

分布式RIS赋能的多用户毫米波大规模MIMO系统 频谱效率分析

李光辉, 李文海, 马盼盼*, 李睿峰, 唐 曦

(海军航空大学, 山东烟台 264001)

摘要: 智能超表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)具有重构无线环境的能力,有望为未来通信网络提供新范式。然而,目前广泛研究的集中式RIS在服务多用户系统时具有覆盖能力差、复用增益低等诸多局限性。为此,本文提出了基于泊松点过程(Poisson Point Process, PPP)的分布式RIS部署架构,来增强多用户毫米波大规模多输入多输出(Multi-Input Multi-Output, MIMO)系统的通信性能。另外,本文根据毫米波信道最大增益路径的阵列响应设计了有源波束赋形与无源波束赋形,并在此基础上推导了遍历频谱效率的闭合表达式以便于分析功率缩放率,结果显示频谱效率与收发端天线数目、单个RIS上电磁元件数目的平方以及分布式RIS的部署密度成正比。仿真结果验证了理论分析的准确性,并表明RIS在性能提升方面优于其他有源器件。

关键词: 智能超表面;毫米波通信;大规模MIMO;泊松点过程;频谱效率

基金项目: 山东泰山学者基金(No.TSTP20221146)

中图分类号: TN928

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)07-2500-13

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250031

Spectral Efficiency Analysis of Distributed-RIS-Empowered Multi-User mmWave Massive MIMO Systems

LI Guang-hui, LI Wen-hai, MA Pan-pan*, LI Rui-feng, TANG Xi

(Naval Aviation University, Yantai, Shandong 264001, China)

Abstract: Reconfigurable intelligent surface (RIS) has the ability to reconstruct the wireless environment and is expected to provide a new paradigm for future communication networks. However, the widely studied centralized RIS has many limitations when served in multi-user systems, such as poor coverage ability and low multiplexing gain. To this end, we propose a distributed RIS deployment architecture based on Poisson point process (PPP) to enhance the communication performance of multi-user millimeter wave (mmWave) massive multi-input multi-output (MIMO) systems. Moreover, we design the active beamforming and passive beamforming based on the array responses of the maximum gain path in mmWave channels, and derive the closed-form expressions of the ergodic spectral efficiency to facilitate the analysis of the power scaling laws. The expressions show that the spectral efficiency is proportional to the number of transmitting/receiving antennas, the square of the number of elements on one RIS, and the density of distributed RISs. Simulation results verify the accuracy of the theoretical analyses, indicating that the RIS outperforms other active devices in terms of performance improvement.

Key words: reconfigurable intelligent surface; mmWave communication; massive MIMO; Poisson point process; spectral efficiency

Foundation Item(s): Shandong Taishan Scholars Fund (No.TSTP20221146)

1 引言

作为第六代(Sixth Generation, 6G)移动通信最有前景的关键技术之一,智能反射面(Reconfigurable Intelligence Surface, RIS)在近些年引起了学界和业界的广泛关注和研究,其具有低成本、低功耗、可编程、易部署等特性,能够通过数字编码对电磁波进行主动的智能调控来增强或消除传播信号,有望突破传统无线通信传播环境不可控的约束,进而构建出智能可编程的无线环境^[1,2]。另外,RIS可以以较低的成本完美嵌入现有的移动通信系统架构,在未来增强版 5G (5G-Advanced, 5G-A)和 6G 移动通信的发展中具有广阔的应用前景,并将逐渐渗透到雷达、成像、传感、医疗、国防、交通等众多领域^[3,4]。

传统移动通信系统主要部署于 Sub-6 GHz (<6 GHz) 频段,虽然这些频段具有良好的传播特性,但其可用频谱资源仅为 1~2 GHz,难以满足 5G 及未来 6G 网络对 TB 级数据容量的需求。相比之下,毫米波凭借其频谱资源丰富、保密性好、传输速度快、时延低等优点,已被国际电信联盟列为 6G 关键技术之一^[5,6]。此外,毫米波的短波长特性可以使得天线尺寸小型化且便于集成,因此毫米波通信与大规模多输入多输出(Multi-Input Multi-Output, MIMO)技术紧密协同,成为构建 5G 空口关键性能指标和 6G 智能无线通信的核心使能技术^[7]。需特别指出的是:5G 规范主要部署于 24~48 GHz 频段,其中 26/28 GHz 为初始商用频段,而 6G 明确将使用 100 GHz 以上的毫米波频段^[8]。深入研究毫米波技术将加速 5G 系统的商用部署进程,同时为构建 6G 新型空口架构提供理论支撑。然而,毫米波的视距传播特性导致信道具有稀疏散射路径密度,其通信质量易受自由空间路径损耗、多径衰落、建筑物穿透损耗及雨衰/大气吸收等信道效应制约^[9]。大规模 MIMO 等技术可通过空间复用和波束赋形获得阵列增益,有效补偿毫米波的高路径损耗特性,却面临硬件实现复杂度高、系统能耗剧增等工程挑战。由于只能被动地适应环境的不利影响,传统的毫米波 MIMO 系统在吞吐量提升方面存在着根本性技术瓶颈,无法继续满足 5G-A 及未来 6G 持续增长的通信需求。而 RIS 可通过重构表面电磁参数(如振幅/相位)实现动态波束调控和信道环境整形,改善毫米波信道环境,有望解决毫米波大规模 MIMO 通信面临的困境,进一步提升系统性能。

RIS 为毫米波大规模 MIMO 系统带来了新的发展机遇,但也引入了新的技术挑战。首先,RIS 辅助系统中的联合波束赋形的优化问题通常是一个难解的非凸优化问题,尤其在多用户的情况下将面临更高的计算复杂度。文献[2]提出利用半正定松弛方法将此非凸优化问题近似为凸优化问题,进而得到了波束赋形的次优

解。文献[10]利用毫米波信道的结构特性,重构了优化框架并提出流形优化算法以平衡性能与计算开销。文献[11]则聚焦分辨率受限的 RIS,提出了最小化发射功率目标下的联合波束赋形设计。为了充分获取波束成形增益,获取准确的信道状态信息至关重要,而无源 RIS 无法使用传统信道估计方案。针对该挑战,文献[12]提出了一种基于最小均方误差的信道估计协议分别估计 RIS 上每个元件对应的信道。文献[13]则重点研究了 RIS 辅助的多输入单输出(Multi-Input Single-Output, MISO)系统的上行链路,并提出了一种基于平行因子分解的信道估计框架。文献[14]创新性地引入级联信道的稀疏性特征,将级联信道估计问题重构成了经典的稀疏信号恢复问题,然后利用传统的压缩感知算法进行求解。上述研究主要集中于 MISO 系统中波束赋形优化或信道估计问题,并默认考虑集中式 RIS 或多个给定位置的 RIS 模型^[15,16]。值得注意的是,RIS 的无源特性使其与传统有源器件(如(Decode-and-Forward, DF)中继、(Amplify-and-Forward, AF)中继及云接入网中射频拉远头(Remote Radio Head, RRH))的最优部署策略具有显著区别,这一差异性造成了另一项亟待解决的重要挑战^[17]。尽管部分文献建议 RIS 应部署在基站附近或用户附近^[18],但其并未充分考虑实际场景中用户与 RIS 位置和数量的随机分布特性。RIS 的部署通常要支持通信速率提高以及覆盖范围扩展,若仅在收发端附近部署集中式 RIS,仍可能因严重遮挡导致信号衰减,因此分布式部署策略(即在小区内多节点部署电磁元件)在实际的多用户小区中更具实践价值,本文称之为分布式 RIS。

一些学者已经针对分布式 RIS 的最优部署策略及系统性能分析展开了研究。文献[19,20]先后研究了双 RIS 赋能的单用户单输入单输出(Single-Input Single-Output, SISO)和多用户 MIMO 系统,联合优化两个 RIS 的无源波束赋形来提升系统性能。文献[21]考虑了分布式 RIS 和多个有源基站共存的多用户无线网络,提出了一种针对分布式 RIS 部署位置和无源波束赋形的联合优化策略。另外,鉴于随机几何学在传统的无线网络中广泛应用于表征有源节点拓扑随机性^[22,23],一些学者也采用了随机几何来表征分布式 RIS 的随机部署。文献[24,25]基于二项点过程(Binomial Point Process, BPP)对分布式 RIS 进行了建模和理论性能分析。文献[26]则创新性地提出混合模型,通过齐次泊松点过程(Poisson Point Process, PPP)刻画 RIS/基站/用户的空间分布,并使用 BPP 来建模网络中阻塞的随机分布。尽管有关 RIS 的研究已经取得了一系列突破性进展,但现有成果多集中在波束赋形优化等链路层设计层面,目前仍然缺乏关于分布式 RIS 的最优部署策略以及功率缩放规律的理论支撑^[24,27]。

基于以上分析,本文将研究分布式 RIS 赋能的毫米波大规模 MIMO 系统,通过分布式部署多个 RIS 来重建无线环境,以扩大覆盖范围、增强空间复用能力,进而提高多用户通信系统的频谱效率. 考虑到随机几何学中齐次 PPP 具有良好的统计特性及易处理性,本文首先采用齐次 PPP 对系统中的 RIS 部署进行建模,并在此基础上研究分布式 RIS 赋能的毫米波大规模 MIMO 系统,推导出系统频谱效率的闭合表达式,用以评估 RIS 配置参数及 RIS 的部署策略对系统性能的影响、分析分布式 RIS 的最优部署策略.

2 系统设计

2.1 系统模型

如图 1 所示,本文考虑一个毫米波大规模 MIMO 下行通信系统,基站处于半径为 r_c 的圆形小区的中心位置,在多个无源 RIS 的辅助下与 K 个用户通信,每个 RIS 上配备了 N 个电磁元件,每个元件的相位可以根据实际需要由基站智能调控. 假设用户和 RIS 的分布相互独立,用户的位置在整个小区范围内随机分布,所有 RIS 被均匀随机地部署在离基站的距离范围 $[r_{in}, r_{out}]$ 内,服从密度为 λ_p 的齐次 PPP Φ_p ,其中 Φ_p 表示密度为 λ_p 的 RIS 数目集合. 在 PPP 模型下, Φ_p 中 RIS 的候选数目为 Q 的概率分布表示为

$$\Pr[Q=n] = \frac{\lambda_p \mathcal{A}}{n!} \exp(-\lambda_p \mathcal{A}) \quad (1)$$

其中, \mathcal{A} 表示给定的 RIS 部署区域的面积,本文中有 $\mathcal{A} = \pi(r_{out}^2 - r_{in}^2)$.

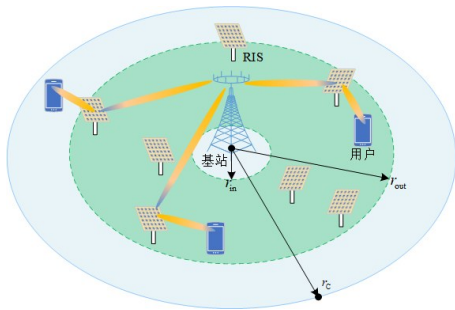


图1 基于PPP的分布式RIS赋能的毫米波大规模MIMO系统

基站配备有 N_t 个天线和 N_{RF} 个 RF 链,满足 $N_t \geq N_{RF} \geq K$,每个用户配备 N_r 个天线和单个 RF 链. 假设基站与每个用户通过单个数据流通信,即基站端需向用户发送 K 条数据流. 为了节省部署成本及功耗,仅配备 K 个 RF 链即可实现数据流之间的正交传输,因此本文考虑 $N_{RF} = K$. 图 2 给出了基站端的混合预编码结构和用户端的接收合并结构.

基站端的发送信号向量定义为 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_K]^T$,

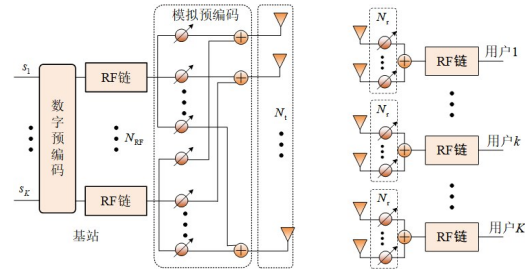


图2 基站与用户的预编码结构示意图

满足 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = P\mathbf{I}_K/K$,其中 P 是发射功率,本文考虑等功率分配方案. 将基站到用户 k 的信道表示为 $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$, $k = 1, 2, \dots, K$,则用户 k 处理后的接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{w}_k^H \mathbf{n}_k \quad (2)$$

其中, $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 是用户 k 的模拟域接收合并向量,满足恒模约束条件 $|\mathbf{w}_k|_i| = 1/\sqrt{N_r}$. $\mathbf{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{RF}}$ 是基站端的模拟预编码矩阵,满足恒模约束条件 $|\mathbf{F}_{RF}|_{i,j}| = 1/\sqrt{N_t}$. $\mathbf{F}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times K}$ 是基站端的数字预编码矩阵,为了保证功率约束,需满足归一化条件 $\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 = K$. 为了方便分析,定义 $\mathbf{F}_{RF} = [\mathbf{f}_{RF}^1, \mathbf{f}_{RF}^2, \dots, \mathbf{f}_{RF}^K]$ 以及 $\mathbf{F}_{BB} = [\mathbf{f}_{BB}^1, \mathbf{f}_{BB}^2, \dots, \mathbf{f}_{BB}^K]$. $\mathbf{n}_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2 \mathbf{I}_{N_r})$ 表示均值为零、方差为 σ_k^2 的加性高斯白噪声,本文令 $\sigma_k^2 = \sigma_N^2$, $k = 1, 2, \dots, K$. 因此在下行链路中,用户 k 的接收 SINR 可以表示为

$$\text{SINR}_k = \frac{\frac{P}{K} |\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB}^k|^2}{\sum_{i \neq k} \frac{P}{K} |\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB}^i|^2 + \sigma_N^2} \quad (3)$$

则用户 k 的频谱效率可以表示为 $R_k = \log_2(1 + \text{SINR}_k)$,系统整体的频谱效率为 $R = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \text{SINR}_k)$.

2.2 信道模型

本节将对系统中的信道模型进行详细介绍. 假设基站和用户端收发天线采用均匀线性阵列 (Uniform Linear Array, ULA), 而 RIS 上电磁元件采用均匀平面阵列 (Uniform Planar Array, UPA). 考虑到毫米波波长较短且易被遮挡,因此假设基站到用户的直接信道被阻塞而无法进行通信. 为了减小大尺度衰落, RIS 可以根据基站的位置进行部署来避免遮挡,因此可以假设基站到 RIS 之间的信道为视距 (Line-of-Sight, LoS) 信道,将基站到第 q 个 RIS 的信道表示为 $\mathbf{H}_{1,q} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$, $q = 1, 2, \dots, Q$,其表达式可以写为

$$\mathbf{H}_{1,q} = \sqrt{NN_t} \mathbf{a}(\phi_{r,1,q}, \varphi_{r,1,q}) \mathbf{a}^H(\phi_{t,1,q}) \quad (4)$$

其中, $\mathbf{a}(\phi)$ 和 $\mathbf{a}(\phi, \varphi)$ 分别是 ULA 响应向量和 UPA 响应

向量, $\phi \in [0, 2\pi)$ 和 $\varphi \in [0, \pi)$ 分别表示方位角和仰角. 一个 M 维的 $\mathbf{a}(\phi)$ 可以表示为

$$\mathbf{a}(\phi) = \frac{1}{\sqrt{M}} \left(1, e^{\frac{j2\pi d_a}{\lambda} \sin(\phi)}, \dots, e^{\frac{j2\pi d_a}{\lambda} (M-1) \sin(\phi)} \right)^H \quad (5)$$

其中, λ 表示载波波长, $d_a = \lambda/2$ 表示元件间距, 用以保证元件间的独立性.

一个 $N_x \times N_y$ 维的 $\mathbf{a}(\phi, \varphi)$ 可以表示为

$$\mathbf{a}(\phi, \varphi) = \frac{1}{\sqrt{N_x N_y}} \left(1, e^{\frac{j2\pi d_a}{\lambda} (\sin(\phi) \sin(\varphi) + \cos(\varphi))}, \dots, e^{\frac{j2\pi d_a}{\lambda} ((N_x-1) \sin(\phi) \sin(\varphi) + (N_y-1) \cos(\varphi))} \right)^H \quad (6)$$

考虑到用户位置的不确定性, 可以假设 RIS 与用户之间的信道为非视距 (Non-Line-of-Sight, NLoS) 信道. 将第 q 个 RIS 到用户 k 的信道表示为 $\mathbf{H}_{R,k,q} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$, 根据扩展的 SV 毫米波信道模型^[28], 其表达式可以写为

$$\mathbf{H}_{R,k,q} = \sqrt{\frac{N_r N_t}{L_R}} \sum_{l=1}^{L_R} \alpha_{R,k,q}^l \mathbf{a}(\phi_{r,R,k,q}^l) \mathbf{a}^H(\phi_{t,R,k,q}^l, \varphi_{t,R,k,q}^l) \quad (7)$$

其中, $L_R \sim \text{DU}(1, L)$ 表示信道 $\mathbf{H}_{R,k,q}$ 的传播路径数, 其中 L 是最大路径数. $\alpha_{R,k,q}^l \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 表示信道第 l 条路径的复增益.

本文考虑远场通信, 根据文献[29]中路径损耗的“乘性衰落”模型, 本文将基站在第 q 个 RIS 辅助下到用户 k 的间接信道的大尺度衰落 $\beta_{RIS,k,q}$ 表示为 $\beta_{RIS,k,q} = \beta_R d_{L,q}^{-\bar{\nu}} d_{R,k,q}^{-\tilde{\nu}}$, 其中 β_R 是参考距离为 1 m 时的路径损耗, 代表频率、收发增益以及阴影效应的影响, $d_{L,q}$ 和 $d_{R,k,q}$ 分别是信道 \mathbf{H}_1 和 $\mathbf{H}_{R,k}$ 的收发端的间距, $\bar{\nu}$ 和 $\tilde{\nu}$ 分别表示对应 LoS 信道和 NLoS 信道的路径损耗因子, $\tilde{\nu} > \bar{\nu} > 0$.

另外, 由于实际中经由多个 RIS 反射/透射的信号振幅损耗会随反射/透射次数呈指数性增长以及路径损耗将与多段距离的乘积成正比增加, 因此本文仅考虑经由单个 RIS 反射/透射的信号, 将多 RIS 场景中经由多个 RIS 多次反射/透射的信号功率忽略不计. 第 q 个 RIS 的无源波束赋形矩阵 $\boldsymbol{\Theta}_q$ 可以表示为

$$\boldsymbol{\Theta}_q = \text{diag} \left(\rho_{q,1} \exp(j\theta_{q,1}), \rho_{q,2} \exp(j\theta_{q,2}), \dots, \rho_{q,N} \exp(j\theta_{q,N}) \right) \quad (8)$$

其中, $\rho_{q,n} \in [0, 1]$ 和 $\theta_{q,n} \in [0, 2\pi)$ 分别表示第 q 个 RIS 上第 n 个元件的振幅系数和相位, 本文假设 $\rho_{q,n} = \bar{\rho}$, $q = 1, 2, \dots, Q$, $n = 1, 2, \dots, N$ ^[30].

引入信道中大尺度衰落因子的影响, 即可以得到基站到用户 k 的信道 \mathbf{H}_k 的表达式为

$$\mathbf{H}_k = \sum_{q=1}^Q \sqrt{\beta_{RIS,k,q}} \mathbf{H}_{R,k,q} \boldsymbol{\Theta}_q \mathbf{H}_{L,q} \quad (9)$$

2.3 波束赋形设计

基于以上分析, 在用户 k 使用第 i 个 RIS 的情况下, 其接收信号可以重写为

$$y_k = \sqrt{\beta_{RIS,k,i}} \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{R,k,i} \boldsymbol{\Theta}_i \mathbf{H}_{L,i} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB}^k \mathbf{s}_k + \underbrace{\mathbf{w}_k^H \sum_{q \neq i}^Q \sqrt{\beta_{RIS,k,q}} \mathbf{H}_{R,k,q} \boldsymbol{\Theta}_q \mathbf{H}_{L,q} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB}^k \mathbf{s}_k}_{\text{其他RIS反射的信号}} + \underbrace{\sum_{j \neq k}^K \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB}^j \mathbf{s}_j}_{\text{其他用户的干扰}} + \mathbf{w}_k^H \mathbf{n}_k \quad (10)$$

考虑到毫米波信道具有良好的方向性, 根据文献[31]中的毫米波系统的混合预编码设计方案, 本文将模拟预编码器/合并器分别与发射/接收阵列响应向量进行匹配, 即基站端模拟预编码向量可以设计为 $\mathbf{f}_{RF}^k = \mathbf{a}(\phi_{t,L,i}^k)$, 用户 k 处的模拟接收合并向量可以设计为 $\mathbf{w}_k = \mathbf{a}(\phi_{r,R,k,i}^k)$, 其中 \hat{l} 表示增益最大的路径的索引. 为了便于分析, 定义一个基带等效信道 $\mathbf{H}_{eq} \in \mathbb{C}^{K \times N_{RF}}$:

$$\mathbf{H}_{eq} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^H & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_2^H & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{w}_K^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \mathbf{F}_{RF} \quad (11)$$

其中, \mathbf{H}_{eq} 的每个元素表示从基站上的一个 RF 链到一个用户上 RF 链的等效信道增益.

根据文献[32]可知, 当大规模 MIMO 系统收发天线的数目趋于无穷时, 可得:

$$\mathbf{a}^H(\phi_{t,L,q}^k) \mathbf{f}_{RF}^k = \begin{cases} 1, & q=i \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (12)$$

$$\mathbf{w}_k^H \mathbf{a}^H(\phi_{r,R,k,q}^k) = \begin{cases} 1, & q=i, l=\hat{l} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

而根据以上所得的模拟预编码向量 \mathbf{f}_{RF}^k 和接收合并向量 \mathbf{w}_k , 可以计算出:

$$\begin{aligned} [\mathbf{H}_{eq}]_{k,k} &= \sqrt{\frac{N_r N_t}{L_R}} \bar{\rho} N \alpha_{R,k,i}^j \\ &\quad \times \mathbf{a}^H(\phi_{t,R,k,i}^k, \varphi_{t,R,k,i}^k) \boldsymbol{\Theta}_i \mathbf{a}(\phi_{r,L,i}^k, \varphi_{r,L,i}^k) \end{aligned} \quad (14)$$

此时, 用户 k 收到来自其他 RIS 的信号功率则趋近于 0. 为了最大化用户 k 对应链路的功率, $\boldsymbol{\Theta}_i$ 中对角线第 n 个元素的相位应当根据 RIS 两端信道的收发响应向量设计为^[33]

$$\begin{aligned} \theta_{i,n} = & \frac{2\pi d_a}{\lambda} \left((n_x - 1) \sin(\phi_{t,R,k,i}^i) \sin(\phi_{t,R,k,i}^i) \right. \\ & - (n_x - 1) \sin(\phi_{r,L,i}) \sin(\varphi_{r,L,i}) \\ & \left. + (n_y - 1) (\cos(\phi_{t,R,k,i}^i) - \cos(\varphi_{r,L,i})) \right) \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $\{n_x, n_y\}$ 表示在第 n 个元素在均匀平面阵列中的索引。

在 N 较大时, 根据文献[32]有 $\mathbf{a}^H(\phi_{t,R,k,i}^i, \varphi_{t,R,k,i}^i) \boldsymbol{\theta}_i \times \mathbf{a}(\phi_{r,L,i}, \varphi_{r,L,i}) = \bar{\rho}$. 在数字域应用低维度的ZF预编码消除用户之间的干扰, 即 $\mathbf{F}_{\text{BB}} = \mathbf{H}_{\text{eq}}^H (\mathbf{H}_{\text{eq}} \mathbf{H}_{\text{eq}}^H)^{-1} \boldsymbol{\Sigma}$, 其中 $\boldsymbol{\Sigma}$ 是一个对角矩阵, 通过调整其对角元素以满足预编码功率约束 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = K$. 在收发天线数目较大时, 根据式(12)和(13), 等效信道矩阵 \mathbf{H}_{eq} 和数字预编码矩阵 \mathbf{F}_{BB} 最终应为对角矩阵, 且有:

$$[\mathbf{H}_{\text{eq}}]_{k,k} = \sqrt{\frac{N_r N_t}{L_R}} N \bar{\rho} \alpha_{R,k,i}^i \quad (16)$$

$$[\mathbf{F}_{\text{BB}}]_{k,k} = \exp(-j \arg(\alpha_{R,k,i}^i)) \quad (17)$$

基于以上分析, 可以将用户 k 处的接收 SINR 重新计算为

$$\text{SINR}_k = \frac{P N_r N_t N^2 \bar{\rho}^2 |\alpha_{R,k,i}^i|^2 \beta_R}{K L_R d_{L,i}^{\bar{v}} d_{R,k,i}^{\bar{v}} \sigma_N^2} \quad (18)$$

3 系统性能分析

3.1 遍历频谱效率分析

接下来分析系统的遍历频谱效率. 首先对信噪比中的小尺度衰落参数进行分析, 在给定位置的用户 k 使用第 i 个 RIS 的情况下, $\beta_{\text{RIS},k,i}$ 为给定条件. 根据式(18), 可将用户 k 的遍历频谱效率重新表示为

$$\mathcal{R}_{k|\beta_{\text{RIS},k,i}} = \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{P N_r N_t N^2 \bar{\rho}^2 |\alpha_{R,k,i}^i|^2 \beta_{\text{RIS},k,i}}{K L_R \sigma_N^2} \right) \right\} \quad (19)$$

根据 $\alpha_{R,k,i}^i \sim \mathcal{CN}(0, 1)$, $|\alpha_{R,k,i}^i|^2$ 服从参数为 1 的指数分布^[34]. 鉴于已经假设 $\mathbf{H}_{R,k,i}$ 的路径数为 L_R , 根据有序统计理论可知^[35], 随机变量 $|\alpha_{R,k,i}^i|^2 = \max_{i \in \{1, 2, \dots, L_R\}} \{|\alpha_{R,k,i}^i|^2\}$ 的 PDF 可以表示为

$$f_\alpha(x) = \begin{cases} L_R (1 - e^{-x})^{L_R-1} e^{-x}, & x \geq 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (20)$$

为了便于表示, 定义 $\zeta = N_r N_t N^2 \bar{\rho}^2 / L_R$, 并引入变量 $\zeta_k = \zeta \beta_{\text{RIS},k,i} |\alpha_{R,k,i}^i|^2$ 表示用户 k 的等效信道增益, 定义 $\rho =$

$P / (K \sigma_N^2)$ 表示基站端发射信噪比.

命题 1 在分布式 RIS 赋能的毫米波 MIMO 系统中, 单个用户的遍历频谱效率闭合表达式为

$$\mathcal{R}_{k|\beta_{\text{RIS},k,i}} = \log_2 e \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} G_{3,2}^{1,3} \left[\frac{\rho \zeta \beta_{\text{RIS},k,i}}{t} \middle| \begin{matrix} 0, 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right] \quad (21)$$

其中, $\binom{L_R}{t} = \frac{L_R!}{t!(L_R-t)!}$, $G_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ 是 Meijer G 函数^[36].

证明 在给定用户位置和使用的 RIS 的条件下, 根据式(20)中 $|\alpha_{R,k,i}^i|^2$ 的 PDF 表达式, 可以得到用户 k 信道增益的累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 的表达式为

$$\begin{aligned} F_{\zeta|\beta_{\text{RIS},k,i}}(z) &= \int_0^z \zeta \beta_{\text{RIS},k,i} f_\alpha(x) dx \\ &= L_R \int_0^z \zeta \beta_{\text{RIS},k,i} (1 - e^{-x})^{L_R-1} e^{-x} dx \\ &\stackrel{(a)}{=} L_R \int_0^z \zeta \beta_{\text{RIS},k,i} \sum_{t=0}^{L_R-1} \binom{L_R-1}{t} (-e^{-x})^t e^{-x} dx \\ &= \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} \left(1 - \exp\left(-\frac{1}{\zeta \beta_{\text{RIS},k,i}} z t\right) \right) \\ &\stackrel{(b)}{=} 1 + \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^t \exp\left(-\frac{1}{\zeta \beta_{\text{RIS},k,i}} z t\right) \end{aligned} \quad (22)$$

其中, (a) 是根据二项式定理 $(x+y)^n = \sum_{m=0}^n \binom{n}{m} x^{n-m} y^m$ 得到的, (b) 是根据等式 $\sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} = 1$ 得到的.

对式(22)进行求导, 即可得到用户 k 的信道增益 ζ_k 的 PDF 表达式为

$$\begin{aligned} f_{\zeta|\beta_{\text{RIS},k,i}}(z) &= \frac{d}{dz} F_{\zeta|\beta_{\text{RIS},k,i}}(z) \\ &= -\frac{1}{\zeta \beta_{\text{RIS},k,i}} \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^t t e^{-\frac{1}{\zeta \beta_{\text{RIS},k,i}} z t} \end{aligned} \quad (23)$$

基于以上, 即可推导出用户 k 的遍历频谱效率表达式为

$$\begin{aligned} \mathcal{R}_{k|\beta_{\text{RIS},k,i}} &= \int_0^\infty \log_2(1 + \rho z) f_{\zeta|\beta_{\text{RIS},k,i}}(z) dz \\ &= -\frac{\sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^t t \int_0^\infty e^{-\frac{1}{\zeta \beta_{\text{RIS},k,i}} z t} \log_2(1 + \rho z) dz}{\zeta \beta_{\text{RIS},k,i}} \\ &= \log_2 e \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} t \int_0^\infty e^{-t x} \ln(1 + \rho \zeta \beta_{\text{RIS},k,i} x) dx \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \log_2 e \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} t \int_0^\infty G_{0,1}^{1,0} \left[tx \middle| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right] \\
 &\quad \times G_{2,2}^{1,2} \left[\rho \zeta \beta_{\text{RIS},k,i} x \middle| \begin{matrix} 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right] dx \\
 &\stackrel{(b)}{=} \log_2 e \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} G_{3,2}^{1,3} \left[\frac{\rho \zeta \beta_{\text{RIS},k,i}}{t} \middle| \begin{matrix} 0, 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right]
 \end{aligned} \tag{24}$$

其中,(a)是根据文献[37]中的式(4.268)和式(4.279)得

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R} = K \log_2 e \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} &\left[\frac{2r_{\text{out}}^2}{\bar{v}(r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2)} H_{4,4}^{3,3} \left[\frac{r_{\text{out}} t}{\rho \zeta \beta_{\text{R}}(\pi \lambda_{\text{p}})^{\frac{\bar{v}}{2}}} \middle| \begin{matrix} \left(1 - \frac{2}{\bar{v}}, 1\right), (0, 1), \left(0, \frac{\bar{v}}{2}\right), (1, 1) \\ (1, 1), (0, 1), (0, 1), \left(-\frac{2}{\bar{v}}, 1\right) \end{matrix} \right] \right. \\
 &\left. - \frac{2r_{\text{in}}^2}{\bar{v}(r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2)} H_{4,4}^{3,3} \left[\frac{r_{\text{in}} t}{\rho \zeta \beta_{\text{R}}(\pi \lambda_{\text{p}})^{\frac{\bar{v}}{2}}} \middle| \begin{matrix} \left(1 - \frac{2}{\bar{v}}, 1\right), (0, 1), \left(0, \frac{\bar{v}}{2}\right), (1, 1) \\ (1, 1), (0, 1), (0, 1), \left(-\frac{2}{\bar{v}}, 1\right) \end{matrix} \right] \right]
 \end{aligned} \tag{25}$$

其中, $H_{p,q}^{m,n}[\cdot]$ 是 Fox H 函数^[38].

证明 由于 RIS 在圆形小区范围内的部署服从 PPP, 尽管用户根据最近距离对 RIS 进行了选择, 但是并不影响 RIS 与 BS 的相对位置, 被选择 RIS 实际上仍然服从圆形小区内的均匀随机分布, 因此从基站到第 i 个 RIS 之间的距离 $d_{1,i}$ 的 PDF 可表示为^[31]

$$f_1(x) = \begin{cases} \frac{2x}{r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2}, & r_{\text{in}} < x \leq r_{\text{out}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \tag{26}$$

根据 PPP 模型中最近点距离的分布, 用户 k 到距离其最近的索引为 i 的 RIS 之间的距离 $d_{\text{R},k,i}$ 的 PDF 可以表示为^[22]

$$f_2(x) = \begin{cases} 2\pi \lambda_{\text{p}} x e^{-\pi \lambda_{\text{p}} x^2}, & 0 < x \leq r_{\text{c}} + r_{\text{out}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \tag{27}$$

然后, 系统的遍历频谱效率表达式可以通过计算下式得出:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R} &= K \int_0^{r_{\text{c}} + r_{\text{out}}} f_2(x) \int_{r_{\text{in}}}^{r_{\text{out}}} f_1(y) \log_2 e \\
 &\quad \times \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} G_{3,2}^{1,3} \left[\frac{\rho \zeta \beta_{\text{R}}}{t y^{\bar{v}} x^{\bar{v}}} \middle| \begin{matrix} 0, 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right] dy dx \\
 &= K \log_2 e \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} \int_0^{r_{\text{c}} + r_{\text{out}}} f_2(x) \\
 &\quad \times \int_{r_{\text{in}}}^{r_{\text{out}}} f_1(y) G_{3,2}^{1,3} \left[\frac{\rho \zeta \beta_{\text{R}}}{t y^{\bar{v}} x^{\bar{v}}} \middle| \begin{matrix} 0, 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right] dy dx
 \end{aligned} \tag{28}$$

到的,(b)是根据文献[37]中 Meijer G 函数的积分运算公式(4.266)得到的. 证毕.

根据命题 1 中典型用户的频谱效率表达式, 对系统中用户的大尺度衰落进行遍历统计, 即通过 $\mathcal{R} = \mathbb{E} \left\{ \sum_{k=1}^K \mathcal{R}_k | \beta_{\text{RIS},k,i} \right\}$ 即可得到系统的遍历频谱效率的表达式.

命题 2 在 PPP 模型下的分布式 RIS 赋能的多用户毫米波 MIMO 系统中, 系统的遍历频谱效率闭合表达式为

鉴于式(28)有两个独立的随机变量, 可以分别进行积分. 首先针对上式中 y 的积分部分进行求解:

$$\begin{aligned}
 &\int_{r_{\text{in}}}^{r_{\text{out}}} f_1(y) G_{3,2}^{1,3} \left[\frac{\rho \zeta \beta_{\text{R}}}{t y^{\bar{v}} x^{\bar{v}}} \middle| \begin{matrix} 0, 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right] dy \\
 &= \frac{2}{r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2} \int_{r_{\text{in}}}^{r_{\text{out}}} y G_{3,2}^{1,3} \left[\frac{\rho \zeta \beta_{\text{R}}}{t y^{\bar{v}} x^{\bar{v}}} \middle| \begin{matrix} 0, 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right] dy \\
 &\stackrel{(a)}{=} \frac{2}{r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2} \int_{r_{\text{in}}}^{r_{\text{out}}} y G_{2,3}^{3,1} \left[\frac{t x^{\bar{v}} y^{\bar{v}}}{\rho \zeta \beta_{\text{R}}} \middle| \begin{matrix} 0, 1 \\ 1, 0, 0 \end{matrix} \right] dy \\
 &\stackrel{(b)}{=} \frac{2}{\bar{v}(r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2)} \int_{r_{\text{in}}^{\bar{v}}}^{r_{\text{out}}^{\bar{v}}} z^{\frac{2}{\bar{v}} - 1} G_{2,3}^{3,1} \left[\frac{t x^{\bar{v}} z}{\rho \zeta \beta_{\text{R}}} \middle| \begin{matrix} 0, 1 \\ 1, 0, 0 \end{matrix} \right] dz \tag{29} \\
 &\stackrel{(c)}{=} \frac{2r_{\text{out}}^2}{\bar{v}(r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2)} G_{3,4}^{3,2} \left[\frac{r_{\text{out}} t x^{\bar{v}}}{\rho \zeta \beta_{\text{R}}} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{2}{\bar{v}}, 0, 1 \\ 1, 0, 0, -\frac{2}{\bar{v}} \end{matrix} \right] \\
 &\quad - \frac{2r_{\text{in}}^2}{\bar{v}(r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2)} G_{3,4}^{3,2} \left[\frac{r_{\text{in}} t x^{\bar{v}}}{\rho \zeta \beta_{\text{R}}} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{2}{\bar{v}}, 0, 1 \\ 1, 0, 0, -\frac{2}{\bar{v}} \end{matrix} \right]
 \end{aligned}$$

其中,(a)是根据文献[37]中式(4.257)得到的,(b)是通过变量代换 $z = y^{\bar{v}}$ 得到的, 而(c)根据文献[37]中 Meijer G 函数的积分运算式(4.264)得到.

为了表达清晰, 将式(29)代入到式(28)中并对其中 x 的部分积分进行求解有:

$$\begin{aligned}
& \int_0^{r_c+r_{\text{out}}} f_2(x) G_{3,4}^{3,2} \left[\frac{r_{\text{out}} t x^{\tilde{\nu}}}{\rho \zeta \beta_R} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{2}{\tilde{\nu}}, 0, 1 \\ 1, 0, 0, -\frac{2}{\tilde{\nu}} \end{matrix} \right] dx \\
&= \int_0^{r_c+r_{\text{out}}} 2\pi\lambda_p x G_{0,1}^{1,0} \left[\pi\lambda_p x^2 \middle| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right] G_{3,4}^{3,2} \left[\frac{r_{\text{out}} t x^{\tilde{\nu}}}{\rho \zeta \beta_R} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{2}{\tilde{\nu}}, 0, 1 \\ 1, 0, 0, -\frac{2}{\tilde{\nu}} \end{matrix} \right] dx \\
&\stackrel{(a)}{\approx} \int_0^{\infty} \pi\lambda_p G_{0,1}^{1,0} \left[\pi\lambda_p z \middle| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right] G_{3,4}^{3,2} \left[\frac{r_{\text{out}} t z^{\frac{\tilde{\nu}}{2}}}{\rho \zeta \beta_R} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{2}{\tilde{\nu}}, 0, 1 \\ 1, 0, 0, -\frac{2}{\tilde{\nu}} \end{matrix} \right] dz \\
&\stackrel{(b)}{=} H_{4,4}^{3,3} \left[\frac{r_{\text{out}} t}{\rho \zeta \beta_R (\pi\lambda_p)^{\frac{\tilde{\nu}}{2}}} \middle| \begin{matrix} \left(1 - \frac{2}{\tilde{\nu}}, 1\right), (0, 1), \left(0, \frac{\tilde{\nu}}{2}\right), (1, 1) \\ (1, 1), (0, 1), (0, 1), \left(-\frac{2}{\tilde{\nu}}, 1\right) \end{matrix} \right]
\end{aligned} \tag{30}$$

其中,(a)是因为在 RIS 的部署密度 λ_p 较大时,用户与 RIS 之间可以获得足够近的距离,因此如图 3 所示, $d_{R,k,i}$ 的 PDF 在范围 $(0, r_c + r_{\text{out}}]$ 较大时实际上可以近似到 $(0, \infty)$. (b)是根据文献[39]中 Meijer G 函数的积分运算式(07.34.21.0012.01)得到的.

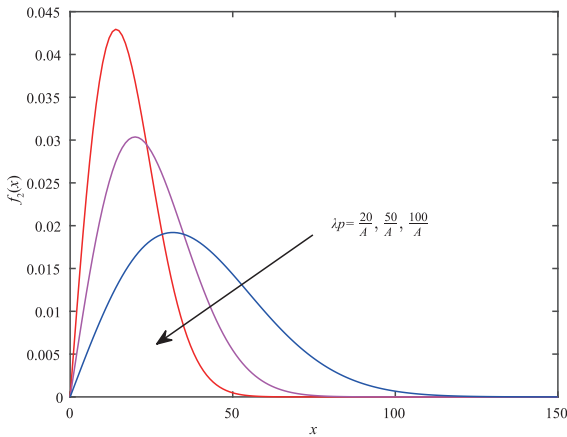


图 3 用户与最近 RIS 之间距离的概率密度函数

类似地,可以计算出:

$$\begin{aligned}
& \int_0^{r_c+r_{\text{out}}} f_2(x) G_{3,4}^{3,2} \left[\frac{r_{\text{in}} t x^{\tilde{\nu}}}{\rho \zeta \beta_R} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{2}{\tilde{\nu}}, 0, 1 \\ 1, 0, 0, -\frac{2}{\tilde{\nu}} \end{matrix} \right] dx \\
&\approx H_{4,4}^{3,3} \left[\frac{r_{\text{in}} t}{\rho \zeta \beta_R (\pi\lambda_p)^{\frac{\tilde{\nu}}{2}}} \middle| \begin{matrix} \left(1 - \frac{2}{\tilde{\nu}}, 1\right), (0, 1), \left(0, \frac{\tilde{\nu}}{2}\right), (1, 1) \\ (1, 1), (0, 1), (0, 1), \left(-\frac{2}{\tilde{\nu}}, 1\right) \end{matrix} \right]
\end{aligned} \tag{31}$$

根据式(29)、式(30)和式(31),对(28)进行简单推导即可得到命题 2 中的结果. 证毕.

3.2 遍历频谱效率渐近分析

尽管命题 2 中给出了系统的遍历频谱效率的闭合表达式,但由于其中参数关系过于复杂,导致难以继续分析系统参数对性能的影响以及获取功率收缩规律. 此时,为了获得更清晰的分析系统频谱效率,可以利用 $\log_2(1+x)$ 在 $x \gg 1$ 时的近似值 $\log_2(1+x) \approx \log_2 x$ 来分析用户具有高接收 SINR 的情况下的近似频谱效率. 当 $x \geq 28.93$ 时,可以得到 $(\log_2(1+x) - \log_2 x) / \log_2(1+x) \leq 0.01$. 根据 $10 \log 28.93 \approx 14.61$ 可以得出,当用户 k 的 SINR 大于 14.61 dB 时,该近似分析的误差小于 1%. 下面,本小节将基于以上近似表达式来分析用户具有高接收 SINR 的情况下系统的渐近性能.

命题 3 在 PPP 模型下的分布式 RIS 赋能的毫米波 MIMO 系统中,当典型用户 k 具有高接收 SINR 时,其遍历频谱效率的渐近表达式为

$$\begin{aligned}
\mathcal{R}_{k|\beta_{RIS,k,i}}^N &= \log_2 \frac{\beta_R P N_t N_r N^2 \bar{\rho}^2}{e^\gamma K \sigma_N^2} - \tilde{\nu} \log_2 d_{L,i} \\
&\quad - \tilde{\nu} \log_2 d_{R,k,i} + \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^t \log_2 t - \log_2 L_R
\end{aligned} \tag{32}$$

其中, γ 是欧拉常数, $\gamma \approx 0.5772$. 上标 N 说明这是渐近表达式.

证明 在当用户具有高接收 SINR 的情况下,根据 $\log_2(1+x) \approx \log_2 x$, 可以将命题 1 中用户 k 的遍历频谱效率近似表达式写为

$$\begin{aligned}
\mathcal{R}_{k|\beta_{RIS,k,i}}^N &= \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} t \int_0^{\infty} e^{-tx} \left(\log_2(\rho \zeta \beta_{RIS,k,i}) + \log_2 x \right) dx \\
&= \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} t \left(\int_0^{\infty} \log_2(\rho \zeta \beta_{RIS,k,i}) e^{-tx} dx \right. \\
&\quad \left. + \int_0^{\infty} e^{-tx} \log_2 x dx \right) \\
&= \log_2(\rho \zeta \beta_{RIS,k,i}) - \gamma \log_2 e - \sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^{t-1} \log_2 t
\end{aligned} \tag{33}$$

将命题 3 之前定义的变量 ζ, ρ 以及大尺度衰落 $\beta_{RIS,k,i}$ 的表达式展开即可得到式(33)中的结果. 证毕.

根据 $L_R \sim DU(1, L)$, 式(32)中 $\sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^t \log_2 t - \log_2 L_R$ 在 $5 \leq L \leq 10$ 的情况下可以近似为 $-0.065L + 0.125$ ^[31]. 因此,在本文的毫米波系统中,系统的性能随着最大路径数目 L 的增加而降低. 路径数目的增加不仅不会提高系统性能,而且会对频谱效率产生负面影响. 这是因为所使用的混合预编码算法选择了信道增益最大的路

径,而不是利用所有的路径.当路径数很大的时候,实际上会损失其他路径的增益,并且会导致更多的干扰.另外,根据命题3中频谱效率的渐近表达式可以清晰地观察到,用户的频谱效率与发射功率 P 、基站天线数目 N_t 、用户天线数目 N_r 以及RIS上的元件数目的平方(N^2)成正比.从中也可以看出,相比于增加收发天线数目来说,增加RIS的元件数目是一种更有效的提高系统性能的方式.考虑到实际中单个RIS元件的成本低于单个天线的成本,可以通过增加RIS元件数目来降低MIMO系统的天线规模,从而以更低的成本实现更高的性能增益,进而补偿毫米波通信中较大的衰落损耗.因此,在未来的无线通信系统中,RIS有望取代大规模MIMO成为满足6G移动通信中低成本、超高可靠、超低时延需求的关键技术.

接下来分析系统整体的渐近频谱效率,它可以进一步体现出小区通信服务的总体质量,并且可以观察RIS的部署策略对系统性能的影响.根据命题3中典型用户的频谱效率的渐近表达式,对系统中用户的大尺度衰落进行遍历统计,即通过 $\mathcal{R}_N = \mathbb{E} \left\{ \sum_{k=1}^K \mathcal{R}_k^N | \beta_{\text{RIS},k} \right\}$ 即可得到系统的遍历频谱效率的表达式.

命题4 在PPP模型下的分布式RIS赋能的多用户毫米波MIMO系统中,当用户具有高接收SINR时,系统的频谱效率的渐近表达式为

$$\mathcal{R}_N = K \log_2 \frac{\beta_R P N_t N_r N^2 \bar{\rho}^2}{e^\gamma K \sigma_N^2} - \bar{\nu} K \log_2 e \zeta_1 + \tilde{\nu} K \zeta_2 + K \left(\sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^t \log_2 t - \log_2 L_R \right) \quad (34)$$

其中

$$\zeta_1 = \frac{r_{\text{out}}^2 \left(\ln r_{\text{out}} - \frac{1}{2} \right) - r_{\text{in}}^2 \left(\ln r_{\text{in}} - \frac{1}{2} \right)}{r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2} \quad (35)$$

$$\zeta_2 = \left(e^{-\pi \lambda_p (r_c + r_{\text{out}})^2} - 1 \right) \log_2 (r_c + r_{\text{out}}) + \frac{1}{2} \log_2 \left(\pi \lambda_p (r_c + r_{\text{out}})^2 \right) + \frac{\log_2 e}{2} \Gamma(0, \pi \lambda_p (r_c + r_{\text{out}})) + \frac{\gamma \log_2 e}{2} \quad (36)$$

证明 通过 $\mathcal{R}_N = \mathbb{E} \left\{ \sum_{k=1}^K \mathcal{R}_k^N | \beta_{\text{RIS},k} \right\}$ 即可得到系统的遍历频谱效率的渐近表达式:

$$\mathcal{R}_N = K \log_2 \frac{\beta_R P N_t N_r N^2 \bar{\rho}^2}{e^\gamma K \sigma_N^2} - \bar{\nu} K \mathbb{E} \{ \log_2 d_{L,i} \} - \tilde{\nu} K \mathbb{E} \{ \log_2 d_{R,k,i} \} + K \left(\sum_{t=1}^{L_R} \binom{L_R}{t} (-1)^t \log_2 t - \log_2 L_R \right) \quad (37)$$

根据式(26)和式(27)所示的 $d_{L,i}$ 和 $d_{R,k,i}$ 的PDF表达式,可得:

$$\mathbb{E} \{ \log_2 d_{L,i} \} = \int_{r_{\text{in}}}^{r_{\text{out}}} \frac{2x}{r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2} \log_2 x dx = \frac{\log_2 e}{r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2} \left(r_{\text{out}}^2 \left(\ln r_{\text{out}} - \frac{1}{2} \right) - r_{\text{in}}^2 \left(\ln r_{\text{in}} - \frac{1}{2} \right) \right) \quad (38)$$

$$\mathbb{E} \{ \log_2 d_{R,k,i} \} = \int_0^{r_c + r_{\text{out}}} 2\pi \lambda_p x e^{-\pi \lambda_p x^2} \log_2 x dx = - \left(e^{-\pi \lambda_p (r_c + r_{\text{out}})^2} - 1 \right) \log_2 (r_c + r_{\text{out}}) - \frac{1}{2} \log_2 \left(\pi \lambda_p (r_c + r_{\text{out}})^2 \right) - \frac{\log_2 e}{2} \Gamma(0, \pi \lambda_p (r_c + r_{\text{out}})) - \frac{\gamma \log_2 e}{2} \quad (39)$$

然后,将式(38)和式(39)代入到式(37)中即可得到命题4的结果.证毕.

同样可以观察到,毫米波信道的路径数 L_R 、发射功率 P 、基站天线数目 N_t 、用户天线数目 N_r 以及RIS上的元件数目 N 对系统整体的影响与对单个用户的性能影响是一致的.为了进一步获取RIS的参数对系统性能的影响,需要做进一步近似.根据图3可知,在RIS的部署密度 λ_p 较大时, $f_2(x)$ 中自变量范围可以从 $(0, r_c + r_{\text{out}}]$ 近似到 $(0, \infty)$,此时可以获得变量 ζ_2 的近似形式:

$$\zeta_2 = - \int_0^{r_c + r_{\text{out}}} 2\pi \lambda_p x \exp(-\pi \lambda_p x^2) \log_2 x dx \approx - \frac{\log_2 e}{2} \left[\text{Ei}(-\pi \lambda_p x^2) - 2 \exp(-\pi \lambda_p x^2) \ln x \right]_0^\infty = \frac{\log_2 e}{2} (\gamma + \ln(\pi \lambda_p)) \quad (40)$$

其中, $\text{Ei}(x) = \int_{-x}^\infty \frac{1}{t} e^{-t} dt$ 是指数积分函数.

可以观察到, ζ_2 与RIS的部署密度 λ_p 成正比.而根据命题4可知,系统的频谱效率与 ζ_2 成正比.因此可以得出,RIS的部署密度越大,系统获得频谱效率就越高.

推论1 RIS的最优部署范围不受用户数目和RIS元件数目等参数的影响,只取决于RIS的部署密度和路径损耗因子.

证明 假设RIS部署在距离小区圆心 $[\hat{r}_{\text{in}}, \hat{r}_{\text{out}}]$ 范围内时,系统可以获得最大的遍历频谱效率 $\hat{\mathcal{R}}$.为此,对于其他任意 $0 < r_{\text{in}} < r_{\text{out}} < r_c$,需满足:

$$\Delta \mathcal{R} = \hat{\mathcal{R}} - \mathcal{R} = -\bar{\nu} K \log_2 e \hat{\zeta}_1 + \tilde{\nu} K \hat{\zeta}_2 - \left(-\bar{\nu} K \log_2 e \zeta_1 + \tilde{\nu} K \zeta_2 \right) = K \left(\underbrace{\bar{\nu} \log_2 e (\hat{\zeta}_1 - \zeta_1)}_{\zeta_3} + \tilde{\nu} (\hat{\zeta}_2 - \zeta_2) \right) \geq 0 \quad (41)$$

其中, $\hat{\zeta}_1$ 和 $\hat{\zeta}_2$ 分别是将 \hat{r}_{in} 和 \hat{r}_{out} 代入式(35)和式(36)得

到的.

由于用户数 $K > 0$, 因此要使 $\Delta \mathcal{R} \geq 0$, 即部署范围 $[\hat{r}_{in}, \hat{r}_{out}]$ 优于其他范围, 只需 $\zeta_3 \geq 0$ 即可. 而 ζ_3 的值取决于 RIS 部署密度 λ_p 以及信道的路径损耗因子 $\bar{\nu}$ 和 $\hat{\nu}$, 不受用户数目、RIS 上元件数目、收发天线数目、发射功率等参数的影响, 因此可得推论 1 结果. 证毕.

4 仿真结果与分析

本节将通过蒙特卡罗仿真结果来说明多个 RIS 赋能的毫米波大规模 MIMO 系统的有效性. 仿真结果是通过超过 2 000 个随机生成的拓扑结构和信道衰落的结果进行统计平均得到的. 在仿真过程中, 设定载波频率 $f = 28$ GHz, 小区半径为 $r_c = 200$ m, 信道的大尺度衰落参数设置为 $\beta_R = -60$ dB, $\bar{\nu} = 2$, $\hat{\nu} = 3$. 此外, 考虑用户数为 $K = 5$, 设置毫米波信道最大路径数 $L = 10$, 发射功率为 $P = 30$ dBm, 噪声功率由 $\sigma_N^2 = W_B N_0 N_f$ 给出, 其中 $W_B = 5 \times 10^8$ Hz 为带宽, $N_0 = -174$ dBm/Hz 为噪声功率谱密度, $N_f = 3$ dB 为噪声系数. 基站端配备 $N_t = 40$ 个天线, 每个用户都配备了 $N_r = 10$ 个天线. 在没有特殊说明时, 每个 RIS 上配备 $N = 50$ 个电磁元件, 振幅系数考虑理想情况 $\bar{\rho} = 1$, RIS 部署位置在距离基站 $[r_{in} = 10$ m, $r_{out} = 200$ m] 的范围内, RIS 在该范围内默认部署密度为 $\lambda_p \mathcal{A} = 20$.

为了验证本文对分布式 RIS 赋能的毫米波 MIMO 系统渐近性能分析的准确性, 在图 4 中给出了不同 RIS 密度与不同元件数目情况下系统的频谱效率与基站发射功率之间的关系. 首先可以看出, 在不同 RIS 密度和元件数目的情况下, 系统的频谱效率的闭合表达式 \mathcal{R} 与蒙特卡罗仿真结果 R 都几乎完全吻合, 这说明了命题 1 和命题 2 中所推导频谱效率的闭合表达式的准确性. 在高发射功率时, 系统用户可以具有高接收 SINR, 此时可以从图 4 中观察到系统的频谱效率的渐近表达式 \mathcal{R}_N 与仿真结果 R 十分接近, 且该现象在不同 RIS 密度和元件数目的情况下依然都满足, 这说明了命题 3 和命题 4 的有效性.

在多 RIS 系统中, 用户与 RIS 的关联方案对系统性能也会产生较大的影响^[40]. 图 5 中给出了系统在基于不同 RIS 关联方案下的频谱效率随 RIS 部署密度的变化趋势示意图. 可以看到, 随着分布式 RIS 部署密度增大, 即随着小区中的 RIS 个数增多, 基于随机的 RIS-用户关联方案的系统频谱效率则没有变化, 且恒低于集中式 RIS 赋能系统的性能. 而另外三种关联方案都可以使分布式 RIS 赋能系统实现高于集中式 RIS 赋能系统的频谱效率. 这是因为, 这三种 RIS 方案可以充分发挥增加分布式 RIS 的个数所带来的空间增益. 虽然本文采用的基于最近距离的方案所实现的系统性能略低

于前两者, 但是这三种方案实现的性能增长规律在 RIS 处于高密度时几乎保持一致. 尽管基于距离的方案无法获得最优的系统性能, 但是由于其易处理性, 易得到系统性能的闭合表达式, 且其优势在于仅依赖于路径长度并且其计算复杂度也远低于另外两种关联方案. 因此在实际应用中, 可以根据实际需求选择不同的关联方案.

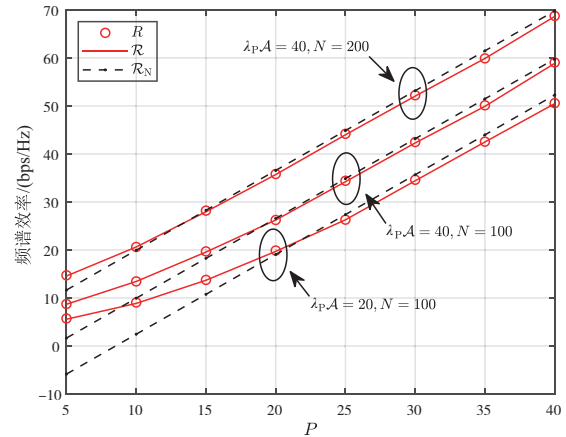


图4 频谱效率与发射功率之间的关系

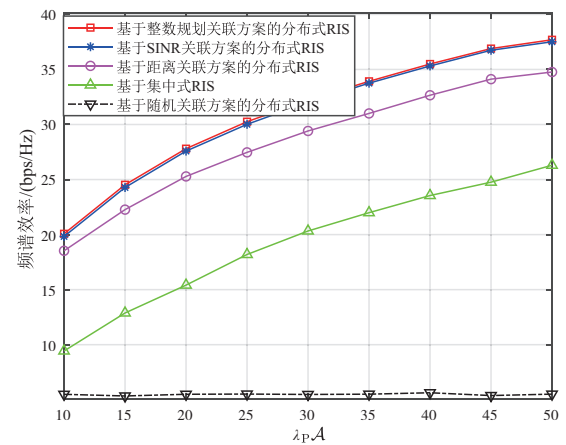


图5 不同RIS关联策略下频谱效率与RIS部署密度的关系

为了说明分布式 RIS 相比于集中式 RIS 以及一些有源器件的优越性, 在图 6 和图 7 中仿真对比了不同系统的性能. 其中云接入网每个 RRH 上有 10 个发射天线, DF 中继和 AF 中继的收发端分别配备 10 个天线, 为了保证公平性, 本文为这些有源器件采用与分布式 RIS 相同的 PPP 部署模型, 且根据其各自特性采用了最优的用户关联方案. 图 6 给出了系统的频谱效率与分布式 RIS 上配备元件数目 N 之间的关系. 另外, 提出的分布式 RIS 赋能系统在每个 RIS 上配备约 110 个元件时就可以获得比云接入网系统更高的性能, 而要优于 DF 中继和 AF 中继辅助的系统则分别只需要约 65 个元件和 60 个元件. 因此增加 RIS 元件数目可使分布式 RIS 赋能

系统的性能优于传统有源器件辅助的系统性能. 考虑到 RIS 上元件的无源特性,其成本及功耗远低于单个有源天线,因此分布式 RIS 有望取代这些有源器件被大规模部署在各种无线通信系统中.

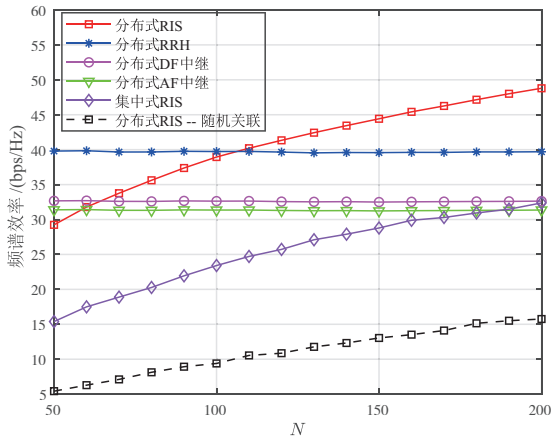


图6 不同系统的频谱效率与单个 RIS 上元件个数之间的关系

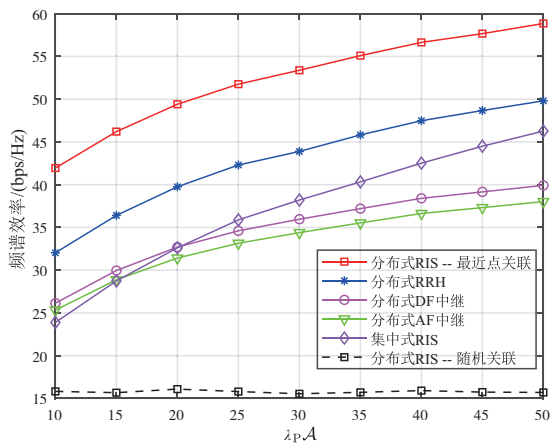


图7 不同系统的频谱效率与器件的密度之间的关系

在图7中给出了系统的频谱效率与器件密度之间的关系,其中 $N=200$. 可以看出,无论是 RIS 赋能的系统,还是其他有源器件辅助的系统,其系统的频谱效率都是随器件的密度增加而增长. 所提出的最近点用户关联方案可以使分布式 RIS 赋能系统实现高于集中式 RIS 赋能系统的频谱效率,而基于随机关联方案的分布式 RIS 赋能系统频谱效率则没有变化,且恒低于集中式 RIS 赋能系统的性能,由此说明了分布式 RIS 系统中进行用户关联的重要性,因此未来将进一步重点研究 RIS 与用户的关联方案设计. 另外,分布式 RIS 和集中式 RIS 赋能系统的性能增长速度大于分布式云接入网系统以及 DF 中继和 AF 中继辅助的系统的性能增长速度. 因此,在不同的部署密度下, RIS 依然能表现出相比于有源器件的优越性.

为了分析分布式 RIS 的最优部署范围,在图8中给出了各器件在不同密度下的部署范围参数 r_{in} 和 r_{out} 的最优值. 为了保证远场通信及 RIS 与基站之间的最小间距,本文假设 $r_{in} \geq 10$ m 以及 $r_{out} - r_{in} \geq 10$ m. 图8显示,随着器件部署数目的增加,DF 中继和 AF 中继的最优部署范围基本保持一致,从 $[70, 160]$ m 逐渐扩大为 $[10, 200]$ m, 分布式云接入网中的 RRH 的最优部署范围的变化也与之类似. 值得注意的是, RIS 的最优部署范围与有源器件表现出明显的不同,并非逐渐变化,而是由一个范围突变为另一个范围. 在密度较低时,其 RIS 的最优部署范围位于基站附近,当 RIS 部署密度超过一定值后,即当 $\lambda_p A > 100$ 时,其最优部署范围直接从 $[10, 20]$ m 突变到 $[10, 200]$ m, 其中 r_{out} 的变化曲线类似于一个阶跃函数,在高密度时应该将 RIS 在整个小区范围内均匀分散部署.

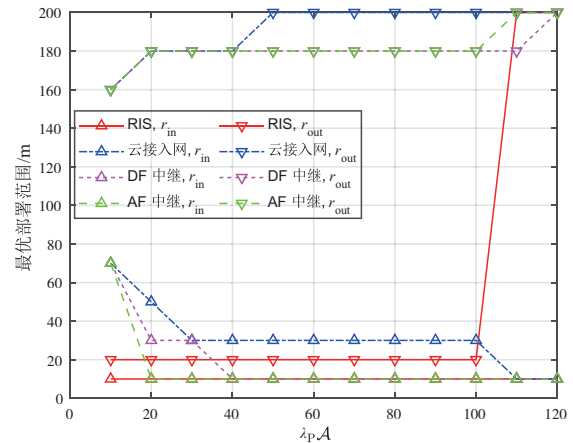


图8 不同系统的最优部署范围与器件的密度之间的关系

在图9中进一步给出了分布式 RIS 在不同部署范围下系统的频谱效率与 RIS 密度的关系,主要观察不同 r_{out} 的情况下系统性能的增长趋势,并对图8中 RIS 赋能系统最优覆盖范围的突变进行解释. 可以从中看出, RIS 的部署数量较小 ($\lambda_p A \leq 100$) 时,系统频谱效率值最大的总是 $r_{out} = 20$ m 的曲线. 随着 $\lambda_p A$ 的增加直到大于 100 时, $r_{out} = 200$ m 曲线的值超过 $r_{out} = 20$ m 曲线的值,即 RIS 最优部署范围由 $[10, 20]$ m 突变到 $[10, 200]$ m, 进而产生了如图8中所示的 RIS 最优部署范围的阶跃性突变. 这是因为,当 RIS 数量较少时,由于用户的随机性,将其部署在基站附近可以降低级联通信链路的大尺度衰落. 而 RIS 数量较大时,将 RIS 大范围部署在小区可以获取更大的空间增益,用户有更大概率关联到靠近的 RIS,进而获得更高的系统性能. 而且 RIS 最优部署范围的突变节点 ($\lambda_p A = 100$) 不受用户数和 RIS 上元件数目改变的影响,验证了推论1的有效性.

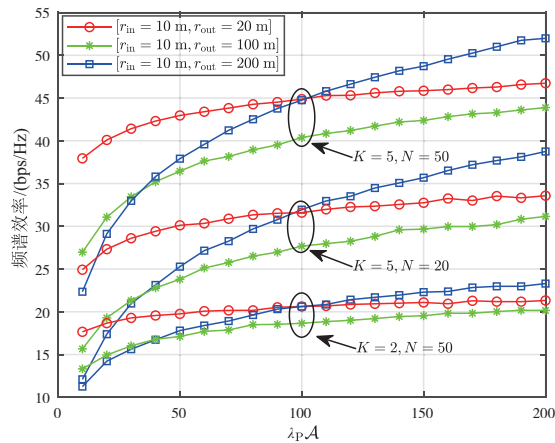


图9 不同RIS部署范围下分布式RIS赋能系统的频谱效率与RIS密度的关系

5 结论

本文构建了一个分布式RIS赋能的毫米波大规模MIMO系统,其中对RIS的部署采用了PPP进行建模,着重分析了RIS部署策略对系统的频谱效率的影响.首先,根据毫米波信道特性进行了有源波束赋形与无源波束赋形的设计.然后,推导了系统频谱效率的闭合表达式以及高SINR情况下的渐近表达式.最后,通过蒙特卡罗仿真验证了系统模型及理论分析的有效性.与其他有源器件的性能对比结果显示出了RIS的优越性,考虑到实际应用中RIS单个元件的成本和功耗要远低于单个天线,因此在未来移动通信中RIS是十分有前景取代传统系统中的有源器件并被大量部署在无线通信环境中.另外,理论分析和仿真验证得出分布式RIS的最优部署范围不受用户数目和RIS元件数目等参数的影响,仅取决于RIS部署密度和传播环境参数,而且呈现出和传统有源节点不同的空间异质性——低密度场景下靠近基站部署可获得最大增益,而超过突变密度节点后需采用均匀分布以实现覆盖均衡.本文考虑了用户位置均匀随机分布的理想情况,而在实际中如果用户呈现出聚集性分布或其他规律,应当根据用户位置部署RIS以降低路径损耗.除此之外,用户与RIS的关联方案也会严重影响系统性能.因此,在多RIS系统中仍需要进一步研究与探索更加实际高效的部署模型和RIS关联方案.

参考文献

- [1] CUI T J, QI M Q, WAN X, et al. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials[J]. Light: Science & Applications, 2014, 3(10): e218.
- [2] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[C]//IEEE Transactions on Wireless Communications. Piscataway: IEEE, 2019: 5394-5409.
- [3] BASAR E, DI RENZO M, DE ROSNY J, et al. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces?[J]. IEEE Access, 2019, 7: 116753-116773.
- [4] YUAN X J, ZHANG Y A, SHI Y M, et al. Reconfigurable-intelligent-surface empowered wireless communications: Challenges and opportunities[J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(2): 136-143.
- [5] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work[J]. IEEE Access, 2013, 1: 335-349.
- [6] ANDREWS J G, BUZZI S, CHOI W, et al. What will 5G be? [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6):1065-1082.
- [7] SAAD W, BENNIS M, CHEN M Z. A vision of 6G wireless systems: Applications, trends, technologies, and open research problems[J]. IEEE Network, 2020, 34(3): 134-142.
- [8] 刘晓勇, 宫剑, 朱林, 等. 5G毫米波现状研究和测试挑战分析[J]. 电力信息与通信技术, 2023, 21(8): 8-15.
- [9] LIU X Y, GONG J, ZHU L, et al. 5G millimeter wave development study and analysis of testing challenges[J]. Electric Power Information and Communication Technology, 2023, 21(8): 8-15. (in Chinese)
- [10] WANG P L, FANG J, YUAN X J, et al. Intelligent reflecting surface-assisted millimeter wave communications: Joint active and passive precoding design[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(12): 14960-14973.
- [11] WANG P L, FANG J, DAI L L, et al. Joint transceiver and large intelligent surface design for massive MIMO mmWave systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(2): 1052-1064.
- [12] WU Q Q, ZHANG R. Beamforming optimization for intelligent reflecting surface with discrete phase shifts[C]// ICASSP 2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway: IEEE, 2019: 7830-7833.
- [13] NADEEM Q U A, ALWAZANI H, KAMMOUN A, et al. Intelligent reflecting surface-assisted multi-user MISO communication: Channel estimation and beamforming design[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2020, 1: 661-680.

- [13] WEIL, HUANG C W, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Channel estimation for RIS-empowered multi-user MISO wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(6): 4144-4157.
- [14] WANG P L, FANG J, DUAN H P, et al. Compressed channel estimation for intelligent reflecting surface-assisted millimeter wave systems[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2020, 27: 905-909.
- [15] HUANG C W, ZAPPONE A, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(8): 4157-4170.
- [16] BASAR E. Reconfigurable intelligent surface-based index modulation: A new beyond MIMO paradigm for 6G[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(5): 3187-3196.
- [17] WU Q Q, ZHANG S W, ZHENG B X, et al. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: A tutorial[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(5): 3313-3351.
- [18] ZHANG Y, ZHANG J Y, DI RENZO M, et al. Reconfigurable intelligent surfaces with outdated channel state information: Centralized vs. distributed deployments[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(4): 2742-2756.
- [19] HAN Y T, ZHANG S W, DUAN L J, et al. Cooperative double-IRS aided communication: Beamforming design and power scaling[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(8): 1206-1210.
- [20] ZHENG B X, YOU C S, ZHANG R. Double-IRS assisted multi-user MIMO: Cooperative passive beamforming design[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(7): 4513-4526.
- [21] PANG L H, LIU J R, ZHANG Y, et al. Deployment locations and beamforming optimization for multi-RIS in multi-BS networks[C]//2023 IEEE 98th Vehicular Technology Conference (VTC2023-Fall). Piscataway: IEEE, 2023: 1-6.
- [22] HAENGGI M. *Stochastic Geometry for Wireless Networks*[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2012: 65-96.
- [23] AZIMI-ABARGHOUYI S M, MAKKI B, NASIRI-KENARI M, et al. Stochastic geometry modeling and analysis of finite millimeter wave wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(2): 1378-1393.
- [24] HOU T W, LIU Y W, SONG Z Y, et al. MIMO assisted networks relying on intelligent reflective surfaces: A stochastic geometry based analysis[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(1): 571-582.
- [25] SHAFIQUE T, TABASSUM H, HOSSAIN E. Stochastic geometry analysis of IRS-assisted downlink cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(2): 1442-1456.
- [26] KISHK M A, ALOUINI M S. Exploiting randomly located blockages for large-scale deployment of intelligent surfaces[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(4): 1043-1056.
- [27] LYU J B, ZHANG R. Spatial throughput characterization for intelligent reflecting surface aided multiuser system[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(6): 834-838.
- [28] ALKHATEEB A, LEUS G, HEATH R W. Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(11): 6481-6494.
- [29] IEEE. 5G channel model for bands up to 100 GHz[EB/OL]. (2016-10-15) [2025-01-08]. <http://www.5gworkshops.com/5GCM.html>.
- [30] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [31] LI J, YUE D W, SUN Y C. Performance analysis of millimeter wave massive MIMO systems in centralized and distributed schemes[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 75482-75494.
- [32] AYACH O EL, HEATH R W, ABU-SURRA S, et al. The capacity optimality of beam steering in large millimeter wave MIMO systems[C]//2012 IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Piscataway: IEEE, 2012: 100-104.
- [33] HAN Y, TANG W K, JIN S, et al. Large intelligent surface-assisted wireless communication exploiting statistical CSI[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(8): 8238-8242.
- [34] ZHOU S Q, XU W, ZHANG H, et al. Hybrid precoding for millimeter wave massive MIMO with analog combining[C]//2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE, 2017.
- [35] DAVID H A, Nagaraja H N. *Order Statistics*[M]. Hoboken: Wiley, 2003.
- [36] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. *Table of Integrals, Series, and Products*[M]. New York: Academic, 2007.

- [37] SHANKAR P M. Fading and Shadowing in Wireless Systems[M]. New York: Springer, 2017.
- [38] MATHAIAM, SAXENAR K, HAUBOLD H J. The H-Function: Theory and Applications[M]. New York: Springer, 2010.
- [39] WOLFRAM RESEARCH. The Wolfram functions site[EB/OL]. (2025-01-08)[2025-01-08]. <http://functions.wolfram.com>.
- [40] LI G H, YUE D W, JIN S N. Performance analysis of multiple RISs aided multi-user mmWave MIMO systems[J]. Wireless Networks, 2024, 30(3): 1911-1924.

作者简介

李光辉 男, 1996年4月出生于河南省商丘市. 博士. 现为海军航空大学讲师. 主要研究方向为无线通信传输理论与技术.

E-mail: ligh0305@163.com

李文海 男, 1969年7月出生于山东省滨州市. 博士. 现为海军航空大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为电子设备测量与故障诊断.

马盼盼 女, 1995年11月出生于河南省永城市. 硕士. 现为海

军航空大学助教. 主要研究方向为移动无线通信.

E-mail: panpanmadmu@163.com

李睿峰 男, 1992年11月出生于山东省潍坊市. 博士. 现为海军航空大学讲师. 主要研究方向为电子设备测量与故障诊断.

唐曦 男, 1992年8月出生于湖南省永州市. 硕士. 现为海军航空大学讲师. 主要研究方向为基于深度学习技术的航空电子装备测试大语义模型.