

# 低分辨率ADCs/DACs和低质量RF链技术辅助的D2D协助去蜂窝大规模MIMO系统

李金文<sup>1,2</sup>, 万安平<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>安徽理工大学机械工程学院, 安徽 淮南

<sup>2</sup>浙大城市学院机电系, 浙江 杭州

收稿日期: 2024年1月18日; 录用日期: 2024年2月21日; 发布日期: 2024年2月29日

## 摘要

为了有效地解决当前频谱资源稀缺的问题, 同时满足未来对大规模的无线接入和高速率的急剧需求, 本文提出了低分辨率模数转换(analog-to-digital converters, ADCs)/数模转换(digital-to-analog converters, DACs)和低质量射频(radio frequency, RF)链技术辅助的终端直连(device-to-device, D2D)协助去蜂窝大规模多入多出(multiple-input multiple-output, MIMO)系统, 通过D2D分担数据传输压力, 低分辨率ADCs/DACs和低质量RF链技术可用于减少硬件开销, 从而提升系统传输速率与能量效率。研究发现增加接入点(access points, APs) APs数量、AP天线数量和D2D用户(D2D user, DUE)天线数量可以有效地提升系统的总速率, 当比特数等于16或质量因子等于1时, 系统总速率和总能量效率达到最优。此外, 增加DUEs密度可以极大地提升系统的性能。研究结果为未来去蜂窝大规模MIMO的实际部署提供了参考方案。

## 关键词

去蜂窝大规模MIMO, D2D, ADCs/DACs, RF, 总速率, 能量效率

## RF Impairments for D2D-Aided Cell-Free Massive MIMO with Low-Resolution ADCs/DACs

Jinwen Li<sup>1,2</sup>, Anpin Wan<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>School of Mechanical Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan Anhui

<sup>2</sup>Department of Mechanical Engineering, Hangzhou City University, Hangzhou Zhejiang

## Abstract

To effectively solve the problem of spectrum scarcity and meet the sharp demand for large-scale wireless access and high speed in the future, this paper proposes the radio frequency (RF) impairments for device-to-device (D2D)-aided cell-free massive multiple-input multiple-output (MIMO) with low-resolution analog-to-digital converters (ADCs)/digital-to-analog converters (DACs). Through D2D to share the data transmission pressure, low-resolution ADCs/DACs, and low-quality RF chain technology can reduce the hardware overhead, thereby improving the system transmission rate and energy efficiency. It is found that increasing the number of access points (APs), AP antennas, and D2D user (DUE) antennas can effectively improve the sum rate of the system. When bits = 16 or quality factor = 1, the system's sum rate and energy efficiency are optimal. In addition, increasing the density of DUEs can greatly improve the system's performance. The results provide a reference for the future deployment of cell-free massive MIMO.

## Keywords

Cell-Free Massive MIMO, D2D, ADCs/DACs, RF, Sum Rate, Energy Efficiency

Copyright © 2024 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

为了满足当前急剧增长的无线数据需求, 学界为即将到来的超越 5G 和第六代提出了全新的物理层方案—去蜂窝大规模多输入多输出(cell-free massive multiple-input multiple-output, CF-mMIMO), 此基础设施可通过提供分集与空间以增强系统链路可靠性、频谱效率(spectral efficiency, SE)和能量效率(energy efficiency, EE) [1] [2] [3] [4]。基于此, 所有接入点(access points, APs)将不分蜂窝边界共同所有用户提供服务, 并且, 由于它可以同时获得大规模 MIMO 和分布式 MIMO 的优势, 因此其被认为是对传统通信模式的一次里程碑式革命[5] [6]。

在 2017 年首次提出 CF-mMIMO 距今已有许多的相关研究成果, 研究为如何提升系统性能提供了清晰明了的解决方案。尽管 CF-mMIMO 在学界理论研究中具有巨大优势, 但在有效部署前仍需解决一系列实际困难[7] [8] [9]。然而, 上述卓越性能是假设基于理想硬件。实际上, 数字信号处理(digital signal processing, DSP)技术已被集成到现代通信系统中。在典型的 CF-mMIMO 系统中, 在 AP 上实现的射频(radio frequency, RF)链路数量与天线数量成正比, 这无疑会带来巨大的硬件成本和系统功耗。因此, 利用高分辨率模数转换器(analog-to-digital converters, ADCs)/数模转换器(digital-to-analog converters, DACs)并不适用于具有多天线的众多 APs。

最近, 随着低分辨率量化技术的发展与应用, 针对上述问题, 业界已经取得了显著的效果。其中, 文献[10]提出了在 AP 和用户两端都采用低分辨率 ADC 的 CF-mMIMO 系统, 并研究了 ADC 分辨率比特分配方案。考虑到多组多播比一般的单播更高效, 文献[11]随即详细研究了低分辨率 DAC 协助的多组多

播 CF-mMIMO。

考虑到容量受限的前传链路可能会极大地影响系统性能, 作者 G. Femenias 深入研究并得出了低分辨率 ADC 辅助的前传带宽受限的 CF-mMIMO 系统的解析闭式表达式[12]。基于可重构智能表面(reconfigurable intelligent surface, RIS)的低功耗、低成本和高效率等优势, 作者 ZhangX. 讨论了 RIS 辅助的 CF-mMIMO 系统中低分辨率 ADC/DAC 的安全传输[13]。此外, 为了减少上行链路训练开销, 提出一种高效的信道估计方案, 文献[14]-[16]分别提出了低分辨率 ADC 辅助的全双工(full-duplex, FD) CF-mMIMO 系统, 在 AP 处和用户处考虑了 SE 和 EE 之间的折衷并允许 AP 在同一频率资源上同时发射和接收。在文献[17]和[18]中, 分别研究了低分辨率辅助基于 Rician 衰落信道和大规模衰落解码的 CF-mMIMO 系统。考虑到多天线安装在有限的物理空间和散射条件较差, 作者 ZhangJ. 和 ZhouM. 分别研究了空间相关瑞利衰落信道下的低分辨率 ADCs 协助 CF-mMIMO [19] [20]。在 Rician 空间相关衰落信道设置下, 在文献[21]中, 提出了基于两层解码方案, 通过考虑同相和正交相位不平衡(the in-phase and quadrature-phase imbalance, IQI)和量化损耗, 描述了上行链路 CF-mMIMO 系统的 IQI。此外, 它为现有的系统架构提供了新的见解。

为了有效解决前传链路的速率限制, 文献[22]提出了新的联合信道和数据估计方案。考虑到终端直连(device to device, D2D)可用于缓解无线传输压力、降低延迟等问题, 基于此, 文献[23]和[24]分别研究了 D2D 协助的 CF-mMIMO 系统, 有效缓解了日益增长的无线接入需求。作者 XuL. 提出了上行 mMIMO 系统的低分辨率 ADC 分辨率和 RF 损伤问题。结果表明, 硬件损伤对信道估计误差有非零的影响, 并对 ADCs 的分辨率和 RF 损伤进行了补偿[24]。在文献[25]和[26]中, 分别考虑了高斯射频损伤模型(Gaussian RF impairment model, GRFIM)和加性量化噪声型号(additive quantization noise model, AQNM)和具有 RF 损伤和低分辨率 ADC/DAC 的 CF-mMIMO 系统的安全传输问题, 在这种情况下, AP 和合法用户的低分辨率量化都会影响系统的安全性。在文献[27]中, 考虑到 APs 和用户的下行链路导频和 RF 损伤, 通过考虑空间相关的 Rician 衰落信道, 对全双工的 CF-mMIMO 系统进行了分析和优化, 最后, 使用块最小最大化方法对 EE 进行了最大化。

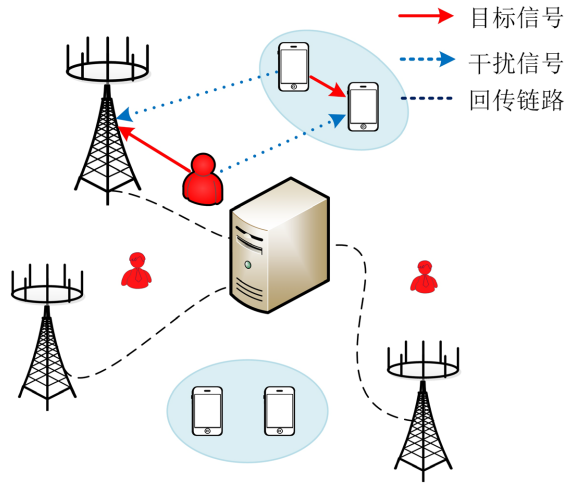
由于数据和信道估计在转发给中央处理器(central processing unit, CPU)之前将由 AP 进行量化, 为了更好的减少前传链路上的传输负担, 满足“双碳”环保, 更高效利用硬件资源、减少功率消耗, 因此, 本文研究了低分辨率 ADCs/DACs 和低质量 RF 链对系统的影响, 提出低分辨率 ADCs/DACs 和低质量 RF 链对 D2D 协同 CF-mMIMO 系统。首先通过最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)方法获取信道估计。然后通过低分辨率 ADCs/DACs 量化和低质量 RF 链处理, 经推导分别得出了各种传输链路中用户的上行闭合表达式。研究表明, 存在最佳的比特数量, 可以使系统达到最大可达总速率以及最佳的质量因子使系统达到最佳功耗。此外, 通过提高质量因子、D2D 的密度和 AP 天线数量能分别有效提升系统 EE。

## 2. 系统模型

### 2.1. 系统描述

如图 1 所示, 本文考虑了, 其中  $M$  个随机分布的 APs 向  $K$  个单播用户(cell-free users, CFUE)提供服务。假设系统中每个 AP 配置  $N_A$  个天线, 每个多播组有  $K$  个用户。此外,  $L$  个 D2D 用户(D2D users, DUEs)对复用去蜂窝系统的时频资源且每个 DUE 都配置了  $N_D$  个天线。所有的 APs 都通过光缆或无线回程与公用的 CPU 进行链路连接。

本文采用时分双工(time-division duplexing, TDD)协议, 即通过上行链路进行信道估计所获取的不完全信道状态信息(channel state information, CSI)来进行上行链路传输。



**Figure 1.** Cell-free Massive MIMO architecture for mixed D2D and unicast transport

**图 1.** 混合 D2D 和单播传输的去蜂窝大规模 MIMO 架构

## 2.2. 系统建模

对于单播传输层的第  $k$  个 CFUE 到第  $m$  个 AP 的信道传输矢量用  $\mathbf{g}_{mk}$  表示, 可以建模为

$$\mathbf{g}_{mk} = \beta_{mk}^{1/2} \mathbf{h}_{mk}, \quad (1)$$

其中,  $\beta_{mk}$  表示从第  $k$  个 CFUE 到第  $m$  个 AP 的大规模衰落 (large-scale fading, LSF) 系数, 向量  $\mathbf{h}_{mk}$  表示 SSF 向量且其分量服从均值为 0, 方差为 1 的独立同分布 (independent and identical distributed, i.i.d.) 的圆对称复高斯 (circularly symmetric complex Gaussian, CSCG) 随机变量, 即满足  $\mathcal{CN}(0,1)$ 。

同样的, 对于 D2D 层的第  $l$  对 D2D 用户, 则其发送端到接收端的信道矩阵  $\mathbf{G}_{ll'}$   $\in \mathbb{C}^{N_D \times N_D}$  可以表示为

$$\mathbf{G}_{ll'} = \beta_{ll'}^{1/2} \mathbf{G}_{ll'}, \quad (2)$$

其中,  $\beta_{ll'}$  表示 DUE 传输链路中的 LSF 系数,  $\mathbf{G}_{ll'}$  则表示对应小规模衰落 (small-scale fading, SSF) 矩阵且其分量表示满足 i.i.d. 的 RV, 即服从  $\mathcal{CN}(0,1)$ 。

## 3. 上行导频训练

在上行导频阶段, 第  $m$  个 AP 接收到的第  $k$  个 CFUE 的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_m = \sqrt{\kappa_{m,r}} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mk} \left( \sqrt{\rho_c \tau_c} \kappa_{k,t} \boldsymbol{\phi}_k^H + \eta_{k,t} \right) \right) + \boldsymbol{\eta}_{m,r} + \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{ml'} \left( \sqrt{\rho_l \tau_l} \kappa_{l,t} \boldsymbol{\Omega}_l^H + \eta_{l,t} \right) + \mathbf{w}_m, \quad (3)$$

众所其中,  $\kappa_{k,t} \in (0,1]$ 、 $\kappa_{m,r} \in (0,1]$  和  $\kappa_{l,t} \in (0,1]$  分别为第  $k$  个 CFUE、第  $m$  个 AP 和第  $l$  对 DUE 的射频质量因子。另外,  $\boldsymbol{\phi}_k$  和  $\boldsymbol{\Omega}_l$  各为 CFUE、DUE 的特征传输信号。符号  $\eta_{k,t}$ 、 $\boldsymbol{\eta}_{m,r}$  和  $\eta_{l,t}$  别表示第  $k$  个 CFUE、第  $m$  个 AP 和第  $l$  对 DUE 发射机的失真因子。为了便于后续的推导, 我们假设不同的 APs/用户的失真因子表示为  $\kappa_{m,r} = \kappa_r$ ,  $\forall m$  和  $\kappa_{k,t} = \kappa_t$ ,  $\forall k$ 。因此, 它们的分布特征可以表示为

$$\eta_{k,t} \sim N_{\mathbb{C}}(0, \rho_c (1 - \kappa_k)), \quad (4)$$

其中,

$$\boldsymbol{\eta}_{m,r} | \{\mathbf{g}_{mk}\} \sim N_{\mathbb{C}} \left( 0, \rho_c (1 - \kappa_r) \times \sum_{k=1}^K \text{diag} \left( \|\mathbf{g}_{mk}\|_1^2, \dots, \|\mathbf{g}_{mk}\|_{N_A}^2 \right) \right), \quad (5)$$

此外, 边际分布  $\boldsymbol{\eta}_{m,r}$  可以表示为

$$\boldsymbol{\eta}_{m,r} = \sqrt{\rho_c(1-\kappa_r)} \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mk} \circ \mathbf{w}_m. \quad (6)$$

经过 AQNM 处理, 第  $m$  个 AP 接收的量化信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_m^a &= \lambda \mathbf{y}_m + \tilde{\mathbf{n}}_m \\ &= \lambda \sqrt{\kappa_r} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mk} \left( \sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_t} \boldsymbol{\varphi}_k^H + \eta_{k,t} \right) \right) \\ &\quad + \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{ml'} \left( \sqrt{\rho_l \tau_l \kappa_{lt}} \boldsymbol{\Omega}_l^H + \eta_{l,t} \right) + \lambda \mathbf{D}_{m,r} + \lambda \mathbf{w}_m + \tilde{\mathbf{n}}_m, \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $\lambda$  和第  $m$  个 AP 的量化精度相关,  $\tilde{\mathbf{n}}_m$  为加性量化噪声, 其协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}_m} = \lambda(1-\lambda) \text{diag} \left( \mathbb{E} \{ \mathbf{y}_m \mathbf{y}_m^H \} \right), \quad (8)$$

然后, 通过导频序列  $\boldsymbol{\varphi}_k$  和接收信号  $\mathbf{y}_m^a$  可以得到

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_m &= \mathbf{y}_m^a \boldsymbol{\varphi}_k \\ &= \lambda \sqrt{\kappa_r} \left( \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mk} \left( \sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_t} \boldsymbol{\varphi}_k^H + \eta_{k,t} \right) \right) \boldsymbol{\varphi}_k + \tilde{\mathbf{n}}_m \boldsymbol{\varphi}_k \\ &\quad + \lambda \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{ml'} \left( \sqrt{\rho_l \tau_l \kappa_{lt}} \boldsymbol{\Omega}_l^H + \eta_{l,t} \right) \boldsymbol{\varphi}_k + \lambda \mathbf{D}_{m,r} \boldsymbol{\varphi}_k + \lambda \mathbf{w}_m \boldsymbol{\varphi}_k \\ &= \lambda \sqrt{\kappa_r} \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mk} \left( \sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_t} \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_k + \eta_{k,t} \boldsymbol{\varphi}_k \right) + \lambda \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{ml'} \eta_{l,t} \boldsymbol{\varphi}_k \\ &\quad + \lambda \mathbf{D}_{m,r} \boldsymbol{\varphi}_k + \lambda \mathbf{w}_m \boldsymbol{\varphi}_k + \tilde{\mathbf{n}}_m \boldsymbol{\varphi}_k, \end{aligned} \quad (9)$$

通过 MMSE 技术, 则  $\mathbf{g}_{mk}$  的估计信道  $\hat{\mathbf{g}}_{mk}$  可以表示为

$$\hat{\mathbf{g}}_{mk} \sim CN(0, \gamma_{mk}), \quad (10)$$

其中,

$$\hat{\mathbf{g}}_{mk} = \mathbf{g}_{mk} - \tilde{\mathbf{g}}_{mk}, \quad (11)$$

且  $\tilde{\mathbf{g}}_{mk}$  为该信道的估计误差。最后,  $\gamma_{mk}$  定义为

$$\gamma_{mk} = \sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_r \kappa_t} \beta_{mk} c_{mk}. \quad (12)$$

证明过程如下:

CFUE 的估计信道可以表示为

$$\hat{\mathbf{g}}_{mk} = \frac{\mathbb{E} \{ \mathbf{g}_{mk}^H \tilde{\mathbf{y}}_m \}}{\mathbb{E} \{ \tilde{\mathbf{y}}_m^H \tilde{\mathbf{y}}_m \}} \tilde{\mathbf{y}}_m^H \quad (13)$$

其中,  $\mathbb{E} \{ \mathbf{g}_{mk}^H \tilde{\mathbf{y}}_m \}$  经计算可得

$$\mathbb{E} \{ \mathbf{g}_{mk}^H \tilde{\mathbf{y}}_m \} = N_A \lambda \sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_t \kappa_r} \beta_{mk}, \quad (14)$$

并且,  $\mathbb{E} \{ \tilde{\mathbf{y}}_m^H \tilde{\mathbf{y}}_m \}$  为

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \{ \tilde{\mathbf{y}}_m^H \tilde{\mathbf{y}}_m \} &= \mathbb{E} \left\{ \left| \lambda \sqrt{\kappa_r} \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mk} \sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_t} \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_k \right|^2 \right\} + \mathbb{E} \left\{ \left| \lambda \mathbf{D}_{m,r} \boldsymbol{\varphi}_k \right|^2 \right\} + \mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{\mathbf{n}}_m \boldsymbol{\varphi}_k \right|^2 \right\} \\ &\quad + \mathbb{E} \left\{ \left| \lambda \sqrt{\kappa_r} \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mk} \eta_{k,t} \boldsymbol{\varphi}_k \right|^2 \right\} + \mathbb{E} \left\{ \left| \lambda \mathbf{w}_m \boldsymbol{\varphi}_k \right|^2 \right\} + \mathbb{E} \left\{ \left| \lambda \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{ml'} \eta_{l,t} \boldsymbol{\varphi}_k \right|^2 \right\}, \end{aligned} \quad (15)$$

进一步计算可得

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{y}}_m^H \tilde{\mathbf{y}}_m\} &= N_A \lambda (1 - \lambda) \left( \rho_c \tau_c \kappa_t \kappa_r \sum_{k' \in \mathcal{P}_k} \beta_{mk'} + \rho_c (1 - \kappa_t \kappa_r) \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{l=1}^L \beta_{ml} (\rho_l \kappa_{lt} + \rho_l (1 - \kappa_{lt})) + 1 \right) + N_A \lambda^2 \tau_l \rho_l (1 - \kappa_{lt}) \sum_{l=1}^L \beta_{ml} \\
&\quad + N_A \lambda^2 + N_A \lambda^2 \rho_c \kappa_r (1 - \kappa_t) \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} + N_A \lambda^2 \rho_c \kappa_r (1 - \kappa_t) \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} \\
&\quad + N_A \lambda^2 \rho_c \tau_c \kappa_t \kappa_r \sum_{k' \in \mathcal{P}_k} \beta_{mk'} \\
&= N_A \lambda \rho_c \tau_c \kappa_t \kappa_r \sum_{k' \in \mathcal{P}_k} \beta_{mk'} + N_A \lambda + \rho_c (1 - \kappa_t \kappa_r) \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} \\
&\quad + N_A \lambda \rho_l \sum_{l=1}^L \beta_{ml} (\tau_l \kappa_{lt} (1 - \lambda) + (1 - \kappa_{lt})),
\end{aligned} \tag{16}$$

最后, 将公式(14)和公式(16)代入公式(13)可得

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{g}}_{mk} &= \frac{\sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_t \kappa_r} \beta_{mk}}{\rho_c \tau_c \kappa_t \kappa_r \sum_{k' \in \mathcal{P}_k} \beta_{mk'} + 1 + \rho_c (1 - \kappa_t \kappa_r) \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} + \rho_l \sum_{l=1}^L \beta_{ml} ((1 - \lambda) \tau_l \kappa_{lt} + (1 - \kappa_{lt}))} \tilde{\mathbf{y}}_m^H \\
&= c_{mk} \tilde{\mathbf{y}}_m^H.
\end{aligned} \tag{17}$$

证明完毕。

相似的, 第  $l$  个 DUE 接收机接收到的第  $l'$  个 DUE 发射机的信号可以表示为

$$\mathbf{Y}_{ll} = \sqrt{\kappa_{l,r}} \left( \sum_{l'=1}^L \mathbf{G}_{ll'} \left( \sqrt{\rho_{l'} \tau_{l'} \kappa_{l',t}} \boldsymbol{\Omega}_{l',t}^H + \eta_{l',t} \right) \right) + \boldsymbol{\eta}_{l,r} + \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{lk} \left( \sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_{k,t}} \boldsymbol{\varphi}_k^H + \eta_{k,t} \right) + \mathbf{W}_m, \tag{18}$$

其中,

$$\eta_{l,t} \sim N_c(0, \rho_l (1 - \kappa_{lt})) \tag{19}$$

$$[\mathbf{D}_{m,r}] | \{\mathbf{g}_{mk}\} \sim N_c(0, \rho_c (1 - \kappa_r) \sum_{k=1}^K \text{diag} \left( \left[ \left[ \mathbf{g}_{mk} \right]_1 \right]^2, \dots, \left[ \left[ \mathbf{g}_{mk} \right]_{N_A} \right]^2 \right)). \tag{20}$$

此外, DUE 的估计信道  $\hat{\mathbf{G}}_{ll}$  可以表示为

$$\hat{\mathbf{G}}_{ll} = \tilde{\mathbf{Y}}_{ll}^H \mathbf{C}_{ll}, \tag{21}$$

其中,  $\hat{\mathbf{G}}_{ll} = \mathbf{G}_{ll} - \tilde{\mathbf{G}}_{ll}$ ,  $\tilde{\mathbf{G}}_{ll}$  为该信道的估计误差, 以及  $\mathbf{C}_{ll}$  可以表示为

$$\mathbf{C}_{ll} = \frac{\sqrt{\rho_l \tau_l \kappa_{lk} \kappa_{lr}} \beta_{ll'}}{\left( \rho_c \sum_{k'=1}^K \beta_{lk'} ((1 - \kappa_t)) + \rho_l \kappa_{lt} \kappa_{lr} \tau_l \sum_{l' \in \mathcal{P}_l} \beta_{ll'} + \rho_l (1 - \kappa_{lt} \kappa_{lr}) \sum_{l'=1}^L \beta_{ll'} + 1 \right)} \mathbf{I}_{N_D}, \tag{22}$$

最后, 可以得到

$$\boldsymbol{\Gamma}_{ll} = \sqrt{\rho_l \tau_l \kappa_{lk} \kappa_{lr}} \beta_{ll'} \mathbf{C}_{ll}. \tag{23}$$

#### 4. 上行链路数据传输

在此阶段, 为了有效减少前传损耗, 采用复杂度较低的线性共轭波束成形(conjugate beamforming, CB)技术。

因此, 第  $m$  个 AP 接收到的信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_k &= \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \tilde{\mathbf{y}}_{mk} \\ &= \lambda \sum_{m=1}^M \sqrt{\rho_c \kappa_r \kappa_t} \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk} s_{k'} + \lambda \sqrt{\kappa_r} \sum_{m=1}^M \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk} \eta_{k,t} \\ &\quad + \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \tilde{\mathbf{n}}_m + \lambda \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{G}_{ml'} \eta_{l,t} + \lambda \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \boldsymbol{\eta}_{m,r} + \lambda \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{w}_m, \end{aligned} \quad (24)$$

相似的, 第  $l$  个 DUE 接收机接收到的信号为

$$\begin{aligned} r_l &= \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'l}^H \tilde{\mathbf{Y}}_{l'l} \\ &= \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'l}^H \sum_{k'=1}^K \mathbf{g}_{lk'} \eta_{k',t} \boldsymbol{\Omega}_l + \sqrt{\rho_l \kappa_{lr} \kappa_{lr}} \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'l}^H \mathbf{G}_{l'l} \boldsymbol{\Omega}_l \boldsymbol{\Omega}_l \\ &\quad + \sqrt{\kappa_{lr}} \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'l}^H \mathbf{G}_{l'l} \eta_{l,t} \boldsymbol{\Omega}_l + \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'l}^H \boldsymbol{\eta}_{l,r} \boldsymbol{\Omega}_l + \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'l}^H \mathbf{W}_m \boldsymbol{\Omega}_l. \end{aligned} \quad (25)$$

#### 4.1. CFUEs 可达速率

经过对上述(24)的计算, 则有。

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_k &= \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \tilde{\mathbf{y}}_{mk} \\ &= \lambda \sum_{m=1}^M \sqrt{\rho_c \kappa_r \kappa_t} \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk} s_{k'} + \lambda \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \boldsymbol{\eta}_{m,r} + \lambda \sqrt{\kappa_r} \sum_{m=1}^M \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk} \eta_{k,t} \\ &\quad + \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \tilde{\mathbf{n}}_m + \lambda \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{G}_{ml'} \eta_{l,t} + \lambda \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{w}_m \\ &= \text{DS}_k \cdot s_k + \text{BU}_k \cdot s_k + \text{ICFUE}_{kk'} \cdot s_{k'} + \text{TDN}_{kk'} \\ &\quad + \text{RDN}_k + \text{IDUE}_k + \text{ADCN}_k + \text{AN}_k. \end{aligned} \quad (26)$$

其中,  $\text{DS}_k$ 、 $\text{BU}_k$ 、 $\text{ICFUE}_{kk'}$ 、 $\text{TDN}_{kk'}$ 、 $\text{RDN}_k$ 、 $\text{IDUE}_k$ 、 $\text{ADCN}_k$  和  $\text{AN}_k$  分别代表期望信号(DS)、波束增益不确定度(BU)、CFUEs 间的干扰(ICFUE)、传输失真噪声(TDN)、接收失真噪声(RDN)、DUEs 间的干扰(IDUE), 低分辨率 ADC 量化噪声(ADCN)和加性噪声(AN)。

**定理 1** 第  $k$  个的可达总速率  $R_k$  可以表示为

$$R_k = \log_2 \left( 1 + \frac{\text{DS}_k}{\text{BU}_k + \text{ICFUE}_{kk'} + \text{TDN}_{kk'} + \text{RDN}_k + \text{IDUE}_k + \text{ADCN}_k + \text{AN}_k} \right), \quad (27)$$

进一步计算可以的到

$$R_k = \log_2 \left( \frac{N_A^2 \lambda \rho_c \kappa_r \kappa_t \left( \sum_{m=1}^M \gamma_{mk} \right)^2}{N_A^2 \lambda \rho_c \kappa_r \kappa_t \left( \sum_{m=1}^M \gamma_{mk} \right)^2 + N_A \lambda \sum_{m=1}^M \gamma_{mk}^2 + \lambda \rho_c \kappa_r \sum_{m=1}^M \theta_{kk'} + \lambda \rho_c (1 - \kappa_r) \sum_{m=1}^M \sum_{k'=1}^K \zeta_{kk'} + \Theta_{kk'}} \right), \quad (28)$$

其中  $\Theta_{kk'}$  表示为

$$\Theta_{kk'} = N_A (1 - \lambda) \sum_{m=1}^M \gamma_{mk} \left( \rho_c \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} + \rho_l \sum_{l=1}^L \beta_{ml} + 1 \right) + N_A^2 \lambda \rho_l \kappa_r (1 - \kappa_{lt}) \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \gamma_{mk} \beta_{ll}, \quad (29)$$

而  $\zeta_{kk'}$  则有

$$\begin{aligned}\zeta_{kk'} &= \mathbb{E} \left\{ \left\| \hat{\mathbf{g}}_{mk'}^H \circ \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} \\ &= N_A \left( \frac{1 - \kappa_t}{\tau_c \kappa_t} + 1 \right) \left( \gamma_{mk} \frac{\beta_{mk'}}{\beta_{mk}} \right)^2 + N_A \sum_{m=1}^M \gamma_{mk}^2 \frac{\beta_{mk'} \beta_{mk'}}{\beta_{mk}^2} + N_A \lambda^2 \rho_c (1 - \kappa_r \kappa_t) c_{mk}^2 \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} \beta_{mk'} \\ &\quad + N_A \lambda^2 c_{mk}^2 \beta_{mk'} (\beta_{mk'} \rho_c (1 - \kappa_r) + 1) + N_A \lambda^2 \rho_l (1 - \kappa_t) \sum_{l=1}^L \beta_{ml} \beta_{mk'} + N_A (1 - \lambda) \gamma_{mk} \beta_{mk'}.\end{aligned}\quad (30)$$

定理 1 的证明可参考附录。

#### 4.2. DUEs 可达速率

根据公式(25), 第  $l$  个 DUE $_l$  接收机接收的信号可以表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{r}_l &= \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'}^H \tilde{\mathbf{Y}}_{l'} \\ &= \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'}^H \sum_{k'=1}^K \mathbf{g}_{lk'} \eta_{k',t} \boldsymbol{\Omega}_l + \sqrt{\rho_l \kappa_{lr} \kappa_{lr}} \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'}^H \mathbf{G}_{l'} \boldsymbol{\Omega}_l \boldsymbol{\Omega}_l \\ &\quad + \sqrt{\kappa_{lr}} \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'}^H \mathbf{G}_{l'} \eta_{l,t} \boldsymbol{\Omega}_l + \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'}^H \boldsymbol{\eta}_{l,t} \boldsymbol{\Omega}_l + \sum_{l'=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l'}^H \mathbf{W}_m \boldsymbol{\Omega}_l, \\ &= \text{DS}_l + \text{BU}_l \cdot s_k + \text{ICFUE}_{l'} \cdot s_{k'} + \text{TDN}_{l'} + \text{RDN}_l + \text{IDUE}_l + \text{AN}_l.\end{aligned}\quad (31)$$

与定理 1 类似的, 第  $l$  个 DUE $_l$  的可达总速率  $R_l$  可以表示为

$$R_l = \log_2 \left( 1 + \frac{\text{DS}_l}{\text{BU}_l + \text{ICFUE}_{l'} + \text{TDN}_{l'} + \text{RDN}_l + \text{IDUE}_l + \text{AN}_l} \right), \quad (32)$$

进一步计算, 可以得到

$$R_l = \log_2 \left( \frac{N_D^2 \rho_l \kappa_{lr} \kappa_{lr} \left( \sum_{l'=1}^L \boldsymbol{\Gamma}_{l'} \right)^2}{\rho_l \kappa_{lr} (1 - \kappa_{lr}) \sum_{l'=1}^L \Delta_{l'} + \rho_l (1 - \kappa_{lr}) \sum_{l'=1}^L \mathbf{X}_{l'} + N_D \rho_c \kappa_{lr} (1 - \kappa_t) \sum_{l'=1}^L \sum_{k=1}^K \boldsymbol{\Gamma}_{l'} \beta_{lk}} \right), \quad (33)$$

其中,  $\Delta_{l'}$  定义为

$$\begin{aligned}\Delta_{l'} &= \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{l''=1}^L \hat{\mathbf{G}}_{l''}^H \mathbf{G}_{l''} \right\|^2 \right\} \\ &= N_D \sum_{l''=1}^L \boldsymbol{\Gamma}_{l''}^2 \frac{\beta_{l''} \beta_{l''}}{\beta_{l''}^2} + N_D \rho_c (1 - \kappa_t) \sum_{l''=1}^L \beta_{l''} \beta_{l''} + N_D \left( \frac{1 - \kappa_{lr}}{\tau_l \kappa_{lr}} + 1 \right) \left( \sum_{l''=1}^L \boldsymbol{\Gamma}_{l''} \frac{\beta_{l''}}{\beta_{l''}} \right)^2 \\ &\quad + N_D \rho_l (1 - \kappa_{lr} \kappa_{lr}) \sum_{l''=1}^L \sum_{l'''=1}^L \mathbf{C}_{l''}^2 \beta_{l''} \beta_{l''} + N_D \sum_{l''=1}^L \mathbf{C}_{l''}^2 \beta_{l''} (\beta_{l''} \rho_l (1 - \kappa_{lr}) + 1),\end{aligned}\quad (34)$$

$\mathbf{X}_{l'}$  可以表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_{l'} &= \mathbb{E} \left\{ \left\| \hat{\mathbf{G}}_{l'}^H \circ \mathbf{G}_{l'} \right\|^2 \right\} \\ &= N_D \left( \frac{1 - \kappa_{lr}}{\tau_l \kappa_{lr}} + 1 \right) \left( \sum_{l''=1}^L \boldsymbol{\Gamma}_{l''} \frac{\beta_{l''}}{\beta_{l''}} \right)^2 + N_D \boldsymbol{\Gamma}_{l''}^2 \frac{\beta_{l''} \beta_{l''}}{\beta_{l''}^2} + N_D \rho_c (1 - \kappa_t) \beta_{l''} \beta_{l''} \\ &\quad + N_D \rho_l (1 - \kappa_{lr} \kappa_{lr}) \sum_{l''=1}^L \mathbf{C}_{l''}^2 \beta_{l''} \beta_{l''} + N_D \mathbf{C}_{l''}^2 \beta_{l''} (\beta_{l''} \rho_l (1 - \kappa_{lr}) + 1).\end{aligned}\quad (35)$$



## 5. 上行链路数据能量效率

系统所实现的上行链路总能量效率可以定义

$$\Xi_{EE} = \frac{B \times R_{\text{sum}}}{P_{\text{sum}}}, \quad (36)$$

其中,  $B$  表示系统的带宽, 根据公式(28)和(33)可以得到系统的总速率  $R_{\text{sum}}$  则有

$$R_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K R_k + \sum_{l=1}^L R_l, \quad (37)$$

并且  $L = D^2 \lambda_d$  表示 DUE<sub>*l*</sub> 的平均数, 而系统的总功率消耗  $P_{\text{sum}}$  可以表示为

$$P_{\text{sum}} = \sum_{m=1}^M (B \cdot R_{\text{sum}} \cdot P_{\text{bt},m} + P_{\text{o},m}) + \sum_{m=1}^M P_m + \sum_{l=1}^L P_l, \quad (38)$$

其中,  $P_{\text{bt},m}$  表示第  $m$  个 AP 的前传传输功率消耗、 $P_{\text{o},m}$  表示前传链路固定功率消耗以及  $P_l$  为第  $l$  对 DUE 功率消耗。此外,  $P_m$  和  $P_{\text{tc},m}$  分别表示为

$$P_m = N_A P_{\text{tc},m}, \quad (39)$$

$$P_{\text{tc},m} = N_A (f_{\text{ADC},m} P_{\text{AGC},m} + P_{\text{ADC},m}) + N_A P_{\text{res},m} + N_A (f_{\text{ADC},m} P_{\text{AGC},m} + P_{\text{DAC},m}), \quad (40)$$

其中,  $P_{\text{res},m}$  和  $P_{\text{AGC},m}$  分别代表第  $m$  个 AP 的剩余元件的功率消耗和自动发电控制。 $P_{\text{ADC},m}$  和  $P_{\text{DAC},m}$  可以计算为

$$P_{\text{ADC},m} = \frac{3V_{\text{dd}}^2 L_{\text{min}} (2B + f_{\text{cor}})}{10^{-0.1525b_m^{\text{ADC}} + 4.838}}, \quad (41)$$

$$P_{\text{DAC},m} = \frac{1}{2} V_{\text{dd}} I_0 (2^{b_m^{\text{ADC}}} - 1) + b_m^{\text{ADC}} F_p (2B + f_{\text{cor}}) V_{\text{dd}}^2, \quad (42)$$

而  $V_{\text{dd}}$ 、 $f_{\text{cor}}$ 、 $I_0$  和  $F_p$  分别代表表示转换器电源电压、 $\frac{1}{f}$  的转角频率, 与最低有效位相关的单位电源受到本底噪声和器件失配, 和转换器中每个开关的寄生电容。

并且,  $f_{\text{ADC/DAC},m}$  表示与低分辨率 ADC/DAC 精度相关的  $b_m^{\text{ADC}}/b_m^{\text{DAC}}$ , 其可以表示为

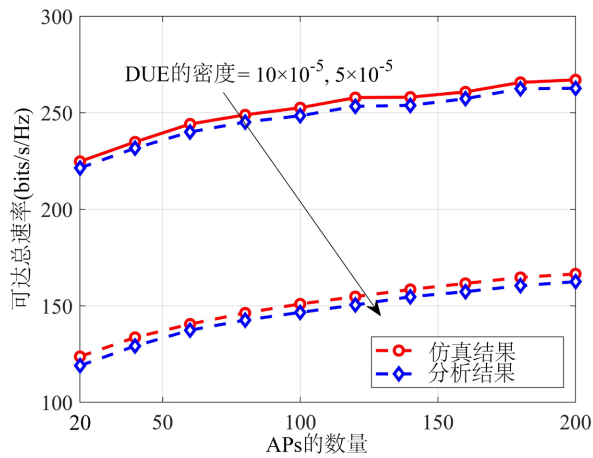
$$f_{\text{ADC/DAC},m} \begin{cases} 0, b_m^{\text{ADC}}/b_m^{\text{DAC}} = 1 \\ 1, b_m^{\text{ADC}}/b_m^{\text{DAC}} > 1 \end{cases}. \quad (43)$$

最后, 将公式分别(28)、(33)和(38)~(43)分别代入到公式(36)中, 经计算即可得到系统可达总能量效率计算表达式。

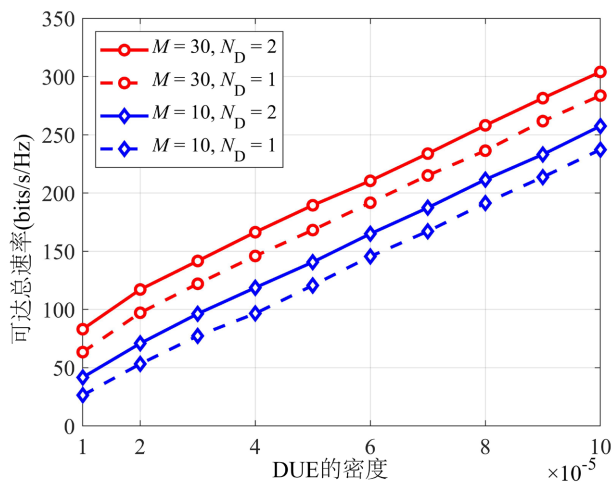
## 6. 系统仿真

根据上述部分对所提出系统的数学分析, 本节通过仿真并在不同条件下分别对上述研究结果进行数值分析, 以定量地验证系统的性能。

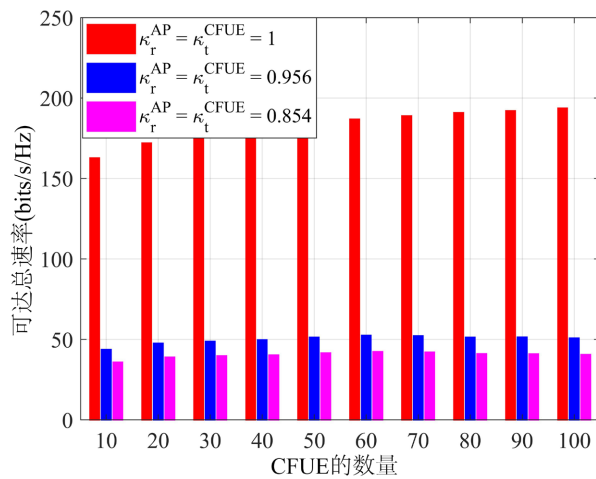
在图 2 中, 首先通过分别改变 DUE 的密度得出了 APs 的数量对系统可达总速率的影响,  $K = 10$ 、 $L = 10$ 、 $N_D = 2$ 。其中, “仿真结果”是通过使用 Monte-Carlo 方法将独立信道平均 500 次后实现。研究表明, “仿真结果”和“分析结果”的性能十分接近, 因此可以证明“分析结果”的有效性和准确性。此外, 从图可知随着 APs 数量增加, 系统的可达总速率也成比例增长, 其主要原因是通过增大 APs 的数量, 可以有效增强信道硬化现象, 使传输信道更加有利, 并提供更多的空间自由度。



**Figure 2.** The number of APs versus achievable sum rate  
**图 2.** APs 数量对系统可达总速率的影响



**Figure 3.** The DUE densities versus achievable sum rate  
**图 3.** DUE 密度对系统可达总速率的影响



**Figure 4.** The number of CFUE versus achievable sum rate  
**图 4.** CFUE 的数量对系统可达总速率的影响

图3研究了DUE密度和系统可达总速率的关系,  $N_A = 1, K = 10, L = 10, \text{bits} = 2$ 。可以看出, 随着DUE密度的增加, 系统的可达总速率将迅速增加。充分证明了通过允许D2D复用有限的频谱资源来有效提高系统性能的目的。值得注意的是, 当 $N_D$ 增加时, 传输信道更加有利, 用户间的干扰也随之减少。

图4研究了CFUE的数量对系统可达总速率的影响,  $M = 10, N_A = 2, L = 10, N_D = 2, \text{bits} = 2$ 。研究表明, 当质量因子 $\kappa = 1$ 时, 增加CFUEs的数量可以提升系统的可达总速率; 当 $\kappa = 0.956, 0.854$ 时, 系统的可达总速率随着CFUEs的数量的增长而提升, 然而当CFUEs  $> 50$ 后并不能带来更高的总速率, 最终会分别收敛到容量边界。因此, 可以通过增加质量因子减少硬件资源消耗并使CFUEs更高效的利用时频资源, 从而提升系统的可达总速率。

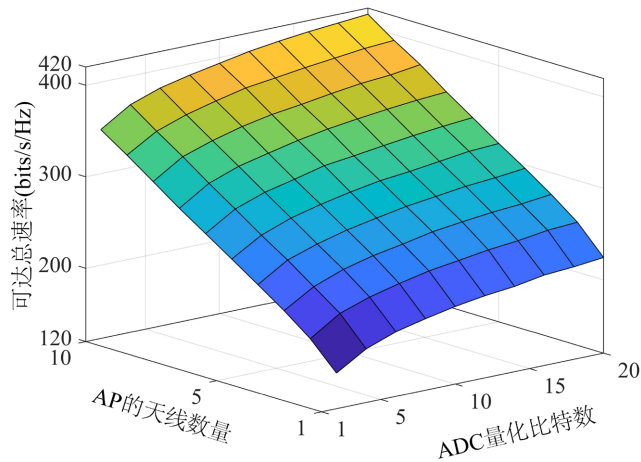


Figure 5. 3D graph for the antennas of each AP and the ADC quantization bits on the achievable sum rate

图5. AP的天线数量和ADC量化比特数对系统可达总速率的影响

图5研究了AP的天线数量ADC量化比特数对系统可达总速率的联合影响,  $M = 30, K = 10, L = 10, N_D = 2$ 。可以清楚地看到, 系统的可达总速率随着AP的天线数量和ADC量化位数的增加而逐渐增大。主要因为增加二者可以提供更多的空间复用增益和空间自由度以及有效地增强系统的信道硬化现象, 从而为系统提供更为有的传输通道。

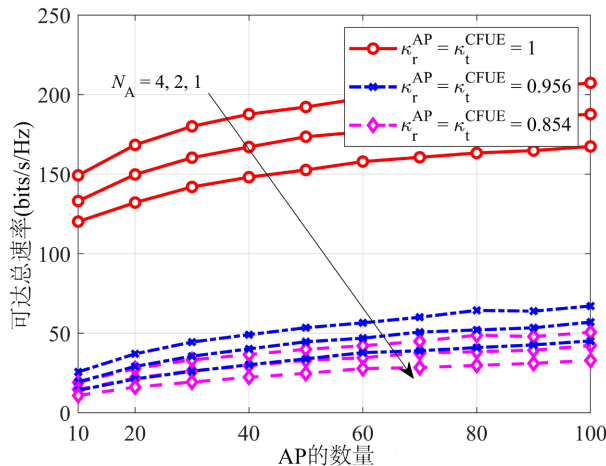
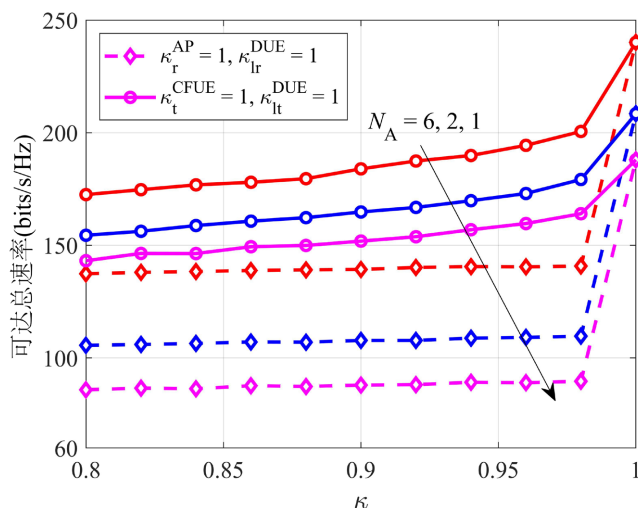


Figure 6. The number of APs versus achievable sum rate

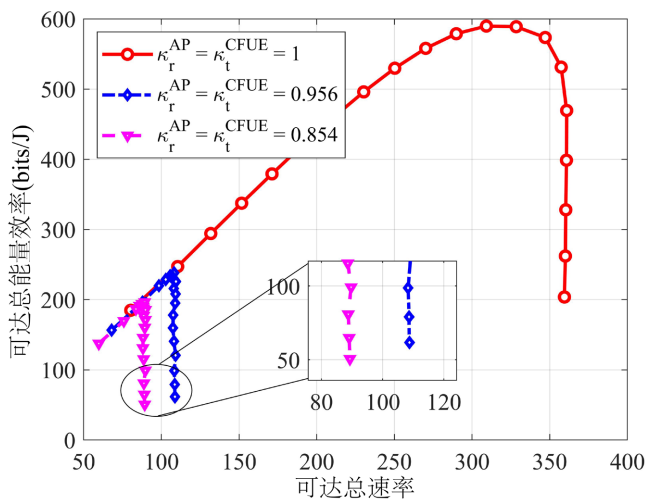
图6. APs数量对系统可达总速率的影响

在图6中, 研究了 APs 的数量与系统可达总速率的关系,  $K = 10$ 、 $L = 10$ 、 $N_D = 2$ 。从图可知, 增加 AP 的数量、AP 的天线数和质量因子将提升系统的可达总速率。主要原因是通过大量部署 APs 和 AP 天线数量, 可以为系统提供更多的空间自由度和天线复用增益。



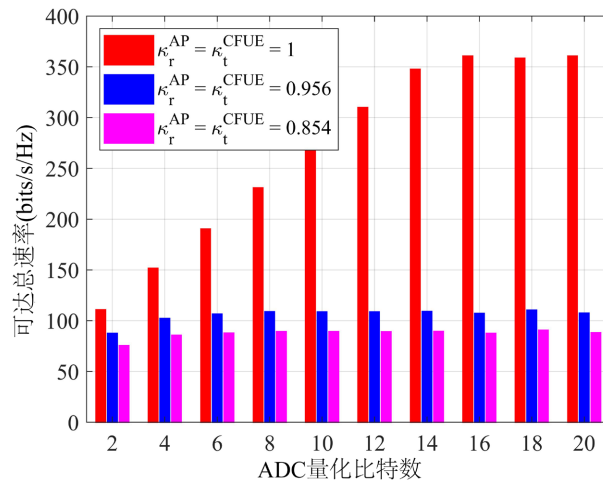
**Figure 7.** The value of quality factor versus achievable sum rate  
**图 7.** 质量因子对系统可达总速率的影响

图7研究了质量因子对系统所实现的总速率的影响,  $M = 30$ 、 $K = 10$ 、 $L = 10$ 、 $N_D = 2$ 。通过改变不同的因子, 可以观察到与 AP 的接收器相比, 用户的发射器射频损伤对系统可达总速率有更为显著的影响, 即可以通过改变  $\kappa_t$  引入低质量的射频链路, 进而降低系统硬件消耗并实现更好的上行链路传输性能。



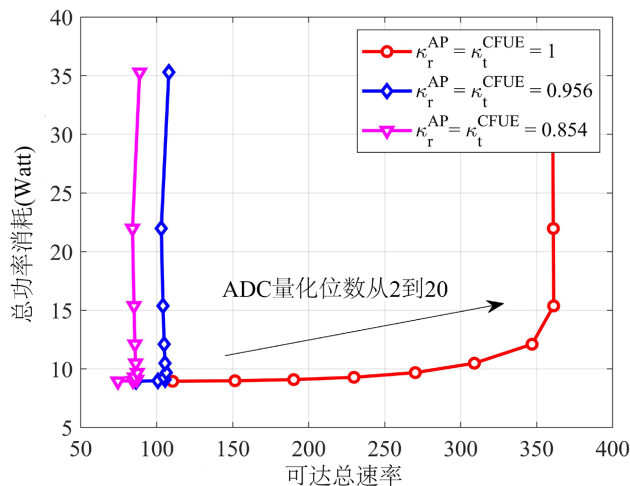
**Figure 8.** The tradeoff between the achievable sum rate and the sum EE  
**图 8.** 可达总速率对系统可达总能量效率的影响

由图8可以观察到, 系统可达总速率与可达总能量效率的折衷关系,  $M = 30$ 、 $N_A = 2$ 、 $K = 10$ 、 $L = 10$ 、 $N_D = 2$ 。当质量因子从 0.854 增加到 1 时, 系统的可达总能量效率先随可达总速率显著增加并达到顶峰, 随即快速下降。由此也表明了质量因子对于提升去蜂窝大规模 MIMO 系统总能量效率的价值。



**Figure 9.** The ADC quantization bits versus achievable sum rate  
**图 9.** ADC 量化比特数对系统可达总速率的影响

图 9 研究了 ADC 量化比特位数和系统可达总速率的关系,  $M = 30$ 、 $N_A = 2$ 、 $K = 10$ 、 $L = 10$ 、 $N_D = 2$ 、 $\text{bits} = 2$ 。从图可知, 系统的可达总速率随着 ADC 量化位数的增加而增加, 但当  $b_m^{\text{ADC}} > 16$ 、6、4 位时, 进一步增加  $b_m^{\text{ADC}}$  并不能带来更高的总速率, 最终会分别收敛到容量边界。因此, 通过增加量化位数来减少系统量化误差的影响, 进而可以提高系统性能。



**Figure 10.** Achievable sum rate versus the total power consumption  
**图 10.** 可达总速率对系统总功率消耗的影响

在图 10 中, 研究了可速率和系统可达总功率消耗的关系,  $M = 10$ 、 $N_A = 2$ 、 $K = 10$ 、 $L = 10$ 、 $N_D = 2$ 、 $\text{bits} = 2$ 。研究表明, 当量化位数  $b_m^{\text{ADC}}$  从 2 增长到 16 时, 系统可达总速率有所增长, 而系统总功率消耗增长较小。但是, 当量化位数从 16 增长到 20 时, 系统的可达总速率保持恒定, 而总功率消耗呈急剧上升趋势。由此可知, 可以设定 16 位的量化位数来实现系统总功率消耗和可达总能量效率的平衡, 也证明了低分辨率量化对降低去蜂窝大规模 MIMO 系统总功率消耗的意义。

## 基金项目

国家自然科学基金(面上) (52372420), 浙大城市学院青年教师科研培育基金项目 J-202320。

## 参考文献

- [1] Giordani, M., Polese, M., *et al.* (2020) Toward 6G Networks: Use Cases and Technologies. *IEEE Communication Magazine*, **58**, 55-61. <https://doi.org/10.1109/MCOM.001.1900411>
- [2] Wang, C.-X., You, X., *et al.* (2023) On the Road to 6G: Visions, Requirements, Key Technologies and Testbeds. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, **25**, 905-974. <https://doi.org/10.1109/COMST.2023.3249835>
- [3] Ammar, H., Adve, A., Shahbazpanahi, R., Boudreau, S.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] Cao, H., Lin, Z., Yang, L., Wang, J. and Guizani, M. (2023) DT-SFC-6G: Digital Twins Assisted Service Function Chains in Softwarized 6G Networks for Emerging V2X. *IEEE Network Magazine*, **37**, 289-296. <https://doi.org/10.1109/MNET.009.2300028>
- [5] 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 Communication*, **16**, 1834-1850. <https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2655515>
- [6] Demir, Ö.T., Björnson, E. and Sanguinetti, L. (2021) Foundations of User-Centric Cell-Free Massive MIMO. *Foundations and Trends® in Signal Processing*, **14**, 162-472. <https://doi.org/10.1561/2000000109>
- [7] 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-1 July 2015, 201-205. <https://doi.org/10.1109/SPAWC.2015.7227028>
- [8] Ngo, H.Q., Tran, L.-N., 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>
- [9] Chen, Z. and Björnson, E. (2018) Channel Hardening and Favorable Propagation in Cell-Free Massive MIMO with Stochastic Geometry. *IEEE Transactions on Communications*, **66**(11), 5205-5219. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2018.2846272>
- [10] Hu, X., Zhong, C., Chen, X., Xu, W., Lin, H. and Zhang, Z. (2019) Cell-Free Massive MIMO Systems with Low Resolution ADCs. *IEEE Transactions on Communications*, **67**, 6844-6857. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2019.2927450>
- [11] 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>
- [12] Femenias, G. and Riera-Palou, F. (2020) Fronthaul-Constrained Cell-Free Massive MIMO with Low Resolution ADCs. *IEEE Access*, **8**, 116195-116215. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3004499>
- [13] Zhang, X., Liang, T., An, K., Yang, H. and Niu, C. (2022) Secure Transmission in RIS-Assisted Cell-Free Massive MIMO System with Low Resolution ADCs/DACs. 2022 *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Austin, 10-13 April 2022, 339-344. <https://doi.org/10.1109/WCNC51071.2022.9771561>
- [14] Anokye, P., Asiedu, D.K.P. and Lee, K.-J. (2023) Power Optimization of Cell-Free Massive MIMO with Full-Duplex and Low-Resolution ADCs. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **22**, 6706-6723. <https://doi.org/10.1109/TWC.2023.3245082>
- [15] Anokye, P., Ahiadormey, R.K. and Lee, K.-J. (2021) Full-Duplex Cell-Free Massive MIMO with Low-Resolution ADCs. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **70**, 12179-12184. <https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3112212>
- [16] Zhang, Y., Xia, W., Zheng, G., Zhao, H., Yang, L. and Zhu, H. (2022) Secure Transmission in Cell-Free Massive MIMO with Low-Resolution DACs over Rician Fading Channels. *IEEE Transactions on Communications*, **70**, 2606-2621. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3147241>
- [17] Xiong, Y., Sun, S., Liu, L., Mao, S., Zhang, Z. and Wei, N. (2023) Performance Analysis of Cell-Free Massive MIMO Network with Large-Scale-Fading Decoding and Low-Resolution ADCs. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **72**, 13723-13728. <https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3276899>
- [18] Zhang, J. and Ai, B. (2020) Cell-Free Massive MIMO with Low-Resolution ADCs over Spatially Correlated Channels. *ICC 2020-2020 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Dublin, 7-11 June 2020, 1-7. <https://doi.org/10.1109/ICC40277.2020.9148882>
- [19] Zhou, M., Zhang, Y., Qiao, X. and Yang, L. (2020) Spatially Correlated Rayleigh Fading for Cell-Free Massive MIMO Systems. *IEEE Access*, **8**, 42154-42168. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2976672>
- [20] Liu, Z., Zhang, J., Wang, Z., Zhang, X., Xiao, H. and Ai, B. (2023) Cell-Free Massive MIMO with Mixed-Resolution ADCs and I/Q Imbalance over Rician Spatially Correlated Channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **72**, 9567-9572. <https://doi.org/10.1109/TVT.2023.3244940>

- [21] Takahashi, T., Iimori, H., Ando, K., Ishibashi, K., Ibi, S. and de Abreu, G.T.F. (2023) Bayesian Receiver Design via Bilinear Inference for Cell-Free Massive MIMO with Low-Resolution ADCs. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **22**, 4756-4772. <https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3228326>
- [22] 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>
- [23] Qiao, X., Zhang, Y., Zhou, M., Yang, L. and Zhu, H. (2022) Downlink Achievable Rate of D2D Underlaid Cell-Free Massive MIMO Systems with Low-Resolution DACs. *IEEE Systems Journal*, **16**, 3855-3866. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2021.3098926>
- [24] Xu, L., Lu, X., Jin, S., Gao, F. and Zhu, Y. (2019) On the Uplink Achievable Rate of Massive MIMO System with Low-Resolution ADC and RF Impairments. *IEEE Communications Letters*, **23**, 502-505. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2019.2895823>
- [25] Zhang, Y., Zhou, M., Cheng, Y., Yang, L. and Zhu, H. (2021) RF Impairments and Low-Resolution ADCs for Non-ideal Uplink Cell-Free Massive MIMO Systems. *IEEE Systems Journal*, **15**, 2519-2530. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2020.2990709>
- [26] Zhang, X., Liang, T., An, K., Zheng, G. and Chatzinotas, S. (2021) Secure Transmission in Cell-Free Massive MIMO with RF Impairments and Low-Resolution ADCs/DACs. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **70**, 8937-8949. <https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3098693>
- [27] Dey, S. and Budhiraja, R. (2020) FD Cell-Free Massive MIMO Systems with Downlink Pilots: Analysis and Optimization. *IEEE Transactions on Communications*, **70**, 7591-7608. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3204833>

## 附录

证明: 根据公式(26), 其中,  $DS_k$  有

$$\begin{aligned}
 DS_k &= \lambda^2 \left| \mathbb{E} \left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\rho_c \kappa_r \kappa_t} \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk} \right\} \right|^2 \\
 &= \lambda^2 \left| \mathbb{E} \left\{ \sum_{m=1}^M \sqrt{\rho_c \kappa_r \kappa_t} \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H (\hat{\mathbf{g}}_{mk} + \tilde{\mathbf{g}}_{mk}) \right\} \right|^2 \\
 &= N_A^2 \lambda^2 \rho_c \kappa_r \kappa_t \left( \sum_{m=1}^M \gamma_{mk} \right)^2,
 \end{aligned} \tag{44}$$

对于  $BU_k$ , 可以表示为

$$\begin{aligned}
 BU_k &= \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left| \sqrt{\rho_c \kappa_r \kappa_t} \left( \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk'} - \mathbb{E} \left\{ \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk} \right\} \right) \right|^2 \right\} \\
 &= \lambda^2 \rho_c \kappa_r \kappa_t \left( \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk'} \right|^2 \right\} - \left| \mathbb{E} \left\{ \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk'} \right\} \right|^2 \right) \\
 &= \lambda^2 \rho_c \kappa_r \kappa_t \left( \theta_{kk} - N_A^2 \left( \sum_{m=1}^M \gamma_{mk} \right)^2 \right),
 \end{aligned} \tag{45}$$

对于  $ICFUE_{kk'}$ , 经计算可得

$$\begin{aligned}
 ICFUE_{kk'} &= \lambda^2 \sum_{k' \neq k}^K \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m=1}^M \sqrt{\rho_c \kappa_r \kappa_t} \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk'} \right|^2 \right\} \\
 &= \lambda^2 \rho_c \kappa_r \kappa_t \sum_{k' \neq k}^K \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk'} \right|^2 \right\} \\
 &= \lambda^2 \rho_c \kappa_r \kappa_t \sum_{k' \neq k}^K \theta_{kk'},
 \end{aligned} \tag{46}$$

对于  $TDN_{kk'}$ , 则有

$$\begin{aligned}
 TDN_{kk'} &= \lambda^2 \kappa_r \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk'} \eta_{k,t} \right|^2 \right\} \\
 &= \lambda^2 \rho_c \kappa_r (1 - \kappa_t) \sum_{m=1}^M \theta_{kk'},
 \end{aligned} \tag{47}$$

对于  $RDN_k$ , 经计算可得

$$\begin{aligned}
 RDN_k &= \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \boldsymbol{\eta}_{m,r} \right|^2 \right\} \\
 &= \lambda^2 \rho_c (1 - \kappa_r) \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \circ \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} \\
 &= \lambda^2 \rho_c (1 - \kappa_r) \sum_{m=1}^M \sum_{k'=1}^K \zeta_{kk'},
 \end{aligned} \tag{48}$$

对于  $IDUE_k$ , 经计算可得



$$\begin{aligned} \text{IDUE}_k &= \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{G}_{ml'} \boldsymbol{\eta}_{l,t} \right\|^2 \right\} \\ &= N_A^2 \lambda^2 \rho_l (1 - \kappa_l) \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \gamma_{mk} \beta_{ml'}, \end{aligned} \quad (49)$$

对于  $\text{ADCN}_k$ , 经计算可得

$$\begin{aligned} \text{ADCN}_k &= \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \tilde{\mathbf{n}}_m \right|^2 \right\} \\ &= N_A \lambda (1 - \lambda) \sum_{m=1}^M \gamma_{mk} \left( \rho_c \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} + \rho_l \sum_{l=1}^L \beta_{ml} + 1 \right), \end{aligned} \quad (50)$$

对于  $\text{AN}_k$ , 经计算可得

$$\text{AN}_k = \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{w}_m \right|^2 \right\} = N_A \lambda^2 \sum_{m=1}^M \gamma_{mk}. \quad (51)$$

将上述公式(44)~(51)分别代入到公式(32)中, 即可得出系统可达总速率。

而对于  $\theta_{kk'}$ , 根据公式(17)可得

$$\begin{aligned} \theta_{kk'} &= \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{k'=1}^K \hat{\mathbf{g}}_{mk}^H \mathbf{g}_{mk'} \right|^2 \right\} \\ &= \left\{ \sum_{k'=1}^K c_{mk} \left( \lambda \sqrt{\kappa_r} \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{mk} \left( \sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_t} \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_k + \boldsymbol{\eta}_{k,t} \boldsymbol{\varphi}_k \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \lambda \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{ml'} \boldsymbol{\eta}_{l,t} \boldsymbol{\varphi}_k + \lambda \mathbf{D}_{m,r} \boldsymbol{\varphi}_k + \lambda \mathbf{w}_m \boldsymbol{\varphi}_k + \tilde{\mathbf{n}}_m \boldsymbol{\varphi}_k \right)^H \mathbf{g}_{mk'} \right|^2 \right\} \\ &= T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_5 + T_6. \end{aligned} \quad (52)$$

其中,  $T_1$  表示为

$$\begin{aligned} T_1 &= \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m=1}^M \left( c_{mk} \sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_t \kappa_r} \sum_{k''=1}^K \mathbf{g}_{mk''} |\boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_{k''}|^2 \right)^H \mathbf{g}_{mk'} \right|^2 \right\} \\ &= \lambda^2 \rho_c \tau_c \kappa_t \kappa_r \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m=1}^M c_{mk} \sum_{k''=1}^K \mathbf{g}_{mk''}^H \mathbf{g}_{mk'} |\boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_{k''}|^2 \right|^2 \right\} \\ &\quad + \lambda^2 \rho_c \tau_c \kappa_t \kappa_r \mathbb{E} \left\{ \left| \sum_{m=1}^M c_{mk} \sum_{k'' \neq k'}^K \mathbf{g}_{mk''}^H \mathbf{g}_{mk'} |\boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_{k''}|^2 \right|^2 \right\} \\ &= N_A^2 \left( \sum_{m=1}^M \gamma_{mk} \frac{\beta_{mk'}}{\beta_{mk}} \right)^2 |\boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_k|^2 + N_A \sum_{m=1}^M \gamma_{mk}^2 \frac{\beta_{mk''} \beta_{mk'}}{\beta_{mk}^2} |\boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_{k''}|^2, \end{aligned} \quad (53)$$

$T_2$  表示为

$$\begin{aligned} T_2 &= \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left| \sqrt{\kappa_r} \sum_{m=1}^M c_{mk} \sum_{k''=1}^K \mathbf{g}_{mk''}^H \mathbf{g}_{mk'} \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\eta}_{k'',t} \right|^2 \right\} + \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left| \sqrt{\kappa_r} \sum_{m=1}^M c_{mk} \sum_{k'' \neq k'}^K \mathbf{g}_{mk''}^H \mathbf{g}_{mk'} \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\eta}_{k'',t} \right|^2 \right\} \\ &= N_A^2 \frac{1 - \kappa_t}{\tau_c \kappa_t} \left( \sum_{m=1}^M \gamma_{mk} \frac{\beta_{mk'}}{\beta_{mk}} \right)^2 + N_A \lambda^2 \rho_c (1 - \kappa_t) \sum_{m=1}^M \sum_{k''=1}^K c_{mk}^2 \beta_{mk''} \beta_{mk'}, \end{aligned} \quad (54)$$

$T_3$  表示为

$$\begin{aligned} T_3 &= \lambda^2 \rho_c (1 - \kappa_r) \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{m=1}^M \left( c_{mk} \sum_{k'=1}^K \mathbf{g}_{mk'} \circ \eta_{mk',t} \right)^H \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} \\ &= N_A \lambda^2 \rho_c (1 - \kappa_r) \sum_{m=1}^M c_{mk}^2 \left( \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} \beta_{mk'} + \beta_{mk'}^2 \right), \end{aligned} \quad (55)$$

$T_4$  表示为

$$T_4 = \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{m=1}^M (c_{mk} \mathbf{w}_m \boldsymbol{\varphi}_k)^H \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} = N_A \lambda^2 \sum_{m=1}^M c_{mk}^2 \beta_{mk'}, \quad (56)$$

$T_5$  表示为

$$T_5 = \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{m=1}^M \left( c_{mk} \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{ml} \eta_{l,t} \boldsymbol{\varphi}_k \right)^H \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} = N_A \lambda^2 \rho_l (1 - \kappa_l) \sum_{l=1}^L \beta_{ml} \beta_{mk'}, \quad (57)$$

$T_6$  表示为

$$\begin{aligned} T_6 &= \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{m=1}^M (c_{mk} \tilde{\mathbf{n}}_m \boldsymbol{\varphi}_k)^H \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} \\ &= \lambda (1 - \lambda) \sum_{m=1}^M c_{mk}^2 \beta_{mk'} \left( \rho_c \sum_{k=1}^K \beta_{mk} + 1 + \rho_l \sum_{l=1}^L \beta_{ml} (\kappa_l \tau_l + (1 - \kappa_l)) \right). \end{aligned} \quad (58)$$

最后, 将公式(53)~(58)分别代入到公式(52)中, 即可得到公式(29)。

此外,  $\hat{\mathbf{g}}_{mk'}$  与  $\mathbf{g}_{mk'}$  的哈达玛积  $\zeta_{kk'}$  为

$$\begin{aligned} \zeta_{kk'} &= \mathbb{E} \left\{ \left\| \hat{\mathbf{g}}_{mk'}^H \circ \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} \\ &= \mathbb{E} \left\{ \left\| c_{mk} \left( \lambda \sqrt{\rho_c \tau_c \kappa_l \kappa_r} \sum_{k'=1}^K \mathbf{g}_{mk'} \left| \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_{k'} \right|^2 + \lambda \mathbf{D}_{m,r} \boldsymbol{\varphi}_k + \lambda \mathbf{w}_m \boldsymbol{\varphi}_k \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \lambda \sqrt{\kappa_r} \sum_{k'=1}^K \mathbf{g}_{mk'} \eta_{k',t}^H \boldsymbol{\varphi}_k + \lambda \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{ml} \eta_{l,t} \boldsymbol{\varphi}_k + \tilde{\mathbf{n}}_m \boldsymbol{\varphi}_k \right)^H \circ \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} \\ &= J_1 + J_2 + J_3 + J_4 + J_5 + J_6, \end{aligned} \quad (59)$$

进一步计算可得

$$\begin{aligned} J_1 &= \lambda^2 \rho_c \tau_c \kappa_l \kappa_r \mathbb{E} \left\{ \left\| c_{mk} \sum_{k'=1}^K \mathbf{g}_{mk'} \left| \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\varphi}_{k'} \right|^2 \circ \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} \\ &= N_A \lambda^2 \rho_c \tau_c \kappa_l \kappa_r c_{mk}^2 \left( \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} \beta_{mk'} + \beta_{mk'}^2 \right) \\ &= N_A \gamma_{mk}^2 \left( \sum_{k'=1}^K \frac{\beta_{mk'} \beta_{mk'}}{\beta_{mk}^2} + \frac{\beta_{mk'}^2}{\beta_{mk}^2} \right), \end{aligned} \quad (60)$$

$J_2$  计算可得

$$J_2 = \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left\| c_{mk} \left( \sum_{k'=1}^K \mathbf{g}_{mk'}^H \eta_{k',t} \right)^H \circ \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} = N_A \lambda^2 c_{mk}^2 \rho_c (1 - \kappa_r) \left( \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} \beta_{mk'} + \beta_{mk'}^2 \right), \quad (61)$$

$J_3$  可表示为

$$J_3 = \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left\| c_{mk} (\mathbf{w}_m \boldsymbol{\varphi}_k)^H \circ \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} = N_A \lambda^2 c_{mk}^2 \beta_{mk'}, \quad (62)$$

$J_4$  可表示为

$$\begin{aligned} J_4 &= \lambda^2 \kappa_t \mathbb{E} \left\{ \left\| c_{mk} \left( \sum_{k'=1}^K \mathbf{g}_{mk'}^H \eta_{k',t} \right)^H \circ \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} \\ &= N_A \frac{1-\kappa_t}{\tau_c \kappa_t} \gamma_{mk}^2 \frac{\beta_{mk'}^2}{\beta_{mk}^2} + N_A \lambda^2 \rho_c (1-\kappa_t) \kappa_t c_{mk}^2 \sum_{k'=1}^K \beta_{mk'} \beta_{mk'}, \end{aligned} \quad (63)$$

$J_5$  计算可得

$$J_5 = N_A \lambda (1-\lambda) \sum_{m=1}^M c_{mk}^2 \beta_{mk'} \left( \rho_c \sum_{k=1}^K \beta_{mk} + 1 + \rho_l \sum_{l=1}^L \beta_{ml} (\kappa_{lt} \tau_l + (1-\kappa_{lt})) \right), \quad (64)$$

$J_6$  可表示为

$$J_6 = \lambda^2 \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{l=1}^L (\mathbf{G}_{ml} \eta_{l,t} \boldsymbol{\varphi}_k)^H \circ \mathbf{g}_{mk'} \right\|^2 \right\} = N_A \lambda^2 \rho_l (1-\kappa_{lt}) \left( \sum_{l=1}^L \beta_{ml'} \beta_{mk'} + \beta_{ml'}^2 \right). \quad (65)$$

通过上述的推导, 将公式(60)~(65)代入到公式(59)中, 即可完成公式(30)的证明。