



研究与开发

# CF-mMIMO 系统中一种基于用户极坐标的低复杂度导频分配算法

郭劭, 潘鹏, 范耀宗

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018)

**摘要:** 为了减小去蜂窝大规模 MIMO 系统上行链路的导频污染, 提出了一种基于用户极坐标的低复杂度导频分配算法。首先, 提出了一种基于高斯加权的密度算法, 在系统覆盖区域内寻找一个质心作为极坐标中心点, 按每个用户的极坐标角度信息进行导频的预分配, 使复用同一导频的用户有较大的概率具有较远的距离。其次, 提出一种低复杂度的距离检测算法, 以保证任意两个复用同一导频的用户间距大于所设定的阈值。仿真结果表明, 所提导频分配算法有效减小了导频污染, 提升了系统 95% 用户的上行吞吐量, 并且能够在性能与复杂度之间获得较好的折中。

**关键词:** 去蜂窝大规模多输入多输出; 导频分配; 极坐标; 高斯加权; 距离检测

**中图分类号:** TN929.5

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2023120

## A low complexity pilot assignment algorithm based on user polar coordinates in CF-mMIMO systems

GUO Shao, PAN Peng, FAN Yaozong

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

**Absrtact:** In order to reduce the pilot contamination in the cell-free massive multi-input multi-output (MIMO) system, a low complexity pilot assignment algorithm based on user polar coordinates was proposed. Firstly, a Gaussian weighted density algorithm was proposed to determine a centroid as the polar coordinates center point in the system coverage area, then pre-assigned the pilot in order according to the angular coordinates, so that users who reused the same pilot had a greater probability of having a longer distance, and henced reduce the pilot contamination. A low complexity distance detection algorithm was then proposed to ensure that the user spacing between any two users multiplexing the same pilot was greater than the threshold. The simulation results show that the proposed pilot assignment algorithm effectively reduce pilot contamination, improve the uplink throughput of 95% users of the system, and achieve a good compromise between performance and complexity.

**Key words:** cell-free massive MIMO, pilot assignment, polar coordinates, Gaussian weighting, distance detection

收稿日期: 2023-03-30; 修回日期: 2023-05-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.U1709220)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.U1709220)



## 0 引言

在后 5G 时代,为了满足对通信容量与日俱增的需求,开始着手针对移动通信系统规划设计新的网络架构,以应对高数据率、高流量密度、高能量效率、高可靠性、超低时延、海量连接等信息交互的需求,其中去蜂窝大规模多输入多输出 (cell-free massive multiple-input multiple-output, CF-mMIMO) 架构因其在频谱效率、能量效率等方面具有潜在的优势而获得了广泛关注<sup>[1-2]</sup>。CF-mMIMO 架构舍弃了传统移动通信的蜂窝网络架构,将固定的传统大型基站 (base station, BS) 更换为成本较低的配备少量天线的接入点 (access point, AP),这些 AP 通过前传链路 (fronthaul link) 与中央处理器 (central processing unit, CPU) 连接,CPU 则通过回程链路 (backhaul link) 与核心网络 (core network, CN) 连接,从而构成了 CF-mMIMO 系统。其中,大量密集分布的 AP 可共同服务于覆盖区域中数量相对较少的使用同一时频资源的单天线的用户设备 (user equipment, UE),形成 AP 围绕用户的网络结构,降低路径损耗,并利用空间分集提升信道容量<sup>[3]</sup>。CF-mMIMO 可沿袭蜂窝 MIMO 中的时分双工 (time-division duplex, TDD) 模式和频分双工 (frequency-division duplex, FDD) 模式,但由于 TDD 模式能够利用信道互易性减小信道估计的开销,在 MIMO 系统中得到更多的应用。在 TDD 模式中,可分为上行训练阶段、上行数据传输阶段和下行数据传输阶段<sup>[3]</sup>,其中在上行训练阶段,UE 使用同一时频资源发送导频,AP 基于接收到的导频信号进行本地信道估计。然而,由于无线衰落信道中相干时间有限,通常不允许给全部的 UE 分配相互正交的导频序列<sup>[3]</sup>,这就导致 UE 需要复用导频,而复用导频的缺点是会产生导频污染 (pilot contamination, PC),降低系统性能。因此,针对 CF-mMIMO 的导频分配的研究对于该架

构在未来的发展具有重要意义。

在近期的研究文献中,解决去蜂窝大规模 MIMO 系统中的导频污染问题已经引起了广泛的关注。文献[4]给出了复杂度最低但是性能最差的方案,即随机导频分配。因为没有使用任何策略减轻导频污染,当邻近的任意两个 UE 被分配有相同的导频序列时将导致严重的导频污染;在随机导频分配的基础上,文献[4]提出了贪婪导频分配,迭代更新所有 UE 的最低上行链路速率,但该算法有一定的概率会陷入局部最优的情况;文献[5]提出了一种基于禁忌搜索的元启发式导频分配方案,有效缓解了导频污染问题,但是复杂度较高;文献[6]提出了一种结构化导频分配方案,以最大化复用导频的 UE 之间的最小距离,然而在实际的 CF-mMIMO 系统中很难找到质心 AP;文献[7]提出了一种基于着色图的导频分配方案,不同颜色的 UE 分配不同的导频,相同颜色的 UE 复用导频,有效降低了导频污染,但是仍存在复杂度较高的问题;文献[8]提出了一种基于位置的贪婪导频分配方案,但是相较于贪婪分配方案,性能提升有限;文献[9]提出了基于  $K$ -means 分簇的导频分配方案,最大化导频的复用效率,但是其 UE 数必须为导频数的整数倍;文献[10]提出了基于匈牙利算法的导频分配方案,但也具有较高复杂度;文献[11]提出了加权计数的导频分配方案,但是未考虑复用导频的 UE 距离接近的偶然性情况;文献[12]提出了加权图形框的导频分配策略,但是需要多次迭代来输出较优结果;文献[13]提出一种排斥聚类的导频分配方案,但与文献[12]类似,其也需要进行多次迭代才能产生较优结果。

为了兼顾系统的上行训练性能和导频分配算法的复杂度,提出一种基于用户极坐标位置的导频分配方法。首先,提出一种基于高斯加权的密度算法来确定极坐标中心。根据区域内的 UE 分布,计算出 UE 的分布密度,之后引入

高斯加权系数增大聚集 UE 的密度权重值,降低孤立 UE 的密度权重值,并由此确定一个质心作为极坐标中心,由极坐标中心得出所有 UE 的极坐标信息,之后根据 UE 极坐标中的角度信息按顺序对 UE 进行导频预分配。最后,提出一种低复杂度的距离检测算法,进一步降低导频污染。完成导频预分配后,在给出的距离阈值条件下检测复用导频 UE 之间的距离并判断是否需要更换距离接近的导频,由阈值范围内的导频生成可用导频集合与禁用导频集合,需要更换导频的 UE 只能更换可用导频集中的导频,直到任意两个复用同一导频的 UE 间距大于所设定的阈值后结束。本算法中,第一步基于极坐标角度信息的导频预分配,已较大地降低了复用同一导频用户间距小于阈值的概率;同时,间距小于阈值的用户在所建立的极坐标系中往往具有较小的极径,因此可以极大地降低基于距离检测的导频更换算法的复杂度。

本文中,  $\|\cdot\|$  和  $\mathcal{E}\{\cdot\}$  分别表示欧氏距离和期望,  $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$  表示具有零均值和方差  $\sigma^2$  的圆对称复高斯随机变量(random variable, RV),  $(\cdot)^*$  和  $(\cdot)^H$  分别表示复数共轭和矩阵共轭转置。其余特殊符号将在后文中另外说明。

## 1 系统模型

### 1.1 CF-mMIMO 系统传输模型

CF-mMIMO 系统模型如图 1 所示,假设一个 CPU 服务的区域中随机分布有  $M$  个单天线 AP 和  $K$  个单天线 UE,其中  $M \gg K$ 。令  $g_{mk}$  表示第  $k$  个 UE 和第  $m$  个 AP 的信道系数,即:

$$g_{mk} = \sqrt{\beta_{mk}} h_{mk} \quad (1)$$

其中,  $h_{mk} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$  代表独立同分布的小尺度衰落;  $\beta_{mk}$  代表大尺度衰落,包括路径损耗和阴影衰落。把大尺度衰落定义为:

$$\beta_{mk} = \text{PL}_{mk} \cdot 10^{\sigma_{sh} z_{mk}/10} \quad (2)$$

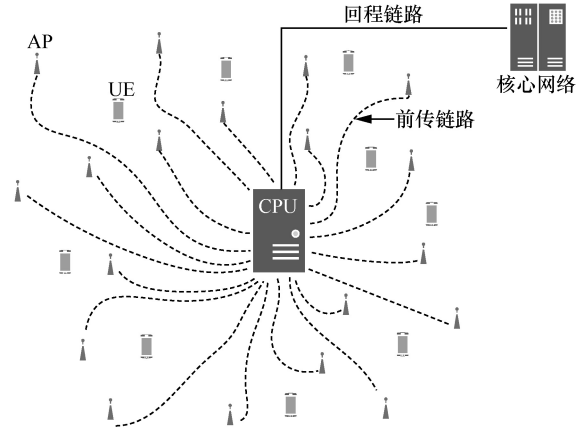


图 1 CF-mMIMO 系统模型

其中,  $\text{PL}_{mk}$  代表路径损耗 (单位是 dB),  $10^{\sigma_{sh} z_{mk}/10}$  表示标准差  $\sigma_{sh}$  为 8 dB 的阴影衰落,  $z_{mk} \sim \mathcal{N}(0, 1)$ 。与文献[4]一致,本文对路径损耗使用 three-slope 模型,具体地,使用基于 Hata-COST231 的传播模型,即对于给定的距离阈值  $d_0$  和  $d_1$ ,定义第  $m$  个 AP 和第  $k$  个 UE 之间的距离为  $d_{mk}$ ,则路径损耗由式 (3) 给出:

$$\text{PL}_{mk} = \begin{cases} -L - 35 \lg d_{mk}, & d_{mk} > d_1 \\ -L - 35 \lg d_1 - 20 \lg d_{mk}, & d_1 \geq d_{mk} > d_0 \\ -L - 35 \lg d_1 - 20 \lg d_0, & d_{mk} \leq d_0 \end{cases} \quad (3)$$

$$L = 46.3 + 33.9 \lg f - 13.82 \lg h_{AP} - (1.11 \lg f - 0.7) h_{UE} + (1.56 \lg f - 0.8) \quad (4)$$

其中,  $f$  是载波频率 (单位是 MHz),  $h_{AP}$  是接入点天线高度 (单位是 m),  $h_{UE}$  表示用户设备天线高度 (单位是 m), 路径损耗  $\text{PL}_{mk}$  是  $d_{mk}$  的连续函数。接着给出噪声功率  $\sigma_{\text{noise}}^2(\text{W}) = B \times \mathcal{K} \times T_0 \times N_f$ , 其中  $B$  为带宽 (单位是 MHz),  $\mathcal{K} = 1.381 \times 10^{-23}$  是玻耳兹曼常数 (单位是 J/K),  $T_0 = 290$  是噪声温度 (单位是 K),  $N_f$  为噪声系数 (单位是 dB)。

### 1.2 上行训练

在上行链路导频传输阶段,假设有  $\tau$  个相互正交的导频序列被分配给相干块  $\tau_c$  内的 UE,理想情况下,希望在每个 UE 之间使用相互正交的导频序列,以便在传输之间没有干扰。然而,由于导频是  $\tau$  维向量,只能找到最多  $\tau$  个相互正交的导



频序列, 而且相干块的有限长度被施加了约束  $\tau < \tau_c$ , 并且在实际 UE 数量  $K \gg \tau$  的情况下, 多个 UE 会使用相同的导频, 这就会造成导频污染, 降低信道估计的性能。

假设第  $k$  个 UE 的导频矢量  $\sqrt{\tau}\boldsymbol{\varphi}_k \in \mathbb{C}^{\tau \times 1}$  来自正交导频集  $\boldsymbol{\Phi} \in \mathbb{C}^{\tau \times \tau}$ , 令集合  $\mathcal{P}^k$  表示和第  $k$  个 UE 复用相同导频的 UE 序号集合 (不包含第  $k$  个 UE), 如果  $k' \in \mathcal{P}^k$ , 则  $\|\boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_{k'}\| = 1$ , 否则  $\|\boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_{k'}\| = 0$ 。当 UE 传输它们的导频时, 第  $m$  个 AP 接收到的导频信号为:

$$\mathbf{y}_{p,m} = \sqrt{\tau\rho_p} \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mk} \boldsymbol{\varphi}_k + \mathbf{w}_{p,m} \quad (5)$$

其中,  $\rho_p$  代表每个导频序列相对于噪声功率的归一化信噪比,  $\mathbf{w}_{p,m} \sim \mathcal{CN}(0,1)$  是独立同分布的加性噪声向量。

使用  $\boldsymbol{\varphi}_k^H$  和  $\mathbf{y}_{p,m}$  估计第  $k$  个 UE 与第  $m$  个 AP 之间的信道系数  $g_{mk}$ 。

$$\hat{y}_{p,mk} = \boldsymbol{\varphi}_k^H \mathbf{y}_{p,m} = \underbrace{\sqrt{\tau\rho_p} g_{mk}}_{\text{期望部分}} + \underbrace{\sqrt{\tau\rho_p} \sum_{k' \in \mathcal{P}^k} g_{mk'}}_{\text{干扰部分}} + \underbrace{\boldsymbol{\varphi}_k^H \mathbf{w}_{p,m}}_{\text{噪声部分}} \quad (6)$$

则  $g_{mk}$  的最小均方误差 (minimum mean square error, MMSE)  $\hat{g}_{mk} = c_{mk} \hat{y}_{p,mk}$ , 其中,  $c_{mk}$  为归一化系数:

$$c_{mk} \triangleq \frac{\mathbb{E}\{\hat{y}_{p,mk}^* g_{mk}\}}{\mathbb{E}\{|\hat{y}_{p,mk}|^2\}} = \frac{\sqrt{\tau\rho_p} \beta_{mk}}{\tau\rho_p (\beta_{mk} + \sum_{k' \in \mathcal{P}^k} \beta_{mk'}) + 1} \quad (7)$$

因此被估计的信道系数  $\hat{g}_{mk}$  的均方值为  $\gamma_{mk} = \mathbb{E}\{|\hat{g}_{mk}|^2\} = \sqrt{\tau\rho_p} \beta_{mk} c_{mk}$ 。

### 1.3 上行信号传输

在 CF-mMIMO 系统中,  $K$  个 UE 都使用相同的时频资源来传输信号。在第  $m$  个 AP 处接收的信号被建模为:

$$\mathbf{y}_{u,m} = \sqrt{\rho_u} \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mk} \sqrt{\eta_k} q_k + n_{u,m} \quad (8)$$

其中,  $q_k$  是第  $k$  个 UE 发送的信号, 且  $\mathbb{E}\{|q_k|^2\} = 1$ ;  $\rho_u$  为归一化的上行链路信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR);  $\eta_k \in (0,1)$  是功率控制系数;  $n_{u,m} \sim \mathcal{CN}(0,1)$  是加性接收机噪声。为了解码来自第  $k$  个 UE 的期望信号, 第  $m$  个 AP 通过前传链路发送  $\hat{g}_{mk}^* \mathbf{y}_{u,m}$  给 CPU 进行检测, CPU 从第  $k$  个 UE 接收到的信号为:

$$\begin{aligned} r_{u,k} &= \sum_{m=1}^M \hat{g}_{mk}^* \mathbf{y}_{u,m} = \underbrace{\sqrt{\rho_u \eta_k} \mathbb{E}\left\{\sum_{m=1}^M \mathbf{g}_{mk} \hat{g}_{mk}^*\right\}}_{\text{DS}_k} q_k + \\ &\quad \underbrace{\sqrt{\rho_u \eta_k} \left(\sum_{m=1}^M \mathbf{g}_{mk} \hat{g}_{mk}^* - \mathbb{E}\left\{\sum_{m=1}^M \mathbf{g}_{mk} \hat{g}_{mk}^*\right\}\right)}_{\text{BU}_k} q_k + \\ &\quad \underbrace{\sqrt{\rho_u} \sum_{m=1}^M \sum_{k' \neq k}^K \sqrt{\eta_{k'}} \mathbf{g}_{mk'} \hat{g}_{mk'}^* q_{k'}}_{\text{UI}_{kk'}} + \underbrace{\hat{g}_{mk}^* n_{u,k}}_N \end{aligned} \quad (9)$$

其中,  $\text{DS}_k$ 、 $\text{BU}_k$  和  $\text{UI}_{kk'}$  分别代表第  $k$  个 UE 的期望信号、波束成形不确定性和用户间干扰,  $N$  表示噪声项。

### 1.4 接入点选择

由于 UE 的可达率主要受大尺度衰落的影响, 因此对 AP 服务集合的选择主要由 UE 和 AP 之间的大尺度衰落系数决定。以文献[14]给出的 AP 选择策略确定 AP 服务集合, 并且定义第  $k$  个 UE 的服务集合为  $\mathcal{A}^k$ 。

因此, 使用最大比合并 (maximal ratio combiner, MRC) 可得到上行链路可达率 (单位是 bit/(s·Hz)) [7,15]:

$$R_{u,k} = \text{lb} \left( 1 + \frac{|\text{DS}_k|^2}{\mathbb{E}\{|\text{BU}_k|^2\} + \sum_{k' \neq k}^K \mathbb{E}\{|\text{UI}_{kk'}|^2\} + \mathbb{E}\{N^2\}} \right) \quad (10)$$

结合接入点选择策略, 上行链路可达率可进一步表示为:

$$R_{u,k} = \text{lb} \left( 1 + \frac{\eta_k \left( \sum_{m \in \mathcal{A}^k} \gamma_{mk} \right)^2}{\sum_{k' \in \mathcal{P}^k} \eta_{k'} \left( \sum_{m \in \mathcal{A}^k} \gamma_{mk} \frac{\beta_{mk'}}{\beta_{mk}} \right)^2 + \sum_{k'=1}^K \eta_{k'} \sum_{m \in \mathcal{A}^k} \gamma_{mk} \beta_{mk'} + \frac{\sum_{m \in \mathcal{A}^k} \gamma_{mk}}{\rho_u}} \right) \quad (11)$$

## 1.5 问题描述

CF-mMIMO 为区域内绝大部分 UE (95%的 UE) 提供优质的服务, 式 (11) 为主要优化目标, 而导频污染是制约式 (11) 的主要因素, 即式 (6) 中的干扰项, 由式 (6) 的统计特性<sup>[4]</sup>可得优化问题为:

$$\min \sum_{m=1}^M \sum_{k' \neq k}^K \beta_{mk'} \left| \varphi_k^H \varphi_{k'} \right|^2 = \min \sum_{m=1}^M \sum_{k' \in \mathcal{P}^k} \beta_{mk'} \quad (12)$$

即连接相同 AP 的复用相同导频的 UE 之间的距离尽可能大, 又因为实际场景中的 AP 在信道增益上的稀疏特性, 只有围绕在 UE 周围的提供最强信道增益的 AP 起主要作用<sup>[16]</sup>, 所以可以将最小化导频污染的优化问题转化为最大化复用导频的 UE 间距离的优化问题, 即:

$$\max_{\forall k' \in \mathcal{P}^k} \left\| \psi_k^{\text{UE}} - \psi_{k'}^{\text{UE}} \right\| \quad (13)$$

其中,  $\psi_k^{\text{UE}}$  和  $\psi_{k'}^{\text{UE}}$  分别表示区域中复用同一导频的第  $k$  个 UE 和第  $k'$  个 UE。

## 2 基于用户极坐标位置的导频分配算法

基于第 1.5 节给出的问题描述, 提出一种基于用户极坐标位置的导频分配算法来抑制导频污染, 并给出了算法的示意图与具体流程。首先由 UE 的分布计算其分布密度, 以此确定一个质心作为极坐标中心, 得出每个 UE 的极坐标信息, 按其中的角度信息将 UE 顺时针排序并依次分配导频, 这样能够最大化导频的复用效率, 并且在角度域上增加复用导频 UE 间隔出现较大距离的概率。由于高斯加权密度值大的 UE 具有相近的极角和极径, 大概率会复用相同的导频, 因此提出一种低复杂度的迭代检测算法, 更换距离相近的复用同一导频的 UE 的导频。本文假设 AP 与 UE 之间的大尺度衰落是已知的<sup>[15]</sup>。

### 2.1 导频预分配

在实际场景中, 由于 UE 分布的随机性和非均匀性, 首先需要确定一个质心作为极坐标中心

以得到 UE 极坐标下的角度信息, 便于进行基于 UE 角度信息的导频预分配。质心位置决定了导频预分配阶段的导频污染, UE 密集位置的导频污染程度要大于 UE 稀疏的位置, 为了在角度域上增加复用导频 UE 间隔出现较大距离的概率, 需要将质心确定在 UE 相对密集的位置。这里提出使用一种具有高斯加权的 UE 分布密度确定质心。CPU 首先遍历区域内的 UE 分布, 即式 (14) 中的 UE 集合  $\Psi^{\text{UE}}$ , 计算每个 UE 的分布密度, 其中第  $k$  个 UE 的分布密度定义如下。

$$\mathcal{D}_k = \frac{\sum_{m=1}^K \sum_{n=1}^K \left\| \psi_m^{\text{UE}} - \psi_n^{\text{UE}} \right\|}{\sum_{k'=1, k' \neq k}^K \left\| \psi_k^{\text{UE}} - \psi_{k'}^{\text{UE}} \right\|} \quad (14)$$

为了避免出现个别的孤立点 UE, 即距离群体相对较远的少量 UE 对质心的影响, 引入高斯加权系数, 旨在增大密集群体中 UE 的权重值, 降低孤立点 UE 的权重值, 使质心偏向高密度群体, 降低偏差, 则第  $k$  个 UE 的高斯权重值定义如下。

$$\mathcal{G}_k = \sum_{k'=1, k' \neq k}^K e^{-\frac{\left( \sum_{m=1}^K \sum_{n=1}^K \left\| \psi_m^{\text{UE}} - \psi_n^{\text{UE}} \right\|^2 \right)}{\sum_{k'=1}^K \left\| \psi_k^{\text{UE}} - \psi_{k'}^{\text{UE}} \right\|^2 \left( \frac{2}{K} \right)}} \quad (15)$$

第  $k$  个 UE 的高斯加权密度为  $\mathcal{G}_k = \mathcal{D}_k \mathcal{G}_k$ 。

将计算出的所有 UE 的高斯加权密度按降序排列, 设定比例系数  $\alpha \in [0.8, 1)$ , 定义有  $\lceil \alpha K \rceil$  个 UE 的高斯加权密度起主要作用,  $\lceil \cdot \rceil$  表示向上取整, 即保留  $\lceil \alpha K \rceil$  个高斯加权密度值大的 UE 来确定极坐标中心  $C$ , 则第  $k$  个 UE 的极坐标信息可表示为  $(\zeta_k^{\text{UE}}, \theta_k^{\text{UE}})$ 。得出所有 UE 的角度信息后进行顺时针排序, 为了最大化导频复用效率, 依次进行导频分配, 即先给排序后的第一个 UE 分配第一个导频, 其后  $\tau-1$  个 UE 依次分配剩余的  $\tau-1$  个导频, 再给第  $\tau+1$  个 UE 分配第一个导频, 依次类推, 最终得到导频预分配的结果  $\Phi^{\text{UE}}$ 。忽略 AP 分布, 极坐标中心确定与导频预分配示意图如图 2 所示。

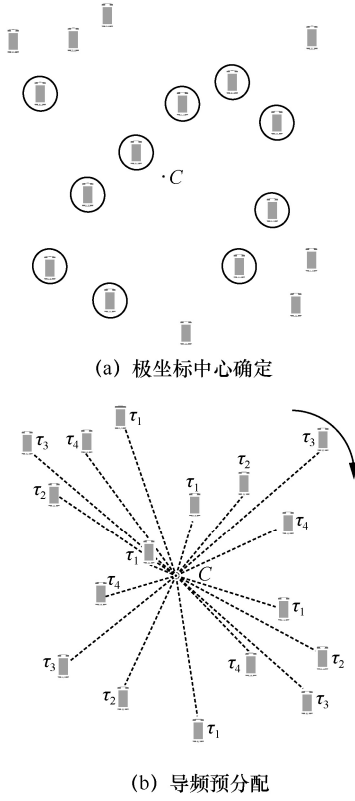


图2 极坐标中心确定与导频预分配示意图

## 2.2 距离检测

在根据角度信息预分配完导频后，由于高斯加权密度值高的部分 UE 具有相近的极角和极径，复用导频的概率增加，为了避免出现复用导频的 UE 距离相近的情况，进一步降低导频污染，提出如下距离检测算法更换导频。

初始化迭代次数  $T=1$ ，定义距离阈值  $\zeta_{th}$ ，在第  $T$  次迭代中检测复用第  $l$  个正交导频的 UE 之间的距离，将距离小于或等于阈值的 UE 归入集合  $\Psi^{l,T}$ ，则  $\Psi^{l,T}$  中第  $k$  个 UE 的极坐标信息为  $(\zeta_k^{l,T}, \theta_k^{l,T})$ ，那么当  $\forall l \in \{1, 2, \dots, \tau\}$  时，有：

$$\sqrt{(\zeta_i^{l,T})^2 + (\zeta_j^{l,T})^2 - 2\zeta_i^{l,T}\zeta_j^{l,T}\cos(\theta_i^{l,T} - \theta_j^{l,T})} \leq \zeta_{th} \quad (16)$$

定义目标 UE 集  $\Psi^T = \{\Psi^{1,T}, \Psi^{2,T}, \dots, \Psi^{\tau,T}\}$ ，如果  $\Psi^T = \emptyset$ ，则直接输出导频预分配结果  $\Phi^{UE}$  为最终导频分配结果，否则开始导频更换步骤。在导频更换步骤中，定义并初始化以下变量。

- 目标 UE 集  $\Psi^T$  中第  $k$  个目标 UE  $\Psi_k^T$  的禁用

导频集  $\Phi^{ban,T,k} = \emptyset$ ，即  $\Psi_k^T$  禁止更换的导频。

- 目标 UE 集  $\Psi^T$  中第  $k$  个目标 UE  $\Psi_k^T$  的可用导频集  $\Phi^{free,T,k} = \emptyset$ ，即  $\Psi_k^T$  允许更换的导频。

以  $\zeta_{th}$  为阈值检测  $\Psi_k^T$  周围的 UE，记为集合  $\Psi^R$ ，则  $\Psi^R = \Psi^{UE} \setminus \Psi_k^T$ ，则当  $\forall k \in \{1, 2, \dots, |\Psi^T|\}$  和  $\forall t \in \{1, 2, \dots, |\Psi_t^R|\}$  时，有：

$$\Phi^{ban,T,k} = \Phi^{ban,T,k} \cup \Phi_{\Psi_k^T} \cup \Phi_{\Psi_t^R}$$

$$\text{s.t. } \sqrt{(\zeta_k^T)^2 + (\zeta_t^R)^2 - 2\zeta_k^T\zeta_t^R\cos(\theta_k^T - \theta_t^R)} \leq \zeta_{th} \quad (17)$$

其中， $\Phi_{\Psi_k^T}$  表示 UE  $\Psi_k^T$  使用的导频， $\Phi_{\Psi_t^R}$  表示 UE  $\Psi_t^R$  使用的导频。将得到的  $\Phi^{ban,T,k}$  与系统给定的正交导频集  $\Phi$  进行补运算更新  $\Phi^{free,T,k}$ ，即  $\Phi^{free,T,k} = \Phi \setminus \Phi^{ban,T,k}$ 。如果  $\Phi^{free,T,k} = \emptyset$ ，则进行下一个 UE 的检测；如果  $\Phi^{free,T,k} \neq \emptyset$ ，则从中随机选择应该导频更换给目标 UE  $\Psi_k^T$ ，并且更新  $\Phi^{UE}$ ，进行下一个 UE 的检测，当  $\Psi^T$  中的 UE 全部检测完毕后，进行下一次迭代，直到  $\Psi^T = \emptyset$  后结束，输出导频更新后的  $\Phi^{UE}$  并将其作为最终的导频分配结果。忽略 AP 分布，正交导频数为 4 时所提算法的距离检测示意图如图 3 所示。其中，图 3 (a) 表示检测出距离相近的复用同一导频的 UE，大虚线圆表示阈值范围，随机选择实线圆内的一个 UE 作为目标 UE；图 3 (b) 中实现圆内的 UE 的导频即  $\Phi^{ban,T,k}$  中的导频，小虚线圆线内的 UE 的导频即  $\Phi^{free,T,k}$  中的导频；图 3 (c) 中虚线内的 UE 为完成导频更换后的 UE。

接着给出所提算法的伪代码，见算法 1。

**算法 1** 基于用户极坐标信息的导频分配

**输入：**  $\Phi$ 、 $\Psi^{UE}$ 、 $\tau$ 、 $\zeta_{th}$

**输出：**  $\Phi^{UE}$

- (1) 计算 UE 的高斯加权密度并确定极坐标中心，根据角度信息得到预分配导频集  $\Phi^{UE}$
- (2) while true do
- (3) 得到目标 UE 集合  $\Psi^T$
- (4) if  $\Psi^T = \emptyset$  do

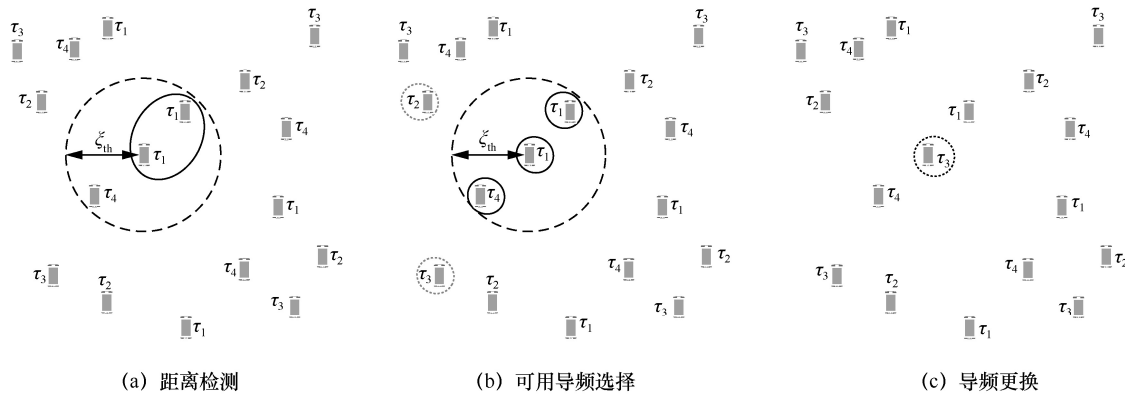


图3 正交导频数为4时所提算法的距离检测示意图

(5) return  $\Phi^{\text{UE}}$

(6) end if

(7) 由式(17)得到禁用导频集  $\Phi^{\text{ban},T,k}$ , 再得到可用导频集  $\Phi^{\text{free},T,k}$

(8) if  $\Phi^{\text{free},T,k} = \emptyset$  do

(9)  $k=k+1$ , 回到第(7)步

(10) else

(11) 从  $\Phi^{\text{free},T,k}$  中随机选一个导频更换给 UE  $\Psi_k^T$  并更新  $\Phi^{\text{UE}}$ ,  $k=k+1$ , 回到第(7)步

(12) end if

(13) 集合  $\Psi^T$  中的所有 UE 检测完毕后,  
 $T=T+1$

(14) end while

### 2.3 复杂度分析

在导频预分配阶段, 计算 UE 的高斯加权密度需要计算 UE 两两之间的距离, 则复杂度为  $O\left(\frac{2}{K}\right)$ ; 按降序排列, UE 的复杂度为  $O(K \log K)$ 。在距离检测阶段, 由于按顺时针分配导频是为了尽可能最大化导频复用效率, 则复用每个导频的 UE 数约等于  $\lceil K/\tau \rceil$ , 在一次迭代中检测单个导频时, 计算复用此导频的 UE 间距的复杂度为  $O\left(\frac{2}{\lceil K/\tau \rceil}\right)$ ; 在更换导频时, 需要知道除被更换导频 UE 外其余  $K-1$  个 UE 的导

频信息, 所以复杂度为  $O(K-1)$ , 所以在  $T$  次迭代中检测所有  $\tau$  个导频时的复杂度为  $O\left(T\tau\left(\frac{2}{\lceil K/\tau \rceil} + K-1\right)\right)$ 。因此本文所提出的算法的总时间复杂度为  $O\left(\frac{2}{K} + K \log K + T\tau\left(\frac{2}{\lceil K/\tau \rceil} + K-1\right)\right)$ 。

### 3 仿真分析

定义上行链路吞吐量(单位是 Mbit/s)为  $S_{u,k} = B \frac{1-\tau/\tau_c}{2} R_{u,k}$ , 本节以此为主要性能指标进行仿真分析。仿真参数设置见表1。

表1 仿真参数设置

| 参数                             | 取值                              |
|--------------------------------|---------------------------------|
| $D, M, K$                      | 1 km, [200 300], [40 60 80 100] |
| $f, B$                         | 1.9 GHz, 20 MHz                 |
| $h_{\text{AP}}, h_{\text{UE}}$ | 15 m, 1.65 m                    |
| $N_f, \sigma_{sh}$             | 9 dB, 8 dB                      |
| $\rho_p, \rho_u$               | 100 mW                          |
| $d_0, d_1$                     | 10 m, 50 m                      |
| $\xi_{th}, \alpha$             | 80 m, 0.9                       |
| $\tau, \tau_c$                 | [10 12 15 20], 200              |



本文给出了每用户上行链路吞吐量的 CDF ( $M=200$ 、 $K=60$ 、 $\tau=10$ )，如图 4 所示。

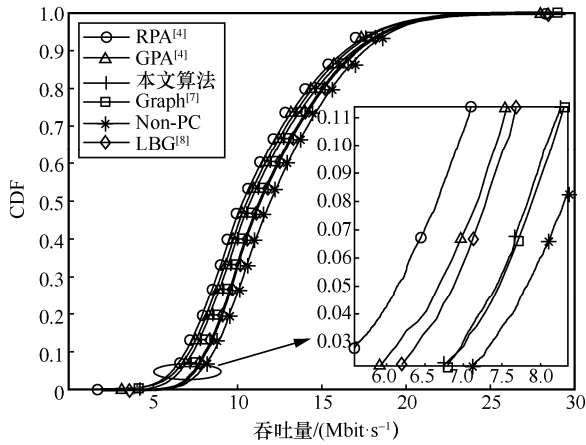


图 4 每用户上行链路吞吐量的 CDF

可以看出，此情况下所提出的算法在保证 95%UE 的吞吐量（对应图 4 中  $CDF=0.05$  处）方面和 Graph 算法<sup>[7]</sup>相当，达到了无导频污染情况下情况的 94.9%，相较于已有算法 RPA<sup>[4]</sup>、GPA<sup>[4]</sup>和 LBG<sup>[8]</sup>分别提升了 21%、11.2%和 8%。接着给出了在不同导频数量下 ( $M=200$ 、 $K=60$ )、不同 UE 数量下 ( $M=200$ 、 $\tau=10$ ) 和不同 AP 数量下 ( $K=60$ 、 $\tau=10$ ) 95%用户上行链路吞吐量，分别如图 5、图 6 和图 7 所示。

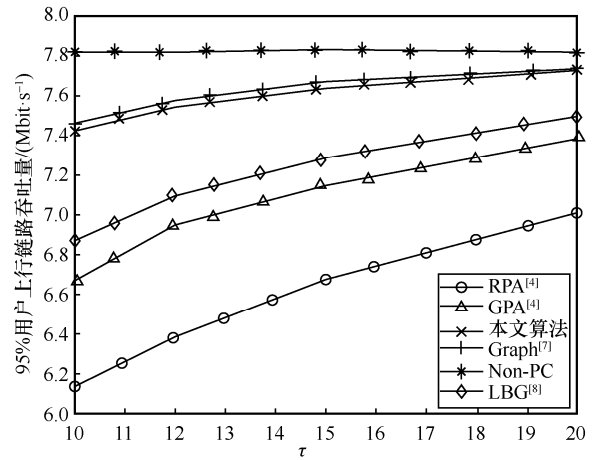


图 5 不同导频数量下 95%用户上行链路吞吐量

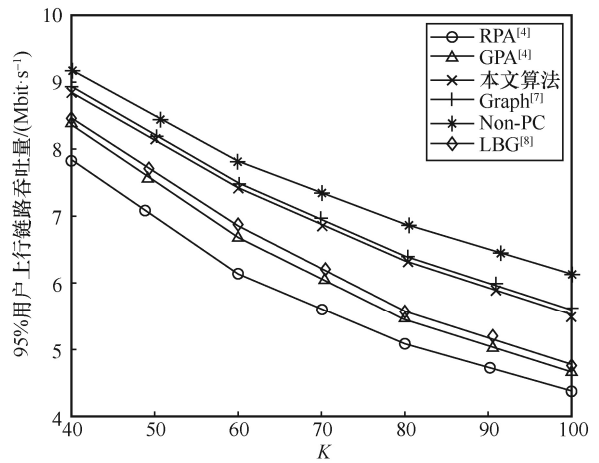


图 6 不同 UE 数量下 95%用户上行链路吞吐量

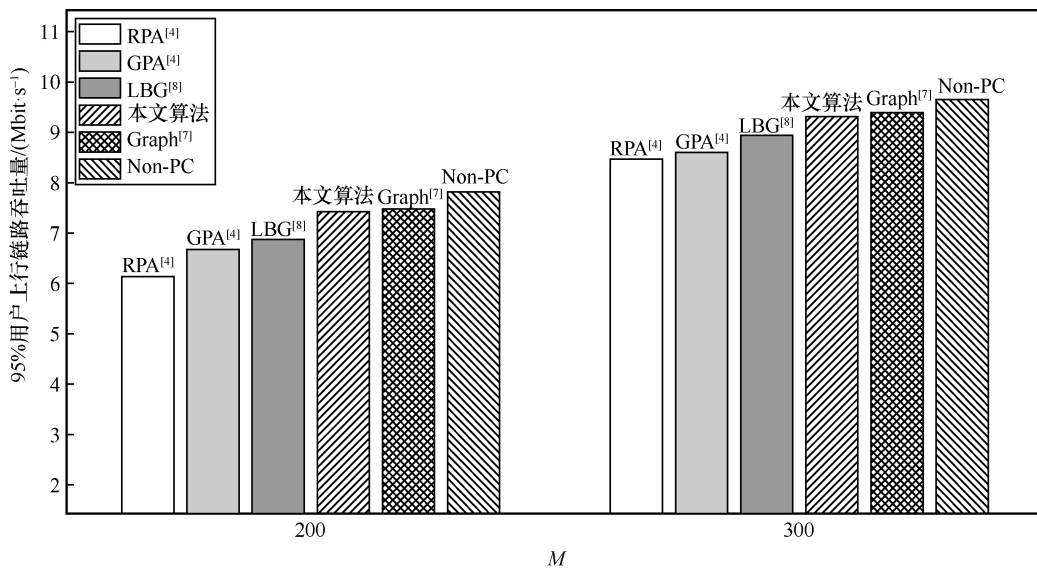


图 7 不同 AP 数量下 95%用户上行链路吞吐量



图5吞吐量提高是因为导频数增加,复用导频的UE距离相近的概率减小,导频污染降低;图6吞吐量降低的原因是UE数量增加会增大复用导频UE之间距离相近的概率,UE将会受到更多的导频污染;在图7情况下,当UE的数量固定时,随着AP数量的增加,UE的吞吐量提高,原因在于AP越多,UE的信息分集增益越高。

所提算法在不同导频数量下的平均迭代次数和不同UE数量下的平均实现时间分别如图8和图9所示。

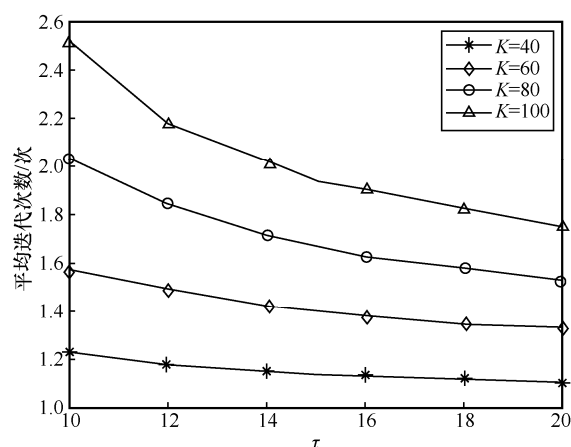


图8 所提算法在不同导频数量下的平均迭代次数

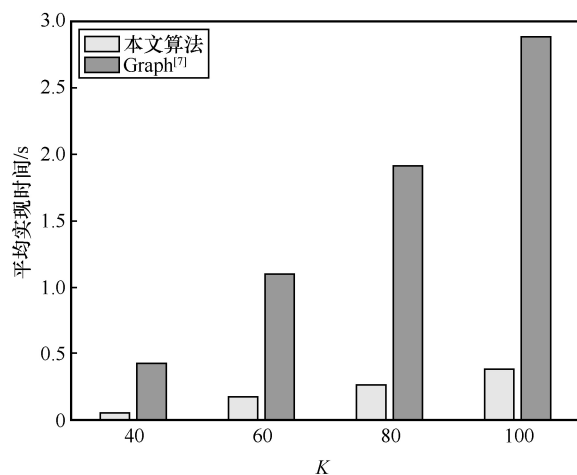


图9 所提算法在不同UE数量下的平均实现时间

同时,根据文献[7]给出的算法复杂度:RPA和GPA的复杂度分别为 $O(K)$ 和 $O((2K+1)M)$ ,

Graph算法的复杂度为 $O(2KM + K^2 + KMbM)$ ,LBG算法的复杂度为 $O(K(2+\tau)M)$ ,结合图8给出的算法迭代次数,在 $M=200$ 、 $K=60$ 、 $\tau=10$ 的情况下,RPA算法<sup>[4]</sup>的复杂度为 $O(60)$ ,GPA算法<sup>[4]</sup>的复杂度为 $O(24\,200)$ ,LBG算法<sup>[8]</sup>的复杂度为 $O(134\,000)$ ,本文所提算法的复杂度为 $O(3\,027)$ ,Graph算法<sup>[7]</sup>的复杂度为 $O(119\,326)$ ,所提算法的复杂度为Graph算法的2.54%。如图9所示,在不同的UE数量下,所提算法在导频分配上的平均实现时间稳定在Graph算法的13%左右,验证了所提算法的低复杂度。因此在 $M \gg K$ 和正交导频数量受限的情况下,本文算法与Graph算法相比有着相近的性能和更低的时间复杂度。

最后需要说明的是,本文所提算法是从角度域上进行导频污染的抑制,因此区域中的UE在满足均匀分布的情况下可以产生较好的导频分配结果,若UE的分布是非均匀的,则角度域上复用导频UE间隔出现较大距离的概率会降低,因此会增加距离检测算法的迭代次数。

## 4 结束语

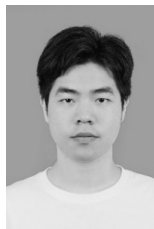
本文提出了一种应用于蜂窝大规模MIMO系统中的基于用户极坐标信息的低复杂度导频分配方案。首先,计算UE的高斯加权密度得出质心,以质心为极坐标中心得出每个UE的极坐标信息,以角度信息进行导频预分配,最大化导频复用效率同时增加复用导频UE之间出现较大间距的概率。然后,根据提出的低复杂度距离检测算法检测复用导频UE之间的距离并判断是否进行导频更换,得出最终导频分配结果。最后,仿真结果表明,本文提出的导频分配算法有效减小了导频污染,提升了系统95%用户的上行链路吞吐量,并且在性能与复杂度之间有着较好的折中。



## 参考文献:

- [1] ELHOUSHY S, IBRAHIM M, HAMOUDA W. Cell-free massive MIMO: a survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(1): 492-523.
- [2] ZHANG X, WANG J Q, POOR H V. Statistical delay and error-rate bounded QoS provisioning for mURLLC over 6G CF M-MIMO mobile networks in the finite blocklength regime[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2021, 39(3): 652-667.
- [3] DEMIR Ö T, BJÖRNSON E, SANGUINETTI L. Foundations of user-centric cell-free massive MIMO[J]. Foundations and Trends in Signal Processing, 2021, 14(3/4): 162-472.
- [4] 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.
- [5] LIU H, ZHANG J Y, ZHANG X D, et al. Tabu-search-based pilot assignment for cell-free massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(2): 2286-2290.
- [6] ATTARIFAR M, ABBASFAR A, LOZANO A. Random vs structured pilot assignment in cell-free massive MIMO wireless networks[C]//Proceedings of 2018 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [7] LIU H, ZHANG J Y, JIN S, et al. Graph coloring based pilot assignment for cell-free massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(8): 9180-9184.
- [8] ZHANG Y, CAO H T, ZHONG P, et al. Location-based greedy pilot assignment for cell-free massive MIMO systems[C]//Proceedings of 2018 IEEE 4th International Conference on Computer and Communications (ICCC). Piscataway: IEEE Press, 2019: 392-396.
- [9] YU H, JIN X, WANG T, et al. Pilot allocation algorithm based on K-means clustering in cell-free massive MIMO systems[C]//Proceedings of 2020 IEEE 6th International Conference on Computer and Communications (ICCC). Piscataway: IEEE Press, 2021: 608-611.
- [10] BUZZI S, D'ANDREA C, FRESIA M, et al. Pilot assignment in cell-free massive MIMO based on the Hungarian algorithm[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(1): 34-37.
- [11] LI W F, SUN X B, CHEN D J. Pilot assignment based on weighted-count for cell-free massive MIMO systems[C]//Proceedings of 2021 Asia-Pacific Conference on Communications Technology and Computer Science (ACCTCS). Piscataway: IEEE Press, 2021: 258-261.
- [12] ZENG W B, HE Y G, LI B, et al. Pilot assignment for cell free massive MIMO systems using a weighted graphic framework[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(6): 6190-6194.
- [13] MOHEBI S, ZANELLA A, ZORZI M. Repulsive clustering based pilot assignment for cell-free massive MIMO systems[C]//Proceedings of 2022 30th European Signal Processing Conference (EUSIPCO). Piscataway: IEEE Press, 2022: 717-721.
- [14] NGO H Q, TRAN L N, DUONG T Q, et al. On the total energy efficiency of cell-free massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2018, 2(1): 25-39.
- [15] MAI T C, NGO H Q, EGAN M, et al. Pilot power control for cell-free massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(11): 11264-11268.
- [16] RIERA-PALOU F, FEMENIAS G, ARMADA A G, et al. Clustered cell-free massive MIMO[C]//Proceedings of 2018 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.

## [作者简介]



郭劭 (1999—), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为无线通信系统。

潘鹏 (1983—), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院教授, 主要研究方向为 MIMO 及大规模 MIMO 预编码和容量分析、多用户检测。

范耀宗 (1999—), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为无线通信系统。