

## 基于网络辅助全双工技术的去蜂窝大规模MIMO系统性能分析

李琨迪<sup>1,2</sup>, 倪艺洋<sup>1,2,3</sup>, 赵海涛<sup>1,2</sup>, 夏文超<sup>1,2</sup>, 孙文雪<sup>1,2</sup>

(1. 南京邮电大学, 江苏 南京 210003; 2. 南京邮电大学, 江苏省无线通信重点实验室, 江苏 南京 210003;  
3. 江苏第二师范学院, 江苏 南京 210003)

**摘要:** 随着物联网朝着低功耗和高速率不断演进, 全双工去蜂窝大规模多输入多输出 (CF-mMIMO, cell-free massive multiple input multiple output) 网络因潜在的巨大信道容量而备受关注。为有效降低全双工网络中自干扰消除和完美硬件配置造成的高昂基础设施成本和额外的功率消耗, 研究了莱斯衰落信道下基于网络辅助全双工 (NAFD, network-assisted full duplexing) 技术的去蜂窝大规模 MIMO 系统性能。考虑不完美信道估计, 推导了低分辨率数模转换器 (DAC, digital-to-analog converter) 下总可达速率和频谱效率 (SE, spectral efficiency) 的闭合表达式下界, 并基于不同的传输功率和射频 (RF, radio frequency) 天线数目进行了验证。利用这一解析解, 定量分析了 DAC 分辨率以及终端数量等参数对传输性能的影响。仿真结果表明, 在接入单元处配备 4-6 位的 DAC 代替完美的 DAC 以微小的容量损失满足了能源物联网中对低功耗传输的迫切需求。

**关键词:** 低功耗物联网; 去蜂窝大规模多输入多输出; 网络辅助全双工; 频谱效率; 低分辨率数模转换器

**中图分类号:** TN929

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.2096-3750.2025.00453

## Analysis on the performance of cell-free massive MIMO system with network-assisted full duplexing

LI Kundu<sup>1,2</sup>, NI Yiyang<sup>1,2,3</sup>, ZHAO Haitao<sup>1,2</sup>, XIA Wenchao<sup>1,2</sup>, SUN Wenxue<sup>1,2</sup>

1. Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

2. Jiangsu Provincial Key Laboratory of Wireless Communications, Nanjing University of Posts and Telecommunications,  
Nanjing 210003, China

3. Jiangsu Second Normal University, Nanjing 210003, China

**Abstract:** As the Internet of things evolves towards low-power consumption and high speed, full duplex cell-free massive multiple input multiple output (CF-mMIMO) networks have gained significant attention, because of the potential for huge channel capacities. In order to effectively reduce the high infrastructure costs and additional power consumption resulting from self-interference cancellation and perfect hardware in full-duplex networks, the research on the performance of CF-mMIMO systems based on network-assisted full duplexing (NAFD) technology under Rician fading channels was explored. Considering imperfect channel estimation, the lower bounds of closed-form expressions for the total achievable rate and spectral efficiency (SE) under low-resolution digital-to-analog converter (DAC) were derived and validated across varying transmission powers and numbers of radio frequency (RF) antennas. With the help of this analytical solution, the effect of parameters, such as DAC resolution and number of terminals on transmission performance, were quantitatively analyzed. Simulation results indicate that equipping a 4-6 bit DAC at the access unit instead of a perfect DAC

收稿日期: 2024-10-28; 修回日期: 2024-11-30

专题: 第二十七届中国科协年会“6G技术创新与未来产业发展”

通信作者: 倪艺洋, niyy@jssnu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 92367302, No. 62471204); 江苏省高校自然科学研究重大项目 (No. 24KJA510003)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No. 92367302, No. 62471204), The Major Natural Science Foundation of the Higher Education Institutions of Jiangsu Province (No. 24KJA510003)

meets the urgent need for the low-power transmission of the Internet of energy things with only a minimal loss in capacity.

**Key words:** low-power Internet of things, CF-mMIMO, NAFD, SE, low-resolution DAC

## 0 引言

在降低碳排放和提升能源利用效率成为全球共识的背景下，能源转型使物联网技术与传统行业深度融合成为大势所趋。受到传输时延、功率损耗等因素的影响，早期蜂窝网络难以有效支撑能源网络向万物智联迈进<sup>[1]</sup>。去蜂窝大规模多输入多输出（CF-mMIMO, cell-free massive multiple input multiple output）系统克服了频繁的小区切换，实现了巨大的空间复用增益和较低的能源消耗，是6G时代十分有潜力的技术之一<sup>[2-3]</sup>。相较于传统蜂窝物联网追求集中式的发展，CF-mMIMO系统利用大量的小型远程接入单元（RAU, remote access unit）代替固定式单基站，实现广阔区域内的随机部署，为覆盖范围内的所有设备提供统一可靠的服务<sup>[4-5]</sup>。同时，设备的灵活多元部署方式也完美契合了能源物联网协同式、分布式的发展方向，为能源物联网在智能交通、智慧农业等场景中应用提供了强有力的技术支撑<sup>[6]</sup>。面对日益增长的容量需求，学者们对去蜂窝网络进行了持续探索，特别是Vu等<sup>[7]</sup>将全双工通信巧妙地融入CF-mMIMO网络，弥补了半双工（HD, half-duplex）架构中固有的带宽损失和传输时延，从而显著地提升了系统的总频谱效率。

尽管全双工模式的CF-mMIMO在传输速率和频谱效率上有了显著提升<sup>[7-10]</sup>，但这种优势建立在需要具备带内自干扰（SI, self-interference）消除机制的前提下。现有的消除SI方案主要包括增大天线阵列、设置馈电网络等<sup>[11-12]</sup>，然而，上述方法对收发器内部电路和外部结构提出了较为复杂的设计要求，这种设计给运营商带来了巨额基础设施成本和运行开销，成为全双工技术在实际应用中的重要瓶颈。鉴于此，文献[13]首次提出网络辅助全双工（NAFD, network-assisted full duplexing）这一CF-mMIMO结构的物理层新范式。在该架构中，利用半双工设备虚拟地实现带内全双工通信而免于RAU内部自干扰。每个RAU智能感知网络环境需求动态调整工作模式，在灵活支持低时延和非对称业务的同时避免了RAU中额外的功率损耗。文献[14]建立了NAFD模式下联合终端和收发器设计的优化框架，

并考虑服务质量（QoS, quality of service）和前传容量约束，提出了一种低复杂度的连续凸逼近迭代算法以获得最大加权和速率。Fukue等<sup>[15]</sup>研究了毫米波信道下网络辅助全双工CF-mMIMO系统，通过设计一种基于位置辅助信道估计的联合资源分配和波束形成设计来减轻用户间交叉链路干扰造成的功率开销。文献[16]引入二进制选择向量描述RAU的模式分配，在并行逐次凸近似框架下将最大化和率问题转化为最小化均方误差和问题，并提出了一种基于增强Q学习的强化学习算法求解。此外，针对网络辅助全双工模式的安全传输问题，文献[17-18]联合考虑接入点工作模式选择、接收机发射功率等约束，提出了一种双环策略以最大化整体保密频谱效率。

当前网络辅助全双工CF-mMIMO通信的研究主要聚焦于接入单元运行状态并分析系统性能<sup>[13-15]</sup>和考虑接入点模式分配、收发器设计等约束下提升频谱和能量效率<sup>[16-18]</sup>两个方向。然而，已有的系统性能研究大多依赖于瞬时信道状态信息（CSI, channel state information），而非利用更稳定的统计CSI。一旦小尺度衰落系数发生变化，系统需要快速捕获瞬时CSI并重新计算所有的资源和模式分配，特别是在CF-mMIMO物联网环境中，造成了巨大的资源开销和额外的负载。文献[19]在统计CSI生成闭合表达式的基础上提出了一种联合接入点模式分配、功率控制系数和大尺度衰落权重的优化方法，在满足单个终端QoS需求和传输功率约束下提高系统总能量利用率。然而，上述工作中假设每座RAU的射频链路中内置高分辨率数模转换器（DAC, digital-to-analog converter）来量化数据，在接入单元数目众多的情况下，这种结构使系统硬件成本和功率损耗随量化器位数 $\rho$ 呈指数增长，给用户端带来高昂的运营成本，不利于在智能工厂等能源物联网环境中批量部署<sup>[20]</sup>。

本文针对智能工厂等能源物联网应用场景中部署成本和传输时延问题，考虑了配备低分辨率DAC的远程接入单元，研究了网络辅助全双工CF-mMIMO这一潜在低功耗广域网络的系统性能。基于统计CSI并在干扰中引入加性量化噪声模型（AQNM, additive quantization noise model），详细推导了莱斯衰落信道下的上下行总频谱利用率的闭合表达式。然

后，在不同的信噪比和射频天线数目下，蒙特卡洛模拟结果验证了该解析解的准确性。进一步地，从数值上分析传输功率、DAC量化位数、多用户干扰等因素对传输性能的影响。最后，仿真结果证实，与传统半双工模式相比，网络辅助全双工技术与配置了低分辨率DAC的CF-mMIMO结合保证了系统在低功耗运行的前提下有效地提升了系统频谱效率。

## 1 系统模型

### 1.1 系统参数

系统和传输模型如图1所示，网络辅助全双工CF-mMIMO系统模型如图1(a)所示，本文考虑了莱斯衰落信道下网络辅助全双工CF-mMIMO系统，运行于时分双工模式的 $M$ 座上行RAU和 $N$ 座下行RAU通过前传链路与中心服务器（CS, central server）相连，为 $K$ 个单天线下行终端和 $U$ 个单天线上行终端提供服务。设每个RAU均配置有 $L$  ( $L>1$ )根天线，为了降低设备部署成本和能耗，RAU内置低分辨率的DAC。与全双工模式的CF-mMIMO网络相比<sup>[7-10]</sup>，本文系统中所有设备都工作在半双工模式，有效地避免了收发天线内部的严重自干扰。基于相同的时频资源，终端设备以相干时间 $T_c$ 为周期对数据进行采样，其中，时隙 $\tau_p$  ( $\tau_p \geq K + U$ )用于导频训练，剩余时隙用于上行和下行数据传输，网络辅助全双工技术下导频和数据传输模型如图1(b)所示。在数据传输阶段，第 $m \in \{1, 2, \dots, M\}$ 座上行RAU (RAU $m$ )与第 $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 座下行RAU (RAU $n$ )在同一时频资源内同时收发信息。

### 1.2 信道建模

本文采用 $\mathbf{h}_{ab} \in \mathbf{C}^{L \times 1}$   $a \in \{m, n\}$ ,  $b \in \{u, k\}$ 表示远程接入单元 $a$ 和终端设备 $b$ 之间的信道。在设备密集的智能工厂等能源物联网场景中，部分接入单元与终端设备的距离较为紧密，此时直达径（LoS, line-of-sight）分量占据主导地位， $\mathbf{h}_{ab}$ 被建模为独立不相关的莱斯衰落信道<sup>[21-23]</sup>如下

$$\mathbf{h}_{ab} = \sqrt{\varpi_{ab}\lambda_{ab}} \bar{\mathbf{h}}_{ab} + \tilde{\mathbf{h}}_{ab} \quad (1)$$

其中， $\lambda_{ab} = \beta_{ab}/(1 + \varpi_{ab})$ ， $\beta_{ab}$ 表示RAU  $a$ 和终端设备 $b$ 之间的大尺度衰落系数， $\varpi_{ab}$ 表示莱斯因子。 $\bar{\mathbf{h}}_{ab} = [1, e^{j\varphi_{ab}}, \dots, e^{j(L-1)\varphi_{ab}}]^T$ 表示系统的LoS分量， $\varphi_{ab} \sim \mathcal{U}[-\pi, \pi]$ 为RAU  $a$ 与终端设备 $b$ 之间的到达角。

$$\tilde{\mathbf{h}}_{ab} = \sqrt{\lambda_{ab}} \hat{\mathbf{h}}_{ab}, \quad \hat{\mathbf{h}}_{ab} \sim \text{CN}(0, \mathbf{I}_L).$$

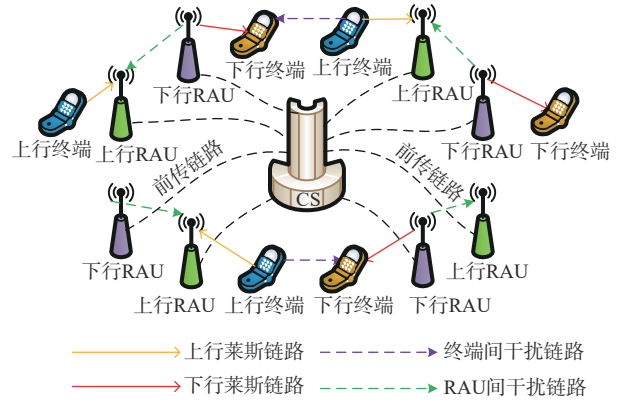


图1(a) 网络辅助全双工CF-mMIMO系统模型

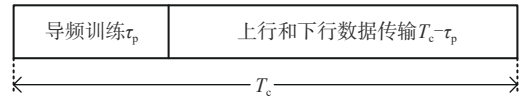


图1(b) 网络辅助全双工技术下导频和数据传输模型

图1 系统和传输模型

### 1.3 上行导频训练

实际的大规模MIMO环境中RAU通常很难具有准确的CSI，因此在数据传输前系统需要借助导频训练估计信道参数。此时所有的RAU运行在上行模式，同时接收来自上行终端 $u \in \{1, 2, \dots, U\}$ 和下行终端 $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ 的导频序列获取信道估计信息。假设导频序列 $\mathbf{f}_u$ 和 $\mathbf{f}_k$ 满足以下条件<sup>[7]</sup>， $\|\mathbf{f}_k\|^2 = \|\mathbf{f}_u\|^2 = 1$ ， $\mathbf{f}_k^H \mathbf{f}_i = 0$ ， $\mathbf{f}_u^H \mathbf{f}_i = 0$ ， $\forall i \neq k$ ， $\forall i \neq u$ ， $\mathbf{f}_k^H \mathbf{f}_u = 0$ ， $\forall k, u$ 。据文献[21]可知，LoS分量是一个已知常数，因此在信道估计时其影响能被完全清除。由此，RAU接收的导频矩阵可以写为

$$\mathbf{Y}_{p,m} = \sqrt{\tau_p \bar{p}_p} \sum_{u=1}^U \tilde{\mathbf{h}}_{mu} \mathbf{f}_u^H + \sqrt{\tau_p \bar{p}_p} \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{h}}_{mk} \mathbf{f}_k^H + \mathbf{W}_{p,m} \quad (2)$$

$$\mathbf{Y}_{p,n} = \sqrt{\tau_p \bar{p}_p} \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{h}}_{nk} \mathbf{f}_k^H + \sqrt{\tau_p \bar{p}_p} \sum_{u=1}^U \tilde{\mathbf{h}}_{nu} \mathbf{f}_u^H + \mathbf{W}_{p,n} \quad (3)$$

其中， $\mathbf{W}_{p,m} \in \mathbf{C}^{L \times \tau_p}$ 和 $\mathbf{W}_{p,n} \in \mathbf{C}^{L \times \tau_p}$ 分别表示RAU $m$ 和RAU $n$ 接收导频时的加性噪声矩阵，矩阵的每个元素服从 $\text{CN}(0,1)$ 分布， $\bar{p}_p$ 为导频序列的归一化传输信噪比（SNR, signal noise ratio），进一步可以得到

$$\hat{\mathbf{y}}_{p,mu} = \mathbf{Y}_{p,m} \mathbf{f}_u = \sqrt{\tau_p \bar{p}_p} \tilde{\mathbf{h}}_{mu} + \mathbf{W}_{p,m} \mathbf{f}_u \quad (4)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_{p,nk} = \mathbf{Y}_{p,n} \mathbf{f}_k = \sqrt{\tau_p \bar{p}_p} \tilde{\mathbf{h}}_{nk} + \mathbf{W}_{p,n} \mathbf{f}_k \quad (5)$$

根据最小均方误差（MMSE, minimum mean square error）准则<sup>[24]</sup>，得到上行信道 $\mathbf{h}_{mu}$ 和下行信道 $\mathbf{h}_{nk}$ 的估计信息为

$$\hat{\mathbf{h}}_{mu} = \sqrt{\varpi_{mu}\lambda_{mu}} \bar{\mathbf{h}}_{mu} + c_{mu} \hat{\mathbf{y}}_{p,mu} \quad (6)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{nk} = \sqrt{\varpi_{nk}\lambda_{nk}}\bar{\mathbf{h}}_{nk} + c_{nk}\hat{\mathbf{y}}_{p,nk} \quad (7)$$

其中,  $c_{mu} \triangleq \frac{\sqrt{\tau_p \bar{p}_p} \lambda_{mu}}{\tau_p \bar{p}_p \lambda_{mu} + 1}$ ,  $c_{nk} \triangleq \frac{\sqrt{\tau_p \bar{p}_p} \lambda_{nk}}{\tau_p \bar{p}_p \lambda_{nk} + 1}$ .

鉴于 MMSE 准则估计的不完全性, 估测后的上行信道  $\hat{\mathbf{h}}_{mu}$  和下行信道  $\hat{\mathbf{h}}_{nk}$  与实际传输信道必然存在系统误差  $\mathbf{e}_{mu} = \mathbf{h}_{mu} - \hat{\mathbf{h}}_{mu}$  和  $\mathbf{e}_{nk} = \mathbf{h}_{nk} - \hat{\mathbf{h}}_{nk}$ 。它们与原有信道独立不相关且满足统计特性  $\mathbf{e}_{mu} \sim \text{CN}(0, (\lambda_{mu} - \mu_{mu})\mathbf{I}_L)$ ,  $\mathbf{e}_{nk} \sim \text{CN}(0, (\lambda_{nk} - \mu_{nk})\mathbf{I}_L)$ , 其中,  $\mu_{mu} \triangleq \sqrt{\tau_p \bar{p}_p} \lambda_{mu} c_{mu}$ ,  $\mu_{nk} \triangleq \sqrt{\tau_p \bar{p}_p} \lambda_{nk} c_{nk}$ 。

## 2 信号传输模型

### 2.1 下行链路传输模型

当 RAU 通过导频训练完成信道估计后, 系统采用共轭波束成形技术对数据进行预处理。每个 RAU 仅须获取本地估计的信道状态信息, 无须在其他 RAU 和中心服务器之间交换信道状态信息, 减缓了多设备系统运行时的开销<sup>[25]</sup>。此外, 与迫零预编码方案相比, 本文中 RAU 采用最大比率发送/接收信号, 进一步地降低了系统的功耗<sup>[26]</sup>。信号在 DAC 量化前, RAU  $n$  产生的输出信号表示为

$$\mathbf{s}_n = \sqrt{\bar{p}_{dl}} \sum_{k=1}^K \sqrt{\mathcal{G}_{nk}} \hat{\mathbf{h}}_{nk} \mathbf{q}_k \quad (8)$$

由于 RAU 内置低分辨率 DAC, 原有的信号经量化后被削弱, 影响了用户端的可达速率。本文考虑较为普遍的加性量化噪声模型<sup>[27]</sup>衡量低分辨率数模转换器造成的量化损失和性能影响。RAU  $n$  经 DAC 量化后输出的信号  $\tilde{\mathbf{s}}_n \in \mathbf{C}^{L \times 1}$  为

$$\tilde{\mathbf{s}}_n = \varepsilon_\rho \sqrt{\bar{p}_{dl}} \sum_{k=1}^K \sqrt{\mathcal{G}_{nk}} \hat{\mathbf{h}}_{nk} \mathbf{q}_k + \tilde{\boldsymbol{\xi}}_n \quad (9)$$

其中,  $\bar{p}_{dl}$  表示下行链路的归一化 SNR,  $\mathbf{q}_k$  表示发往终端设备  $k$  的数据且满足  $E\{|\mathbf{q}_k|^2\} = 1, k = 1, 2, \dots, K$ 。  $\varepsilon_\rho$  是量化失真系数, 用来表示量化位数  $\rho$  对信号幅度的影响, DAC 分辨率与量化失真系数的对应关系见表 1<sup>[28]</sup>, 当分辨率大于 6 bit 时,  $\varepsilon_\rho$  和  $\rho$  之间满足  $\varepsilon_\rho = -\sqrt{3} \pi \cdot 4^{-\rho} / 2 + 1 \in (0, 1)$  的近似关系, 此外, 本文假设每个 RAU 内置的数模转换器具有相同分辨率。  $\mathcal{G}_{nk}$  表示下行功率控制系数, 通过调整  $\{\mathcal{G}_{nk}\}$  的取值使每个接入单元满足功率约束  $E\{\|\tilde{\mathbf{s}}_n\|^2\} \leq \bar{p}_{dl}$ , 即

$$0 \leq \varepsilon_\rho \mathcal{G}_{nk} \sum_{k=1}^K (\lambda_{nk} \varpi_{nk} + \mu_{nk}) \leq \frac{1}{L}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (10)$$

在式(10)中, 当天线使用等功率发送时, 右侧等号成立。由文献[23]可知, 加性量化噪声  $\tilde{\boldsymbol{\xi}}_n$  的协方差矩阵被具体表示为

$$\mathbf{R}_{\tilde{\boldsymbol{\xi}}_n} = \varepsilon_\rho (1 - \varepsilon_\rho) \text{diag}(E[\mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^H]) \quad (11)$$

下行终端  $k$  不仅会受到其余  $k-1$  个下行设备的干扰, 还会遭到上行信号的同频干扰<sup>[13,19]</sup>。定义  $\mathbf{g}_{ku} = \sqrt{\nu_{ku}} \tilde{\mathbf{g}}_{ku}$  为上行终端  $u$  和下行终端  $k$  的信道, 其中包含大尺度衰落系数  $\nu_{ku}$  和小尺度衰落系数  $\tilde{\mathbf{g}}_{ku} \sim \text{CN}(0, 1)$ 。假设上行终端  $u$  发送的数据  $q_u$  满足  $E\{|q_k|^2\} = 1$ , 则上行传输信号表示为  $s_u = \sqrt{\bar{p}_{ul}} \eta_u q_u$ , 类似地,  $\bar{p}_{ul}$  和  $\eta_u$  分别表示上行链路的归一化 SNR 和功率控制系数, 进一步, 下行终端  $k$  处接收的信号表示为

$$\begin{aligned} y_{dl,k} &= \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{nk}^H \tilde{\mathbf{s}}_n + \sum_{u=1}^U \mathbf{g}_{ku} s_u + w_k = \\ &\varepsilon_\rho \sum_{n=1}^N \sqrt{\bar{p}_{dl}} \mathcal{G}_{nk} \mathbf{h}_{nk}^H \hat{\mathbf{h}}_{nk} \mathbf{q}_k + \varepsilon_\rho \sum_{n=1}^N \sum_{i \neq k}^K \sqrt{\bar{p}_{dl}} \mathcal{G}_{ni} \mathbf{h}_{nk}^H \hat{\mathbf{h}}_{ni} \mathbf{q}_i + \\ &\sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{nk}^H \tilde{\boldsymbol{\xi}}_n + \sqrt{\bar{p}_{ul}} \eta_u \sum_{u=1}^U \sqrt{\nu_{ku}} \tilde{\mathbf{g}}_{ku} q_u + w_k \end{aligned} \quad (12)$$

其中,  $w_k \sim \text{CN}(0, \sigma_{dl}^2)$  表示下行链路的高斯噪声。

表 1 DAC 分辨率与量化失真系数的对应关系

$\rho$	1	2	3	4	5	6
$\varepsilon_\rho$	0.637 0	0.883 0	0.965 5	0.990 5	0.997 5	0.999 3

### 2.2 上行链路接收模型

下行终端  $k$  接收数据流的同时, 所有的上行终端  $u$  将信号发往 RAU, 此时 RAU  $m$  接收到的信号  $\mathbf{r}_m \in \mathbf{C}^{L \times 1}$  表示为

$$\mathbf{r}_m = \sum_{u=1}^U \mathbf{h}_{mu} s_u + \sum_{n=1}^N \mathbf{G}_{mn} \tilde{\mathbf{s}}_n + \mathbf{w}_m \quad (13)$$

其中,  $\mathbf{w}_m \sim \text{CN}(0, \sigma_{ul}^2)$  表示上行链路高斯噪声。为满足平均信噪比约束条件  $E\{\|\mathbf{s}_u\|^2\} \leq \bar{p}_{ul}$ , 上行终端功率控制系数  $0 \leq \eta_u \leq 1$ 。由于下行终端数据  $\mathbf{q}_k$  在中心服务器处已知, 通过重构并减去下行干扰信号的方法, 系统能有效抑制 RAU 之间的交叉链路干扰<sup>[7]</sup>。同时, RAU 之间信号受周围建筑及隔离板等障碍物的阻挡, 将经过抑制后 RAU 之间的交叉链路干扰信道  $\mathbf{G}_{mn} \in \mathbf{C}^{L \times L}$  建模为瑞利衰落<sup>[13,19]</sup>, 信道矩阵的每个元素  $[\mathbf{G}_{mn}]_{ll} \sim \text{CN}(0, \theta_{\pi} c_{mn})$ , 此处引入干扰残余系数  $\theta_{\pi}$  用于衡量 RAU 间交叉链路干扰的消除程度, 该值越小表示干扰消除能力越强, 当干

扰能被完美消除时  $\theta_{IT} = 0$ ,  $\zeta_{mn}$  表示 RAU  $m$  与 RAU  $n$  之间的大尺度衰落系数。

最后, 中心服务器为了识别出上行终端  $u$  发送的数据, 上行 RAU 采用低复杂度的最大比合并对接收信号  $\mathbf{r}_m$  进行解耦<sup>[29]</sup>。此时中心服务器检测到来自终端  $u$  的聚合信号为

$$\begin{aligned} y_{ul,u} &= \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{mu}^H \mathbf{r}_m = \sqrt{\bar{p}_{ul}} \eta_u \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{mu}^H \mathbf{h}_{mu} q_u + \\ &\sqrt{\bar{p}_{ul}} \eta_u \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^U \hat{\mathbf{h}}_{mi}^H \mathbf{h}_{mi} q_i + \\ &\varepsilon_\rho \sqrt{\bar{p}_{dl}} \mathcal{G}_{nk} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{h}}_{mu}^H \mathbf{G}_{mn} \hat{\mathbf{h}}_{nk} q_k + \\ &\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \hat{\mathbf{h}}_{mu}^H \mathbf{G}_{mn} \tilde{\xi}_n + \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{mu}^H \mathbf{w}_m \end{aligned} \quad (14)$$

### 3 系统性能研究

在本节中, 基于 UatF (use-and-then-forget) 技术将发送和接收的信号视为已知的平均增益叠加等效噪声干扰<sup>[2, 24]</sup>。在不完美的信道估计下, 推导了下行终端  $k$  和上行终端  $u$  处的遍历可达速率闭合表达式, 进而得到系统下行及上行总频谱效率闭式下界。特别地, 本节中得到的闭合表达式能普适于数目有限的 RAU 和天线配置中。

#### 3.1 下行总频谱效率

**定理 1** 对于配备低分辨率的 DAC 和数目有限的远程接入单元的 CF-mMIMO 系统, 下行终端  $k$  的可达速率 (单位: bit/(s·Hz)) 闭合表达式严格下界为

$$\begin{aligned} R_{dl,k} &= \text{lb}(1 + \text{SINR}_{dl,k}) = \\ &\text{lb} \left( 1 + \frac{\bar{p}_{dl} \varepsilon_\rho^2 L^2 \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{nk}} (\lambda_{nk} \varpi_{nk} + \mu_{nk}) \right)^2}{\Theta_{dl,k}} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

其中, 下行等效噪声干扰  $\Theta_{dl,k}$  具体表示为

$$\begin{aligned} \Theta_{dl,k} &\triangleq \bar{p}_{dl} \varepsilon_\rho^2 \sum_{i=1}^K \zeta_{ni} + \bar{p}_{ul} \eta_u \sum_{u=1}^U v_{ku} + \\ &L \bar{p}_{dl} \varepsilon_\rho' \sum_{i=1}^K \sum_{n=1}^N \mathcal{G}_{ni} (\lambda_{ni} \varpi_{ni} + \mu_{ni}) (\lambda_{nk} \varpi_{nk} + \lambda_{nk}) + \sigma_{dl}^2 \end{aligned} \quad (16)$$

其中,

$$\begin{aligned} \zeta_{ni} &= L \mathcal{G}_{ni} \sum_{n=1}^N (\lambda_{nk} \mu_{ni} + \lambda_{nk} \lambda_{ni} \varpi_{ni} + \lambda_{nk} \varpi_{nk} \mu_{ni}) + \\ &(1 - \delta(k, i)) \left| \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{ni}} \cdot \sqrt{\lambda_{nk} \lambda_{ni} \varpi_{nk} \varpi_{ni}} \bar{\mathbf{h}}_{nk}^H \bar{\mathbf{h}}_{ni} \right|^2 \end{aligned} \quad (17)$$

$$\varepsilon_\rho' = \varepsilon_\rho - \varepsilon_\rho^2 \quad (18)$$

此外, 在  $\zeta_{ni}$  中  $\bar{\mathbf{h}}_{nk}^H \bar{\mathbf{h}}_{ni}$  表示为

$$\bar{\mathbf{h}}_{nk}^H \bar{\mathbf{h}}_{ni} = \phi_{nki} = \begin{cases} \frac{\sin\left(\frac{L}{2}(\varphi_{nk} - \varphi_{ni})\right)}{\sin\left(\frac{\varphi_{nk} - \varphi_{ni}}{2}\right)} e^{-j\frac{L}{2}(\varphi_{nk} - \varphi_{ni})}, & \forall \varphi_{nk} \neq \varphi_{ni} \\ L, & \forall \varphi_{nk} = \varphi_{ni} \end{cases} \quad (19)$$

**证明** 详见附录 A。

根据总频谱效率定义<sup>[2]</sup>可以得到下行总频谱效率  $\mathcal{S}_{dl}$  为

$$\mathcal{S}_{dl} = \left(1 - \frac{\tau_p}{T_c}\right) R_{dl} = \left(1 - \frac{\tau_p}{T_c}\right) \sum_{k=1}^K R_{dl,k} \quad (20)$$

#### 3.2 上行总频谱效率

**定理 2** 低分辨率 DAC 配置下, 网络辅助全双工 CF-mMIMO 系统中上行终端设备  $u$  在莱斯信道下的可达速率 (单位: bit/(s·Hz)) 下界为

$$\begin{aligned} R_{ul,u} &= \text{lb}(1 + \text{SINR}_{ul,u}) = \\ &\text{lb} \left( 1 + \frac{\bar{p}_{ul} \eta_u L^2 \left( \sum_{m=1}^M \lambda_{mu} \varpi_{mu} + \mu_{mu} \right)^2}{\Theta_{ul,u}} \right) \end{aligned} \quad (21)$$

其中,  $\Theta_{ul,u}$  表示上行链路传输的等效噪声干扰, 表达式为

$$\begin{aligned} \Theta_{ul,u} &\triangleq \bar{p}_{ul} \sum_{i=1}^U \eta_i \zeta_{mi} + L \sum_{m=1}^M (\lambda_{mu} \varpi_{mu} + \mu_{mu}) \sigma_{dl}^2 + \\ &\varepsilon_\rho \bar{p}_{dl} L^2 \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \mathcal{G}_{nk} \sum_{m=1}^M (\lambda_{mu} \varpi_{mu} + \mu_{mu}) (\lambda_{nk} \varpi_{nk} + \\ &\mu_{nk}) \theta_{IT} \zeta_{mn} \\ \zeta_{mi} &= L \sum_{m=1}^M (\lambda_{mi} \mu_{mu} + \lambda_{mi} \lambda_{mu} \varpi_{mu} + \lambda_{mi} \varpi_{mi} \mu_{mu}) + \\ &(1 - \delta(u, i)) \left| \sum_{m=1}^M \sqrt{\lambda_{mu} \lambda_{mi} \varpi_{mu} \varpi_{mi}} \bar{\mathbf{h}}_{mu}^H \bar{\mathbf{h}}_{mi} \right|^2 \end{aligned} \quad (22)$$

同样地, 在  $\zeta_{mi}$  中  $\bar{\mathbf{h}}_{mu}^H \bar{\mathbf{h}}_{mi}$  表示为

$$\bar{\mathbf{h}}_{mu}^H \bar{\mathbf{h}}_{mi} = \phi_{mui} = \begin{cases} \frac{\sin\left(\frac{L}{2}(\varphi_{mu} - \varphi_{mi})\right)}{\sin\left(\frac{\varphi_{mu} - \varphi_{mi}}{2}\right)} e^{-j\frac{L}{2}(\varphi_{mu} - \varphi_{mi})}, & \forall \varphi_{mu} \neq \varphi_{mi} \\ L, & \forall \varphi_{mu} = \varphi_{mi} \end{cases} \quad (24)$$

鉴于定理 2 的推导方法和定理 1 相同, 具体过程可参考附录 A, 故不在附录中列出。最后, 在计算出  $R_{ul,u}$  的精确表达式后, 得到系统的上行频谱效率为

$$\mathcal{S}_{ul} = \left(1 - \frac{\tau_p}{T_c}\right) R_{ul} = \left(1 - \frac{\tau_p}{T_c}\right) \sum_{u=1}^U R_{ul,u} \quad (25)$$

根据式(20)和式(25), 低分辨率数模转换器下网络辅助全双工CF-mMIMO系统的总频谱效率表示为 $\mathcal{S}_{\text{total}} = \mathcal{S}_{\text{dl}} + \mathcal{S}_{\text{ul}}$ 。不难看出, 它的取值受到大尺度衰落系数、上行/下行传输功率、DAC分辨率(量化噪声)、导频序列长度 $\tau_p$ 、射频天线数目等参数的共同影响。

## 4 仿真与分析

### 4.1 仿真参数设置

不失一般性地, 考虑智能交通等能源物联网环境中的网络辅助全双工CF-mMIMO系统, 所有远程接入单元和终端设备随机地分布在 $D \text{ km} \times D \text{ km}$ 的正方形区域内。它的边缘被8个同等大小的 $D \text{ km} \times D \text{ km}$ 区域紧密环绕着模拟没有边界的环境, 从而消除系统边界效应<sup>[4]</sup>。莱斯因子 $\varpi_{ab}$ 由接入单元和终端设备的位置决定, 被建模为<sup>[21]</sup>

$$\varpi_{ab} = \frac{P_{\text{LoS}}(d_{ab})}{1 - P_{\text{LoS}}(d_{ab})} \quad (26)$$

其中,  $d_{ab}$ 为接入单元 $a$ 和终端设备 $b$ 之间的水平距离,  $P_{\text{LoS}}(d_{ab})$ 为信道中LoS分量出现的概率, 在3GPP-UMa模型中<sup>[30]</sup>, 它是水平距离 $d_{ab}$ 的函数

$$P_{\text{LoS}}(d_{ab}) = \min\left(\frac{18}{d_{ab}}, 1\right) \left\{1 - e^{-\frac{d_{ab}}{63}}\right\} + e^{-\frac{d_{ab}}{63}} \quad (27)$$

对于大尺度衰落系数 $\beta_{ab}$ 、 $\zeta_{mn}$ 和 $\nu_{ku}$ , 它们等于路径损耗和标准差为 $\sigma_{\text{sh}}$ 阴影衰落的乘积, 采用文献[4, 9]中建立的三斜率路径损耗模型, 阴影衰落服从对数正态分布。假设所有的大尺度衰落系数在相干时间 $T_c$ 内基本保持稳定, 导频长度 $\tau_p$ 在正交范围内取最小值 $K+U$ 。不考虑功率控制算法的情况下, 本文中RAU  $n$ 采用等功率分配方案, 上行终端 $u$ 采用最大功率发送信号, 即功率控制系数满足条件:  $\eta_u = 1$  和  $\vartheta_{nk} = (L\varepsilon_\rho \sum_{k=1}^K (\varpi_{nk}\lambda_{nk} + \mu_{nk}))^{-1}$ 。此外, 初始参数设置见表2。

### 4.2 仿真结果和分析

总可达速率与归一化信噪比的关系如图2所示, 总频谱效率与RAU天线数目的关系如图3所示, 图2和图3均为对所推导上行、下行闭合表达式的准确性的验证。将定理1中的理论结果式(20)、定理2中的理论结果式(25)和它们各自的蒙特卡洛结果在不同的归一化信噪比和射频天线数目下进行了对比。此处RAU取 $M = N = 30$ , 设置每个RAU

表2 初始参数设置

参数	取值
相干时间长度 $T_c$	200
导频功率 $p_p$	0.1 W
上行传输功率 $p_{\text{ul}}$	0.1 W
下行传输功率 $p_{\text{dl}}$	0.1 W
加性高斯噪声方差 $\sigma^2$	1 dB
噪声功率 $N_0$	-92 dBm
区域边长 $D$	1 km
DAC分辨率 $\rho$	2 bit
阴影衰落标准差 $\sigma_{\text{sh}}$	8 dB
干扰残余系数 $\theta_{\text{IT}}$	-20 dB

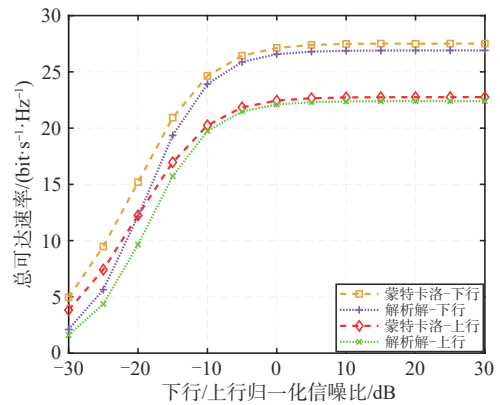


图2 总可达速率与归一化信噪比的关系

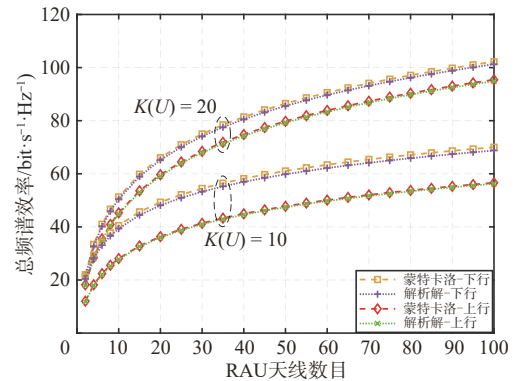


图3 总频谱效率与RAU天线数目的关系

配置射频天线 $L = 2$ , 上行和下行终端数目均为20, 干扰残余系数 $\theta_{\text{IT}} = 1$ 。

图2给出了理论值与蒙特卡洛模拟值随信噪比(传输功率)的变化趋势。在固定RAU和终端设备位置的前提下, 当上行/下行归一化信噪比从-30 dB起以5 dB为单位持续增长, 遍历和速率也随之上升, 直到归一化信噪比超过10 dB后, 上行/下行的和速率趋于一个稳定值, 这意味着实际中设定过高的信噪比并非一种上策。对于上行和下行总可达速

率, 从图2中不难看出理论值曲线与蒙特卡洛模拟结果基本吻合, 初步验证了定理1和定理2推导的准确性。此外, 图2中系统蒙特卡洛模拟值基于瞬时信道状态信息绘制, 根据Jensen不等式可知, 它从数值上略高于理论分析值, 该结论与图2中的曲线完全一致, 进一步说明了上行和下行可达速率闭合表达式是一个严格的下界。

图3进一步验证了定理1和定理2中推导结果的准确性。在图3中, 验证了上行/下行总频谱效率随射频天线数 $L$ 的变化情况, 不难发现, 上行和下行频谱效率是天线数的增函数, 且随着天线数的增加, 增幅逐渐趋于平缓。这也说明在RAU上部署较多的天线意味着显著的分集增益和信道硬化, 进而产生额外的自由度来抵抗衰落和干扰。另一方面, 在传输功率恒定的情况下, 射频天线数目的提升也带来了功率控制系数的下降和交叉干扰的增多, 对频谱效率的提升效果趋于饱和。忽略RAU之间的交叉链路干扰抑制, 基于不同信噪比和天线数, 系统下行性能一直优于上行, 并且随着 $L$ 的增加两者差值有所扩大。这是因为终端设备遭受到交叉链路干扰较少, 其数值上小于上行RAU遭受的交叉干扰; 同时, RAU间交叉链路干扰随 $L$ 增加而增长使得上行链路所遭受的干扰加剧, 而上行信号的同频干扰的干扰并不受射频天线数目的影响。

鉴于图2和图3已充分证明了定理1和定理2的准确性, 后续的性能评估中, 仿真结果依赖于所推导的解析解而不再引入蒙特卡洛模拟。为了确保仿真结果的可靠性和稳定性, 所有的仿真结果都是通过平均超过5 000次的大尺度衰落实现。

系统频谱效率与DAC分辨率的关系如图4所示, 展示了在不同终端设备下系统总频谱效率随数模转换器分辨率(单位: bit)的变化趋势。初始化天线数目 $L=4$ , 接入单元 $M=N=40$ 。与部署低分辨率的ADC类似, 随着RAU侧数模转换器量化位数增加, 终端设备的总频谱效率也随之提升, 直到收敛于一个具体常数。具体来说, DAC分辨率在2 bit时系统性能已经达到理想状态的90%; 而当分辨率大于6 bit时, 系统频谱效率的提升就变得非常有限了。这意味着可以设置较低分辨率(6 bit)的DAC来实现系统性能的上限, 从而在传输速率和能量消耗之间找到一个平衡点。值得注意的是, 频谱效率与终端数目并不是完全递增的关系, 在

终端数目 $K=U=30$ 环境中的总频谱效率反而优于 $K=U=40$ 。这也表明, 一旦系统中运行的终端超过某个阈值后, 将不利于系统维持较高的频谱效率。

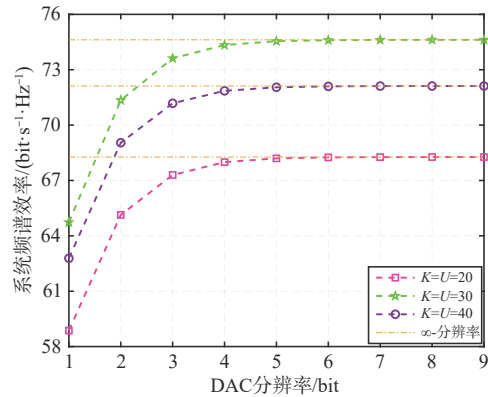


图4 系统频谱效率与DAC分辨率的关系

系统频谱效率与终端数量的关系如图5所示, 探究了在不同的RAU数目下, 下行/上行终端数量对系统总频谱效率的影响。假设射频天线数目 $L=4$ , 上行/下行远程接入单元 $M(N)=\{20,30,40\}$ 。直观来看, 系统总频谱效率首先随着终端数目单调递增。当终端数目超过某个特定值(图中为30)后, 总频谱效率开始缓慢下降, 呈现出“抛物线”的形状。在最值点左侧, 由于终端设备增长使导频长度 $\tau_p$ 增加, 提高了MMSE估计的准确度进而降低了估计误差; 而在最值点右侧, 由于每个相干间隔 $T_c$ 长度有限, 持续增加终端设备使用于数据传输的时隙 $T_c - \tau_p$ 急剧下降, 进而造成系统频谱效率逐步下降。此外, 部署更多的RAU带来了额外的宏观多样性增益, 这在一定程度上能够补偿数据传输时隙占比减小造成的总体性能损失。

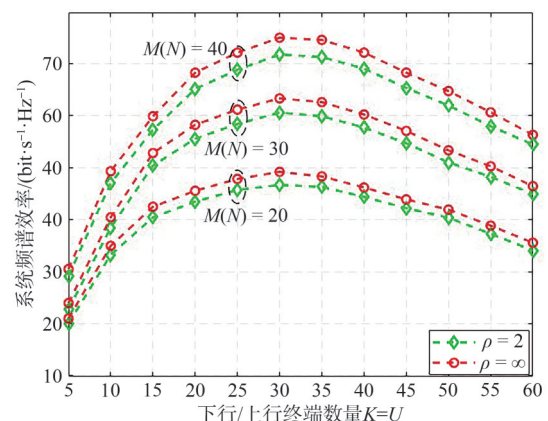


图5 系统频谱效率与终端数量的关系

网络辅助全双工和半双工架构系统频谱效率对比如图 6 所示，对比了 CF-mMIMO 中采用网络辅助全双工和半双工架构的传输性能。基于半双工模式，上行和下行链路分别占用两个相等的正交时隙  $0.5(T_c - \tau_p)$  进行通信，传输过程中所有的交叉链路干扰消失。仿真结果表明，RAU 之间的交叉链路干扰经过部分消除 ( $\theta_{\text{IT}} = -10$  dB) 后，NAFD 模式下系统频谱效率提升约 28%；即使不进行交叉干扰消除，NAFD 模式下的总和频谱效率也略高于半双工传输模式。此外，与预期结果不同，RAU 之间交叉链路干扰即使被大部分抑制掉 ( $\theta_{\text{IT}} \leq -30$  dB)，总和频谱效率相较于半双工模式下提高了 45%，并未实现理论上的双倍增益。主要原因是下行终端受到来自上行终端  $u$  的交叉链路干扰无法在中心服务器使用重构-相减等方法缓解，这与上行传输有所不同。

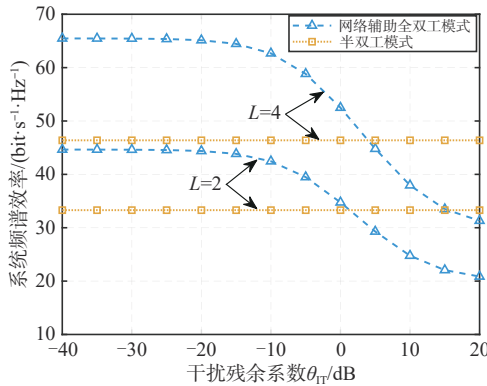


图 6 网络辅助全双工和半双工架构系统频谱效率对比

### 5 结束语

本文首先建立了低分辨率 DAC 配置下网络辅助全双工 CF-mMIMO 这一潜在低能耗网络模型。考虑信道估计误差和 AQNM 模型，推导了莱斯信道下该系统的上行及下行可达速率和频谱效率的闭合表达式，并深入分析了归一化信噪比、射频天线数、DAC 分辨率、上行/下行终端数目等不同参数设置对系统性能的影响。仿真结果表明，随着 RAU 天线数目的增长，上行和下行频谱效率性能随之提升，且上行频谱效率的提升幅度略低于下行；当 DAC 的分辨率高于 6 bit 后，系统频谱效率将不再有明显提升，采用 6 bit 的量化器是一种能够兼顾系统性能与功率消耗的有效方案。此外，系

统中部署较多终端后，大量的时隙被导频传输所占，只有引入更多的 RAU 才能补偿系统的频谱效率损失。

### 附录 1

在 UatF 边界容量条件下，式(12)中网络辅助全双工 CF-mMIMO 系统中，下行终端  $k$  接收的信号被重新表示为

$$y_{\text{dl},k} = \underbrace{A_k q_k}_{\text{有用信号}} + \underbrace{B_k q_k}_{\text{信号泄露}} + \underbrace{\sum_{i \neq k}^K C_{ki} q_i}_{\text{其他下行终端干扰}} + \underbrace{\sum_{u=1}^U D_u q_u}_{\text{上行终端交叉干扰}} + \underbrace{\tilde{w}_k}_{\text{量化噪声}} + \underbrace{w_k}_{\text{白噪声}} \quad (28)$$

其中，右侧第 2 项到第 6 项之和表示有效噪声干扰  $\Theta_{\text{dl},k}$ ，由于不同的终端独立通信，有效噪声干扰与第 1 项有用信号独立不相关。考虑到每个终端只需要获取信道的统计信息而非实际参数，因而在式(28)中， $A_k$ 、 $B_k$ 、 $C_{ki}$ 、 $D_u$  和  $\tilde{w}_k$  分别表示为

$$A_k \triangleq \varepsilon_\rho \sqrt{\bar{p}_{\text{dl}}} E \left\{ \sum_{n=1}^N \sqrt{g_{nk}} \mathbf{h}_{nk}^H \hat{\mathbf{h}}_{nk} \right\} \quad (29)$$

$$B_k \triangleq \varepsilon_\rho^2 \bar{p}_{\text{dl}} E \left\{ \left| \sum_{n=1}^N \sqrt{g_{nk}} \mathbf{h}_{nk}^H \hat{\mathbf{h}}_{nk} \right|^2 \right\} - |A_k|^2 \quad (30)$$

$$C_{ki} \triangleq \bar{p}_{\text{dl}} \varepsilon_\rho^2 E \left\{ \left| \sum_{n=1}^N \sqrt{g_{ni}} \mathbf{h}_{nk}^H \hat{\mathbf{h}}_{ni} \right|^2 \right\} \quad (31)$$

$$D_u \triangleq \bar{p}_{\text{ul}} \eta_u E \left\{ \left| \sqrt{v_{ku}} \tilde{\mathbf{g}}_{ku} \right|^2 \right\} \quad (32)$$

$$\tilde{w}_k \triangleq E \left\{ \left| \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{nk}^H \tilde{\boldsymbol{\xi}}_n \right|^2 \right\} \quad (33)$$

相应地，在低分辨率 DAC 配置和莱斯衰落信道下，网络辅助全双工 CF-mMIMO 系统中下行终端  $k$  处的信干噪比为

$$\text{SINR}_{\text{dl},k} = \frac{|A_k|^2}{B_k + \sum_{i \neq k}^K C_{ki} + \sum_{u=1}^U D_u + \tilde{w}_k + \sigma_{\text{dl}}^2} \quad (34)$$

为了推导出定理 1 中下行速率的闭合表达式，需要计算式(34)中  $|A_k|^2$ 、 $B_k$ 、 $\sum_{i \neq k}^K C_{ki}$ 、 $\sum_{u=1}^U D_u$  和  $\tilde{w}_k$  的具体数值。

1) 考虑下行信道能被分解为  $\mathbf{h}_{nk} = \hat{\mathbf{h}}_{nk} + \mathbf{e}_{nk}$ ，并且  $\hat{\mathbf{h}}_{nk}$  和  $\mathbf{e}_{nk}$  相互独立，计算有用信号  $|A_k|^2$

$$\begin{aligned}
|A_k|^2 &= \bar{p}_{\text{dl}} \varepsilon_\rho^2 \left| E \left\{ \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{nk}} \mathbf{h}_{nk}^H \hat{\mathbf{h}}_{nk} \right\} \right|^2 = \\
\bar{p}_{\text{dl}} \varepsilon_\rho^2 \left| E \left\{ \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{nk}} (\hat{\mathbf{h}}_{nk} + \mathbf{e}_{nk})^H \hat{\mathbf{h}}_{nk} \right\} \right|^2 &= \\
\bar{p}_{\text{dl}} \varepsilon_\rho^2 \left| \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{nk}} E \left\{ \|\hat{\mathbf{h}}_{nk}\|^2 \right\} \right|^2 &= \\
\bar{p}_{\text{dl}} \varepsilon_\rho^2 L^2 \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{nk}} (\lambda_{nk} \varpi_{nk} + \mu_{nk}) \right)^2 &
\end{aligned} \quad (35)$$

2) 结合文献[22]中的附录A, 计算信号泄露  $B_k$

$$\begin{aligned}
B_k &= \varepsilon_\rho^2 \bar{p}_{\text{dl}} E \left\{ \left| \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{nk}} \mathbf{h}_{nk}^H \hat{\mathbf{h}}_{nk} \right|^2 \right\} - |A_k|^2 = \varepsilon_\rho^2 \bar{p}_{\text{dl}} \times \\
\left( E \left\{ \left| \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{nk}} \mathbf{h}_{nk}^H \hat{\mathbf{h}}_{nk} \right|^2 \right\} - \left| E \left\{ \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{nk}} \mathbf{h}_{nk}^H \hat{\mathbf{h}}_{nk} \right\} \right|^2 \right) &= (36) \\
\varepsilon_\rho^2 \bar{p}_{\text{dl}} L \sum_{n=1}^N \mathcal{G}_{nk} (\lambda_{nk} \mu_{nk} + \lambda_{nk} \lambda_{nk} \varpi_{nk} + \lambda_{nk} \varpi_{nk} \mu_{nk}) &
\end{aligned}$$

3) 对于任意的  $i \neq k$ , 计算其他下行终端设备产生的干扰  $\sum_{i \neq k}^K C_{ki}$

$$\begin{aligned}
\sum_{i \neq k}^K C_{ki} &= \bar{p}_{\text{dl}} \varepsilon_\rho^2 \sum_{i \neq k}^K E \left\{ \left| \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{ni}} \mathbf{h}_{ni}^H \hat{\mathbf{h}}_{ni} \right|^2 \right\} = \\
\bar{p}_{\text{dl}} \varepsilon_\rho^2 L \sum_{i \neq k}^K \sum_{n=1}^N \lambda_{ni} (\varpi_{ni} \mu_{ni} + \lambda_{ni} \varpi_{ni} + \mu_{ni}) + & (37) \\
\sum_{i \neq k}^K \left( \sum_{n=1}^N \sqrt{\mathcal{G}_{ni}} \sqrt{\varpi_{ni} \varpi_{ni} \lambda_{ni} \lambda_{ni}} \bar{\mathbf{h}}_{ni}^H \bar{\mathbf{h}}_{ni} \right) &
\end{aligned}$$

对于式(37)中  $\phi_{nki} = \bar{\mathbf{h}}_{ni}^H \bar{\mathbf{h}}_{ni} = \sum_{l=1}^L e^{-j(L-1)(\varphi_{nk} - \varphi_{ni})}$  的具体形式, 如果  $\varphi_{nk} = \varphi_{ni}$ , 则有  $\phi_{nki} = \sum_{l=1}^L e^{-j0} = L$ ; 如果  $\varphi_{nk} \neq \varphi_{ni}$ , 则根据文献[31]中式(118)得到

$$\phi_{nki} = \frac{\sin\left(\frac{L}{2}(\varphi_{nk} - \varphi_{ni})\right)}{\sin\left(\frac{\varphi_{nk} - \varphi_{ni}}{2}\right)} e^{-j\frac{L-1}{2}(\varphi_{nk} - \varphi_{ni})}$$

4) 计算上行终端交叉干扰  $\sum_{u=1}^U D_u$

$$\begin{aligned}
\sum_{u=1}^U D_u &= \bar{p}_{\text{ul}} \sum_{u=1}^U \eta_u E \left\{ \left| \sqrt{v_{ku}} \tilde{\mathbf{g}}_{ku} \right|^2 \right\} = \\
\bar{p}_{\text{ul}} \sum_{u=1}^U \eta_u v_{ku} E \left\{ \left| \tilde{\mathbf{g}}_{ku} \right|^2 \right\} &= \bar{p}_{\text{ul}} \sum_{u=1}^U \eta_u v_{ku} & (38)
\end{aligned}$$

5) 计算加性量化噪声干扰  $\tilde{w}_k$

$$\begin{aligned}
\tilde{w}_k &= E \left\{ \left| \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{nk}^H \tilde{\boldsymbol{\xi}}_n \right|^2 \right\} = E \left\{ \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{nk}^H \tilde{\boldsymbol{\xi}}_n \tilde{\boldsymbol{\xi}}_n^H \mathbf{h}_{nk} \right\} = \\
\bar{p}_{\text{dl}} L (\varepsilon_\rho - \varepsilon_\rho^2) \sum_{n=1}^N (\lambda_{nk} \varpi_{nk} + \lambda_{nk}) \times & (39) \\
\sum_{i=1}^K \mathcal{G}_{ni} (\lambda_{ni} \varpi_{ni} + \mu_{ni}) &
\end{aligned}$$

最后, 利用狄拉克函数  $\delta(k, i)$  合并式(36)和式(37), 并将式(35)、式(36)、式(37)、式(38)和式(39)分别代入式(34)得到式(15), 定理1得证。

参考文献:

- [1] AGIWAL M, ROY A, SAXENA N. Next generation 5G wireless networks: a comprehensive survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18(3): 1617-1655.
- [2] 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.
- [3] 章嘉懿. 去蜂窝大规模MIMO系统研究进展与发展趋势[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2019, 31(3): 285-292. ZHANG J Y. Overview of cell-free massive MIMO system[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2019, 31(3): 285-292.
- [4] SAMDANIS K, TALEB T. The road beyond 5G: a vision and insight of the key technologies[J]. IEEE Network, 2020, 34(2): 135-141.
- [5] ELHOUSHY S, IBRAHIM M, HAMOUDA W. Cell-free massive MIMO: a survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(1): 492-523.
- [6] 刘俊勇, 潘力, 何迈. 能源物联网及其关键技术[J]. 物联网学报, 2020, 4(4): 9-16. LIU J Y, PAN L, HE M. Internet of energy things and its key technologies[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2020, 4(4): 9-16.
- [7] VU T T, NGO D T, NGO H Q, et al. Full-duplex cell-free massive MIMO[C]//Proceedings of the ICC 2019 - 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [8] MOHAMMADI M, VU T T, NADERI BENI B, et al. Virtually full-duplex cell-free massive MIMO with access point mode assignment[C]//Proceedings of the 2022 IEEE 23rd International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communication (SPAWC). Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-5.
- [9] NGUYEN H V, NGUYEN V D, DOBRE O A, et al. On the spectral and energy efficiencies of full-duplex cell-free massive MIMO[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1698-1718.
- [10] ANOKYE P, ASIEDU D K P, LEE K J. Power optimization of cell-free massive MIMO with full-duplex and low-resolution ADCs[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(10): 6706-6723.
- [11] NGO H Q, SURAWEEERA H A, MATTHAIU M, et al. Multipair full-duplex relaying with massive arrays and linear processing[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1721-1737.
- [12] KIM D, LEE H, HONG D. A survey of in-band full-duplex transmission: from the perspective of PHY and MAC layers[J]. IEEE

- Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(4): 2017-2046.
- [13] WANG D M, WANG M H, ZHU P C, et al. Performance of network-assisted full-duplex for cell-free massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(3): 1464-1478.
- [14] XIA X J, ZHU P C, LI J M, et al. Joint user selection and transceiver design for cell-free with network-assisted full duplexing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(12): 7856-7870.
- [15] FUKUE S, FREITAS DE ABREU G T, ISHIBASHI K. Network-assisted full-duplex millimeter-wave cell-free massive MIMO with localization-aided inter-user channel estimation[C]//Proceedings of the 2023 International Conference on Information Networking (ICOIN). Piscataway: IEEE Press, 2023: 13-18.
- [16] ZHU Y, LI J M, ZHU P C, et al. Optimization of duplex mode selection for network-assisted full-duplex cell-free massive MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(11): 3649-3653.
- [17] XIA X J, FAN Z Q, LUO W Y, et al. Joint uplink power control, downlink beamforming, and mode selection for secrecy cell-free massive MIMO with network-assisted full duplexing[J]. IEEE Systems Journal, 2023, 17(1): 720-731.
- [18] XIA X J, FAN Z Q, LUO W Y, et al. Transceiver design and mode selection for secrecy cell-free massive MIMO with network-assisted full duplexing[C]//Proceedings of the 2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference: (VTC2022-Spring). Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-7.
- [19] MOHAMMAD M, VU T T, NGO H Q, et al. Network-assisted full-duplex cell-free massive MIMO: spectral and energy efficiencies[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(9): 2833-2851.
- [20] ZHANG J Y, DAI L L, HE Z Y, et al. Performance analysis of mixed-ADC massive MIMO systems over Rician fading channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(6): 1327-1338.
- [21] NGO H Q, TATARIA H, MATTHAIU M, et al. On the performance of cell-free massive MIMO in rician fading[C]//Proceedings of the 2018 52nd Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. Piscataway: IEEE Press, 2018: 980-984.
- [22] ÖZDOĞAN Ö, BJÖRNSON E, ZHANG J Y. Performance of cell-free massive MIMO with rician fading and phase shifts[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5299-5315.
- [23] ZHANG Y, YANG L X, ZHU H B. Cell-free massive MIMO systems with low-resolution ADCs: the rician fading case[J]. IEEE Systems Journal, 2022, 16(1): 1471-1482.
- [24] 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.
- [25] 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.
- [26] BJÖRNSON E, SANGUINETTI L, HOYDIS J, et al. Optimal design of energy-efficient multi-user MIMO systems: is massive MIMO the answer?[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(6): 3059-3075.
- [27] ZHANG J Y, DAI L L, HE Z Y, et al. Mixed-ADC/DAC multipair massive MIMO relaying systems: performance analysis and power optimization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(1): 140-153.
- [28] MASOUMI H, EMADI M J, BUZZI S. Coexistence of D2D communications and cell-free massive MIMO systems with low resolution ADC for improved throughput in beyond-5G networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(2): 999-1013.
- [29] BASHAR M, CUMANAN K, BURR A G, et al. On the uplink max-Min SINR of cell-free massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(4): 2021-2036.
- [30] RODRIGUEZ I, NGUYEN H C, JRGENSEN N T K, et al. Path loss validation for urban micro cell scenarios at 3.5 GHz compared to 1.9 GHz[C]//Proceedings of the 2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2013: 3942-3947.
- [31] ZHANG Q, JIN S, WONG K K, et al. Power scaling of uplink massive MIMO systems with arbitrary-rank channel means[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 966-981.

#### [作者简介]



李琨迪(1999–)，男，南京邮电大学硕士生，主要研究方向为去蜂窝大规模MIMO系统性能分析与优化、低能耗无线通信等。



倪芝洋(1986–)，女，博士，南京邮电大学教授、硕士生导师，主要研究方向为人工智能在无线通信中的应用、可重构智能反射表面、去蜂窝大规模MIMO、未来网络与资源分配等。



赵海涛(1983–)，男，博士，南京邮电大学教授、博士生导师，主要研究方向为物联网、车联网、智能网络、多媒体信道建模、容量预测、无线网络编码等。



夏文超(1991-), 男, 博士, 南京邮电大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为边缘智能无线通信、通感一体化、大规模MIMO等。



孙文雪(1998-), 女, 南京邮电大学博士生, 主要研究方向为可重构智能反射表面、车联网通信、大规模MIMO等。