

面向多天线用户的网络辅助全双工无蜂窝大规模MIMO研究

宋威¹, 李琨迪², 徐邦宁²

¹上海邮电设计咨询研究院有限公司, 上海

²南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京

收稿日期: 2025年5月16日; 录用日期: 2025年6月9日; 发布日期: 2025年6月17日

摘要

基于网络辅助全双工技术无蜂窝大规模多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)系统是目前无线通信领域的关键技术之一。然而, 现有的研究都假设采用完美硬件配置的单天线用户设备发送和接收信号, 这种架构限制了系统整体性能的进一步提升。鉴于此, 本文针对网络辅助全双工无蜂窝大规模MIMO环境中的多天线用户通信展开研究。利用现有的加性量化噪声模型, 推导了低精度模数转换器(analog-to-digital converters, ADCs)下上行和下行频谱效率(spectral efficiency, SE)的封闭表达式下界; 基于不同规模的远端接入单元配置验证了理论结果的准确性; 进一步利用MATLAB分别评估了用户天线数目以及ADC量化精度等参数对系统性能的影响。仿真结果表明, 在网络辅助双工模式中引入多天线用户显著提升了系统的吞吐量和可达速率, 这一性能增益与半双工结构具有一致性。

关键词

无蜂窝大规模MIMO, 网络辅助全双工, 多天线用户设备, 低精度模数转换器

On the Performance of Network-Assisted Full-Duplex Cell-Free Massive MIMO System with Multiple-Antenna Users

Wei Song¹, Kundi Li², Bangning Xu²

¹Shanghai Postal and Telecommunications Design Consulting Research Institute Co., Ltd., Shanghai

²School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing Jiangsu

Received: May 16th, 2025; accepted: Jun. 9th, 2025; published: Jun. 17th, 2025

Abstract

Network-assisted full-duplex cell-free massive multiple-input multiple-output (MIMO) systems represent a pivotal technology in contemporary wireless communications. However, existing studies predominantly assume single-antenna user equipment with perfect hardware configurations for signal transmission and reception, which fundamentally constrains further enhancement of overall system performance. To bridge this research gap, this paper investigates multi-antenna user communications in network-assisted full-duplex cell-free massive MIMO environments. The existing additive quantization noise model is employed to derive closed-form lower bounds for spectral efficiency (SE) in both uplink and downlink transmissions under low-resolution analog-to-digital converters (ADCs). The theoretical derivations are validated through various remote access unit deployment configurations. Comprehensive MATLAB simulations are conducted to assess the impact of critical parameters, including user antenna count and ADC quantization precision, on system performance. Simulation results demonstrate that incorporating multi-antenna users in network-assisted duplexing mode yields significant improvements in system throughput and achievable rates, with performance gains exhibiting consistency with half-duplex architectures.

Keywords

Cell-Free-Massive MIMO, Network-Assisted Full-Duplex, Multiple-Antenna User Equipment, Low-Resolution Analog-to-Digital Converters (ADCs)

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

随着移动通信技术向超高速率和超大容量的方向迈进，当今的集中式蜂窝网络已难以满足日益增长的多元化业务需求。在这一背景下，无蜂窝大规模 MIMO 系统因其独特的分布式架构优势成为了重要的研究热点[1]。这种架构摒弃了传统的小区边界概念，通过将大量低功耗接入点分布式部署在覆盖区域内，并利用回程链路与中心处理单元(Central Processing Unit, CPU)实现协同信号处理，从而在相同时频资源下为多用户提供联合服务。相较于传统的单基站，这种协作式处理机制不仅显著提升了系统可靠性和频谱利用效率，同时通过缩短用户与接入点的通信距离，有效增强了空间宏分集增益和路径损耗抵抗能力[2]-[4]。为进一步提升系统性能，网络辅助全双工(Network Assisted Full-Duplex, NAFD)技术被引入无蜂窝大规模 MIMO 系统。该技术通过智能调度各远端接入单元(Remote Access Unit, RAU)在时隙级的上下行工作模式，不仅能有效克服自干扰问题，还能根据实时业务流量动态优化上下行资源配比，从而显著提高系统在非对称业务场景下的频谱效率，为未来移动通信系统提供了全新的技术方案[5]。

目前学者们从多个维度对基于网络辅助全双工技术的无蜂窝大规模 MIMO 系统展开研究[6]-[10]，其中文献[6]在 N_u 座节点接收数据和 N_d 节点下发数据的前提下，设计了最大比合并和迫零预编码两种接收方案，分析了导频复用下的系统上行和下行频谱效率。而文献[7]研究了用户服务需求、前端负载和能量采集需求限制下网络辅助全双工的能量效率最大化问题。同时针对多维度优化，提出了基于能量采集和收发器设计的两阶段策略。在文献[8]中作者针对远端接入单元的双工模式分配问题展开优化，提出了一种基于并行连续凸逼近的求解非凸双工模优化问题的方案并利用增强 Q 学习的强化学习算法降低求解

的复杂度,旨在进一步提升终端设备的和速率。与采用常见的瑞利信道建模不同, Fukue 等人研究了毫米波信道下网络辅助全双工无蜂窝大规模 MIMO 系统,通过设计一种基于设备位置辅助信道估计的联合资源分配和波束形成设计,以减轻用户间交叉链路干扰造成的功率开销[9]。此外针对网络辅助全双工模式的安全传输问题,文献[10]将天线模式选择、上行接收机发射功率等约束全部考虑在内,首次研究了一种双环策略最大化整体保密频谱效率。仿真结果表明,该算法在保密频谱效率方面明显优于固定模式的网络辅助全双工传输和传统的半双工方案。

与此同时,随着用户侧天线智能化、小型化集成化发展,硬件成本和空间限制早已不再是智能手机和车载导航等多天线用户落地推广的瓶颈,这些多天线设备在智能交通、现代农业等物联网场景展示出显著的性能优势。因此学者们针对无蜂窝大规模 MIMO 中更为实际的多天线用户传输已经开展了研究,如文献[11]分析了接入点采用迫零预编码时的无小区大规模 MIMO 的上行链路频谱效率,证明了当环境中存在一些活跃用户时,用户侧通过增加天线能够有效改善系统性能; Mai 等人提出了一种下行导频传输协议来估计信道参数,旨在进一步提升多天线系统的下行链路的频谱效率。相较于传统的仅采用上行导频训练的方法,该方案显著改善了用户的信道估计准确性,但同时也引入了额外的估计开销[12]。此外,文献[13]首次评估了多天线用户和低精度数模转换器(digital-to-analog converter, ADC)对多组组播无蜂窝大规模 MIMO 系统的影响,仿真结果表明高精度 DAC 可以由 5 位低分辨率 DAC 替代以实现相同性能并且用户端增加的天线也能有效提升下行总频谱效率。

然而,现有关于多天线用户通信的研究主要集中于半双工单播/多组组播模式下的无蜂窝大规模 MIMO 网络[11]-[13],而网络辅助全双工场景下的多天线用户通信研究仍属空白。由于远端接入单元及用户间存在交叉链路干扰,现有研究结论难以直接适用于网络辅助全双工系统。此外,当前低功耗无蜂窝大规模 MIMO 研究多聚焦于在 RAU 端配置低分辨率 DAC/ADC。除此之外,面向 6G 万物智联的发展需求,为实现端到端的能效优化,不仅需要 RAU 端采用低精度 ADC,用户终端同样需考虑低精度 ADC 的设计方案,以满足绿色节能网络架构的要求。

基于以上分析,本文以网络辅助全双工技术下无蜂窝大规模 MIMO 多天线用户通信为研究对象。在用户侧和远端接入单元同时设置低量化精度的 ADC 的背景下,推导了用户上行和下行传输信道容量和频谱利用率的闭合表达式下界并基于蒙特卡洛模拟对理论分析的准确性进行了检验。借助这些表达式有效分析了 ADC 量化位数和远端接入单元密集程度等参数对系统性能的影响,探究了多天线用户在网络辅助全双工无蜂窝大规模 MIMO 系统中的可行性。最后,仿真结果证实,适当增加网络辅助全双工模式下的用户天线数目有效提升了系统的可达速率和频谱效率。

2. 使用须知

本文以网络辅助全双工无蜂窝大规模 MIMO 系统架构为基础,其中 $M(L)$ 个上行(下行)远端接入单元通过完美的回程链路与中央处理单元相连交互数据,在同一时频资源内为 K 个上行用户和 U 个下行用户提供高质量的服务,如图 1 所示。与早期网络辅助全双工无蜂窝大规模 MIMO 系统设置不同,在保证每座 RAU 与 N 条射频天线相接的前提下,每个用户设备上连接 $J(J > 1)$ 条天线。为了进一步降低硬件的复杂度和功率消耗,除了在 RAU 处设置非均衡低精度 ADC/DAC 外,下行用户设备也配置低精度 ADC。在一个相干时间 τ 内,采用时隙 τ_t 表示上行训练获取信道状态信息,其余的时隙 τ_s 用于上行/下行 RAU 在同一频段收发数据。

本文中采用 $\mathbf{G}_{ab} \in \mathbb{C}^{N \times J}$ $a \in \{m, l\}$ $b \in \{u, k\}$ 表示远端接入单元 a 和用户 b 之间的信道矩阵。一般来说,瑞利衰落仍然在许多丰富的散射环境中是可靠的,这在分析上更容易处理,因此 \mathbf{G}_{ab} 被表示为

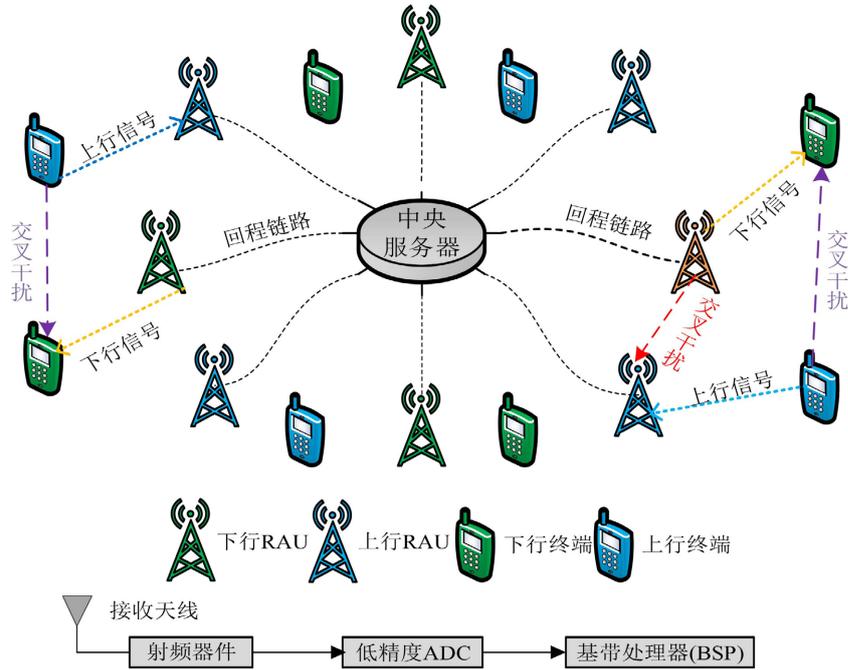


Figure 1. Network assisted full duplex CF mMIMO system model based on multi antenna users under low precision ADC

图 1. 低精度 ADC 下基于多天线用户的网络辅助全双工 CF-mMIMO 系统模型

$$\mathbf{G}_{ab} = \sqrt{\beta_{ab}} \bar{\mathbf{G}}_{ab} \tag{1}$$

其中 β_{ab} 表示远端接入单元 a 和用户 b 之间的大尺度衰落系数,反映了路径损耗和阴影衰落对于信道质量的影响,假设在每个相干区间内 β_{ab} 先验已知。 $\bar{\mathbf{G}}_{ab}$ 表示 $N \times J$ 的小尺度衰落系数矩阵,它的每一个元素独立同分布且 $[\bar{\mathbf{G}}_{ab}]_{nj} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 。

2.1. 导频训练模型

考虑到系统工作在时分双工模式,RAU 完成上行信道状态信息估计后,利用信道互易性就可直接推导出下行状态信息而无需估计下行信道参数。在导频训练阶段,每个用户同时向远端接入单元发送长度为 τ_t 的导频序列,令 $\Phi_k \in \mathbb{C}^{\tau_t \times J}$ 和 $\Phi_u \in \mathbb{C}^{\tau_t \times J}$ 表示分配给第 $u \in \mathcal{U} \triangleq \{1,2,\dots,U\}$ 个上行用户与第 $k \in \mathcal{K} \triangleq \{1,2,\dots,K\}$ 个下行用户设备的导频序列并且有 $\Phi_k^H \Phi_k = \mathbf{I}_J$ 和 $\Phi_u^H \Phi_u = \mathbf{I}_J$ 。本节中假定每个导频序列满足 $\Phi_k^H \Phi_i = \mathbf{0}_J, \Phi_u^H \Phi_i = \mathbf{0}_J \forall i \neq k, i \neq u$ 和 $\Phi_u^H \Phi_k = \mathbf{0}_J$ 的正交条件。由于 RAU m 和 RAU l 都运行在上行模式,它们接收到 $N \times \tau_t$ 的导频矩阵为

$$\mathbf{Y}_{t,m} = \sum_{u=1}^U \sqrt{\tau_t \bar{p}_p} \mathbf{G}_{mu} \Phi_u^H + \sum_{k=1}^K \sqrt{\tau_t \bar{p}_p} \mathbf{G}_{mk} \Phi_k^H + \mathbf{W}_{t,m} \tag{2}$$

$$\mathbf{Y}_{t,l} = \sum_{k=1}^K \sqrt{\tau_t \bar{p}_p} \mathbf{G}_{lk} \Phi_k^H + \sum_{u=1}^U \sqrt{\tau_t \bar{p}_p} \mathbf{G}_{lu} \Phi_u^H + \mathbf{W}_{t,l} \tag{3}$$

其中 \bar{p}_p 表示归一化导频传输信噪比, $\mathbf{W}_{t,m} \in \mathbb{C}^{N \times \tau_t}$ 和 $\mathbf{W}_{t,l} \in \mathbb{C}^{N \times \tau_t}$ 分别定义了 RAU m 和 RAU l 接收导频的加性高斯噪声矩阵。为了探索低精度 ADC 对于系统吞吐量和能量效率的影响,本章仍然沿用加性量化噪声模型表征量化过程中的信号强度损耗[14] [15],这种加性量化噪声模型对于 MIMO 信道足够准确,因此经 ADC 量化后输出的导频信号为

$$\bar{\mathbf{Y}}_{t,m} = \mu_m \sum_{u=1}^U \sqrt{\tau_t \bar{p}_p} \mathbf{G}_{mu} \Phi_u^H + \mu_m \sum_{k=1}^K \sqrt{\tau_t \bar{p}_p} \mathbf{G}_{mk} \Phi_k^H + \mu_m \mathbf{W}_{t,m} + \bar{\mathbf{W}}_{t,m} \quad (4)$$

$$\bar{\mathbf{Y}}_{t,l} = \mu_l \sum_{k=1}^K \sqrt{\tau_t \bar{p}_p} \mathbf{G}_{lk} \Phi_k^H + \mu_l \sum_{u=1}^U \sqrt{\tau_t \bar{p}_p} \mathbf{G}_{lu} \Phi_u^H + \mu_l \mathbf{W}_{t,l} + \bar{\mathbf{W}}_{t,l} \quad (5)$$

不失一般性，本文假设在所有 RAU 中运用相同分辨率的 ADC 对接收到的导频序列执行量化，对于任意的 $m = \{1, 2, \dots, M\}$ 和 $l = \{1, 2, \dots, L\}$ ，量化损失因子满足 $\mu_m = \mu_l$ ，并且 μ_m 和 μ_l 直接受到 RAU 量化精度 ρ_a^{RAU} $a \in \{m, l\}$ 影响。当 $\rho_a^{\text{RAU}} \leq 6$ bit 时 μ_a 与 ρ_a^{RAU} 的精确对应关系见节末处表 1；当 $\rho_a^{\text{RAU}} > 6$ bit 时，两者有近似关系 $\mu_a \approx 1 - \frac{\sqrt{3}\pi}{2} 4^{-\rho_a^{\text{RAU}}}$ ，可以看出 μ_a 是关于 ρ_a^{RAU} 的增函数，特别是对于完美状态下的 ADC 有 $\mu_a = 1$ 。此外 $\bar{\mathbf{W}}_{t,m}$ ($\bar{\mathbf{W}}_{t,l}$) 表示与 $\mathbf{Y}_{t,m}$ ($\mathbf{Y}_{t,l}$) 不相关的加性量化噪声，其强度随接收信号功率成比例增长，根据文献[15]得到 $\bar{\mathbf{W}}_{t,m}$ ($\bar{\mathbf{W}}_{t,l}$) 的协方差矩阵

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{W}}_{t,m}} = \mathbb{E}\{\bar{\mathbf{W}}_{t,m} \bar{\mathbf{W}}_{t,m}^H\} = \mu_m (1 - \mu_m) \text{diag}\left(\mathbb{E}\{\mathbf{Y}_{t,m} \mathbf{Y}_{t,m}^H\}\right) \quad (6)$$

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{W}}_{t,l}} = \mathbb{E}\{\bar{\mathbf{W}}_{t,l} \bar{\mathbf{W}}_{t,l}^H\} = \mu_l (1 - \mu_l) \text{diag}\left(\mathbb{E}\{\mathbf{Y}_{t,l} \mathbf{Y}_{t,l}^H\}\right) \quad (7)$$

当网络辅助全双工无蜂窝系统的 RAU 端内置了低功耗 ADC 后，通过采用文献[1]提出的线性最小均方误差估计方案，得到信道 \mathbf{G}_{mu} 和 \mathbf{G}_{lk} 的估计值

$$\hat{\mathbf{G}}_{mu} = \varepsilon_{mu} \hat{\mathbf{Y}}_{t,mu} = \frac{\mu_m \sqrt{\tau_t \bar{p}_p} \beta_{mu} \hat{\mathbf{Y}}_{t,mu}}{\tau_t \bar{p}_p \beta_{mu} + 1} \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{G}}_{lk} = \varepsilon_{lk} \hat{\mathbf{Y}}_{t,lk} = \frac{\mu_l \sqrt{\tau_t \bar{p}_p} \beta_{lk} \hat{\mathbf{Y}}_{t,lk}}{\tau_t \bar{p}_p \beta_{lk} + 1} \quad (9)$$

其中根据内积运算得到 $\hat{\mathbf{Y}}_{t,mu} \triangleq \bar{\mathbf{Y}}_{t,m} \Phi_u$ 和 $\hat{\mathbf{Y}}_{t,lk} \triangleq \bar{\mathbf{Y}}_{t,l} \Phi_k$ ，信道估计矩阵 $\hat{\mathbf{G}}_{mu}$ 和 $\hat{\mathbf{G}}_{lk}$ 由 $N \times J$ 的独立同分布的高斯随机变量组成，矩阵中每个元素的均值为 0，方差被表示为

$$\lambda_{mu} \triangleq \mathbb{E}\left\{\left[\left[\hat{\mathbf{G}}_{mu}\right]_{nj}\right]^2\right\} = \mu_m \frac{\tau_t \bar{p}_p \beta_{mu}^2}{\tau_t \bar{p}_p \beta_{mu} + 1} \quad (10)$$

$$\lambda_{lk} \triangleq \mathbb{E}\left\{\left[\left[\hat{\mathbf{G}}_{lk}\right]_{nj}\right]^2\right\} = \mu_l \frac{\tau_t \bar{p}_p \beta_{lk}^2}{\tau_t \bar{p}_p \beta_{lk} + 1} \quad (11)$$

Table 1. The loss coefficient μ_a corresponding to different quantization bits ρ_a^{RAU}

表 1. 不同量化位数 ρ_a^{RAU} 对应的损失系数 μ_a

| ρ_a^{RAU} | μ_a |
|-----------------------|---------|
| 1 | 0.637 |
| 2 | 0.883 |
| 3 | 0.9655 |
| 4 | 0.9905 |
| 5 | 0.9975 |
| 6 | 0.9993 |

2.2. 下行传输模型

利用来自上行训练生成的估计信道作为下行传输信道，RAU 将共轭波束赋形技术应用于消息的预编码处理中，以便将信号发送给相应的下行用户，有效地避免了巨大的前端和回程资源需求、信道状态资源共享以及远端接入单元和中心处理器之间的数据交换[16]。定义 $\mathbf{q}_k \in \mathbb{C}^{J \times 1}$ 为用户 k 所需的数据信号并且满足期望 $\mathbb{E}\{\mathbf{q}_k \mathbf{q}_k^H\} = \mathbf{I}_J, \forall k \in \mathcal{K}$ ，此时第 m 个 RAU 发送的 $N \times 1$ 维信号 \mathbf{s}_l 被建模为

$$\mathbf{s}_l = \sqrt{\bar{p}_{\text{dl}}}\sum_{k=1}^K g_{lk}^{1/2} \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \mathbf{q}_k \quad (12)$$

同样地 \bar{p}_{dl} 表示下行发送信号的归一化 SNR；通过调整功率控制因子 θ_{lk} 的取值，每个 RAU 得以满足 $\mathbb{E}\{\|\mathbf{s}_l\|^2\} \leq \bar{p}_{\text{dl}}$ 的约束条件，将式(12)带入上述约束中得到

$$\sum_{k=1}^K g_{lk} \lambda_{lk} \leq (JN)^{-1}, l = 1, 2, \dots, L \quad (13)$$

基于网络辅助全双工技术，上行用户侧发送的信号不可避免的对下行传输造成交叉链路干扰。定义 $\mathbf{Q}_{ku} = \sqrt{\sigma_{\text{UE},ku}} \bar{\mathbf{Q}}_{ku}$ 为上行用户 u 与下行用户 k 间 $J \times J$ 的信道并且它的建模方式同本文中(1)， $\mathbf{s}_u \in \mathbb{C}^{J \times 1}$ 表示由用户 u 发送的上行信号。此时用户 k 接收到的信号

$$\mathbf{r}_k = \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{lk}^T \mathbf{s}_l + \sum_{u=1}^U \mathbf{Q}_{ku} \mathbf{s}_u + \mathbf{n}_k \quad (14)$$

其中 $\mathbf{n}_k \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_J)$ 表示加性高斯噪声；为进一步降低系统功率消耗，用户侧同样配置了低精度 ADC 并且假设所有用户的 ADC 量化位数一致。因此用户 k 对接收信号进行量化后的信号表示如下

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_k &= \alpha_k \mathbf{r}_k + \tilde{\mathbf{n}}_k = \alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{dl}}}\sum_{l=1}^L g_{lk}^{1/2} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \mathbf{q}_k + \alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{dl}}}\sum_{k' \neq k}^K \sum_{l=1}^L g_{lk'}^{1/2} \mathbf{G}_{lk'}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^* \mathbf{q}_{k'} \\ &\quad + \alpha_k \sum_{u=1}^U \mathbf{Q}_{ku} \mathbf{s}_u + \alpha_k \mathbf{n}_k + \tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k} \end{aligned} \quad (15)$$

同样地， α_k 表示下行用户 k 配置的 ADC 精度对于接收信号幅度的影响，这个精度与下行用户端使用的量化器位数 ρ_k^{UE} 有关，鉴于用户端和 RAU 处使用的低精度 ADC 型号相同， α_k 和 ρ_k^{UE} 详尽关系可参考本文第 1 节中 μ_a 和量化比特数 ρ_a^{RAU} 之间的数值对应关系，本节中不再重复说明。此外，假设每个下行用户执行相同的量化，即 $\alpha_k = \alpha_{k'}, \forall k' \neq k$ ；令与 \mathbf{r}_k 独立不相关的加性量化噪声 $\tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k}})$ ，它的协方差矩阵 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k}}$

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k}} = (\alpha_k - \alpha_k^2) \mathbb{E}\{\|\mathbf{r}_k\|^2\} \quad (16)$$

2.3. 上行传输模型

系统中 U 个用户同时向远端接入单元发送数据信号 $\mathbf{s}_u = \sqrt{\bar{p}_{\text{ul}} \eta_u} \mathbf{x}_u, \forall u \in \mathcal{U}$ ，其中用户端 u 所传原始数据符号 \mathbf{x}_u 满足 $\mathbb{E}\{\mathbf{x}_u \mathbf{x}_u^H\} = \mathbf{I}_J, \forall u \in \mathcal{U}$ ； \bar{p}_{ul} 表示上行传输归一化信噪比，与下行传输功率约束类似，功率控制因子 η_u 遵循 $\mathbb{E}\{\|\mathbf{s}_u\|^2\} \leq \bar{p}_{\text{ul}}$ ，即

$$0 \leq \eta_u \leq \frac{1}{J} \quad (17)$$

在网络辅助全双工架构下，中心处理单元早已获知了下行用户数据 \mathbf{q}_k 的具体形式，系统通过将 RAU 发送的信号重新构造并消除等方法，从而达到缓解 RAU 间交叉链路干扰的目的。仍然采用 $\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表

示经过削弱后的交叉链路干扰通道并且 $[\mathbf{H}_{ml}]_{mn} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{AP,ml} \gamma_{IT})$, 其中 $\sigma_{AP,ml}$ 为信号从 RAU l 到 RAU m 泄露的大尺度衰落系数, 受硬件条件的影响, 引入残余因子 γ_{IT} 衡量交叉干扰抑制水平, 该值越小则干扰消除能力越强, 当干扰能够被完美消除时 $\gamma_{IT} \triangleq 0$ 。相应地 RAU m 接收到的上行信号(低精度 ADC 量化前)为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_m &= \sum_{u=1}^U \mathbf{G}_{mu} \mathbf{s}_u + \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{ml} \mathbf{s}_l + \mathbf{w}_m \\ &= \sqrt{\bar{p}_{ul}} \sum_{u=1}^U \sqrt{\eta_u} \sum_{j=1}^J \mathbf{g}_{mu,j} x_{u,j} + \sqrt{\bar{p}_{dl}} \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{ml} \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \sqrt{\mathcal{G}_{lk}} \hat{\mathbf{g}}_{lk,j}^* q_{k,j} + \mathbf{w}_m \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $\mathbf{g}_{mu,j}$ 和 $\hat{\mathbf{g}}_{lk,j}^*$ 表示信道矩阵 \mathbf{G}_{mu} 和 $\hat{\mathbf{G}}_{lk}^*$ 的第 j 列, $x_{u,j}$ 和 $q_{k,j}$ 分别代表 \mathbf{x}_u 和 \mathbf{q}_k 的第 j 个元素, \mathbf{w}_m 为下行 RAU m 处的高斯噪声向量。低精度 ADC 在 RAU m 对 \mathbf{y}_m 执行量化后导致接收信号幅度减弱并伴随量化噪声, 即

$$\tilde{\mathbf{y}}_m = \mu_m \mathbf{y}_m + \tilde{\mathbf{w}}_m = \mu_m \sum_{u=1}^U \sqrt{\bar{p}_{ul}} \eta_u \sum_{j=1}^J \mathbf{g}_{mu,j} x_{u,j} + \mu_m \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{ml} \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \sqrt{\bar{p}_{dl}} \mathcal{G}_{lk} \hat{\mathbf{g}}_{lk,j}^* q_{k,j} + \mu_m \mathbf{w}_m + \tilde{\mathbf{w}}_{ul,m} \quad (19)$$

进一步, 上行链路加性量化噪声 $\tilde{\mathbf{w}}_m$ 的协方差矩阵由式(4.20)给出

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{w}}_{ul,m}} = \mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{w}}_{ul,m} \tilde{\mathbf{w}}_{ul,m}^H\} = (\mu_m - \mu_m^2) \text{diag}\left(\mathbb{E}(\mathbf{y}_m \mathbf{y}_m^H)\right) \quad (20)$$

数据信号通过量化器后, 第 m 个 RAU 通过回程链路转发到 CPU 前应用接收滤波器。为简单起见, 本章仍然采用低复杂度最大比合并解耦接收信号, 这种方案运行开销较小并能在分布式架构上快速运行。受 RAU 计算能力的限制, 将接收信号 $\tilde{\mathbf{y}}_m$ 与 $\hat{\mathbf{g}}_{mu,j}^H$ 相乘进行预处理, 预处理后的数据通过前传链路发送到 CPU 进行后续识别[17], 则来自下行用户 u 的第 j 条天线传播的数据 $x_{u,j}$ 从聚合接收信号 $y_{u,j}$ 中被检测到

$$\begin{aligned} y_{u,j} &= \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mu,j}^H \tilde{\mathbf{y}}_m = \mu_m \sqrt{\bar{p}_{ul}} \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mu,j}^H \sum_{u'=1}^U \sum_{j'=1}^J \sqrt{\eta_{u'}} \mathbf{g}_{mu',j'} x_{u',j'} + \mu_m \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mu,j}^H \mathbf{w}_m \\ &\quad + \mu_m \sqrt{\bar{p}_{dl}} \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mu,j}^H \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{ml} \sum_{k=1}^K \sum_{j'=1}^J \sqrt{\mathcal{G}_{lk}} \hat{\mathbf{g}}_{lk,j'}^* q_{k,j'} + \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mu,j}^H \tilde{\mathbf{w}}_{ul,m} \end{aligned} \quad (21)$$

3. 系统和频谱效率研究

在本节中, 根据广义信道容量公式, 给出上行/下行总频谱效率的传统意义上的表达式。接着在基于多天线用户设备的网络辅助全双工无蜂窝大规模 MIMO 系统中使用与 Uaf 技术获得频谱效率的精确闭合表达式用于后续的系统整体性能分析[1]。该技术因其能够产生一个有效而紧密的表达式下界而在文献中被广泛采纳。此外, 这种方案能在用户设备仅获取统计 CSI 的条件下实现, 降低了系统运行开销。

根据香农容量公式, 得到基于完美信道状态信息上行和下行链路总遍历频谱效率

$$\mathbf{S}^{ul} = \frac{\tau - \tau_t}{\tau} \sum_{u=1}^U \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left| \mathbf{I}_J + \bar{p}_{ul} \eta_u \sum_{m=1}^M \mu_m \hat{\mathbf{G}}_{mu}^H \mathbf{G}_{mu} (\Omega_{ul}^{-1}) \sum_{m=1}^M \mu_m \mathbf{G}_{mu}^H \hat{\mathbf{G}}_{mu} \right| \right\} \quad (22)$$

$$\mathbf{S}^{dl} = \frac{\tau - \tau_t}{\tau} \sum_{k=1}^K \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left| \mathbf{I}_J + \bar{p}_{dl} \alpha_k \sum_{l=1}^L \mathcal{G}_{lk}^{1/2} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* (\Omega_{dl}^{-1}) \alpha_k \sum_{l=1}^L \mathcal{G}_{lk}^{1/2} \hat{\mathbf{G}}_{lk}^T \mathbf{G}_{lk} \right| \right\} \quad (23)$$

其中上行和下行的总噪声干扰

$$\Omega_{ul}^{-1} \triangleq \left(\bar{p}_{ul} \sum_{u' \neq u}^U \eta_{u'} \left| \sum_{m=1}^M \mu_m \hat{\mathbf{G}}_{mu'}^H \mathbf{G}_{mu'} \right|^2 + \bar{p}_{dl} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \mathcal{G}_{lk} \left| \sum_{m=1}^M \mu_m \hat{\mathbf{G}}_{mu}^H \mathbf{H}_{ml} \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \right|^2 + \left| \sum_{m=1}^M \mu_m \hat{\mathbf{G}}_{mu}^H \mathbf{w}_m \right|^2 + \left| \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{G}}_{mu}^H \tilde{\mathbf{w}}_{ul,m} \right|^2 \right)^{-1} \quad (24)$$

$$\Omega_{\text{dl}}^{-1} \triangleq \left(\bar{p}_{\text{dl}} \sum_{k' \neq k}^K \alpha_k^2 \left| \sum_{l=1}^L \mathcal{G}_{lk'}^{1/2} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^* \right|^2 + \sum_{u=1}^U \left| \alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{ul}}} \eta_u \mathbf{Q}_{ku} \right|^2 + \alpha_k \mathbf{n}_k (\alpha_k \mathbf{n}_k)^H + \tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k} \tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k}^H \right)^{-1} \quad (25)$$

在实际大规模 MIMO 系统中天线阵列采用瞬时 CSI 会导致计算复杂度过高,加之频谱效率(22)和(23)中对数函数 \log 外的数学期望很难利用数值计算求出并且简化为不含信道参量的闭合表达式,这给后续建立能效模型和性能分析带来不小的挑战。因此借助使用然后-忘记(UatF)技术,进一步计算上行/下行总 SE 闭合表达式的严格下界。

3.1. 下行频谱效率研究

定理 1: 对于数量有限可知的下行远端接入单元和用户设备,将网络辅助全双工技术与低精度 ADC 配置的多天线无蜂窝大规模 MIMO 融合,得到从下行 RAU m 发往用户 k 的链路频谱效率在共轭波束成形下闭合表达式严格下界

$$S_k = J \left(1 - \frac{\tau_t}{\tau} \right) \times \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \left(N \sum_{l=1}^L \sqrt{\mathcal{G}_{lk}} \lambda_{lk} \right)^2}{\Delta_k} \right) \quad (26)$$

其中,下行用户 k 处的总噪声干扰 Δ_k

$$\Delta_k \triangleq J \cdot N \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{k'=1}^K \sum_{l=1}^L \beta_{lk'} \mathcal{G}_{lk'} \lambda_{lk'} + J \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{ul}} \sum_{u=1}^U \eta_u \sigma_{\text{UE},ku} + \alpha_k^2 + \Lambda_{\text{dl},k} \quad (27)$$

在式(27)中,最后一项下行加性量化噪声 $\Lambda_{\text{dl},k}$

$$\Lambda_{\text{dl},k} = (\alpha_k - \alpha_k^2) \left(JN \cdot \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{k'=1}^K \sum_{l=1}^L \beta_{lk'} \mathcal{G}_{lk'} \lambda_{lk'} + J \cdot \bar{p}_{\text{ul}} \sum_{u=1}^U \eta_u \sigma_{\text{UE},ku} + \bar{p}_{\text{dl}} N^2 \left(\sum_{l=1}^L \sqrt{\mathcal{G}_{lk}} \lambda_{lk} \right)^2 + 1 \right) \quad (28)$$

具体的证明过程详见附录。

不失一般性,网络辅助全双工无蜂窝大规模 MIMO 网络的下行频谱效率可以概括为对所有下行用户端频谱效率和,即

$$S_{\text{dl}} = \sum_{k=1}^K S_k \quad (29)$$

3.2. 上行频谱效率研究

定理 2: 同样地,当 RAU 处配置含有低精度 ADC 的接收机后,每个下行用户存储着信道的统计信息,而不是用于数据检测的信道瞬时参数。对于有限数量范围内的 M, U, N, J , 用户端 u 上行频谱效率表达式的下界(化简后)被表示为

$$S_u = J \left(1 - \frac{\tau_t}{\tau} \right) \times \log_2 (1 + \text{SINR}_u) \quad (30)$$

其中,信号与干扰加噪声比 SINR_u 为

$$\text{SINR}_u = \frac{N \cdot \bar{p}_{\text{ul}} \eta_u \left(\sum_{m=1}^M \mu_m \lambda_{mu} \right)^2}{\Xi_u} \quad (31)$$

简化后的下行总噪声干扰 Ξ_u 具体由式(32)给出

$$\Xi_u \triangleq J \cdot \bar{p}_{ul} \sum_{u'=1}^U \eta_{u'} \sum_{m=1}^M \mu_m \lambda_{mu} \beta_{mu'} + JN \cdot \bar{p}_{dl} \sum_{m=1}^M \mu_m \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K g_{lk} \lambda_{mu} \sigma_{AP,ml} \gamma_{l\Gamma} \lambda_{lk} + \sum_{m=1}^M \mu_m \lambda_{mu} \quad (32)$$

考虑到定理 4.2 中式(4.43)推导所使用的方法和原理与本章中定理 1 基本相似, 为了精简文字篇幅, 推导过程请参考本节定理 1 和文献[12], 详细证明过程将不再本节中展开。

和下行发送数据一样, 上行总频谱效率 S_{ul} 被表示为

$$S_{ul} \triangleq \sum_{u=1}^U S_u \quad (33)$$

4. 仿真结果分析与讨论

本节利用 MATLAB 仿真软件, 验证了将多天线设备用于网络辅助全双工无蜂窝大规模 MIMO 中的性能和理论分析的正确性, 评估了 RAU 数目, ADC 量化位数和用户天线部署等重要参数对系统性能的影响并分析了网络辅助全双工技术下用户侧采用多天线结构的合理性。此外, 本节还从仿真上直观地研究了不同水平量化噪声干扰下的频谱 - 能量效率权衡问题。

4.1. 参数初始设置和大尺度衰落建模

本文假定所有的远端接入单元和用户设备独立均匀分布在 $D \times D$ km² 区域内, 它的边缘被八个相同的服务区紧密包裹以避免边界效应[18]。根据 COST-231 Hata 模型, 在瑞利衰落环境下, 大尺度衰落系数 (以 β_{ab} 为例)建模为路径损耗和阴影衰落的乘积, 即

$$\beta_{ab} = PL_{ab} \cdot 10^{\frac{\sigma_{sh} \cdot z_{ab}}{10}} \quad (34)$$

其中阴影衰落标准差 σ_{sh} 在文献中通常取 8 dB 并且 $z_{ab} \sim \mathcal{N}(0,1)$, 路径损失函数 PL_{ab} (dB)由文献[19]给出

$$PL_{ab} = \begin{cases} -140.7 - 35 \lg(d_{ab}), & \text{if } d_{ab} > d_1, \\ -140.7 - 15 \lg(d_1) - 20 \lg(d_{ab}), & \text{if } d_0 < d_{ab} \leq d_1, \\ -140.7 - 15 \lg(d_1) - 20 \lg(d_0), & \text{if } d_{ab} \leq d_0, \end{cases} \quad (35)$$

在式(35)中 d_{ab} 即远端接入单元和用户间的水平距离。对于各传输阶段的归一化信噪比 \bar{p}_p 、 \bar{p}_{dl} 和 \bar{p}_{ul} , 它们等于各自的传输功率与噪声功率 N_0 之比。在导频成对正交的前提下 $\tau_1 \triangleq JK + JU$ 。考虑到实际场景中设备部署的随机性, 图中的每条仿真曲线都是平均超过 10,000 个远端接入单元-用户位置生成。除特别说明外, 参数默认取值见表 2。

Table 2. System simulation parameter settings
表 2. 系统仿真参数设置

| 系统参数 | 数值 |
|-----------------|---------|
| 相干间隔长度 τ | 400 |
| 导频功率 p_p | 0.1 W |
| 上行传输功率 p_{ul} | 0.1 W |
| 下行传输功率 p_{dl} | 0.1 W |
| 噪声功率 N_0 | -92 dBm |
| 方形区域边长 D | 1 km |

续表

| | |
|---|------------|
| ADC 量化精度 ρ_a^{RAU} 、 ρ_k^{UE} | 2 bit |
| 信号带宽 B | 20 MHz |
| 干扰残余系数 γ_{IT} | -20 dB |
| 距离常量 d_0 和 d_1 | 10 m, 50 m |

4.2. 仿真结果分析

和第三章一样, 本节首先采用蒙特卡洛模拟平均超过 5000 个小尺度衰落因子对所推闭合表达式(26)和(30)的紧密性进行了验证, 其中上行和下行的模拟值分别基于式(22)和(23)绘制。初始化所有大尺度衰落系数为 1, 远端接入单元和用户侧天线数 $N = J = 2$, 干扰残余系数 $\theta_{\text{IT}} = 1$ 。为了便于分析, 上行链路采用等功率传输, 下行功率控制系数 $\eta_u = J^{-1}$ 。

当上行用户和下行用户数均为 40, 总频谱效率随远端接入单元数目的变化图如图 2 所示。从图中能够看出, 无论是上行链路还是下行链路, 解析解与蒙特卡洛模拟值拟合程度均符合预期, 证实了定理 1 和定理 2 的准确性; 对于蒙特卡洛模拟值, 它总是略高于理论分析值, 进一步表明通过 Uatf 准则推导出的闭合表达式是一个严格的下界。值得注意的是, 尽管上行/下行总频谱效率与远端接入单元数目有着明显的正相关性, 但是上行频谱效率的增幅远小于下行并有收敛的趋势。究其根源在于式(30)中上行交叉链路干扰直接随着远端接入单元 M 和 L 增加而成倍增涨, 特别是在 $\gamma_{\text{IT}} = 1$ 的假设下, 成为了影响用户上行容量的最重要因素, 而用户间的交叉干扰则不受其影响。综上所述, 在智能车站等设备集中运行的环境中, 必须对 RAU 间交叉链路干扰做出合理的控制, 从而最大化整体的系统性能。

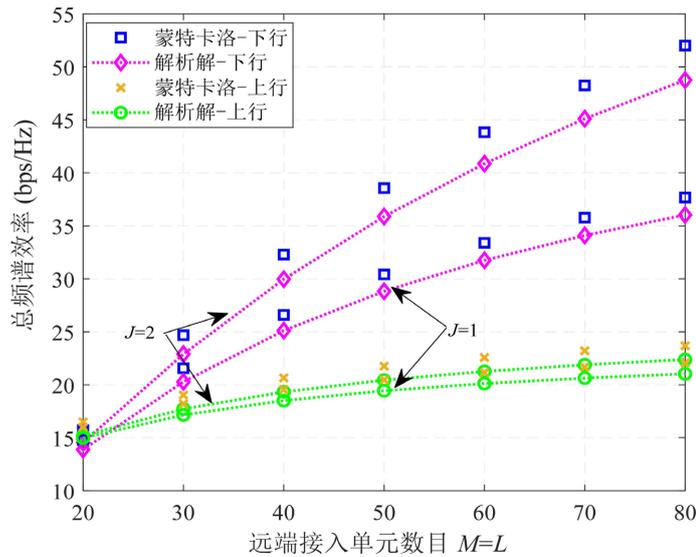


Figure 2. Relationship diagram between system uplink/downlink spectrum efficiency and the number of remote access units

图 2. 系统上行/下行频谱效率和远端接入单元数目之间的关系图

图 3 对比了多天线用户和单天线用户场景下, ADC 量化位数 ρ_a^{RAU} (ρ_k^{UE}) 对于网络辅助全双工无蜂窝大规模 MIMO 系统上行和下行频谱效率的影响。设定参数 $M = L = 40$ 、 $K = U = 20$ 并且所有仿真曲线基于定理 1 和定理 2 中的解析解生成。从图 3 中观察到, 上行/下行和频谱效率随着 ADC 量化位数的

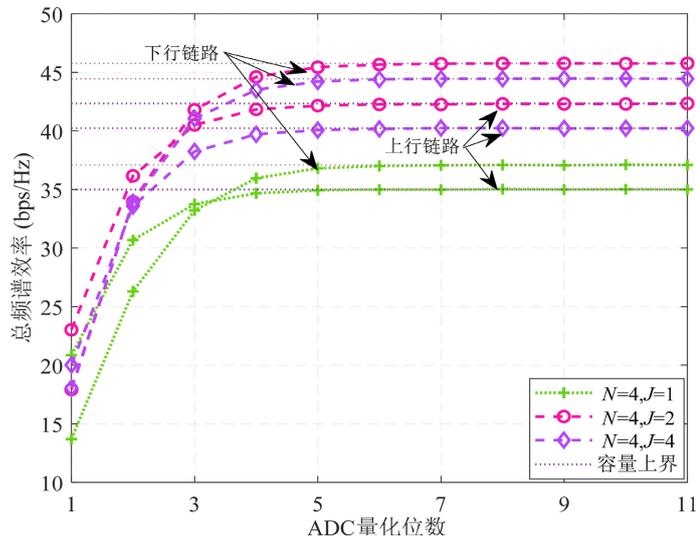


Figure 3. The relationship between total spectral efficiency and ADC quantization bits under different system parameter settings

图 3. 不同系统参数设置下的总频谱效率与 ADC 量化位数的关系图

增加而增加，并且当 ρ_a^{RAU} 大于 5 bit 和 ρ_k^{UE} 大于 6 bit 时，它们分别收敛于一个恒定值。很明显 ADC 采用 1~2 bit 量化后，上行比下行具有更好的和频谱性能。这是因为在式(26)中，量化噪声和下行的期望信号具有相同的阶数(均为一阶)，而在式(30)中上行期望信号的阶数则高于量化噪声(二阶和一阶)。这就导致在低量化位数下，量化噪声占据主导地位，其对于下行信号传输的抑制比在上行中更显著。值得注意的是，当用户侧配置少量天线通信时，增加用户天线数目 J 确实有助于网络辅助全双工系统性能进一步提升。

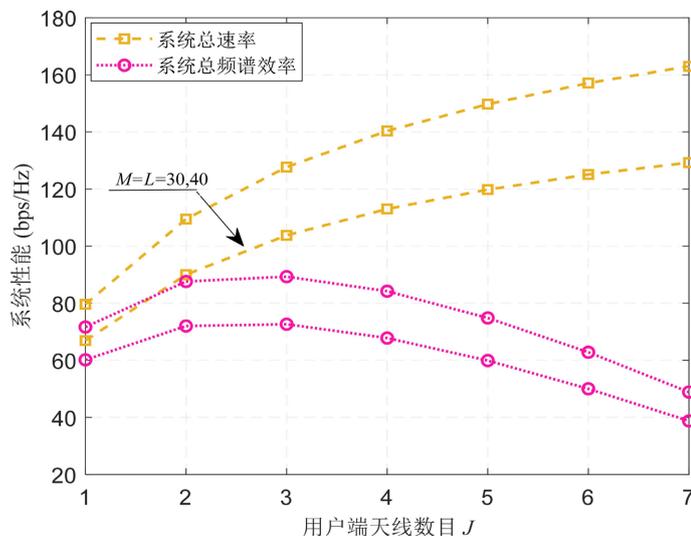


Figure 4. Relationship diagram between the number of antennas per user and system performance

图 4. 每个用户天线数目与系统性能的关系图

为进一步探究网络辅助全双工无蜂窝大规模 MIMO 系统中使用多天线用户设备的可行性，图 4 中引入系统总速率(每个用户的可达速率算数求和)的概念。根据前文分析，设置 $\rho_a^{\text{RAU}} = 5 \text{ bit}$ 、 $\rho_k^{\text{UE}} = 6 \text{ bit}$ ，用

户数目分别为 $M = L = 40$ 和 30 两种情况。通过该仿真图可以看出, 存在一个最优天线数目 J 使得系统总频谱效率最大, 当天线数小于最优用户天线数时, 总频谱效率随之增大; 相反, 在最值点右侧它随用户的天线数量的增加而减小。这是由于在导频序列相互正交的假设下, 增加用户的天线将有效地增加独立信道数和自由度; 然而随着天线数 J 继续增加, 用户端的每条天线需要分配不同的导频序列, 信道估计开销 $\tau_i = JK + JU$ 将显著增加。在这种情况下信道估计开销主导了自由度。与之相反, 系统总速率与用户天线数 J 呈现出标准的递增关系。因此, 多天线用户设备在网络辅助全双工模式的无蜂窝大规模 MIMO 系统频谱效率和容量的提升方面仍旧具有优越性。

5. 结束语

本文基于远端接入单元与下行用户同时配备低精度模数转换器的系统假设, 对面向多天线用户的网络辅助全双工无蜂窝大规模 MIMO 系统进行了全面性能分析。针对实际通信场景中不可避免的信道估计误差, 本研究首先建立了不完美信道状态信息下的理论分析框架, 严格推导了上行与下行链路可达速率的闭合表达式下界, 并进一步量化评估了系统的整体频谱效率。在此基础上, 通过参数化建模与数值仿真, 深入探讨了 RAU 部署的密集程度、用户端天线数目以及 ADC 量化精度等关键因素对系统性能的影响。仿真结果表明, 尽管用户端采用多天线结构会引入额外的交叉链路干扰, 但总体而言, 在基于网络辅助全双工技术的无蜂窝大规模 MIMO 架构中, 通过合理增加用户天线数量仍能实现系统性能的显著提升。除此之外, 研究还揭示了当远程接入单元采用 5~6 bit ADC 以平衡运行成本与性能时, 为实现最优频谱效率, 下行用户设备中 ADC 的量化位数需略高于远端接入单元, 最佳工作点集中在 6~7 bit 范围内, 这一发现为未来系统中 ADC 精度的协同优化提供了重要参考。

基金项目

国家自然科学基金企业创新发展联合基金项目: U24B20187 (Enterprise Innovation and Development Joint Fund of the National Natural Science Foundation of China under Grant No. U24B20187)。

参考文献

- [1] Ngo, H.Q., Ashikhmin, A., Yang, H., Larsson, E.G. and Marzetta, T.L. (2017) Cell-Free Massive MIMO versus Small Cells. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **16**, 1834-1850. <https://doi.org/10.1109/twc.2017.2655515>
- [2] 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.
- [3] Ammar, H.A., Adve, R., Shahbazpanahi, S., Boudreau, G. and Srinivas, K.V. (2022) User-Centric Cell-Free Massive MIMO Networks: A Survey of Opportunities, Challenges and Solutions. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, **24**, 611-652. <https://doi.org/10.1109/comst.2021.3135119>
- [4] Elhoushy, S., Ibrahim, M. and Hamouda, W. (2022) Cell-Free Massive MIMO: A Survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, **24**, 492-523. <https://doi.org/10.1109/comst.2021.3123267>
- [5] Wang, D., Wang, M., Zhu, P., Li, J., Wang, J. and You, X. (2020) Performance of Network-Assisted Full-Duplex for Cell-Free Massive MIMO. *IEEE Transactions on Communications*, **68**, 1464-1478. <https://doi.org/10.1109/tcomm.2019.2962158>
- [6] Hu, Y., Ge, H., Wang, H. and Wang, D. (2021) Spectral Efficiency of Network-Assisted Full-Duplex for Cell-Free Massive MIMO System under Pilot Contamination. *IEEE Access*, **9**, 110826-110841. <https://doi.org/10.1109/access.2021.3100491>
- [7] Xia, X., Wang, D., Zhao, J., Zhang, Z. and You, X. (2023) Joint Energy Harvesting and Transmission Optimization for Cell-Free Massive MIMO with Network-Assisted Full Duplexing. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **72**, 7439-7453. <https://doi.org/10.1109/tvt.2023.3238723>
- [8] Zhu, Y., Li, J., Zhu, P., Wu, H., Wang, D. and You, X. (2021) Optimization of Duplex Mode Selection for Network-Assisted Full-Duplex Cell-Free Massive MIMO Systems. *IEEE Communications Letters*, **25**, 3649-3653. <https://doi.org/10.1109/lcomm.2021.3105918>

-
- [9] Fukue, S., Freitas de Abreu, G.T. and Ishibashi, K. (2023) Network-Assisted Full-Duplex Millimeter-Wave Cell-Free Massive MIMO with Localization-Aided Inter-User Channel Estimation. 2023 *International Conference on Information Networking (ICOIN)*, Bangkok, 11-14 January 2023, 13-18. <https://doi.org/10.1109/icoin56518.2023.10048919>
- [10] Xia, X., Fan, Z., Luo, W., Lu, A., Wang, D., Zhao, X., *et al.* (2023) Joint Uplink Power Control, Downlink Beamforming, and Mode Selection for Secrecy Cell-Free Massive MIMO with Network-Assisted Full Duplexing. *IEEE Systems Journal*, **17**, 720-731. <https://doi.org/10.1109/jsyst.2022.3188514>
- [11] Mai, T.C., Ngo, H.Q. and Duong, T.Q. (2019) Uplink Spectral Efficiency of Cell-Free Massive MIMO with Multi-Antenna Users. 2019 *3rd International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom)*, Hanoi, 21-22 March 2019, 126-129. <https://doi.org/10.1109/sigtelcom.2019.8696221>
- [12] Mai, T.C., Ngo, H.Q. and Duong, T.Q. (2020) Downlink Spectral Efficiency of Cell-Free Massive MIMO Systems with Multi-Antenna Users. *IEEE Transactions on Communications*, **68**, 4803-4815. <https://doi.org/10.1109/tcomm.2020.2990951>
- [13] Zhou, M., Yang, L. and Zhu, H. (2021) Sum-SE for Multigroup Multicast Cell-Free Massive MIMO with Multi-Antenna Users and Low-Resolution DACs. *IEEE Wireless Communications Letters*, **10**, 1702-1706. <https://doi.org/10.1109/lwc.2021.3077900>
- [14] Masoumi, H., Emadi, M.J. and Buzzi, S. (2022) Coexistence of D2D Communications and Cell-Free Massive MIMO Systems with Low Resolution ADC for Improved Throughput in beyond-5g Networks. *IEEE Transactions on Communications*, **70**, 999-1013. <https://doi.org/10.1109/tcomm.2021.3129928>
- [15] Zhang, J., Dai, L., He, Z., Ai, B. and Dobre, O.A. (2019) Mixed-ADC/DAC Multipair Massive MIMO Relaying Systems: Performance Analysis and Power Optimization. *IEEE Transactions on Communications*, **67**, 140-153. <https://doi.org/10.1109/tcomm.2018.2869596>
- [16] Bjornson, E., Sanguinetti, L., Hoydis, J. and Debbah, M. (2015) Optimal Design of Energy-Efficient Multi-User MIMO Systems: Is Massive MIMO the Answer? *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **14**, 3059-3075. <https://doi.org/10.1109/twc.2015.2400437>
- [17] Bashar, M., Cumanan, K., Burr, A.G., Debbah, M. and Ngo, H.Q. (2019) On the Uplink Max-Min SINR of Cell-Free Massive MIMO Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **18**, 2021-2036. <https://doi.org/10.1109/twc.2019.2892463>
- [18] Ngo, H.Q., Ashikhmin, A., Yang, H., Larsson, E.G. and Marzetta, T.L. (2015) Cell-Free Massive MIMO: Uniformly Great Service for Everyone. 2015 *IEEE 16th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, Stockholm, 28 June 2015-1 July 2015, 201-205. <https://doi.org/10.1109/spawc.2015.7227028>
- [19] Ngo, H.Q., Tran, L., Duong, T.Q., Matthaiou, M. and Larsson, E.G. (2018) On the Total Energy Efficiency of Cell-Free Massive MIMO. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, **2**, 25-39. <https://doi.org/10.1109/tgcn.2017.2770215>

附录

基于使用 - 然后忘记(Uatf)准则, 参照文献[12] [13]中多天用户无蜂窝系统的下行通信研究, 第 k 个下行用户可实现的频谱效率被写为

$$S_k = \left(1 - \frac{\tau_1}{\tau}\right) \times \log_2 \left| \mathbf{I}_J + \bar{\mathbf{D}}_k^H \Theta_k^{-1} \bar{\mathbf{D}}_k \right| \quad (36)$$

其中, 期望信号 $\bar{\mathbf{D}}_k$ 和总噪声干扰矩阵 Θ_k 被具体表示为

$$\bar{\mathbf{D}}_k \triangleq \mathbb{E} \left\{ \alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{dl}}} \sum_{l=1}^L \mathfrak{g}_{lk}^{1/2} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \right\} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \Theta_k \triangleq & \mathbb{E} \left\{ \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{k'=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^L \mathfrak{g}_{lk'}^{1/2} \mathbf{G}_{lk'}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^* \mathfrak{g}_{lk'}^{1/2} \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^T \mathbf{G}_{lk'}^* \right\} + \mathbb{E} \left\{ \sum_{u=1}^U \alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{ul}} \eta_u} \mathbf{Q}_{ku} \left(\alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{ul}} \eta_u} \mathbf{Q}_{ku} \right)^H \right\} \\ & + \mathbb{E} \left\{ \tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k} \tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k}^H \right\} - \bar{\mathbf{D}}_k \bar{\mathbf{D}}_k^H + \alpha_k^2 \mathbf{I}_J \end{aligned} \quad (38)$$

为了推导定理 1 中闭合表达式下界 S_k , 首先需要计算式(37)和(38)。在计算式(4.27)之前, 给出以下的引理: 若 $M \times N$ 维的矩阵 \mathbf{A} 每个元素均为独立不相关的随机变量, 且对于任意的 $a_{mn} = [\mathbf{A}]_{mn}$ 满足 $[\mathbf{A}]_{mn} \sim \mathcal{CN}(0, a)$, 则有 $\mathbb{E}[\mathbf{A}^H \mathbf{A}] = Ma \times \mathbf{I}_N$ 和 $\mathbb{E}[\mathbf{A} \mathbf{A}^H] = Na \times \mathbf{I}_M$ 。此处部分证明参考了文献[], 故下文推导过程只给出关键步骤。

1) 根据上文中的引理, 计算期望信号矩阵 $\bar{\mathbf{D}}_k$:

$$\bar{\mathbf{D}}_k = \mathbb{E} \left\{ \alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{dl}}} \sum_{l=1}^L \mathfrak{g}_{lk}^{1/2} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \right\} = \alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{dl}}} \mathbb{E} \left\{ \sum_{l=1}^L \mathfrak{g}_{lk}^{1/2} \left(\hat{\mathbf{G}}_{lk}^T + \mathbf{E}_{lk}^T \right) \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \right\} = N \alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{dl}}} \sum_{l=1}^L \mathfrak{g}_{lk}^{1/2} \lambda_{lk} \mathbf{I}_J \quad (39)$$

其中 $\mathbf{E}_{lk} = \mathbf{G}_{lk} - \hat{\mathbf{G}}_{lk}$ 表示信道的估计误差矩阵, 由最小均方误差估计特性知它与估计矩阵 $\hat{\mathbf{G}}_{lk}$ 独立不相关。

2) 考虑到式(37)中前三项期望值独立不相关, 因而能够拆分成独立的三项分别计算, 首先计算式(37)中第一项:

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} \left\{ \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{k'=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^L \alpha_k^2 \mathfrak{g}_{lk'}^{1/2} \mathbf{G}_{lk'}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^* \mathfrak{g}_{lk'}^{1/2} \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^T \mathbf{G}_{lk'}^* \right\} \\ & = \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \mathbb{E} \left\{ \sum_{l=1}^L \mathfrak{g}_{lk} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \hat{\mathbf{G}}_{lk}^T \mathbf{G}_{lk}^* \right\} + \alpha_k^2 \mathbb{E} \left\{ \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{k' \neq k}^K \sum_{l=1}^L \mathfrak{g}_{lk'} \mathbf{G}_{lk'}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^* \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^T \mathbf{G}_{lk'}^* \right\} \\ & \quad + \alpha_k^2 \mathbb{E} \left\{ \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{l=1}^L \sum_{i \neq l}^L \mathfrak{g}_{lk}^{1/2} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \mathfrak{g}_{lk}^{1/2} \hat{\mathbf{G}}_{lk}^T \mathbf{G}_{lk}^* \right\} \\ & = \alpha_k^2 \mathbb{E} \left\{ \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{k' \neq k}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i \neq l}^L \mathfrak{g}_{lk'}^{1/2} \mathbf{G}_{lk'}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^* \mathfrak{g}_{lk'}^{1/2} \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^T \mathbf{G}_{lk'}^* \right\} \end{aligned} \quad (40)$$

其中等式右边第一项 $i=l$ $k'=k$ 具体解析式

$$\begin{aligned} \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \mathbb{E} \left\{ \sum_{l=1}^L \mathfrak{g}_{lk} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \hat{\mathbf{G}}_{lk}^T \mathbf{G}_{lk}^* \right\} & = \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{l=1}^L \mathbb{E} \left\{ \mathfrak{g}_{lk} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \hat{\mathbf{G}}_{lk}^T \mathbf{G}_{lk}^* \right\} \\ & = \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{l=1}^L \left(N^2 \bar{p}_{\text{dl}} \mathfrak{g}_{lk} \lambda_{lk}^2 + NJ \mathfrak{g}_{lk} \beta_{lk} \lambda_{lk} \right) \mathbf{I}_J \end{aligned} \quad (41)$$

第二项 $i=l$ $k' \neq k$ 具体解析式

$$\begin{aligned} \alpha_k^2 \mathbb{E} \left\{ \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{k' \neq k}^K \sum_{l=1}^L \mathfrak{g}_{lk'}^{1/2} \mathbf{G}_{lk'}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^* \mathfrak{g}_{lk'}^{1/2} \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^T \mathbf{G}_{lk'}^* \right\} & = \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{l=1}^L \sum_{k' \neq k}^K \mathbb{E} \left\{ \mathfrak{g}_{lk'} \mathbf{G}_{lk'}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^* \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^T \mathbf{G}_{lk'}^* \right\} \\ & = \left(NJ \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{l=1}^L \beta_{lk} \sum_{k' \neq k}^K \mathfrak{g}_{lk'} \lambda_{lk'} \right) \mathbf{I}_J \end{aligned} \quad (42)$$

第三项 $i \neq l$ $k' = k$ 具体解析式

$$\begin{aligned} \alpha_k^2 \mathbb{E} \left\{ \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{l=1}^L \sum_{i \neq l}^L \mathcal{G}_{lk}^{1/2} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \mathcal{G}_{lk}^{1/2} \hat{\mathbf{G}}_{lk}^T \mathbf{G}_{ik}^* \right\} &= \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \mathbb{E} \left\{ \sum_{l=1}^L \sum_{i \neq l}^L \mathcal{G}_{lk}^{1/2} \mathcal{G}_{ik}^{1/2} \mathbf{G}_{lk}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk}^* \hat{\mathbf{G}}_{ik}^T \mathbf{G}_{ik}^* \right\} \\ &= \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} N^2 \sum_{l=1}^L \sum_{i \neq l}^L \mathcal{G}_{lk}^{1/2} \mathcal{G}_{ik}^{1/2} \lambda_{lk} \lambda_{ik} \mathbf{I}_J \end{aligned} \quad (43)$$

由不同信道之间的独立不相关性和上文的引理可知，对于第四项 $i \neq l$ $k' \neq k$ 具体解析式

$$\alpha_k^2 \mathbb{E} \left\{ \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{k' \neq k}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i \neq l}^L \theta_{lk'}^{1/2} \mathbf{G}_{lk'}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^* \theta_{lk'}^{1/2} \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^T \mathbf{G}_{ik}^* \right\} = \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} \mathbb{E} \left\{ \sum_{k' \neq k}^K \sum_{l=1}^L \sum_{i \neq l}^L \mathcal{G}_{lk'}^{1/2} \mathcal{G}_{ik'}^{1/2} \mathbf{G}_{lk'}^T \hat{\mathbf{G}}_{lk'}^* \hat{\mathbf{G}}_{ik'}^T \mathbf{G}_{ik}^* \right\} = \mathbf{O}_{J \times J} \quad (44)$$

3) 计算式(37)中第二项上行用户发送的数据造成的交叉链路干扰:

$$\mathbb{E} \left\{ \sum_{u=1}^U \alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{ul}}} \eta_u \mathbf{Q}_{ku} \left(\alpha_k \sqrt{\bar{p}_{\text{ul}}} \eta_u \mathbf{Q}_{ku} \right)^H \right\} = \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{ul}} \sum_{u=1}^U \mathbb{E} [\mathbf{Q}_{ku} \mathbf{Q}_{ku}^H] = J \cdot \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{ul}} \sum_{u=1}^U \eta_u \sigma_{\text{UE},ku} \mathbf{I}_J \quad (45)$$

4) 计算式(37)中的第三项量化噪声干扰矩阵 $\mathbb{E} \{ \tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k} \tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k}^H \}$

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \{ \tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k} \tilde{\mathbf{n}}_{\text{dl},k}^H \} &= \alpha_k (1 - \alpha_k) \left(NJ \cdot \bar{p}_{\text{dl}} \sum_{k'=1}^K \sum_{l=1}^L \beta_{lk'} \mathcal{G}_{lk'} \lambda_{lk'} + J \cdot \bar{p}_{\text{ul}} \sum_{u=1}^U \eta_u \sigma_{\text{UE},ku} \right) \mathbf{I}_J \\ &= \alpha_k (1 - \alpha_k) \left(\bar{p}_{\text{dl}} N^2 \left(\sum_{l=1}^L \sqrt{\mathcal{G}_{lk}} \lambda_{lk} \right)^2 + 1 \right) \mathbf{I}_J \end{aligned} \quad (46)$$

5) 最后计算式(37)中的第四项 $\bar{\mathbf{D}}_k \bar{\mathbf{D}}_k^H$ ，对式(39)作共轭转置运算，得到

$$\bar{\mathbf{D}}_k \bar{\mathbf{D}}_k^H = \alpha_k^2 \bar{p}_{\text{dl}} N^2 \left(\sum_{l=1}^L \sqrt{\mathcal{G}_{lk}} \lambda_{lk} \right)^2 \mathbf{I}_J \quad (47)$$

根据计算的结果整理式(41)~(44)后带入到式(40)中，接着将式(39)和(40)分别带入式(36)的对应位置。最后通过行列式及对数运算的基本性质进行几次代数运算化简式(36)中的 $\log_2 |\mathbf{I}_J + \bar{\mathbf{D}}_k \Psi_k^{-1} \bar{\mathbf{D}}_k^H|$ ，即可得到 S_k ，定理 1 得证。