化, 将可达速率限制在 CNOMA 的可达速率之上, 改进了文献 [7] 中的基于梯度搜索的功率分配算法. 如算法 1 所示.

首先给定  $a_{\max}$  和  $a$  的步长  $\eta_a$ ,  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}$  的初值设为 0,  $\alpha$  和  $\beta$  的初值均设为 1, 因为  $\alpha = \beta = 1$  时系统的可达速率正是 FD-CNOMA 系统的可达速率, 便于与 PFD-CNOMA 的可达速率进行比较. 此外,  $\alpha$  和  $\beta$  的步长  $\eta = 0.1$ , 当  $(\alpha, \beta) = (1, 1)$  时, 遍历  $a$ , 得到最大速率对应的近 UE 功率分配系数, 记为  $a_{\text{opt}}$ , 此时相应的最大可达速率记为  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}$ . 然后更新  $\alpha$  和  $\beta$ , 即  $(\alpha^*, \beta^*) = (\alpha - \eta, \beta - \eta)$ , 重复上述操作, 分别得到  $a_{\text{opt}}(\alpha^*, \beta)$ 、 $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha^*, \beta)$ 、 $a_{\text{opt}}(\alpha, \beta^*)$  和  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha, \beta^*)$ . 若更新后的  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha^*, \beta)$  和  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha, \beta^*)$  分别与更新前的  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}$  之间的差值均为正, 则根据  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha^*, \beta)$  与  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha, \beta^*)$  的大小对  $\alpha$  或  $\beta$  进行更新, 否则不更新  $\alpha$  和  $\beta$ , 且  $\alpha$  和  $\beta$  的步长  $\eta = \eta + 0.1$ , 再次得到  $\alpha^*$  和  $\beta^*$  的取值, 重复比较操作, 直到  $\alpha$  或  $\beta$  为零停止. 此时得到的  $(\alpha, \beta, a_{\text{opt}})$  和  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}$  即为最优解.

通过计算得出算法 1 的复杂度约为  $O\left(\frac{1}{\eta} + 1\right)^2 \left(\frac{a_{\max}}{\eta_a} + 1\right)$ .

##### 3.2.3 UE 配对优化问题的求解

解决功率分配问题之后, 接下来解决 UE 配对的问题

**算法 1 基于梯度搜索的改进式非正交率控制及功率分配算法**

输入:用户功率分配参数  $a$ , 步长  $\eta_a$ , 最大的功率分配参数  $a_{\max}$ .

输出:使可达和速率达到最大的  $(\alpha, \beta, a)$  和  $R_{\text{sum}}$ .

初始化:  $a=0, \eta_a=0.02$ , 频率重叠率  $(\alpha, \beta)=(1, 1)$ , 步长  $\eta=0.1, R_{\text{sum}}^{\text{opt}}=0$ .

步骤一:更新  $\alpha$  和  $\beta$  的值, 令  $\alpha^* = \alpha - \eta, \beta^* = \beta - \eta$ .

1: 对于每个  $a(i) (i=1, 2, \dots, a_{\max}/\eta_a + 1)$ , 均利用式(17)计算相对应的  $R_{\text{sum}}(i)$ .

2: 找到最大的  $R_{\text{sum}}(i)$ , 令  $a_{\text{opt}}(\alpha, \beta) = a(i), R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha, \beta, a_{\text{opt}}(\alpha, \beta)) = R_{\text{sum}}(i)$ .

对于  $(\alpha^*, \beta)$  和  $(\alpha, \beta^*)$ , 重复 1, 得到  $a_{\text{opt}}(\alpha^*, \beta)$ .

$R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha, \beta^*, a_{\text{opt}}(\alpha, \beta^*))$ 、 $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha^*, \beta, a_{\text{opt}}(\alpha^*, \beta))$  和  $a_{\text{opt}}(\alpha, \beta^*)$ .

步骤二:  $C(\alpha^*, \beta) = R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha^*, \beta) - R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha, \beta), C(\alpha, \beta^*) = R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha, \beta^*) -$

$R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha, \beta)$ .

1: 若满足  $C(\alpha^*, \beta) > 0$  且  $C(\alpha, \beta^*) > 0$

2: 若  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha^*, \beta) > R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha, \beta^*)$

3: 令  $(\alpha, \beta) = (\alpha^*, \beta), R_{\text{sum}} = R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha^*, \beta), a = a_{\text{opt}}(\alpha^*, \beta)$

4: 否则

5: 令  $(\alpha, \beta) = (\alpha, \beta^*), R_{\text{sum}} = R_{\text{sum}}^{\text{opt}}(\alpha, \beta^*), a = a_{\text{opt}}(\alpha, \beta^*)$

6: 令  $\eta=0.1$ , 此时的  $\alpha, \beta, a$  和  $R_{\text{sum}}$  均为当前最优值.

7: 否则

8:  $\alpha, \beta, a$  和  $R_{\text{sum}}$  均不更新, 仅更新步长  $\eta = \eta + 0.1$ .

9: 重复步骤一和步骤二, 直至  $\alpha=0$  或  $\beta=0$  停止, 当前的  $\alpha, \beta, a$  和  $R_{\text{sum}}$  值即为最终求得的最优值.

题. 问题 (8) 若采用穷举搜索法, 复杂度极高, 为  $O((2K-1)!)^{[17]}$ . 对此本文提出了一种低复杂度的配对方法, 采用 KM 算法作为基础, 得到了最大可达和速率下的配对矩阵, 如算法 2 所示. KM 算法要求配对双方的数量相同, 其中一方的每一个 UE 都与另外一方的每一个 UE 有 D2D 链路存在, 存在相应的权值 (即为这两个 UE 配对后的最大可达速率), KM 算法能够找到使得权值之和最大的配对策略.

**算法 2 低复杂度的 UE 配对算法**

输入: 蜂窝链路信道增益矩阵  $\gamma_{\text{strong}} \in \mathbf{R}^{1 \times K}, \gamma_{\text{weak}} \in \mathbf{R}^{1 \times K}, \text{D2D}$  信道增益矩阵  $\gamma_{\text{D2D}} \in \mathbf{R}^{K \times K}$ .

输出: 配对矩阵  $\mathbf{A}_{\text{match}} \in \mathbf{R}^{K \times 3}$ , 最优和速率  $R_{\text{opt}}$ .

初始化: 速率矩阵  $\mathbf{R}_{\text{pair}} = \text{zeros}(K, K)$ , 配对矩阵  $\mathbf{A}_{\text{match}} = \text{zeros}(K, 3)$ , UE<sub>s</sub> 的信道增益  $\gamma^s \in \gamma_{\text{strong}}$ , UE<sub>t</sub> 信道增益为  $\gamma^t \in \gamma_{\text{weak}}, R_{\text{opt}} = 0$ .

1: 对于  $\forall s, t \in \{1, 2, \dots, K\}$ , 通过算法 1 得到  $R_{\text{sum}}^{\text{opt}}$ , 加到速率矩阵

$\mathbf{R}_{\text{pair}}(s, t)$  遍历  $s, t$  得到速率矩阵  $\mathbf{R}_{\text{pair}}$ .

2: 将  $\mathbf{R}_{\text{pair}}$  作为 KM 算法的输入得到配对矩阵  $\mathbf{A}_{\text{match}}$  和最优和速率  $R_{\text{opt}}$ .

3: 配对矩阵  $\mathbf{A}_{\text{match}}$  的前两列即为配对的 UE, 第三列为这两个 UE 配对后的可达和速率.

假设基站到第  $j$  个 UE 的信道增益为  $\gamma^j (j=1, 2, \dots, 2K)$ , 且满足降序, 即  $\gamma^1 \geq \gamma^2 \geq \dots \geq \gamma^{2K}$ , 故将这  $2K$  个 UE 分为两部分, 一部分为信道增益较大的 UE<sub>1</sub>,

UE<sub>2</sub>,  $\dots$ , UE<sub>K</sub>, 另一部分则是信道增益较小的 UE<sub>K+1</sub>, UE<sub>K+2</sub>,  $\dots$ , UE<sub>2K</sub>. KM 算法的输入即为这两部分的 UE 分别配对之后的最大可达速率, 输出即为配对策略和最大的可达和速率.

传统 KM 算法的复杂度为  $O(K^4)$ , 但对算法进行优化, 优化过后的算法复杂度可以降到  $O(K^3)$ , 相对于穷举搜索法的复杂度  $O((2K-1)!)^{[1]}$  而言, 该算法能够极大地降低复杂度.

**4 系统性能分析****4.1 可达速率分析**

当  $n \in F2$  且  $m \geq 2$  时, 传输过程分为两个阶段. 在第一阶段, UE<sub>2</sub> 首先将自身信号作为干扰来解码 UE<sub>1</sub> 的信号, 这一过程的信干噪比 (Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR) 为

$$\text{SINR}_{21,1}^{(n)} = \frac{(1-a)\gamma_{2,n}\zeta_n}{\zeta_n\gamma_{2,n}a+1} \quad (11)$$

其中,  $\zeta_n = \frac{P_n}{\sigma_n^2}$  为第  $n$  个载波的信噪比.

因此, UE<sub>2</sub> 解码 UE<sub>1</sub> 时, 对应的可达速率为

$$R_{21,1}^{(n)} = \Delta \log_2(1 + \text{SINR}_{21,1}^{(n)}) \quad (12)$$

解码出 UE<sub>1</sub> 的信号, 并将 UE<sub>1</sub> 的信号从接收信号中消除后, UE<sub>2</sub> 开始解码自己的信号, 解码过程的信干噪比为

$$\text{SINR}_{22,1}^{(n)} = \frac{\gamma_{2,n}a\zeta_n}{\delta\gamma_{2,n}(1-a)\zeta_n+1} \quad (13)$$

其中,  $\delta (0 \leq \delta \leq 1)$  是非理想 SIC 系数,  $\delta=0$  表示 UE<sub>2</sub> 能够完全准确地解码出 UE<sub>1</sub> 的信号并将其完全消除掉;  $\delta \neq 0$  则表示 UE<sub>2</sub> 解码 UE<sub>1</sub> 的信号后存在残余干扰.

第二个阶段 UE<sub>2</sub> 解码 UE<sub>1</sub> 信号的信干噪比为

$$\text{SINR}_{21,2}^{(n)} = \frac{\gamma_{2,n}(1-a)\zeta_n}{\gamma_{2,n}a\zeta_n+\gamma_{R,n}\zeta_n+1} \quad (14)$$

其中  $\gamma_R$  表示自干扰信道的信道系数.

UE<sub>2</sub> 解码本身信号的信干噪比为

$$\text{SINR}_{22,2}^{(n)} = \frac{\gamma_{2,n}a\zeta_n}{\delta\gamma_{2,n}(1-a)\zeta_n+\gamma_{R,n}\zeta_n+1} \quad (15)$$

UE<sub>2</sub> 在第  $n$  个载波上的可达速率为

$$R_{2,C}^{(n)} = \Delta \log_2(1 + \text{SINR}_{22,2}^{(n)}) \quad (16)$$

UE<sub>1</sub> 解码基站发送的叠加信号的信干噪比为

$$\text{SINR}_{1,B}^{(n)} = \frac{\gamma_{1,n}(1-a)\zeta_n}{\gamma_{1,n}a\zeta_n+1} \quad (17)$$

UE<sub>1</sub> 解码 UE<sub>2</sub> 的发送信号  $q^{(n)}[m-1]$  的信噪比为

$$\text{SNR}_{1,2}^{(n)} = \gamma_{3,n}\zeta_n \quad (18)$$

假设 UE<sub>1</sub> 可以成功地将  $q^{(n)}[m-1]$  和  $x_{12}^{(n)}[m]$  的信号通过 MRC (最大比合并) 技术相融合, 可获得的输出信

噪比表示为

$$\text{SINR}_{1,\text{MRC}}^{(n)} = \text{SINR}_{1,B}^{(n)} + \text{SINR}_{1,2}^{(n)} \quad (19)$$

因此, UE<sub>1</sub> 在第  $n$  个载波上的可达速率为

$$R_{1,C}^{(n)} = \Delta \min \left\{ \log_2 \left( 1 + \text{SINR}_{21,2}^{(n)} \right), \log_2 \left( 1 + \text{SINR}_{1,\text{MRC}}^{(n)} \right) \right\} \quad (20)$$

当  $n \in F1$  时, UE<sub>2</sub> 解码自身目标信号信噪比为

$$\text{SNR}_{2,\text{OMA}}^{(n)} = \gamma_{2,n} \zeta_n \quad (21)$$

UE<sub>2</sub> 解码自身目标信号的速率为

$$R_{2,\text{OMA}}^{(n)} = \Delta \log_2 \left( 1 + \text{SNR}_{2,\text{OMA}}^{(n)} \right) \quad (22)$$

当  $n \in F3$  时, UE<sub>1</sub> 解码自身目标信号信噪比为

$$\text{SNR}_{1,\text{OMA}}^{(n)} = \gamma_{1,n} \zeta_n \quad (23)$$

UE<sub>1</sub> 解码自身目标信号的速率为

$$R_{1,\text{OMA}}^{(n)} = \Delta \log_2 \left( 1 + \text{SNR}_{1,\text{OMA}}^{(n)} \right) \quad (24)$$

因此, UE<sub>1</sub> 和 UE<sub>2</sub> 的总可达速率为

$$R_{\text{sum}} = \sum_{n=0}^{N-\lfloor \beta N \rfloor - 1} R_{2,\text{OMA}}^{(n)} + \sum_{n=N-\lfloor \beta N \rfloor}^{N+\lfloor \alpha N \rfloor - 1} R_{2,C}^{(n)} + \sum_{n=N-\lfloor \beta N \rfloor}^{N+\lfloor \alpha N \rfloor - 1} R_{1,C}^{(n)} + \sum_{n=N+\lfloor \alpha N \rfloor}^{2N-1} R_{1,\text{OMA}}^{(n)} \quad (25)$$

## 4.2 中断概率分析

本小节分析推导 FD-CPNOMA 系统中两个 UE 的中断概率. 为便于分析表示, 假设  $K=1$ , 且本系统一共有  $2N$  个子载波, 远近 UE 的总目标速率分别为  $\bar{R}_1$  和  $\bar{R}_2$ .

为了描述时域中的 SINR 公式, 本文考虑了快速傅立叶变换 (FFT) 资源块的特性. 根据 FFT 变换能量守恒性质, 信号在时域的能量等于其频域的能量. 由此, 第  $l(l=0, 1, \dots, 2N-1)$  次采样时, 在时域中表示近 UE 在第一阶段的 SINR 为  $\text{SINR}_{22,1}(l)$ 、近 UE 在第二阶段 SINR 为  $\text{SINR}_{22,2}(l)$ 、远 UE 的 SINR 为  $\text{sinr}_1(l)$ <sup>[5]</sup>. 当  $N$  值足够大<sup>[18]</sup>时, 各 SINR 近似表示如下:

$$P_2^{\text{out}} = 1 - \Pr \left( B_2 \log_2 \left( 1 + \text{SINR}_{22,2}(l) \right) > \bar{R}_2, B_2 \log_2 \left( 1 + \text{SINR}_{21,2}(l) \right) > \bar{R}_1 \right) \\ = \begin{cases} 1, & \text{if } \theta_2 \geq \frac{a}{\delta(1-a)} \text{ or } \theta_1 \geq \frac{(1-a)}{a} \\ 1 - e^{-\lambda_2 \max(a, a_2)}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (32)$$

$$P_1^{\text{out}} = \Pr \left( \text{SINR}_{21,2}(l) < \theta_1, \text{SINR}_{1,B}(l) < \theta_1 \right) + \Pr \left( \text{SINR}_{21,2}(l) > \theta_1, \text{SNR}_{1,2}(l) + \text{SINR}_{1,B}(l) < \theta_1 \right) \\ \approx \begin{cases} 1, & \text{if } \theta_1 \geq \frac{1-a}{a} \\ \left( 1 - e^{-\lambda_2 a_2} \right) \left( 1 - e^{-\lambda_1 a_3} \right) + e^{-\lambda_2 a_2} \left( 1 - e^{-\lambda_1 a_3} - \frac{\lambda_1 a_3}{2} e^{-\frac{\lambda_1 \theta_1}{C_{R,F2} \zeta}} \sum_{i=1}^n w_i \sqrt{1 - z_i^2} f(v_i) \right), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (33)$$

$$\text{SINR}_{22,1}(l) \approx \frac{C_{2,\text{sum}} \gamma_2(l) \zeta}{\delta C_{1,F2} \gamma_2(l) \zeta + 1} \quad (26)$$

$$\text{SINR}_{22,2}(l) \approx \frac{C_{2,\text{sum}} \gamma_2(l) \zeta}{\delta C_{1,F2} \gamma_2(l) \zeta + C_{R,F2} \gamma_R \zeta + 1} \quad (27)$$

$$\text{sinr}_1(l) \approx \min \left\{ \frac{C_{1,\text{sum}} \gamma_1(l) \zeta}{C_{2,F2} \gamma_2(l) \zeta + C_{R,F2} \gamma_R \zeta + 1}, C_{R,F2} \gamma_3(l) \zeta + \frac{C_{1,\text{sum}} \gamma_1(l) \zeta}{C_{2,F2} \gamma_1(l) \zeta + 1} \right\} \quad (28)$$

其中,  $C_{2,F2} = a\rho$ ,  $C_{1,\text{sum}} = (1-a) + (1-a)\rho$ ,  $C_{2,\text{sum}} = (1-\beta) + a\rho$ ,  $C_{1,F2} = (1-a)\rho$ ,  $C_{R,F2} = \rho$ ,  $\zeta = P_n^2 / \sigma^2$ ,  $\gamma_1(l)$ 、 $\gamma_2(l)$  分别表示第  $l$  次采样时链路 BS  $\rightarrow$  UE<sub>1</sub> 和 BS  $\rightarrow$  UE<sub>2</sub> 的时域信道增益.

同理, 可以得出

$$\text{SINR}_{21,2}(l) \approx \frac{C_{1,\text{sum}} \gamma_2(l) \zeta}{C_{2,F2} \gamma_2(l) \zeta + C_{R,F2} \gamma_R \zeta + 1} \quad (29)$$

$$\text{SINR}_{1,B}(l) \approx \frac{C_{1,\text{sum}} \gamma_1(l) \zeta}{C_{2,F2} \gamma_2(l) \zeta + 1} \quad (30)$$

$$\text{SNR}_{1,2}(l) \approx C_{R,F2} \gamma_3(l) \zeta \quad (31)$$

当  $n \in F2$  时, UE<sub>2</sub> 的中断发生在 UE<sub>2</sub> 不能成功解码 UE<sub>1</sub> 或 UE<sub>2</sub>, 或二者都不能成功解码的情况. 以文献 [19] 为基础, 推导可得 UE<sub>2</sub> 的中断概率如式 (32), 其中,

$$\theta_1 = 2^{\frac{\bar{R}_1}{B_2} - 1}, \quad \theta_2 = 2^{\frac{\bar{R}_2}{B_2} - 1}, \quad B_2 = (1 + \beta)N\Delta, \quad a_1 = \frac{\theta_1 (C_{R,F2} \gamma_R \zeta + 1)}{C_{2,\text{sum}} \zeta - \delta \theta_2 C_{1,F2} \zeta}, \quad a_2 = \frac{\theta_1 (C_{R,F2} \gamma_R \zeta + 1)}{C_{1,\text{sum}} \zeta - C_{2,F2} \theta_1 \zeta}$$

UE<sub>1</sub> 的中断事件发生在以下情况:

- (1) UE<sub>1</sub> 不能成功解码自身信号且 UE<sub>2</sub> 不能成功解码 UE<sub>1</sub> 的信号;
- (2) UE<sub>2</sub> 可以成功解码 UE<sub>1</sub> 的信号, 但经 MRC 后的可达速率小于目标速率.

由此可以求得 UE<sub>1</sub> 的中断概率如式 (33), 其中  $a_3 =$

$$\frac{\theta_1}{C_{1,F2} \zeta - C_{2,\text{sum}} \theta_1 \zeta}$$

## 5 仿真验证与分析

### 5.1 参数分析

本节对 FD-CPNOMA 系统的可达和速率进行数值分析评估,仿真所用参数如表 1 所示.在同等条件下,文中提出的系统方案能够达到比 FD-CNOMA 系统更高的速率,并由此确定了达到最高速率的 NOR 和 FOR 参数配置,分别为  $\alpha=1, \beta=0$ .

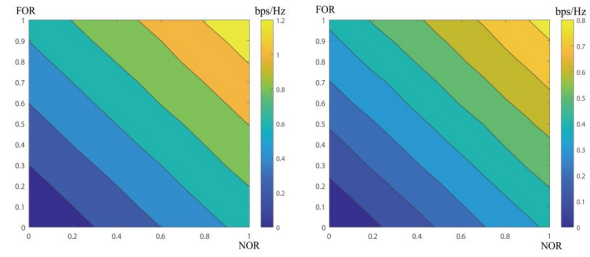
表 1 仿真参数

参数名称	符号表示	取值
路径损耗系数	$\nu$	4
单载波传输信噪比	$\zeta$	-10~40 dB
子载波个数	$2N$	2 048
子载波带宽	$\Delta$	15 kHz
近 UE 的功率分配系数	$a$	0~0.3
基站与远近 UE 之间的距离比	$d$	1~6
非理想 SIC 系数	$\delta$	0~0.5
自干扰系数	$\gamma_R$	0~0.5
UE 数目	$2K$	12
噪声功率谱密度	$N_0$	-174 dBm/Hz

图 4(a)和图 4(b)分别展示了不同重叠率下 FD-CPNOMA 系统与 HD-CPNOMA 系统之间以及 FD-CPNOMA 系统与 PNOMA 系统之间的可达和速率差值.这是在单载波信噪比  $\zeta=10$  dB,非理想 SIC 系数  $\delta=0.03$ ,近 UE 的功率分配系数  $a=0.25$ ,基站与 UE<sub>1</sub>及 UE<sub>2</sub>的距离比  $d=d_1/d_2=2, d_3=1$  时得到的结果.在所有重叠率参数下,FD-CPNOMA 系统与 HD-CPNOMA 系统之间以及与 PNOMA 系统之间的可达和速率差值均为正值,证明了在相同条件下,FD-CPNOMA 系统可以达到比 HD-CPNOMA 系统和 PNOMA 系统更高的可达和速率.值得注意的是,差值最大点所对应的重叠率并不能使各系统的可达和速率最大.

图 5 展示了在不同信噪比下各个系统的最大可达和速率.在低信噪比情况下,FD-CPNOMA 系统相较于其他系统可达和速率最大;而当 SNR > 25 dB 时,PNOMA 系统能够达到与 FD-CPNOMA 基本相同的性能,这是由于高信噪比情况下,PNOMA 系统中 UE<sub>2</sub>的自干扰过大影响协作性能,而 UE<sub>1</sub>主要依靠自己本身接收信号.另外,在高信噪比情况下,传统 NOMA 系统的可达和速率趋于饱和.这是因为高信噪比时 UE 之间的干扰也会随之变大,相较于噪声,UE 之间的干扰对系统可达和速率的影响更为显著.而 PNOMA 系统可以通过调整重叠区域,从而大幅度减小 UE 之间的干扰,因此,在高信噪比下,PNOMA 系统比传统 NOMA 系统的更加具备优势.

图 6 给出了四种不同系统在不同功率分配系数和



(a) FD-CPNOMA 系统与 HD-CPNOMA 系统可达和速率的差值 (b) FD-CPNOMA 系统与 PNOMA 系统可达和速率的差值

图 4 不同系统之间可达和速率差值比较

不同自干扰系数下的可达和速率变化情况.图中箭头指向方向为 UE<sub>2</sub>的功率分配参数  $a$  的下降方向,其取值分别为 0.3、0.2 和 0.1,FD-CPNOMA 系统和 FD-CNOMA 系统的可达和速率均下降;而随着自干扰系数  $\gamma_R$  的增大,FD-CPNOMA 系统和 FD-CNOMA 系统的可达和速率均也相应下降.当  $a=0.3$  且  $\gamma_R > 0.33$  时,FD-CPNOMA 系统的可达和速率低于 PNOMA 系统的可达和速率;而当  $a$  的值下降时, $\gamma_R$  的临界值也在增大.这说明 UE<sub>2</sub>的功率分配参数越小,FD-CPNOMA 系统可以承受更大的自干扰影响.这是由于当  $a$  增大时,UE<sub>2</sub>解码 UE<sub>1</sub>时面临的 UE 间干扰增大,此时如果自干扰增大,UE<sub>1</sub>的可达速率将会迅速下降.而 PNOMA 和 NOMA 系统本身不存在自干扰,因此系统最大可达和速率与自干扰系数无关.

### 5.2 配对结果分析

本小节对比本文提出的 UE 配对方案和其他三种现有配对方案对系统可达和速率的影响.  $2K$  个 UE 按照信道增益降序排列,分为强、弱两个集合,强集合用户的信道增益较高,弱集合用户的信道增益较低.在这两个集合中分别选择一个 UE 进行配对.三种现有配对方案分别为:(1)高-高配对:逐次将强、弱集合中最高信道增益最高的两个 UE 进行配对;(2)高-低配对:逐次将强集合中最高信道增益 UE 与弱集合中最低信道增益 UE 进行配对;(3)随机配对:在两个集合中随机选择两个 UE 进行配对,重复  $K$  次.

图 7 展示了四种配对方案下系统最大可达和速率的变化情况.参数  $K=12$ ,信道增益服从指数分布,参数在  $[0, 600]$  之间,其余参数与图 4 参数相同.在相同 SNR 下,本文提出的 KM 配对算法可达到的最大和速率皆优于其它三种配对算法,因为本文算法可以通过灵活搜索更为适宜的配对方案直至找到使得权值(速率)最大的路径.

### 5.3 系统性能分析

图 8 展示五种系统中 UE<sub>1</sub> 和 UE<sub>2</sub> 的中断概率,参数条件与图 4 相同.对比 UE<sub>1</sub> 的中断概率,PNOMA 系统、FD-CPNOMA 系统和 FD-CNOMA 系统呈降序排列,而

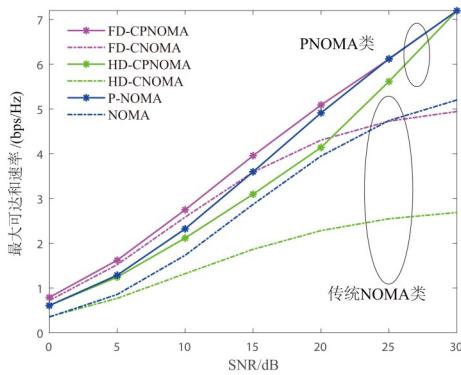


图5 不同SNR下各系统的最大可达和速率

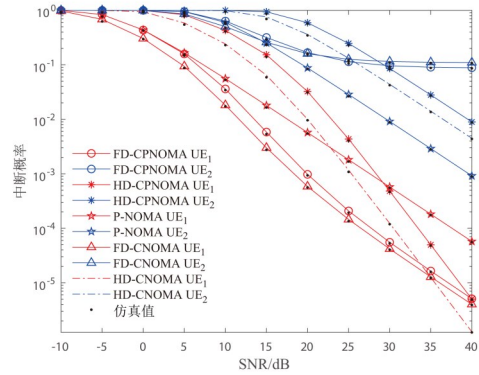


图8 不同SNR下的系统中断概率

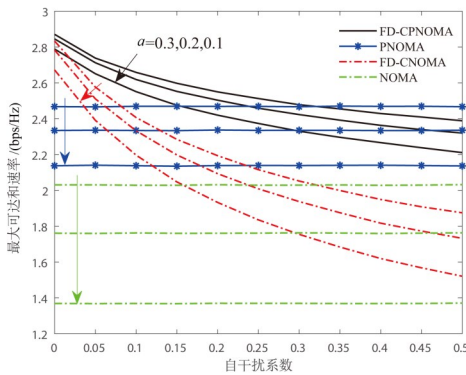


图6 不同 $\gamma_R$ 下各系统的最大可达和速率

UE<sub>2</sub>的中断概率则体现出相反的趋势. 这是因为相较于PNOMA系统,FD-CPNOMA系统中包含了用户协作,使得UE<sub>1</sub>的速率得到提高,而UE<sub>2</sub>的速率相应地随之下降. 相较于CNOMA系统,FD-CPNOMA系统通过改变信号重叠率提高了UE<sub>2</sub>的速率,但相应地降低了UE<sub>1</sub>的速率. 另外,当SNR > 30 dB时,全双工系统中断性能比半双工系统的中断性能差,这是由于当SNR值足够大时,影响系统性能的主要因素已经由SNR转变为自干扰系数 $\gamma_R$ ,而半双工系统不受 $\gamma_R$ 的影响.

图9展示了四种不同系统的平均可达和速率. 远

近UE距离比设置为 $d=4$ ,其余参数条件与图4相同. FD-CPNOMA系统和PNOMA系统中UE<sub>1</sub>的可达速率位居前两位,这两个系统不同UE之间的速率差异的原因与图9中的中断概率差异原因描述相同. 图中红色虚线为FD-CPNOMA系统和FD-CNOMA系统在高信噪比下的平均可达速率曲线图. 相较于FD-CNOMA系统,FD-CPNOMA系统中UE<sub>2</sub>的速率得到了较大的提升,而UE<sub>1</sub>的速率却略微减弱. 这是由于UE<sub>1</sub>在采用CNOMA技术时的干扰过大,考虑到系统和速率的最大化,减少UE<sub>1</sub>的干扰,将UE<sub>1</sub>的子载波减少,导致UE<sub>1</sub>的速率下降. 当SNR > 30 dB时,PNOMA系统的整体性能优于FD-CPNOMA系统,这同样是由于 $\gamma_R$ 的影响.

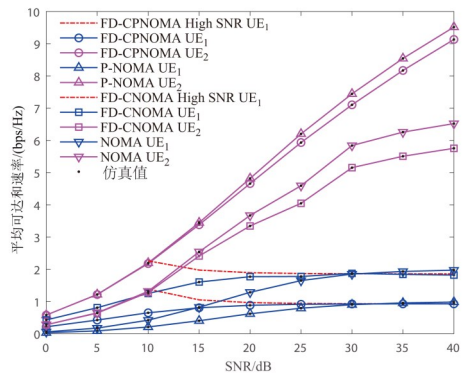


图9 不同SNR下的系统平均可达速率

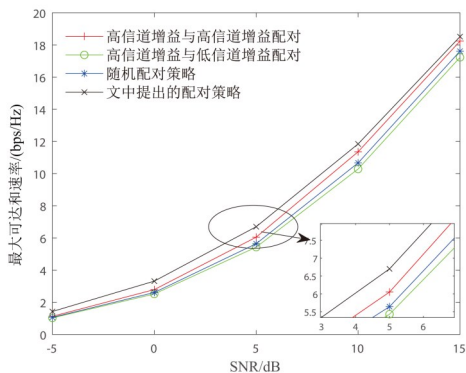


图7 不同配对方案下系统的最大可达和速率

图10展示了随SNR的增大,各系统的平均可达和速率变化. 当SNR < 30 dB时,由于 $\gamma_2 \gg \gamma_1$ ,即使UE<sub>2</sub>处存在自干扰影响,此时UE<sub>2</sub>解码UE<sub>1</sub>信号的速率高于UE<sub>1</sub>处经MRC后的速率,因此在此SNR范围内,FD-CPNOMA的平均可达和速率高于PNOMA. 而当SNR > 30 dB时, $\gamma_2$ 带来的增益已经不足以弥补自干扰信号对于速率的影响,因此会呈现出PNOMA平均可达和速率高于FD-CPNOMA平均可达和速率的情况. FD-CNOMA系统与NOMA系统的速率变化原因与上述描述一致.

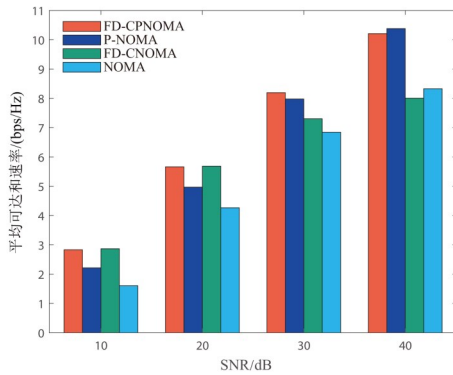


图 10 不同 SNR 下各系统平均可达和速率

从总体上来看,相较于 FD-CNOMA 系统,FD-CPNOMA 系统在系统和速率方面有较大地提升,且随着 SNR 的增大,速率差异也在逐渐增大,当 SNR = 30 dB 时,FD-CPNOMA 系统和速率提升 13.0%,却在系统公平性方面有所欠缺;当 SNR ≤ 30 dB 时,FD-CPNOMA 系统和速率一直高于 PNOMA 系统和速率,当 SNR > 30 dB 时,FD-CPNOMA 系统在系统和速率方面略逊于 PNOMA 系统.而在系统公平性方面,由图 9 可以得到,FD-CPNOMA 系统相比于 PNOMA 系统,可将  $UE_1$  和  $UE_2$  之间的速率差值减少 10.6%.

## 6 总结

本文研究了多用户全双工协作部分 NOMA 系统,针对其中的 UE 配对及包含非正交率控制的 UE 功率分配优化问题,提出了低复杂度 UE 配对算法、基于梯度搜索的改进式非正交率控制及功率分配算法.仿真结果表明,当存在 SIC 干扰时,相较于 NOMA 系统,FD-CPNOMA 系统和速率提高 19.5%.在 SNR = 5 dB 时,本文提出的 UE 配对算法在系统容量上相比于高-高配对算法、高-低配对算法及随机配对算法分别提高 10.7%、18.7% 和 23.4%.另外,通过理论分析推导出该系统中 UE 的中断概率的精确近似解和平均可达速率的近似表达式,并以仿真实验完成了验证.理论分析和实验结果皆证明了 FD-CPNOMA 系统能够达到比 FD-CNOMA 系统和 PNOMA 系统更优的可达和速率.在中断性能方面,FD-CPNOMA 系统与 PNOMA 系统相当,但总体上略逊于 FD-CNOMA 系统;在平均可达速率方面,低信噪比下,FD-CPNOMA 系统在 UE 公平性以及平均可达和速率方面均可以兼顾;高信噪比下,FD-CPNOMA 系统可以在系统和速率和公平性之间达到折衷的效果.

### 参考文献

[1] MARAQA O, RAJASEKARAN A S, AL-AHMADI S, et al. A survey of rate-optimal power domain NOMA with en-

abling technologies of future wireless networks[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2020, 22(4): 2192-2235.

- [2] 徐勇军, 彭瑶, 余晓磊, 等. 面向 5G 协作通信系统的资源分配技术综述[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2019: 143-157.  
XU Y, PENG Y, YU X, et al. Survey on resource allocation techniques for 5G cooperative communication networks[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2019: 143-157. (in Chinese)
- [3] BADRUDEEN A A, LEOW C Y, WON S. Performance analysis of hybrid beamforming precoders for multiuser millimeter wave NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(8): 8739-8752.
- [4] DING Z G, PENG M G, POOR H V. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(8): 1462-1465.
- [5] KIM B, PARK Y, HONG D. Partial non-orthogonal multiple access (P-NOMA)[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(5): 1377-1380.
- [6] KIM B, HEO J, HONG D. Partial non-orthogonal multiple access (P-NOMA) with respect to user fairness[C]//2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Fall). Piscataway: IEEE, 2019: 1-5.
- [7] THET N W M, OZDEMIR M K. Joint overlap ratios and power allocation with user fairness in partial non-orthogonal multiple access (P-NOMA)[C]//28th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU). Piscataway: IEEE, 2020: 1-4.
- [8] MOUNI N S, KUMAR A, UPADHYAY P K. Adaptive user pairing for NOMA systems with imperfect SIC[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(7): 1547-1551.
- [9] CHOWDARY A, CHOPRA G, KUMAR A, et al. Enhanced user grouping and pairing scheme for CoMP-NOMA-based cellular networks[C]//2022 14th International Conference on Communication Systems & Networks. Piscataway: IEEE, 2022: 319-323.
- [10] ZHONG D H, DENG D H, WANG C W, et al. Maximizing downlink non-orthogonal multiple access system capacity by A hybrid user pairing strategy[C]//2021 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Piscataway: IEEE, 2021: 712-717.
- [11] LIMA B K S, COSTA D B DA, OLIVEIRA R, et al. Power allocation, relay selection, and user pairing for cooperative NOMA systems with rate fairness[C]//2021

IEEE 93rd Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE, 2021: 1-5.

- [12] 王夕予, 许晓明, 陈亚军. 非理想连续干扰消除下非正交多址接入上行传输系统性能分析[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(12): 2795-2801.
- WANG X Y, XU X M, CHEN Y J. Performances analysis in uplink non-orthogonal multiple access system with imperfect successive interference cancellation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019, 41(12): 2795-2801. (in Chinese)
- [13] JIANG H L, SHEN B, DONG K M, et al. Performance analysis of full duplex cooperative NOMA system with imperfect SIC[C]//2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE, 2021: 1-6.
- [14] XU P, WANG Y W, CHEN G J, et al. Design and evaluation of buffer-aided cooperative NOMA with direct transmission in IoT[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(10): 8145-8158.
- [15] ZHANG Z Q, MA Z, XIAO M, et al. Full-duplex device-to-device-aided cooperative nonorthogonal multiple access[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(5): 4467-4471.
- [16] ZHU L P, ZHANG J, XIAO Z Y, et al. Optimal user pairing for downlink non-orthogonal multiple access (NOMA)[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(2): 328-331.
- [17] DINH P, ARFAOUI M A, SHARAFEDDINE S, et al. Joint user pairing and power control for C-NOMA with full-duplex device-to-device relaying[C]//2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE, 2019: 1-6.
- [18] LIN X Q, JIANG L B, ANDREWS J G. Performance analysis of asynchronous multicarrier wireless networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(9): 3377-3390.
- [19] ZHANG Z K, SUN H J, HU R Q. Downlink and uplink non-orthogonal multiple access in a dense wireless network[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(12): 2771-2784.

#### 作者简介



申 滨 男, 1978 年 1 月出生, 贵州兴义人. 教授, 博士, 研究方向为信号处理、MIMO 系统和认知无线电.

E-mail: shenbin@cqupt.edu.cn



张 楠 女, 1999 年出生, 河南南阳人. 重庆邮电大学硕士, 研究方向为非正交多址接入、认知无线电.

E-mail: 974923110@qq.com



董坤明 男, 1996 年 7 月出生, 四川广元人. 重庆邮电大学硕士, 研究方向为非正交多址接入、认知无线电.

E-mail: 1370178823@qq.com