



## 基于蚁群递归搜索机制的去蜂窝mMIMO-OTFS系统和速率优化

朱雨娟, 李碧玲, 宋荣方

### Sum rate optimization of cell-free mMIMO-OTFS system based on ant colony recursive search mechanism

ZHU Yujuan, LI Biling, and SONG Rongfang

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.12265/j.cjors.2023332>

### 您可能感兴趣的其他文章

#### Articles you may be interested in

#### 毫米波室内传播场景的蚁群优势路径搜索方法

Dominant path determining method for millimeter wave propagation in indoor scenarios based on ant colony algorithm  
电波科学学报. 2021, 36(3): 467-476

#### 广义空间调制MIMO系统的优化检测算法

An optimal detection algorithm for MIMO system in generalized spatial modulation  
电波科学学报. 2018, 33(6): 664-670

#### 基于天线互耦影响的大规模MIMO TDD系统信道互易性校准算法

Channel reciprocity calibration algorithm for massive MIMO TDD systems based on antenna mutual coupling  
电波科学学报. 2020, 35(3): 344-349

#### 基于Legendre正交分解的曲线运动轨迹SAR的频域算法

Frequency domain algorithm for curved trajectories SAR based on Legendre orthogonal decomposition  
电波科学学报. 2020, 35(6): 956-966

#### 基于时频点聚类的LFM信号波达方向估计

DOA estimation of LFM signals based on time-frequency points clustering  
电波科学学报. 2018, 33(1): 64-70

#### 基于近零指数超材料的频分复用信息传输

Frequency-division-multiplexing information transmission based on index-near-zero metamaterials  
电波科学学报. 2021, 36(6): 905-911



关注微信公众号, 获得更多资讯信息

朱雨娟, 李碧玲, 宋荣方. 基于蚁群递归搜索机制的去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统和速率优化[J]. 电波科学学报, 2024, 39(6): 1135-1145. DOI: 10.12265/j.cjors.2023332

ZHU Y J, LI B L, SONG R F. Sum rate optimization of cell-free mMIMO-OTFS system based on ant colony recursive search mechanism[J]. Chinese journal of radio science, 2024, 39(6): 1135-1145. (in Chinese). DOI: 10.12265/j.cjors.2023332

# 基于蚁群递归搜索机制的去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统和速率优化

朱雨娟 李碧玲 宋荣方\*

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

**摘要** 该文研究了基于正交时频空间 (orthogonal time frequency space, OTFS) 调制的去蜂窝大规模多输入多输出 (massive multiple-input multiple-output, mMIMO) 系统上行链路通信中的和速率优化问题, 提出一种蚁群递归搜索机制。该机制首先采用最小割分组算法实现用户分组, 然后使用蚁群算法进行递归优化求解。仿真结果表明, 通过运用该机制进行功率控制, 其性能相比于未分组的 mMIMO-OTFS 系统和 mMIMO-正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 系统更好。此外, 移动速度对系统用户上行可达速率性能的影响研究结果表明, mMIMO-OTFS 系统与 mMIMO-OFDM 系统的和速率性能差距随移动速度增长呈递增状态。

**关键词** 大规模多输入多输出 (mMIMO); 正交时频空间 (OTFS); 正交频分复用 (OFDM); 蚁群算法; 最小割分组算法

中图分类号 TN929.5

文献标志码 A

文章编号 1005-0388(2024)06-1135-11

DOI 10.12265/j.cjors.2023332

## Sum rate optimization of cell-free mMIMO-OTFS system based on ant colony recursive search mechanism

ZHU Yujuan LI Bilin SONG Rongfang\*

(College of Telecommunication & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

**Abstract** This paper investigates the sum rate optimization in uplink communication for cell-free massive multiple-input multiple-output (mMIMO) systems based on orthogonal time frequency space (OTFS) modulation. An ant colony recursive search mechanism is proposed, which firstly uses the minimum cut grouping algorithm to achieve user grouping, followed by recursive optimization using the ant colony algorithm. Simulation results show that by implementing this mechanism for uplink power control, the better performance is achieved compared to mMIMO-OTFS based on ungrouped and mMIMO orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. Finally, the impact of mobile speed on the performance of the user uplink achievable rate of the system is studied, which shows that the performance gap between mMIMO-OTFS and mMIMO-OFDM system increases with mobile speed.

**Keywords** massive multiple-input multiple-output (mMIMO); orthogonal time frequency space(OTFS); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); ant colony algorithm; minimum cut grouping algorithm

收稿日期: 2023-11-27

资助项目: 国家自然科学基金 (62171235)

通信作者: 宋荣方 E-mail: songrf@njupt.edu.cn

## 0 引言

为满足 B5G/6G 的巨流量大连接需求,大规模多输入多输出 (massive multiple-input multiple-output, mMIMO) 成为一种必然的选择。为实现广泛的通信覆盖,去蜂窝 mMIMO 应运而生,作为分布式 mMIMO 体系的新框架,去蜂窝 mMIMO 系统完全消除了蜂窝边缘效应<sup>[1-2]</sup>,非常适用于高速通信。更重要的是,文献 [3] 的作者指出,无论是静态还是动态场景,去蜂窝 mMIMO 系统都比传统蜂窝系统表现更好。

此外,为提供与现有地面蜂窝网络的无缝连接,考虑将正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术应用于高速通信场景<sup>[4-5]</sup>。未来移动通信以实现万物互联为目标,这意味着仅依靠地面通信部署远远不够,还需要非地面通信的辅助,例如卫星通信、无人机等<sup>[6]</sup>,但是非地面通信部署所处的高速移动环境给 OFDM 带来了新挑战。在高速移动场景下,多普勒频率偏移、相位噪声和定时偏移会引起载波间干扰<sup>[6-8]</sup>,导致 OFDM 系统的性能大幅度受损,亟待提出一种新的调制方案。

Hadani 提出了一种全新的二维调制技术,并将其命名为正交时频空间 (orthogonal time frequency space, OTFS) 调制<sup>[9]</sup>。OTFS 利用其二维基函数,将时频 (time-frequency, TF) 域信道分析转移至时延多普勒 (delay Doppler, DD) 域,每个 DD 域信号跨越整个 TF 域,使得 OTFS 具有获得全分集增益的潜力,能更有效地对抗多普勒效应带来的负面影响。此外,OTFS 凭借其时延和多普勒的有限性以及信道稀疏性<sup>[10]</sup>,在提高信道估计精度的同时,降低了信道估计难度。这种稀疏信道模型的建立促进了高速移动通信场景下针对信道估计和数据检测方向的研究<sup>[11]</sup>。由于 OTFS 以帧为单位进行传输,初期 OTFS 信道估计考虑采用整个帧传输导频<sup>[12]</sup>,存在资源浪费问题,为节约传输资源,考虑在数据帧的固定位置单独放置导频信号<sup>[13]</sup>。

现有文献对单发单收的 OTFS 系统研究较多,而对 MIMO-OTFS 系统的研究相对较少。作为 MIMO-OTFS 系统的推广,去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统的研究更显不足。文献 [14] 推导了去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统的可达速率闭合表达式,证明在高速移动环境中,去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统同样可获得去蜂窝架构优势。在之前的去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统研究中,所有数据信号在上行传输阶段皆以全功率传输<sup>[15-16]</sup>,用户之间存在强干扰。为缓解强干扰,去蜂窝系统使用功率控制方案改善上述问题,如分数功率控制<sup>[17]</sup>和将系统性能函数作为目标的功率控制。

文献 [18] 以最大化最小可达速率为目标进行功率控制,并利用二分法求解,实现了系统公平性改善。文献 [19-20] 以最大化和速率为目标,实现了总吞吐量性能改善。此外,在去蜂窝和 OFDM 结合的技术研究中,还可以考虑采用以子载波为度量的功率控制<sup>[17]</sup>。上述文献中非凸优化问题均采用连续凸逼近实现非凸转凸,并利用几何规划求解。当优化目标非凸,且不易转化为凸优化时,文献 [21-22] 采用非凸优化中的蚁群算法分别实现了次优路径搜索和导频分配。但蚁群算法收敛性较差,当搜索空间较大时,为获得全局最优解所需的计算复杂度极高。为在低复杂度情况下收获更好的性能,考虑根据用户间关联程度划分组群,通过局部信息处理降低干扰影响。文献 [23] 考虑用户接入选择,并在以用户为中心的接入点 (access point, AP) 服务集群之间做局部利他博弈,在并行空间上寻找用户最大非邻居集。文献 [24] 利用 K 均值聚类算法实现了非正交多址接入-OTFS 系统的用户分组,将基站的覆盖区域划分为聚类,使集群内的用户到各自集群中心的距离比到其他集群中心的距离短。除功率控制外,调整系统接收方式也可在一定程度上获得性能提升。去蜂窝系统大多采用复杂度较低的最大比合并 (maximal ratio combining, MRC) 方式接收信号,但文献 [25-26] 证明了在去蜂窝系统下利用大尺度衰落解码 (large scale fading decoding, LSFDD) 接收信号较 MRC 可获得更好的可达速率性能。此外,现有文献没有全面比较考虑功率控制影响的去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统和 mMIMO-OFDM 系统的性能。

本文研究去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统上行链路和速率优化问题,提出了蚁群递归搜索机制解决系统上行功率控制问题,并与 mMIMO-OFDM 系统做对比。具体来说,主要贡献包括:第一,根据大尺度衰落系数考察用户间干扰强度,利用最小割分组算法完成用户分组;第二,设计了一种低复杂度的蚁群递归搜索算法,采用分数功率控制策略完成初始解生成,通过迭代优化用户组内功率,缓解强干扰用户间冲突关系,实现系统和速率性能提升。实验结果表明,本算法通过缓解强干扰用户间冲突,可在一定程度上提高和速率,改善最小可达速率。此外,本文分析了相同复杂度情况下,迭代次数与用户和速率的关系,仿真结果显示,本算法在低复杂度情况下较全局蚁群算法和博弈论分组算法收敛更快,较所有对照方案和速率性能更好。最后研究了移动速度对上行和速率性能的影响,数据结果表明,mMIMO-OTFS 系统与 mMIMO-OFDM 系统的性能差距随移动速度增长递增。

## 1 系统模型

在去蜂窝 mMIMO-OTFS 上行通信系统中, 在指定区域内分布着  $M_a$  个单天线 AP, 每个 AP 同时服务于  $K$  个单天线用户, 且均通过完美回传链路与具备高计算能力的 CPU 建立联系。

OTFS 系统中的帧传输分为两个阶段: 一是带有信道估计的上行数据传输; 二是下行数据传输。一个 OTFS 帧包括  $M$  个子载波和  $N_T = N_{dl} + N_{ul}$  个符号, 且每个子载波带宽为  $\Delta f$  (单位 Hz), 每个符号持续时间为  $T$ 。其中  $N_{dl}$  表示用于下行传输的符号数,  $N_{ul}$  表示用于上行传输的符号数, 本文设置  $N_{dl} = N_{ul} = N$ 。因此, 一个 OTFS 帧的上行或者下行持续时间均为  $NT$ , 总带宽为  $M\Delta f$ 。

### 1.1 信道模型

本文将信道建模为一个离散时变多径信道。具体来说, 单个 AP 和单个用户之间存在  $I_{pk}$  条通信链路, 由于时延和多普勒的有限性,  $I_{pk}$  也表示信道稀疏性。AP 和用户之间的信道可以建模为

$$h_{pk}(\tau, \nu) = \sum_{i=1}^{I_{pk}} h_{pk,i} \delta(\tau - \tau_{pk,i}) \delta(\nu - \nu_{pk,i}) \quad (1)$$

式中:  $h_{pk,i} \sim \text{CN}(0, \beta_{pk,i})$  表示第  $p$  个 AP 和第  $k$  个用户之间第  $i$  条路径的信道增益系数,  $\beta_{pk,i}$  表示大尺度衰落系数<sup>[18]</sup>;  $\tau_{pk,i}$  和  $\nu_{pk,i}$  分别表示该路径的时延和多普勒偏移。

### 1.2 信道估计

系统首先将发送信号  $x_k$  放置在一个  $M \times N$  的 DD 域网格中,  $(D_c, D_o)$  表示发送信号在 DD 域网格中的坐标, DD 域信号经逆辛傅里叶变换得到 TF 域离散信号  $X_k(m, n)$ :

$$X_k(m, n) = \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{D_c=0}^{M-1} \sum_{D_o=0}^{N-1} x_k(D_c, D_o) e^{j2\pi \left( \frac{nD_o}{N} - \frac{mD_c}{M} \right)} \quad (2)$$

式中,  $m \in \mathbb{N}[0, M-1]$ ,  $n \in \mathbb{N}[0, N-1]$  分别表示频率和时间系数。然后, 经过 Hesenberg 变换后得到时域发送信号, 表达式为

$$\theta_{pk,i} = E \left\{ \left[ \hat{h}_{pk,i} \right]^2 \right\} = \frac{\rho_p \zeta_k \beta_{pk,i}^2}{\rho_p \zeta_k \beta_{pk,i} + 1 + \frac{\rho_u}{N} \left( \sum_{k'=1}^K \zeta_{k'} \sum_{i=1}^{I_{pk'}} \beta_{pk',i} - \frac{4D_{o\max} + 4N_q + 1}{N} \sum_{i=1}^{I_{pk}} \beta_{pk,i} \right)} \quad (6)$$

式中,  $\rho_p = P_p / \delta_n^2$ ,  $\rho_u = P_u / \delta_n^2$  分别表示导频信号和数据信号的归一化信噪比。

### 1.3 上行传输过程

上行传输是指所有用户共同发送数据到 AP, 如

$$s_k(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{\zeta_k} X_k(m, n) g_i(t - nT) e^{j2\pi m \Delta f (t - nT)} \quad (3)$$

式中,  $\zeta_k \in [0, 1]$  表示第  $k$  个用户的功率控制系数;  $g_i$  表示持续时间为  $T$  的脉冲成形滤波器, 仅在 0 到  $T$  时间内有固定值  $1/\sqrt{T}$ , 其余时刻均为 0。

本文采用嵌入式导频进行信道估计<sup>[13]</sup>, 它允许在 DD 域帧结构的固定位置放置导频和保护间隔, 并且认为保护间隔中除  $(D_{ck}, D_{ok})$  处放置用户导频  $\varpi_k$  外, 其他位置均为 0。本文考虑分数多普勒影响, 定义偏移量  $N_q \in [0, \lfloor (N - 4D_{o\max} - 1) / 4 \rfloor]$ , 保护间隔  $C_{\text{guard}} = (2D_{c\max} + 1)(4D_{o\max} + 4N_q + 1)$ , 其中  $D_{c\max}$  和  $D_{o\max}$  分别表示最大时延和最大多普勒偏移。综上, 第  $k$  个用户的发送信号可表示为

$$x_k(D_c, D_o) = \begin{cases} \varpi_k & D_c = D_{ck}, D_o = D_{ok} \\ 0 & D_c \in \Omega_{D_c}, D_o \in \Omega_{D_o} \\ & D_c \neq D_{ck}, D_o \neq D_{ok} \\ x_{dk}(D_c, D_o) & \text{其它} \end{cases} \quad (4)$$

第  $k$  个用户上行传输时单个数据符号的功率记为  $P_u = E\{|x_{dk}(D_c, D_o)|^2\}$ , 导频信号功率记为  $P_p = E\{|\varpi_k|^2\}$ 。此外, 导频信号多普勒偏移区间记为  $\Omega_{D_o} \in [D_{ok} - 2D_{o\max} - 2N_q, D_{ok} + 2D_{o\max} + 2N_q]$ , 时延偏移区间记为  $\Omega_{D_c} \in [D_{ck} - D_{c\max}, D_{ck} + D_{c\max}]$ 。接收信号  $y_k(D_c, D_o)$  利用导频信号偏移区间做信道估计, 由参考文献<sup>[14]</sup>的公式 (15) 可知, 第  $p$  个 AP 处接收的导频信号为

$$y_p(D_c, D_o) = D_{S_{pk}} \varpi_k + I_{isi} + \sum_{k' \neq k}^K I_{iui} + n(D_c, D_o) \quad (5)$$

式中:  $D_{S_{pk}}$  表示第  $p$  个 AP 和第  $k$  个用户之间的期望信号;  $I_{isi}$  表示由于分数多普勒造成的第  $k$  个用户的信号扩散干扰;  $I_{iui}$  表示用户间干扰;  $n(D_c, D_o)$  表示信道高斯白噪声, 其服从方差为  $\delta_n^2$  的正态分布。根据式 (5), 对第  $p$  个 AP 和第  $k$  个用户之间的的信道系数  $h_{pk,i}$  进行最小均方误差估计, 记  $\hat{h}_{pk,i} = g_{pk,i} y_p(D_c, D_o)$  为  $h_{pk,i}$  的估计值, 其中  $g_{pk,i}$  表示利用信道统计特性实现最小均方误差估计的系数。由于  $\hat{h}_{pk,i}$  服从高斯分布, 假设  $\hat{h}_{pk,i} \sim \text{CN}(0, \theta_{pk,i})$ , 可以得到信道估计方差为

图 1 所示。由公式 (3) 得到 Hesenberg 变换后的时域离散信号  $s_k \in \mathbf{C}^{MN \times 1}$ , 进而可知第  $p$  个 AP 接收信号的时域离散形式为

$$r_p(n) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\zeta_k} \sum_{i=1}^{I_{pk}} h_{pk,i} e^{i2\pi \frac{D_{opk,i}(n-D_{epk,i})}{MN}} s_k((n-D_{epk,i})_{MN}) + n_p(n) \quad (7)$$

式中:  $n \in \mathbb{N}[0, MN-1]$ ;  $n_p(n)$  表示信道高斯噪声的时域离散信号。为简化此式, 单路径信道矩阵可以表示为  $\mathbf{H}_{pk,i} = h_{pk,i} \mathbf{\Pi}^{(D_{epk,i})} \mathbf{\Delta}^{(D_{opk,i})}$ , 其中  $\mathbf{\Pi}$  是一个循环移位矩阵, 仅跟时延大小有关;  $\mathbf{\Delta}^{(D_{opk,i})}$  是一个对角阵, 对角线元素跟多普勒频移有关,  $D_{opk,i}$  和  $D_{epk,i}$  分别表示第  $p$  个 AP 和第  $k$  个用户之间第  $i$  条路径的多普勒偏移和时延。最终得到时域接收信号的矢量表示形式为

$$\mathbf{r}_p = \sum_{k=1}^K \sqrt{\zeta_k} \mathbf{H}_{pk} \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_p \quad (8)$$

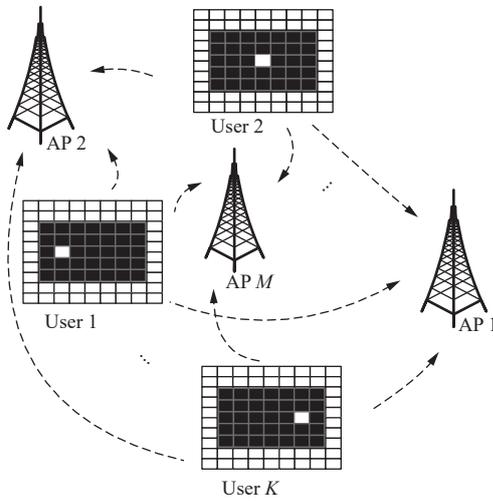


图1 上行传输示意图

Fig. 1 Uplink transmission diagram

时域信号先经 Wigner 变换, 得到 TF 域接收信号  $Y_p[m, n]$  ( $m \in \mathbb{N}[0, M-1], n \in \mathbb{N}[0, N-1]$ ), 再经与发送脉冲同型的窄带脉冲滤波器  $g_r(t)$  匹配滤波后采样输出, 得到离散形式的 DD 域信号:  $Y_p[m, n] = \int r_p(t) g_r(t-nT) e^{-j2\pi m \Delta f (t-nT)} dt$ 。假设矩形波用于发送和接收脉冲整形滤波, 参考文献 [27] 的公式 (24) 和 (25), 对  $Y_p[m, n]$  做辛傅里叶变换, 同时分别将发送信号、接收信号表示为向量形式:  $\mathbf{x}_p = \text{vec}(\mathbf{X}_p) \in \mathbf{C}^{MN \times 1}$ 、 $\mathbf{y}_p = \text{vec}(\mathbf{Y}_p) \in \mathbf{C}^{MN \times 1}$ 。可知第  $p$  个 AP 接收的 DD 域信号向量形式为<sup>[10]</sup>

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_p &= \sum_{k=1}^K \sqrt{\zeta_k} [(\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{G}_{rx}) \mathbf{H}_{pk} (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{G}_{tx})] \mathbf{x}_k + (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{G}_{rx}) \mathbf{n}_p \\ &= \sum_{k=1}^K \sqrt{\zeta_k \rho_u} \mathbf{H}_{pk}^{\text{effc}} \tilde{\mathbf{x}}_k + \tilde{\mathbf{n}}_p \end{aligned} \quad (9)$$

式中:  $\mathbf{F}_N \in \mathbf{C}^{N \times N}$ 、 $\mathbf{G}_{tx} \in \mathbf{C}^{M \times M}$  和  $\mathbf{G}_{rx} \in \mathbf{C}^{M \times M}$  分别表示傅里叶变换矩阵、发送脉冲整形滤波矩阵和接收整形

滤波矩阵;  $\otimes$  表示克罗内克积;  $\mathbf{H}_{pk}^{\text{effc}} = (\mathbf{F}_N \otimes \mathbf{I}_M) \mathbf{H}_{pk} (\mathbf{F}_N^H \otimes \mathbf{I}_M) \in \mathbf{C}^{MN \times MN}$  表示有效信道矩阵;  $\tilde{\mathbf{n}}_p \sim \text{CN}(0, 1)$  表示服从标准正态分布的高斯噪声向量;  $\tilde{\mathbf{x}}_k$  表示归一化的输入信号。考虑分数多普勒影响, 记第  $i$  条路径的多普勒偏移  $\nu_{pk,i} = (D_{opk,i} + o_{pk,i}) / (NT)$ , 其中  $o_{pk,i}$  表示多普勒偏移的小数部分, 取值区间是  $[-0.5, 0.5]$ , 时延  $\tau_{pk,i} = D_{epk,i} / (M\Delta f)$ 。

## 2 上行可达速率优化和功率控制

### 2.1 上行可达速率分析

基于估计的信道, 本文采用 LSFD 接收机来检测数据。为了检测从第  $k$  个用户传输的信号  $\mathbf{x}_k$ , 第  $p$  个 AP 将接收的信号乘以其信道估计矩阵的共轭  $\hat{\mathbf{H}}_{pk}^{\text{effc}}$ , 获得从当前 AP 中解码出来的用户分量:  $\mathbf{r}_{u,pk} = [\hat{\mathbf{H}}_{pk}^{\text{effc}}]^H \mathbf{y}_p$ , 并将接收量通过回程网络发送到 CPU。CPU 使用 LSFD 计算局部解码信号的加权和<sup>[25-26]</sup>, 即

$$\mathbf{r}_{u,k} = \sum_{p=1}^{M_a} a_{pk} \mathbf{r}_{u,pk} \quad (10)$$

CPU 检测到来自第  $k$  个用户的信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{u,k} &= \sum_{p=1}^{M_a} a_{pk} [\hat{\mathbf{H}}_{pk}^{\text{effc}}]^H \mathbf{y}_p \\ &= \sum_{p=1}^{M_a} a_{pk} [\hat{\mathbf{H}}_{pk}^{\text{effc}}]^H \left( \sum_{k=1}^K \sqrt{\zeta_k} \rho_u \mathbf{H}_{pk}^{\text{effc}} \tilde{\mathbf{x}}_k + \tilde{\mathbf{n}}_p \right) \\ &= \sum_{k' \neq k}^K \sum_{p=1}^{M_a} a_{pk'} \sqrt{\rho_u \zeta_{k'}} [\hat{\mathbf{H}}_{pk'}^{\text{effc}}]^H [\mathbf{H}_{pk'}^{\text{effc}}] \tilde{\mathbf{x}}_{k'} \\ &\quad + \sum_{p=1}^{M_a} a_{pk} \sqrt{\rho_u \zeta_k} [\hat{\mathbf{H}}_{pk}^{\text{effc}}]^H [\mathbf{H}_{pk}^{\text{effc}}] \tilde{\mathbf{x}}_k + \sum_{p=1}^{M_a} a_{pk} [\hat{\mathbf{H}}_{pk}^{\text{effc}}]^H \tilde{\mathbf{n}}_p \end{aligned} \quad (11)$$

信号检测过程是对每个符号分别进行检测, 利用参考文献 [14] 中的可达速率分析思路, 我们可以得到用户  $k$  的信干噪比 (signal to interference plus noise ratio, SINR) 为:

$$\text{SINR}_k^{\text{uplink}} = \frac{\rho_u \zeta_k \left( \sum_{p=1}^{M_a} a_{pk} \sum_{i=1}^{I_{pk}} \theta_{pk,i} \right)^2}{\rho_u \sum_{p=1}^{M_a} a_{pk}^2 \sum_{k'=1}^K \zeta_{k'} \sum_{i=1}^{I_{pk'}} \beta_{pk',i} \sum_{j=1}^{I_{pk',j}} \theta_{pk',j} + \sum_{p=1}^{M_a} a_{pk}^2 \sum_{i=1}^{I_{pk}} \theta_{pk,i}} \quad (12)$$

根据参考文献 [26] 的公式 (34), 可将此式用矢量乘积形式表示为:

$$\text{SINR}_k^{\text{LSFD}}(\alpha_k) = \frac{\rho_u \zeta_k \alpha_k^T \theta_k \theta_k^T \alpha_k}{\rho_u \sum_{k'=1}^K \zeta_{k'} \alpha_k^T \Lambda_{\beta_k} \Lambda_{\theta_{k'}} \alpha_k + \alpha_k^T \Lambda_{\alpha_k} \alpha_k} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \alpha_k = [a_{1k}, a_{2k}, \dots, a_{M_a k}]^T \in \mathbf{C}^{M_a \times 1} \\ \theta_k = \left[ \sum_{i=1}^{I_{1k}} \theta_{1k,i}, \sum_{i=1}^{I_{2k}} \theta_{2k,i}, \dots, \sum_{i=1}^{I_{M_a k}} \theta_{M_a k,i} \right]^T \in \mathbf{C}^{M_a \times 1} \\ \Lambda_{\beta_k} = \text{diag} \left( \sum_{i=1}^{I_{1k}} \beta_{1k,i}, \sum_{i=1}^{I_{2k}} \beta_{2k,i}, \dots, \sum_{i=1}^{I_{M_a k}} \beta_{M_a k,i} \right) \in \mathbf{C}^{M_a \times M_a} \\ \Lambda_{\theta_k} = \text{diag} \left( \sum_{i=1}^{I_{1k}} \theta_{1k,i}, \sum_{i=1}^{I_{2k}} \theta_{2k,i}, \dots, \sum_{i=1}^{I_{M_a k}} \theta_{M_a k,i} \right) \in \mathbf{C}^{M_a \times M_a} \end{cases} \quad \eta_k = \frac{\min_{k=1, \dots, K} \left( \sum_{p=1}^{M_a} \sum_{i=1}^{I_{pk}} \beta_{pk,i} \right)}{\sum_{p=1}^{M_a} \sum_{i=1}^{I_{pk}} \beta_{pk,i}} \quad (18)$$

式中:  $\alpha_k$  表示第  $k$  个用户的 LSFD 解码向量;  $\theta_k$  表示用户  $k$  的信道增益向量;  $\Lambda_{\beta_k}$  表示由用户  $k$  大尺度衰落系数组成的对角阵;  $\Lambda_{\theta_k}$  表示由用户  $k$  信道增益组成的对角阵。根据参考文献 [25] 的推论 2 和参考文献 [26] 的分析可知, 使每个用户 SINR 最大化的最优 LSFD 向量  $\alpha_k$  可由下式获得:

$$\alpha_k = \left( \rho_u \sum_{k'=1}^K \zeta_{k'} \Lambda_{\beta_k} \Lambda_{\theta_{k'}} + \Lambda_{\theta_k} \right)^{-1} \theta_k \quad (15)$$

由可达速率公式, 可以得到第  $k$  个用户的上行可达速率为

$$\tilde{R}_k^{\text{uplink}} = \left( 1 - \frac{MN_{\text{dl}} + C_{\text{guard}}}{MN_{\text{T}}} \right) \sum_{i=1}^{MN} \log_2 (1 + \text{SINR}_k^{\text{LSFD}}) \quad (16)$$

## 2.2 优化问题描述

本文以最大化用户和速率为目标进行功率控制, 目的是在满足用户通信质量和要求的前提下改善系统整体性能。该优化问题可以描述为

$$\max_{\{\zeta_k, \alpha_k\}} \sum_{k=1}^K \tilde{R}_k^{\text{uplink}} \quad \text{s.t.} \quad 0 \leq \zeta_k \leq 1, \forall k \in \mathbf{N}[1, K] \quad (17)$$

由于系统和速率最大化问题具有非凸性, 直接求解难度较大。受蚁群算法启发, 本文提出一种蚁群递归搜索机制求解上述非凸优化问题。

## 2.3 算法分析

基于蚁群递归搜索机制的功率控制策略共包含四个部分: 功率初始化、干扰度量计算、最小割分组算法和蚁群递归搜索机制。其中, 最小割分组算法倾向于利用大尺度衰落系数将用户按照关联程度分散在不同的分组中, 使分组间保持弱干扰。因此, 最小割分组算法可以通过与优化算法结合实现强干扰局部优化, 使可达速率保持在较高的水平。而蚁群算法则是从蚂蚁物种的觅食行为中获得灵感, 这些蚂蚁将信息素沉积在地上, 以标记一些该群体的其他成员应该遵循的有利路径。

1) 用户功率初始化。参考文献 [17] 的分数功率控制思路, 利用大尺度衰落系数实现功率控制系数初始化。

2) 干扰度量计算。统计其他用户对用户  $k$  的干扰强度, 考虑服务于用户  $k$  的前  $L$  个 AP, 记作  $\Omega_k = \{l | \tilde{\beta}_{l,k}, \dots, \tilde{\beta}_{L,k}, l \in \mathbf{N}[1, M_a]\}$ , 其中  $\tilde{\beta}_{l,k} \in \{\tilde{\beta}_{1,k}, \tilde{\beta}_{2,k}, \dots, \tilde{\beta}_{M_a,k}\}$  是  $\beta_{m,k}, m \in \mathbf{N}[1, M_a]$  降序排列后的结果。由于不同用户的服务 AP 集合存在重叠, 且用户的位置分布随机, 所以需要考虑用户之间的局部干扰。定义  $U_k = \{k' | \Omega_k \cap \Omega_{k'} \neq \{\emptyset\}, k' \in \mathbf{N}[1, K], k' \neq k\}$ , 用于记录对当前用户存在干扰的邻居用户。为统计其他用户对用户  $k$  的干扰强度, 本文定义第  $k$  个用户的干扰度函数为

$$i_{\text{int},k,k'} = \frac{\sum_{m' \in \Omega_k} \sum_{i=1}^{I_{m'k',i}} \beta_{m'k',i} + \sum_{m' \in \Omega_{k'}} \sum_{i=1}^{I_{m'k',i}} \beta_{m'k',i}}{\sum_{m' \in \Omega_k} \sum_{i=1}^{I_{m'k,i}} \beta_{m'k,i} + \sum_{m' \in \Omega_{k'}} \sum_{i=1}^{I_{m'k,i}} \beta_{m'k,i}}, k' \in U_k \quad (19)$$

3) 最小割分组算法。受博弈论算法启发, 本文根据用户之间的关联程度, 以最小化组间干扰为目标实现用户的无重叠分组。博弈论的基本思想是根据用户位置分布, 逐个用户进行博弈, 通过设置阈值将具有重叠 AP 且满足阈值条件的用户纳入邻居用户, 最终达到纳什均衡。而最小割分组算法首先利用干扰度函数统计每个用户的受干扰强度  $i_{\text{int},k}$ ; 其次, 将系统中受强干扰的  $G_n$  个用户分散在  $G_n$  个分组中, 统计剩余用户在各分组中的权重  $\varphi_g, g \in \mathbf{N}[1, G_n]$ ; 最后, 根据最大权重和分组容量上限  $\lfloor K/G_n \rfloor$  实现无重叠分组。具体操作时, 首先给定一个具有  $K$  个顶点的无向图  $G = (v, v')$ , 最小割分组算法将  $v \in \mathbf{R}^K$  划分为  $G_n$  个不相交子集  $\{v_1, v_2, \dots, v_{G_n}\}$ , 使得不相交子集之间的总权值最小。这个过程可以表述为

$$\min_{\{v_1, v_2, \dots, v_{G_n}\}} \sum_{n_1 < n_2 < G_n} \sum_{k \in v_{n_1}, k' \in v_{n_2}} i_{\text{int},k,k'} \quad (20)$$

最小割分组算法的具体步骤总结在算法 1 中。

### 算法 1: 最小割分组算法

输入:  $M, K, G_n, i_{\text{int},k,k'}$

输出:  $\{v_1, v_2, \dots, v_{G_n}\}$

Part1: 初始化

$U_{\text{UN}} = \{k | k \in \mathbf{N}[1, K]\}$ , 表示未被分组的用户集合

$v_i = \emptyset, i \in \mathbf{N}[1, G_n]$  表示第  $i$  个用户组

Part2: 算法主体

1. 利用  $i_{\text{int},k,k'}$  求解用户  $k$  的干扰强度,

$$i_{iik} = \sum_{k' \in AP_{k,k'}} i_{iik,k'}, k \in N[1, K]$$

2.  $i_{iik}$  降序排列, 得到新的用户索引  $\tilde{U}$  和  $\tilde{i}_{iik}$

3. 强干扰用户初分配

for  $g = 1 : G_n$

$$v_g = v_g \cup \tilde{U}(g)$$

$$U_{UN} = U_{UN} - \tilde{U}(g)$$

end

4. 最小割分组算法

While  $U_{UN} \neq \emptyset$

for  $i = 1 : (K - G_n)$

for  $g' = 1 : G_n$

if  $n_{g'} > \lceil [K/G_n] \rceil, \min(n_1, \dots, n_{G_n})$

$$\varphi_{g'} = 0$$

else

$$\varphi_{g'} = \varphi_{g'} + \sum_{i \in N[0, \text{length}(v_{g'})]} i_{iit,i}$$

end

end

利用公式 (20) 获取当前用户所在分组  $\tilde{g}$

$$v_{\tilde{g}} = v_{\tilde{g}} \cup \tilde{U}(G_n + i)$$

$$U_{UN} = U_{UN} - \tilde{U}(G_n + i)$$

end

end

4) 蚁群递归搜索机制。蚁群算法利用蚂蚁在给定范围内随机搜索, 并根据预设目标寻找最优路径组合, 一次迭代结束后, 该算法根据信息素蒸发系数更新信息素, 并开始下一轮迭代, 直至达到最大迭代次数或两轮迭代差值小于预设误差时停止搜索。本节中每只蚂蚁的作用是以一种递归搜索的机制优化组内用户功率控制系数。本文采用  $N_{\text{ant}}$  只蚂蚁进行搜索, 功率控制系数  $\eta$  初始化后, 利用最小割分组算法获取用户分组  $\{v_1, v_2, \dots, v_{G_n}\}$ , 并将目标值最小的用户组确定为待优化组  $v_0$ 。其次, 随机化  $v_0$  中用户的功率控制系数得到  $\tilde{\eta}$ , 并依次计算每只蚂蚁的信息素  $m_{\text{ess}} \in \mathbf{R}^{N_{\text{ant}}}$  和目标函数值  $o_{\text{pt}} \in \mathbf{R}^{N_{\text{ant}}}$ 。每只蚂蚁的路径选择都是独立的, 本文定义蚂蚁  $j$  朝最大信息素路径转移的概率为  $P(j)$ , 利用公式 (21) 计算蚂蚁的转移概率, 其中  $m_{\text{max\_msg}} = \max(m_{\text{ess}})$  表示当前一次迭代中信息素的最大值。

$$P(j) = \frac{m_{\text{max\_msg}} - m_{\text{ess}}(j)}{m_{\text{max\_msg}}}, j \in N[1, N_{\text{ant}}] \quad (21)$$

已知转移概率, 根据转移概率常数  $P_0$  和局部搜索步长  $s_{\text{step}}$  进行蚂蚁位置更新。当转移概率小于转移

概率常数时, 进行局部搜索, 反之进行全局搜索, 进而产生蚂蚁新位置, 即新的功率控制系数  $\tilde{\eta}$ :

$$\tilde{\eta}(i) = \begin{cases} \tilde{\eta}(i) + (2\lambda - 1)s_{\text{step}}, & P^{\text{iter}}(i) < P_0 \\ \tilde{\eta}(i) + (\lambda - 0.5), & \text{其它} \end{cases}, i \in v_0 \quad (22)$$

式中,  $\lambda \sim U(0, 1)$ 。调整后的功率控制系数可能会超出边界  $X_{\text{min}}$  和  $X_{\text{max}}$ , 可利用边界吸收方式调整:

$$\tilde{\eta}(i) = \begin{cases} X_{\text{min}}, & \tilde{\eta}(i) < X_{\text{min}} \\ X_{\text{max}}, & \tilde{\eta}(i) > X_{\text{max}} \end{cases}, i \in v_0 \quad (23)$$

位置更新完毕后, 利用  $\tilde{\eta}$  求解目标函数值, 当新的目标值较  $o_{\text{pt}}(j) (j \in N_{\text{ant}})$  更优时, 蚂蚁移动到新位置, 当前一次迭代结束。由于储存在  $m_{\text{ess}}$  中的信息素会随着时间的推移逐渐蒸发, 蒸发系数用  $\rho$  表示, 信息素更新为

$$m_{\text{ess}} = (1 - \rho)m_{\text{ess}} + o_{\text{pt}} \quad (24)$$

通过式 (24) 更新信息素列表, 为下一次迭代做准备, 直到满足最大迭代次数, 内部循环终止。最后将当前分组优化结果作为下一轮的初始值, 递归选择剩余分组进行优化直到所有分组优化完毕。基于蚁群的分组递归优化步骤总结在算法 2 中。

#### 算法 2: 蚁群递归搜索算法

输入:  $N_{\text{ant}}, m_{\text{ess}}, o_{\text{pt}}, \beta, P_0, X_{\text{min}}, X_{\text{max}}, G_n, s_{\text{step}}, N_{\text{iter}}$

输出:  $\eta$

Part1: 初始化

利用式 (18) 获取初始功率控制系数  $\eta \in \mathbf{R}^K$ , 利用大尺度衰落系数矩阵  $\beta$ 、公式 (19) 和最小割分组算法获得用户分组情况  $v_i, i \in N[1, G_n]$

Part2: 递归搜索

for  $t_g = 1 : G_n$

1. 利用公式 (16) 和  $\eta$ , 求解  $\tilde{\mathbf{R}}^{\text{uplink}}(\eta)$

2. 求解分组和速率, 利用  $\min(\text{sum}(\tilde{\mathbf{R}}^{\text{uplink}}(\eta(v_i))))$  确定即将被优化的用户分组  $v_0$ 。

3. 初始化当前种群

for  $i = 1 : N_{\text{ant}}$

$v_0$  内的用户功率控制系数随机化, 得到  $\tilde{\eta}$

计算信息素与当前目标函数值:

$$m_{\text{ess}}(i) = \text{sum}(\tilde{\mathbf{R}}^{\text{uplink}}(\tilde{\eta}))$$

$$o_{\text{pt}}(i) = \text{sum}(\tilde{\mathbf{R}}^{\text{uplink}}(\tilde{\eta}))$$

end

4. 蚁群搜索

利用局部搜索步长  $s_{\text{step}}$  和  $m_{\text{ess}}$  进行路径搜索

for  $t_{\text{iter}} = 1 : N_{\text{iter}}$

寻找最大信息素

$$m_{\max\_msg} = \max(m_{ess}(i), i = 1, \dots, N_{ant})$$

for  $j = 1 : N_{ant}$

根据公式 (21) 和  $m_{\max\_msg}$  求转移概率  $P^{iter}(j)$

根据公式 (22) 获取  $\tilde{\eta}$ , 并根据  $X_{\max}$ 、 $X_{\min}$  和公式

(23), 更新得到  $\tilde{\eta}$

if  $\text{sum}(\tilde{R}^{uplink}(\tilde{\eta})) > o_{pt}(j)$

$$\eta = \tilde{\eta}$$

$$o_{pt}(j) = \text{sum}(\tilde{R}^{uplink}(\tilde{\eta}))$$

end

end

按照公式 (24)、 $\rho$  和  $o_{pt}$  更新信息素  $m_{ess}$

end

迭代终止, 根据  $\max(o_{pt})$  确定最优功率控制系数

end

### 3 仿真结果

本节研究去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统的性能, 并将其与去蜂窝 mMIMO-OFDM 系统性能进行比较。本文假定 OFDM 采用梳状导频进行信道估计, 即每个用户随机选择一个子载波传输导频, 导频间隔满足频域条件  $D_f < 1/(2\tau_{\max}\Delta f)$ , 且所有用户均使用正交导频。

#### 3.1 参数设置

本文系统建模时, 采用 wrap-round 方式用有限的区域折叠覆盖模拟无边界区域, 以避免边界效应, 有限区域边界宽度设为  $D$ , 并假设  $M_a$  个单天线 AP 和  $K$  个单天线用户在该区域内随机分布。此外, 本文工作载波频率为  $f_c$ , 子载波间距为  $\Delta f$ , 并参考 3GPP 车辆模型, 将用户最大移动速度记作  $V_{\text{speed}}$ , 最大路径数记作  $I_{pk}$ , 以及最大时延记作  $\tau_{\max}$ , 具体参数设置如表 1 所示。其中  $P_u$  和  $P_p$  分别表示数据符号和导频符号的发射功率, 除以噪声功率得到归一化传输信噪比  $\rho_u$  和  $\rho_p$ 。噪声功率  $\delta_n^2 = BK_B T_0 F$  (单位 W), 其中,  $K_B = 1.381 \times 10^{-23}$  J/K 表示玻尔兹曼常数,  $T_0 = 290$  K 表示噪声温度,  $F$  表示噪声图样。

表 1 仿真参数

Tab. 1 System simulation parameters

参数	含义	取值
$h_{AP}$	AP 天线距离地面的高度	15 m
$h_{ii}$	用户天线距离地面的高度	1.65 m
$D$	系统仿真边界宽度	0.6 km
$f_c, \Delta f$	子载波频率, 子载波频率间隔	4 000 MHz, 15 kHz
$M, N$	OTFS 子载波数量和符号数量	512, 128
$M_a, K$	AP 数, 用户数	100, 20
$I_{pk}$	用户和 AP 之间的多径信道数	9

表 1 (续)

参数	含义	取值
$V_{\text{speed}}$	用户最大移动速度	300 km/h
$\tau_{\max}$	最大时延	2.5 $\mu$ s
$P_u, P_p$	数据信号功率, 导频信号功率	100 MW, 200 MW
$F$	噪声图样	9 dB
$X_{\max}, X_{\min}$	路径参数上边界, 下边界	$1, 10^{-2}$
$\rho$	信息素蒸发系数	0.8
$N_{\text{iter}}$	最大迭代次数	65
$L$	干扰度量计算考虑的 AP 数	30
$G_n$	用户分组数	5
$P_0$	转移概率常数	0.3
$s_{\text{step}}$	局部搜索步长	0.05
$N_{\text{ant}}$	全局/分组蚁群算法蚂蚁数量	200/40

#### 3.2 实验结果及分析

本节使用 APX 表示无功率控制方案, FRAC 表示分数功率控制方案, ACO-LOCAL 表示本文方案, ACO-GLOBAL 表示不需要用户分组直接优化的蚁群方案, RD 表示用户随机分组方案, Kmeans 表示 K 均值聚类分组方案<sup>[24]</sup>, GT 表示博弈论分组方案<sup>[23]</sup>。

将 LSFD 技术应用到去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统中, 为展现其技术优势, 图 2 绘制了 mMIMO-OTFS 系统和 mMIMO-OFDM 系统在采用 MRC 和 LSFD 接收方式下的和速率性能对比。实验结果表明, 去蜂窝系统利用 LSFD 较利用 MRC 可获得显著的性能提升。

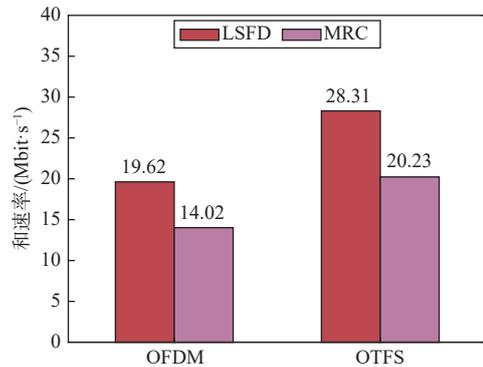


图 2 采用 LSFD 和 MRC 的和速率性能对比

Fig. 2 Comparison of sum-rate performance using LSFD and MRC

为直观展示算法优势以及 OTFS 和 OFDM 两种调制方式的宏观角度对比, 图 3 绘制了系统最高移动速度为 300 km/h 时用户和速率累积分布函数 (cumulative distribution function, CDF) 曲线。曲线变化趋势显示, mMIMO-OTFS 系统性能曲线始终处在 mMIMO-OFDM 系统右侧。原因是高速移动场景下, OTFS 凭借其全分集增益优势和信道估计优势, 一方面降低了多普勒偏移导致的信道恶化, 另一方

面凭借其分集优势和信道估计准确性提高了通信质量。此外,观察图 3 的 90% 相似性发现,本文算法在改善和速率性能方面优于所有对照方案。原因如下:一方面,本文采用最小割分组算法,根据用户在不同分组中的干扰度权重分组,可以更有效地处理局部强干扰,使组内可达速率维持在一个较高的水平;另一方面,采用分组递归策略,继承上一组优化结果递归搜索,确保蚁群路径的最优性。

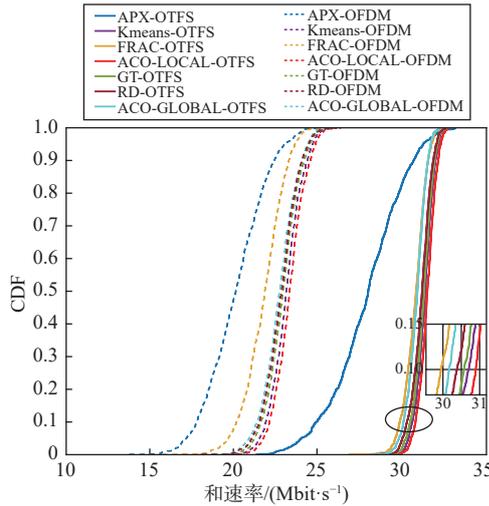


图 3 和速率 CDF

Fig. 3 CDF of sum rate

图 4 展示了和速率与系统用户容量的关系曲线。实验结果表明,当去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统用户容量提高时,系统整体性能提升,然而系统和速率性能并未随着系统用户容量线性增长。原因是用户速率和网络资源的使用情况会对系统和速率性能产生影响,用户数增加意味着用户之间的干扰程度增大。另一个重要发现是,当用户数为 5 时,每个分组中只有一个用户,故本文算法、随机分组算法与全局蚁群算法在该部分的性能曲线重叠,但是当用户分组中的元素个数大于 1 时,本文提出的算法较其他算法有明显优势。

为验证分组机制对系统性能的影响,图 5 对比了不同分组数或用户数场景下系统的平均可达速率性能。其中图 5(a) 表示仅改变分组数为 7;图 5(b) 表示仅改变用户总数为 15;图 5(c) 表示同时修改分组数和用户数为 7 和 15。观察 5(a) 发现,分组数增加时,系统平均可达速率性能下降。原因是本文通过降低局部强干扰实现系统性能提升,当分组数增加,组内用户数减少,意味着局部强干扰优化力度减弱,使得系统性能更趋近于全局优化。观察图 5(b) 发现,用户数减少,系统平均可达速率性能提升。原因是用户数减少,但服务 AP 总数不变,用户之间的干扰程度在一定程度上降低,系统总体性能维持在较

高水平。观察图 5(c) 发现,同时增加分组数和降低用户数时,系统平均可达速率性能提升。原因是用户数减少时系统的低干扰状态占主导,使得系统的平均可达速率处于较高水平。上述仿真结果说明,分组机制在一定程度上有利于系统性能提升。

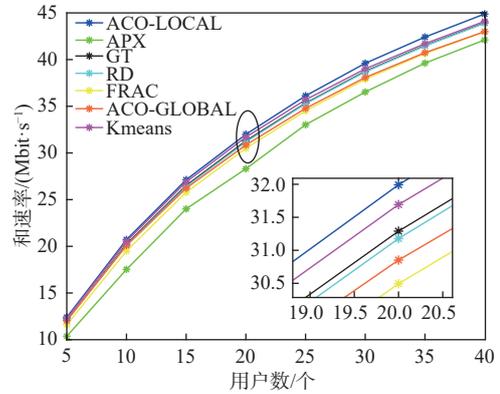
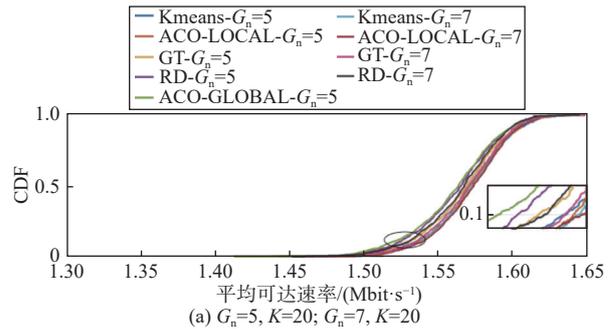
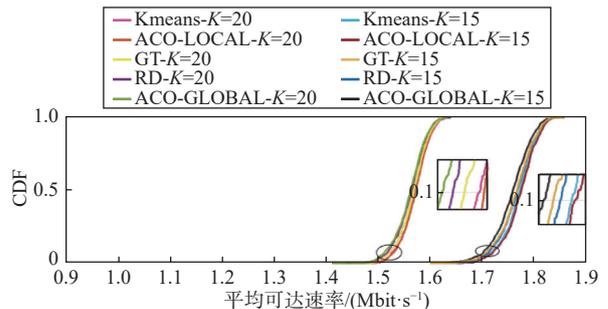


图 4 和速率与用户数量的关系

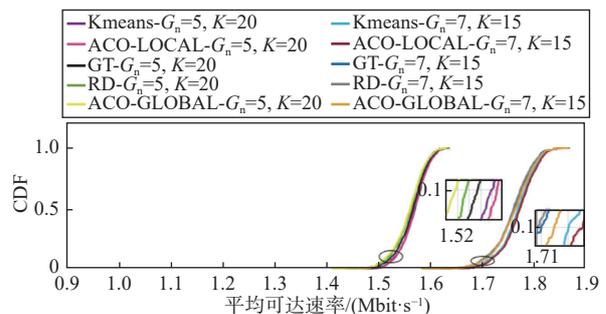
Fig. 4 Relationship between sum rate and number of users



(a)  $G_n=5, K=20; G_n=7, K=20$



(b)  $G_n=5, K=20; G_n=5, K=15$



(c)  $G_n=5, K=20; G_n=7, K=15$

图 5 不同分组数或用户数场景下的平均可达速率

Fig. 5 Average achievable rate for scenarios with different number of groups or users

图 6 绘制了去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统最高移动速度为 300 km/h 时, 用户可达速率计算复杂度一致的情况下, 用户和速率随迭代次数变化的曲线。实验结果表明, 本文算法较全局蚁群算法和博弈论分组算法收敛更快, 且低复杂度情况下性能较所有对照方案更好。原因是全局蚁群的搜索空间大, 在有限迭代中全局最优解的收敛性差, 而本文分组蚁群算法利用分组强干扰局部优化, 降低了整体计算复杂度, 又通过递归求解, 可以实现加速收敛。仿真结果说明, 本文算法可以在低复杂度情况下获得更好的性能。

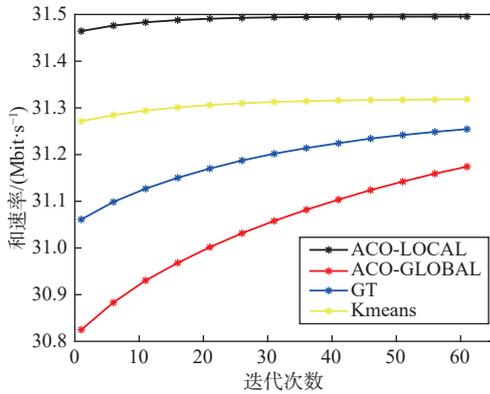


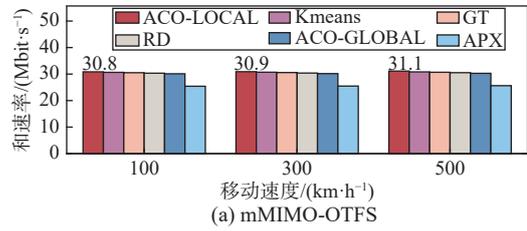
图 6 和速率与迭代次数的关系

Fig. 6 The relationship between sum rate and iteration times

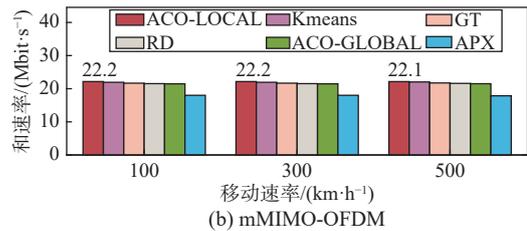
图 7(a) 和图 7(b) 分别描绘了 mMIMO-OTFS 系统和 mMIMO-OFDM 系统在不同速度场景下的上行和速率 90% 相似性量化结果分布。实验结果表明, 随着移动速度增大, mMIMO-OTFS 和速率性能提升, 而 mMIMO-OFDM 系统整体性能下降。原因是, 随着移动速度增大系统面临的多普勒偏移递增, 对于 mMIMO-OTFS 系统, 高多普勒偏移仅表现为 DD 域网格点在有限区间的平移, 所以性能损失可以近似忽略; 而对于 mMIMO-OFDM 系统, 高多普勒偏移导致子载波间干扰加剧, 进而导致性能下降。另一个显著发现是: 当移动速度为 100 km/h 时, mMIMO-OTFS 系统较 mMIMO-OFDM 系统性能提升约 38.7%; 当移动速度为 300 km/h 时, 性能提升约 39.2%; 当移动速度为 500 km/h 时, 性能提升约 41%。数据结果表明, 随着移动速度提高, mMIMO-OTFS 和 mMIMO-OFDM 系统的和速率性能差距增大。

图 8(a) 和图 8(b) 分别描绘了 mMIMO-OTFS 系统和 mMIMO-OFDM 系统在不同速度场景下, 上行最小可达速率的 90% 相似性量化结果分布。可以发现, 在不同速度场景下, mMIMO-OTFS 系统功率控制前后的最小可达速率性能提升约 3.57 倍,

mMIMO-OFDM 系统提升约 16 倍。数据结果表明, 本文采用功率控制可以在一定程度上改善系统的最小可达速率性能。



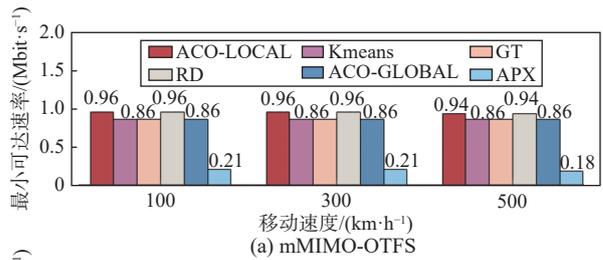
(a) mMIMO-OTFS



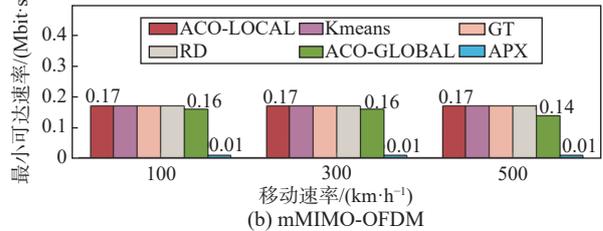
(b) mMIMO-OFDM

图 7 不同速度场景下和速率 90% 相似性量化结果分布

Fig. 7 Distribution of 90% similarity quantification results for sum rate in different speed scenarios



(a) mMIMO-OTFS



(b) mMIMO-OFDM

图 8 不同速度场景下最小可达速率 90% 相似性

量化结果分布

Fig. 8 Distribution of 90% similarity quantification results for minimum rate in different speed scenarios

## 4 结束语

现有去蜂窝 mMIMO-OTFS 系统均采用 MRC 接收, 与之不同, 本文将 LSFD 应用到当前系统中, 并将其与 MRC 做对比。仿真结果证实, 基于 LSFD 接收的系统较 MRC 性能更好。在此基础上, 本文提出一种蚁群递归搜索机制求解上行链路和速率优化问题。该机制旨在通过分组递归优化, 降低蚁群搜索的复杂度, 实现全局用户功率的次优调控。仿真结果表明: 1) 相较于改进算法, 本文算法在低复杂度情况下性能提升更显著, 收敛速度更快; 2) 相较于所有

对照算法,本文方案可以有效抑制用户间强干扰,提高系统和速率。在未来的研究中,将进一步结合高铁等高速通信网络场景特点,考虑收发双方均是多天线的可达速率。

### 参考文献

- [1] AI B, MOLISCH A F, RUPP M, et al. 5G key technologies for smart railways[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2022, 108(6): 856-893.
- [2] 宋荣方,王鸿. MIMO-NOMA 传输机制研究综述: 存在问题与新方法探索[J]. *南京邮电大学学报(自然科学版)*, 2022, 42(3): 1-13.  
SONG R F, WANG H. Survey on MIMO-NOMA systems: problems and solutions[J]. *Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (natural science edition)*, 2022, 42(3): 1-13. (in Chinese)
- [3] ZHENG J K, ZHANG J Y, BJÖRNSON E, et al. Impact of channel aging on cell-free massive MIMO over spatially correlated channels[J]. *IEEE transactions on wireless communications*, 2021, 20(10): 6451-6466.
- [4] LU J X, CHEN X H, LIU S Y, et al. Location-aware ICI reduction in MIMO-OFDM downlinks for high-speed railway communication systems[J]. *IEEE transactions on vehicular technology*, 2018, 67(4): 2958-2972.
- [5] HE R S, AI B, WANG G P, et al. High-speed railway communications: from GSM-R to LTE-R[J]. *IEEE transactions on vehicular technology*, 2016, 11(3): 49-58.
- [6] XAO Z Y, ZHU L P, XIA X G. UAV communications with millimeter-wave beamforming: potentials, scenarios, and challenges[J]. *China communications*, 2020, 17(9): 147-166.
- [7] LUO W T, FANG X M, CHENG M, et al. Efficient multiple-group multiple-antenna (MGMA) scheme for high-speed railway viaducts[J]. *IEEE transactions on vehicular technology*, 2013, 62(6): 2558-2569.
- [8] MA J, ORLIK P V, ZHANG J Y, et al. Reduced-rate OFDM transmission for inter-subchannel interference self-cancellation over high-mobility fading channels[J]. *IEEE transactions on wireless communications*, 2012, 11(6): 2013-2023.
- [9] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation[C]// 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). San Francisco, 2017: 1-6.
- [10] HONG Y, THAJ T, VITERBO E. Delay-doppler communications: principles and applications [M]. America: Academic Press, 2022.
- [11] MISHRA H B, SINGH P, PRASAD A K, et al. OTFS channel estimation and data detection designs with superimposed pilots[J]. *IEEE transactions on wireless communications*, 2022, 21(4): 2258-2274.
- [12] MURALI K R, CHOCKALINGAM A. On OTFS modulation for high-doppler fading channels[C]// 2018 Information Theory and Applications Workshop (ITA). San Diego, 2018: 1-10.
- [13] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y. Embedded pilot-aided channel estimation for OTFS in delay-doppler channels[J]. *IEEE transactions on vehicular technology*, 2019, 68(5): 4906-4917.
- [14] MOHAMMADI M, NGO H Q, MATTHAIYOU M. Cell-free massive MIMO meets OTFS modulation[J]. *IEEE transactions on communications*, 2022, 70(11): 7728-7747.
- [15] MOHAMMADI M, NGO H Q, MATTHAIYOU M. Cell-free massive MIMO with OTFS modulation: power control and resource allocation[C]// 2022 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Seoul, 2022: 735-740.
- [16] MOHAMMADI M, NGO H Q, MATTHAIYOU M. When cell-free massive MIMO meets OTFS modulation: the downlink case[C]// 2022 IEEE International Conference on Communications (ICC). Seoul, Korea, 2022: 787-792.
- [17] ZHENG J K, ZHANG J Y, BJÖRNSON E, et al. Cell-free massive MIMO-OFDM for high-speed train communications[J]. *IEEE journal on selected areas in communications*, 2022, 40(10): 2823-2839.
- [18] NGO H Q, ASHIKHMIN A, YANG H, et al. Cell-free massive MIMO versus small cells[J]. *IEEE transactions on wireless communications*, 2017, 16(3): 1834-1850.
- [19] PAPAFAEIROPOULOS A K, KOURTESSIS P, CHATZINOTAS S, et al. Multipair two-way DF relaying with cell-free massive MIMO[J]. *IEEE open journal of the Communications Society*, 2021, 2: 423-438.
- [20] NGUYEN T H, NGUYEN T K, HAN H D, et al. Optimal power control and load balancing for uplink cell-free multi-user massive MIMO[J]. *IEEE access*, 2018, 6: 14462-14473.
- [21] DORIGO M, GAMBARDELLA L M. Ant colony system: a cooperative learning approach to the traveling salesman problem[J]. *IEEE transactions on evolutionary computation*, 1997, 1(1): 53-66.
- [22] LUO R, QIAO X, FANG H, et al. Ant colony optimization based pilot assignment for cell-free massive MIMO systems[C]// 2022 IEEE international conference on communications in China (ICCC). Foshan, 2022: 191-195.
- [23] WEI C, XU K, XIA X C, et al. User-centric access point selection in cell-free massive MIMO systems: a game-theoretic approach[J]. *IEEE communications letters*, 2022, 26(9): 2225-2229.

- [24] CHU T M C, ZEPERNICK H J. Sum rate of OTFS-NOMA systems with k-means clustering of user equipment[C]// 2023 IEEE 34th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Toronto, Canada, 2023: 1-6.
- [25] NAYEBI E, ASHIKHMEN A, MARZETTA T L, et al. Performance of cell-free massive MIMO systems with MMSE and LSFD receivers[C]// 2016 50th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ACSSC). Pacific Grove, 2016: 203-207.
- [26] CHEN Z, BJÖRNSON E, LARSSON E G. Dynamic resource allocation in co-located and cell-free massive MIMO[J]. *IEEE transactions on green communications and networking*, 2020, 4(1): 209-220.
- [27] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation[J]. *IEEE transactions on wireless communications*, 2018, 17(10): 6501-6515.

### 作者简介

朱雨娟 (1999—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为去蜂窝大规模 MIMO-OTFS 系统。E-mail: [2823616670@qq.com](mailto:2823616670@qq.com)

李碧玲 (2000—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为 RIS-NOMA 系统。Email: [1023010109@njupt.edu.cn](mailto:1023010109@njupt.edu.cn)

宋荣方 (1964—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为宽带无线通信。E-mail: [songrf@njupt.edu.cn](mailto:songrf@njupt.edu.cn)

(上接第 1119 页)

### 作者简介

刘煜鑫 (2000—), 男, 江西人, 北京交通大学在读硕士研究生, 研究方向为宽带移动通信及专用移动通信。E-mail: [liuyuxin@bjtu.edu.cn](mailto:liuyuxin@bjtu.edu.cn)

何丹萍 (1985—), 女, 广西人, 北京交通大学副教授, 研究方向为宽带移动通信及专用移动通信。E-mail: [hedanping@bjtu.edu.cn](mailto:hedanping@bjtu.edu.cn)

单馨漪 (1999—), 女, 山东人, 北京交通大学在读硕士研究生, 研究方向为宽带移动通信及专用移动通信。E-mail: [shanxinyi@bjtu.edu.cn](mailto:shanxinyi@bjtu.edu.cn)

费丹 (1988—), 男, 四川人, 北京交通大学实验师, 研究方向为宽带移动通信及专用移动通信。E-mail: [dfei@bjtu.edu.cn](mailto:dfei@bjtu.edu.cn)

官科 (1983—), 男, 云南人, 北京交通大学教授, 研究方向为宽带移动通信及专用移动通信。E-mail: [kguan@bjtu.edu.cn](mailto:kguan@bjtu.edu.cn)

郭兰图 (1982—), 男, 山东人, 中国电波传播研究所正高级工程师, 研究方向为频谱管理、复杂电磁环境建模等。E-mail: [guolantu@163.com](mailto:guolantu@163.com)