

## RIS辅助的去蜂窝网络前传压缩与混合预编码设计

张广阳<sup>1</sup>, 甄若亦<sup>2</sup>, 李宇航<sup>2</sup>, 陆杨<sup>2</sup>, 丁建文<sup>1, 3, 4</sup>, 钟章队<sup>1, 4, 5</sup>

(1. 北京交通大学电子信息工程学院, 北京 100044; 2. 北京交通大学计算机科学与技术学院, 北京 100044; 3. 北京交通大学先进轨道交通自主运行国家重点实验室, 北京 100044; 4. 宽带移动信息通信铁路行业重点实验室, 北京 100044; 5. 北京市高速铁路宽带移动通信工程技术研究中心, 北京 100044)

**摘要:** 为了提升去蜂窝 (CF, cell-free) 网络的性能, 对可重构智能表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 辅助下的 CF 网络混合预编码设计进行了研究, 其中, 接入节点与中央处理单元之间的前传链路容量受限。在满足用户服务质量 (QoS, quality of service) 和前传链路容量约束下, 建立了一个联合优化混合预编码矩阵、RIS 相移参数和量化噪声协方差矩阵的加权和速率最大化问题。利用交替优化算法, 该问题被分解为 4 个子问题并分别迭代求解。为了解决非凸 QoS 约束, 使用二次转换方法近似该约束。针对非凸恒模约束, 提出了交替方向乘子法架构下的流形优化方法。仿真结果表明, 所提算法显著地优于基准算法, 同时在网络中部署 RIS 可以有效地提高用户速率。

**关键词:** 去蜂窝网络; 可重构智能表面; 混合预编码; 量化压缩

**中图分类号:** TN929.5

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.2096-3750.2025.00478

## Fronthaul compression and hybrid precoding design for RIS-aided cell-free networks

ZHANG Guangyang<sup>1</sup>, ZHEN Ruoyi<sup>2</sup>, LI Yuhang<sup>2</sup>, LU Yang<sup>2</sup>, DING Jianwen<sup>1, 3, 4</sup>, ZHONG Zhangdui<sup>1, 4, 5</sup>

1. School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

2. School of Computer Science and Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

3. State Key Laboratory of Advanced Rail Autonomous Operation, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

4. Key Laboratory of Railway Industry of Broadband Mobile Information Communications, Beijing 100044, China

5. Beijing Engineering Research Center of High-speed Railway Broadband Mobile Communications, Beijing 100044, China

**Abstract:** To improve the performance of cell-free (CF) networks, the hybrid precoding design was studied for reconfigurable intelligent surface (RIS)-aided CF networks, of which the capacity of the fronthaul link between the access points and central processing unit was limited. A weighted sum rate maximization problem was formulated by jointly optimizing the hybrid precoding matrices, RIS phase shift coefficients, and quantization noise covariance matrices while satisfying the users' quality of service (QoS) constraints and fronthaul link capacity constraints. By applying the alternating optimization method, the optimization problem was divided into four sub-problems and solved in an iterative manner. To address the non-convex QoS constraints, the quadratic transform was adopted to approximate the constraints. For the non-convex constant-modulus constraints, a manifold optimization method was proposed under the alternating direction method of multipliers framework. The simulation results show that the proposed algorithm significantly outperforms the

收稿日期: 2025-02-12; 修回日期: 2025-03-12

通信作者: 钟章队, zhdzhong@bjtu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 62171021); 中国国家铁路集团有限公司科技研究开发计划项目 (No. L2023G005); 中国神华能源股份有限公司科技创新项目 (No. SHGF-24-4)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No. 62171021), The Science and Technology Project of China State Railway Group (No. L2023G005), The Science and Technology Innovation Project of China Shenhua Energy Co., LTD (No. SHGF-24-4)

baseline algorithms and the deployment of RIS can effectively enhance the rate of the users.

**Key words:** CF network, RIS, hybrid precoding, quantization and compression

## 0 引言

为了满足各种新兴应用对高数据传输速率的需求,具有丰富频谱资源的毫米波通信被广泛认为是第6代无线通信系统的使能技术<sup>[1]</sup>。然而,毫米波通信面临高路径损耗<sup>[2]</sup>、易受障碍物阻挡<sup>[3]</sup>、覆盖范围小等挑战。得益于毫米波通信的短波长特性,大量小尺寸天线可以被集中部署在基站,使大规模多输入多输出(MIMO, multiple-input multiple-output)技术的应用成为现实。基站通过对发送信号进行预编码处理,形成高增益、高指向性波束,从而缓解高路径损耗带来的影响<sup>[4]</sup>。尽管如此,小区边缘用户仍受到严重的小区间干扰,毫米波通信系统的性能极限不能被完全释放。

为了进一步缓解路径损耗、降低系统干扰,基于去蜂窝(CF, cell-free)网络的毫米波通信受到广泛关注<sup>[5-6]</sup>。不同于传统蜂窝网络架构,CF网络由大量地理上分散分布的接入节点(AP, access point)和中央处理单元(CPU, central processing unit)组成,每个AP通过前传链路与CPU相连<sup>[7-8]</sup>。相较于集中式MIMO网络,基于分布式架构的CF网络减小了用户与AP之间的距离,并获得了显著的宏分集增益,网络覆盖性能和通信可靠性得到了提升。此外,CF网络具有以用户为中心的特点,所有AP或部分AP联合服务每一个用户,因此,小区边界不再存在,协作预编码技术的使用也可以进一步抑制用户间干扰。由于上述优势,作为蜂窝通信系统的演进,CF网络能够实现更高的频谱效率和能量有效性。

近年来,可重构智能表面(RIS, reconfigurable intelligent surface)被广泛认为是下一代无线通信系统的潜在关键技术<sup>[9-10]</sup>。RIS由大量低成本的可调节相位的无源反射单元组成,通过调整反射单元的相移参数为用户创造更有利的无线环境,通信系统能量有效性和频谱有效性实现了显著提升<sup>[11]</sup>。此外,RIS可实现灵活部署,通过合理的位置布置,如部署在建筑表面,使基站与RIS之间、RIS与用户之间存在视距链路,避免用户处于覆盖盲区,进一步增强毫米波通信的传输可靠性<sup>[12]</sup>。鉴于CF网络与RIS之间的互补优势,RIS辅助的CF网络协作预编码

设计被广泛研究。文献[13]考虑了RIS辅助的下行CF网络,通过联合优化AP处数字预编码矩阵和RIS相移参数,在满足AP最大发射功率的条件下最大化用户下行和速率,仿真结果证明了RIS能够带来显著的性能增益。为了降低RIS辅助的下行CF网络的信令开销,文献[14]提出了一种部分分布式预编码设计方案,预编码向量和RIS相移参数分别在本地AP和CPU处进行设计,从而最大化下行用户加权和速率。文献[15]研究了多RIS辅助的下行CF网络,提出了一种双时间尺度的下行传输方案,旨在利用统计信道状态信息和瞬时信道状态信息分别设计RIS相移参数和AP数字预编码向量,实现平均加权和速率最大化。考虑统计信道状态信息,文献[16]推导了RIS辅助CF网络的用户遍历速率,构建了用户最低能量有效性最大化问题,提出了基于交替优化方法的迭代算法框架。此外,针对存在多天线下行用户的多RIS辅助的CF网络,文献[17]提出了一种分布式预编码设计方案,通过联合优化AP的数字预编码向量、RIS相移参数和用户接收预编码向量,最小化用户加权均方误差。文献[18]考虑了RIS辅助的CF网络的能量有效性问题,通过联合设计发射预编码和RIS相移参数最大化系统的能量有效性。

上述研究均假设AP使用全数字预编码技术,即为AP的每个天线配置一条独立的射频(RF, radio frequency)链。然而,在CF大规模MIMO场景中,大量使用RF链存在高硬件复杂度和高硬件成本的不足<sup>[19-20]</sup>。为了弥补该不足,基于联合的数字预编码和模拟预编码的混合预编码方案被广泛研究。文献[21]研究了CF大规模MIMO网络下行混合预编码设计,提出了循环最小化方法去优化AP模拟预编码和CPU数字预编码,旨在最小化估计信号的均方误差。为了提升系统的能量有效性,文献[22]考虑CF下行通信系统能量效率最大化问题,提出了基于迫零预编码的混合预编码设计方案。此外,文献[23]构建了发射功率约束下的CF下行系统和速率最大化问题,提出了基于块坐标下降方法和惩罚对偶分解方法的混合预编码求解算法。针对多RIS辅助的CF大规模MIMO系统,文献[24]提出了一种联合的混合预编码和RIS相位参数优化算法,旨在实现下

行用户加权和速率的最大化。注意到，上述研究均未考虑用户的最低服务质量（QoS, quality of service）需求，因此，混合预编码和 RIS 相移参数优化问题被转化为仅含恒模约束的非凸优化问题，可采用多种有效方法求解，如流形优化。然而，当考虑用户 QoS 约束时，模拟预编码向量和 RIS 相移参数不仅出现在目标函数中，同时存在于约束中。此时，针对模拟预编码向量和 RIS 相移参数的非凸恒模约束的处理变得具有挑战性，这是 QoS 约束的存在使 RIS 相移参数不再位于复圆流形上，导致流形优化方法难以直接处理。此外，文献[24]提出了针对混合预编码矩阵的并行优化方法，然而，QoS 约束中不同 AP 预编码矩阵的耦合使并行优化难以应对。鉴于此，上述文献所提算法无法直接应用于 QoS 约束下的混合预编码优化问题。此外，在 CF 大规模 MIMO 网络中，AP 之间的协同传输依赖于其与 CPU 的信息交互，因而前传链路容量成为制约 CF 网络性能提升的关键因素。在实际部署中，由于成本的限制，在每个 AP 与 CPU 之间部署高传输性能的前传链路难以实现。与此同时，假设无限的前传链路容量通常是不合理的，文献[25]表明新功能的划分和新算法对 AP 与 CPU 信息交互需求的增长通常使前传链路负载过重，因而在通过前传链路传输数据之前进行信息压缩是重要的<sup>[26]</sup>。为此，考虑前传链路容量受限的 CF 网络传输设计是必要的。

针对前传链路容量受限情况下 RIS 辅助的 CF 网络，本文研究联合的混合预编码矩阵、RIS 相移参数和量化噪声协方差矩阵优化问题，目标为最大化下行用户加权和速率。为了解决目标函数中的分式项，该问题首先被等价转化为加权最小均方误差（WMMSE, weighted minimum mean square error）问题。进一步地，为了解决变量耦合，本文提出了一种有效的交替优化算法，原问题被分解为4个子问题并迭代求解。特别地，利用变量替换，预编码矩阵优化问题被等价转换为向量优化问题，降低了算法的计算复杂度。此外，针对非凸恒模约束，提出了一种交替方向乘法（ADMM, alternating direction method of multipliers）框架下的流形优化方法。仿真结果表明，所提算法的性能显著优于基准算法，与无 RIS 场景相比，RIS 能够明显地提高下行用户加权和速率。同时，分析了前传链路容量约束和用户 QoS 约束对 CF 网络性能的影响。

## 1 系统模型与问题描述

### 1.1 系统模型

多 RIS 辅助 CF 网络系统模型如图 1 所示，本文考虑 RIS 辅助的下行 CF 网络，网络由 CPU，AP，下行用户和 RIS 组成。CPU 通过前传链路与 AP 相连，并通过控制链路连接到 RIS。网络共包含  $B$  个 AP，索引集合记作  $\mathcal{B} \triangleq \{1, 2, \dots, B\}$ ，每个 AP 采用全连接混合预编码架构，配置  $N_{\text{RF}}$  条 RF 链，并通过移相器网络连接到  $M$  根发射天线，其中， $N_{\text{RF}} < M$ 。下行用户数目为  $K$ ，索引集合记作  $\mathcal{K} \triangleq \{1, 2, \dots, K\}$ ，每个用户配置单根天线。RIS 数目为  $R$  个，每个 RIS 配置  $N$  个反射单元。 $R$  个 RIS 的相移参数矩阵表示为  $\Phi \triangleq \text{diag}(\theta^{\text{H}}) \in \mathbb{C}^{RN \times RN}$ ， $\theta \triangleq [\theta_{1,1}, \dots, \theta_{R,N}]^{\text{T}} \in \mathbb{C}^{RN \times 1}$ ，其中， $|\theta(n)| = 1$ ， $n \in \mathcal{N} \triangleq \{1, \dots, N, \dots, RN\}$ 。第  $b$  个 AP 与第  $k$  个用户、第  $b$  个 AP 与 RIS、RIS 与第  $k$  个用户的信道分别记作  $\mathbf{h}_{b,k}^{\text{H}} \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ ， $\mathbf{G}_b \in \mathbb{C}^{RN \times M}$ ， $\mathbf{g}_k^{\text{H}} \in \mathbb{C}^{1 \times RN}$ ，其中， $b \in \mathcal{B}, k \in \mathcal{K}$ 。本文假设 CPU 已知所有信道的信道状态信息。

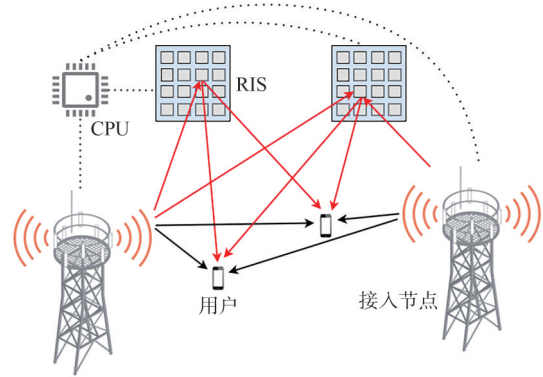


图1 多RIS辅助CF网络系统模型

记  $s_k \sim \text{CN}(0, 1)$ ,  $k \in \mathcal{K}$  为 CPU 发送给第  $k$  个用户的信号。信号在 CPU 处首先进行数字预编码处理，预编码后的信号表示为  $\bar{\mathbf{x}}_b = \sum_{k \in \mathcal{K}} \mathbf{w}_{b,k}^{\text{BB}} s_k \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times 1}$ ，其中， $\mathbf{w}_{b,k}^{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times 1}$  为第  $b$  个 AP 第  $k$  个用户设计的数字预编码向量。由于前传链路容量有限，在将信号  $\bar{\mathbf{x}}_b$  发送到第  $b$  个 AP 前，CPU 对信号进行量化压缩。本文考虑点对点压缩方案<sup>[4]</sup>，压缩后的信号表示为  $\tilde{\mathbf{x}}_b = \bar{\mathbf{x}}_b + \mathbf{q}_b \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times 1}$ ，其中， $\mathbf{q}_b \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{\Omega}_b)$  为对应第  $b$  个 AP 的量化噪声向量， $\mathbf{\Omega}_b \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N_{\text{RF}}}$  为量化噪声协方差矩阵。为了保证信号的可靠传输，CPU 与第  $b$  个 AP 之间的数据传输速率不能超过前传链路的最大容量，因此前传链路的传输速率约束表示为<sup>[27-28]</sup>

$$\text{lb} \left| \sum_{k \in \mathbb{K}} \mathbf{w}_{b,k}^{\text{BB}} (\mathbf{w}_{b,k}^{\text{BB}})^{\text{H}} + \boldsymbol{\Omega}_b \right| - \text{lb} |\boldsymbol{\Omega}_b| \leq C_b^{\text{max}} \quad (1)$$

其中,  $C_b^{\text{max}} > 0$  为CPU与第  $b$  个AP之间的前传链路的最大容量。

第  $b$  个AP接收到压缩信号  $\tilde{\mathbf{x}}_b$  后对其进行模拟预编码处理, 模拟预编码矩阵记为  $\mathbf{W}_b^{\text{RF}} \triangleq [\mathbf{w}_{b,1}^{\text{RF}}, \mathbf{w}_{b,2}^{\text{RF}}, \dots, \mathbf{w}_{b,N_{\text{RF}}}^{\text{RF}}] \in \mathbb{C}^{M \times N_{\text{RF}}}$ 。由于模拟预编码处理由移相器网络实现, 因此, 预编码矩阵元素模值均为1, 即  $|\mathbf{W}_b^{\text{RF}}(m, n_{\text{RF}})| = 1$ ,  $m \in \mathbb{M}_T \triangleq \{1, 2, \dots, M\}$ ,  $n_{\text{RF}} \in \mathbb{N}_{\text{RF}} \triangleq \{1, \dots, N_{\text{RF}}\}$ , 第  $b$  个AP的发射信号表示为  $\mathbf{x}_b = \mathbf{W}_b^{\text{RF}} \tilde{\mathbf{x}}_b = \mathbf{W}_b^{\text{RF}} \bar{\mathbf{x}}_b + \mathbf{W}_b^{\text{RF}} \mathbf{q}_b \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 。由于第  $k$  个用户接收到来自所有AP的信号, 则其接收信号表示为

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{b \in \mathbb{B}} (\mathbf{h}_{b,k}^{\text{H}} + \mathbf{g}_k^{\text{H}} \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G}_b) \mathbf{x}_b + n_k = \\ & \sum_{b \in \mathbb{B}} \sum_{j \in \mathbb{K}} (\mathbf{h}_{b,k}^{\text{H}} + \mathbf{g}_k^{\text{H}} \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G}_b) \mathbf{W}_b^{\text{RF}} \mathbf{w}_{b,j}^{\text{BB}} s_j + \\ & \sum_{b \in \mathbb{B}} (\mathbf{h}_{b,k}^{\text{H}} + \mathbf{g}_k^{\text{H}} \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G}_b) \mathbf{W}_b^{\text{RF}} \mathbf{q}_b + n_k \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $n_k \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$  为第  $k$  个用户接收到的噪声。为了便于表示, 作如下定义:

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{h}}_{b,k} \triangleq \mathbf{h}_{b,k} + \mathbf{G}_b^{\text{H}} \boldsymbol{\Phi} \mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}, \\ \mathbf{h}_k \triangleq [\bar{\mathbf{h}}_{1,k}^{\text{H}}, \bar{\mathbf{h}}_{2,k}^{\text{H}}, \dots, \bar{\mathbf{h}}_{B,k}^{\text{H}}]^{\text{H}} \in \mathbb{C}^{BM \times 1}, \\ \mathbf{W}_b^{\text{RF}} \triangleq \text{blkdiag}(\mathbf{W}_1^{\text{RF}}, \mathbf{W}_2^{\text{RF}}, \dots, \mathbf{W}_B^{\text{RF}}) \in \mathbb{C}^{BM \times BN_{\text{RF}}}, \\ \mathbf{w}_k^{\text{BB}} \triangleq [(\mathbf{w}_{1,k}^{\text{BB}})^{\text{H}}, (\mathbf{w}_{2,k}^{\text{BB}})^{\text{H}}, \dots, (\mathbf{w}_{B,k}^{\text{BB}})^{\text{H}}]^{\text{H}} \in \mathbb{C}^{BN_{\text{RF}} \times 1}, \\ \boldsymbol{\Omega} \triangleq \text{blkdiag}(\boldsymbol{\Omega}_1, \boldsymbol{\Omega}_2, \dots, \boldsymbol{\Omega}_B) \in \mathbb{C}^{BN_{\text{RF}} \times BN_{\text{RF}}} \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $\text{blkdiag}(\cdot)$  表示块矩阵对角化操作。

基于上述定义, 第  $k$  个用户的可达速率为

$$R_k = \text{lb}(1 + \text{SINR}_k) \triangleq \text{lb} \left( 1 + \frac{|D_k|^2}{\sum_{k' \in \mathbb{K}, k' \neq k} |D_{k,k'}^{\text{MUI}}|^2 + D_k^{\text{Qua}} + \sigma^2} \right) \quad (4)$$

其中,  $D_k \triangleq \mathbf{h}_k^{\text{H}} \mathbf{W}_k^{\text{RF}} \mathbf{w}_k^{\text{BB}}$ ,  $D_{k,k'}^{\text{MUI}} \triangleq \mathbf{h}_k^{\text{H}} \mathbf{W}_k^{\text{RF}} \mathbf{w}_{k'}^{\text{BB}}$ ,  $D_k^{\text{Qua}} \triangleq \mathbf{h}_k^{\text{H}} \mathbf{W}_k^{\text{RF}} \boldsymbol{\Omega} (\mathbf{W}_k^{\text{RF}})^{\text{H}} \mathbf{h}_k$ 。

第  $b$  个AP的发射功率为

$$\begin{aligned} p_b &\triangleq \mathbb{E} \left\{ \|\mathbf{x}_b\|^2 \right\} = \sum_{k \in \mathbb{K}} \text{tr}(\mathbf{W}_b^{\text{RF}} \mathbf{w}_{b,k}^{\text{BB}} (\mathbf{W}_b^{\text{RF}} \mathbf{w}_{b,k}^{\text{BB}})^{\text{H}}) + \\ & \text{tr}(\mathbf{W}_b^{\text{RF}} \boldsymbol{\Omega}_b (\mathbf{W}_b^{\text{RF}})^{\text{H}}) = \\ & \sum_{k \in \mathbb{K}} \text{tr}(\mathbf{E}_b \mathbf{W}_b^{\text{RF}} \mathbf{w}_k^{\text{BB}} (\mathbf{E}_b \mathbf{W}_b^{\text{RF}} \mathbf{w}_k^{\text{BB}})^{\text{H}}) + \\ & \text{tr}(\mathbf{E}_b \mathbf{W}_b^{\text{RF}} \boldsymbol{\Omega} (\mathbf{W}_b^{\text{RF}})^{\text{H}} \mathbf{E}_b^{\text{H}}) \end{aligned} \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{E}_b \triangleq [\mathbf{0}_{M \times (b-1)M}, \mathbf{I}_M, \mathbf{0}_{M \times (B-b)M}] \in \mathbb{R}^{M \times BM}$ 。

## 1.2 问题描述

本文旨在通过联合优化混合预编码矩阵、RIS相移参数和量化噪声协方差矩阵来实现用户下行加权和速率最大化, 同时满足用户QoS需求、AP发射功率和前传链路容量约束。具体地, 上述优化问题表述为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \mathbf{W}_b^{\text{RF}}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\Omega}} \sum_{k \in \mathbb{K}} \alpha_k R_k \\ & \text{s.t. C1: } p_b \leq P_b^{\text{max}}, b \in \mathbb{B} \\ & \text{C2: } \text{SINR}_k \geq \text{SINR}_k^{\text{min}}, k \in \mathbb{K} \\ & \text{C3: } \text{lb} \left| \sum_{k \in \mathbb{K}} \bar{\mathbf{E}}_b \mathbf{w}_k^{\text{BB}} (\bar{\mathbf{E}}_b \mathbf{w}_k^{\text{BB}})^{\text{H}} + \boldsymbol{\Omega}_b \right| - \\ & \text{lb} |\boldsymbol{\Omega}_b| \leq C_b^{\text{max}}, b \in \mathbb{B} \\ & \text{C4: } |\boldsymbol{\theta}(n)| = 1, n \in \mathbb{N} \\ & \text{C5: } |\mathbf{W}_b^{\text{RF}}(m, n_{\text{RF}})| = 1, m \in \mathbb{M}_T, n_{\text{RF}} \in \mathbb{N}_{\text{RF}} \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $\alpha_k$  表示第  $k$  个用户的权重, C1为AP发射功率约束,  $P_b^{\text{max}} > 0$  为第  $b$  个AP的最大发射功率, C2为用户QoS约束,  $\text{SINR}_k^{\text{min}}$  为第  $k$  个用户的最低信干噪比 (SINR, signal to interference-plus-noise ratio) 需求, C3为前传链路容量约束,  $\bar{\mathbf{E}}_b \triangleq [\mathbf{0}_{N_{\text{RF}} \times (b-1)N_{\text{RF}}}, \mathbf{I}_{N_{\text{RF}}}, \mathbf{0}_{N_{\text{RF}} \times (B-b)N_{\text{RF}}}] \in \mathbb{R}^{N_{\text{RF}} \times BN_{\text{RF}}}$ , C4为RIS相移参数恒模约束, C5为AP模拟预编码矩阵元素恒模约束。为了处理目标函数中的分式项, 加权和速率最大化问题被等价转化为WMMSE问题。具体地, 第  $k$  个用户的均方误差为

$$\begin{aligned} \text{MSE}_k &= |1 - u_k^* D_k|^2 + \\ & |u_k|^2 \left( \sum_{k' \in \mathbb{K}, k' \neq k} |D_{k,k'}^{\text{MUI}}|^2 + D_k^{\text{Qua}} + \sigma^2 \right) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $u_k \in \mathbb{C}$ , 表示附加变量。式(6)等价转化为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \mathbf{W}_b^{\text{RF}}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\Omega}, \gamma_k, u_k} \sum_{k \in \mathbb{K}} \alpha_k \bar{R}_k \triangleq \frac{1}{\ln 2} (\ln \gamma_k - \gamma_k \text{MSE}_k) \\ & \text{s.t. C1, C2, C3, C4, C5} \end{aligned} \quad (8)$$

其中,  $\gamma_k > 0$  为附加变量。然而, 由于目标函数和约束中的变量高度耦合, 以及恒模约束的存在, 使上述问题为非凸优化问题, 难以直接求解。

## 2 交替优化迭代算法

本节提出了一种基于交替优化的迭代算法来解决变量耦合问题, 式(8)被分解为4个子问题, 在给定其他变量的情况下, 分别优化  $\{\gamma_k, u_k\}$ ,  $\{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \boldsymbol{\Omega}\}$ ,  $\mathbf{W}^{\text{RF}}$  和  $\boldsymbol{\theta}$ 。此外, 为了处理恒模约束, 提出了一种ADMM框架下的流形优化方法。

### 2.1 子问题1: 优化 $\{\gamma_k, u_k\}$

给定其他变量的情况下, 式(8)的目标函数是关于  $\{\gamma_k\}$  和  $\{u_k\}$  的凹函数, 故通过分别求解  $\partial \bar{R}_k / \partial \gamma_k = 0$  和  $\partial \bar{R}_k / \partial u_k = 0$ , 可得  $\gamma_k$  和  $u_k$  的最优解为

$$\begin{aligned} \gamma_k^* &= 1/\text{MSE}_k \\ u_k^* &= \frac{D_k}{|D_k|^2 + \sum_{k' \in \mathbb{K}, k' \neq k} |D_{k,k'}^{\text{MUI}}|^2 + D_k^{\text{Qua}} + \sigma^2} \end{aligned} \quad (9)$$

### 2.2 子问题2: 优化 $\{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \boldsymbol{\Omega}\}$

本节旨在给定其他变量的情况下, 优化数字预编码向量  $\{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}\}$  和量化噪声协方差矩阵  $\boldsymbol{\Omega}$ 。具体地, 给定  $\mathbf{W}^{\text{RF}}$  和  $\Phi$ , 式(8)可重写为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \boldsymbol{\Omega}} \quad & \sum_{k \in \mathbb{K}} \alpha_k \bar{R}_k \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1, C2, C3} \end{aligned} \quad (10)$$

由于式(10)中的约束 C2 和 C3 是关于  $\{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}\}$  和  $\boldsymbol{\Omega}$  的非凸约束, 因此式(10)为非凸优化问题。

观察到非凸 QoS 约束 C2 左侧 SINR 项是分式形式, 鉴于此, 可以采用二次转换方法<sup>[29]</sup>解决该约束。具体地, 对于一个形如  $f(\mathbf{x})/g(\mathbf{x})$  的分式, 利用简单的二次函数变换, 可以得到该分式的一个下界  $2y\sqrt{f(\mathbf{x})} - y^2g(\mathbf{x})$ , 即有  $f(\mathbf{x})/g(\mathbf{x}) \geq 2y\sqrt{f(\mathbf{x})} - y^2g(\mathbf{x})$ ,  $\forall y \in \mathbb{R}$ , 当且仅当  $y^* = \sqrt{f(\mathbf{x})}/g(\mathbf{x})$  时不等式取等号。利用该不等式, 通过引入附加变量  $\ell_k \in \mathbb{C}$ , 可以得到约束 C2 左侧 SINR 项的下界。因此, 约束 C2 可以近似为

$$\begin{aligned} \bar{\text{C2}}: \quad & -|\ell_k|^2 \left( \sum_{k' \in \mathbb{K}, k' \neq k} |D_{k,k'}^{\text{MUI}}|^2 + D_k^{\text{Qua}} + \sigma^2 \right) + \\ & 2\Re\{\ell_k^* D_k\} \geq \text{SINR}_k^{\min} \end{aligned} \quad (11)$$

其中,  $\Re(\cdot)$  表示取实部操作。

当且仅当下式满足时,  $\bar{\text{C2}}$  左侧取最大值。

$$\ell_k = \frac{D_k}{\sum_{k' \in \mathbb{K}, k' \neq k} |D_{k,k'}^{\text{MUI}}|^2 + D_k^{\text{Qua}} + \sigma^2} \quad (12)$$

下面关注约束 C3。约束 C3 是前传链路容量约束, 但其是关于  $\{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \boldsymbol{\Omega}_b\}$  的非凸约束。为了解决该约束, 引入如下定理。

**定理 1<sup>[30]</sup>** 对于任意半正定厄密特矩阵  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B} \in \mathbf{C}^{M \times M}$ , 下述不等式恒成立:

$$\ln|\mathbf{A}| \leq \ln|\mathbf{B}| + \text{tr}(\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}) - M \quad (13)$$

当且仅当  $\mathbf{A} = \mathbf{B}$  时等号成立。

观察定理 1 可知, 总是可以通过引入任意的半

正定厄密特矩阵  $\mathbf{B}$ , 找到  $\ln|\mathbf{A}|$  的上界。基于此, 可以通过引入附加变量矩阵  $\boldsymbol{\Omega}_b \in \mathbf{C}^{N_{\text{RF}} \times N_{\text{RF}}}$ , 得到前传链路传输速率的上界。随后, 为了保证原约束 C3 可以严格满足, 须使该上界仍然低于前传链路容量, 因此约束 C3 近似为

$$\bar{\text{C3}}: \text{tr} \left( \mathbf{Q}_b^{-1} \left( \sum_{k \in \mathbb{K}} \bar{\mathbf{E}}_b \mathbf{w}_k^{\text{BB}} (\bar{\mathbf{E}}_b \mathbf{w}_k^{\text{BB}})^{\text{H}} + \boldsymbol{\Omega}_b \right) \right) / \ln 2 - \quad (14)$$

$$N_{\text{RF}} / \ln 2 + \text{lb}|\mathbf{Q}_b| - \text{lb}|\boldsymbol{\Omega}_b| \leq C_b^{\max}$$

且当下式满足时,  $\bar{\text{C3}}$  左侧取最小值:

$$\mathbf{Q}_b = \sum_{k \in \mathbb{K}} \bar{\mathbf{E}}_b \mathbf{w}_k^{\text{BB}} (\bar{\mathbf{E}}_b \mathbf{w}_k^{\text{BB}})^{\text{H}} + \boldsymbol{\Omega}_b \quad (15)$$

可以观察到, 近似约束式(14)变为关于  $\{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \boldsymbol{\Omega}_b\}$  的凸约束。因此, 基于上述非凸约束 C2 和 C3 的近似转换, 式(10)可近似为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \boldsymbol{\Omega}_b, \ell_k, \boldsymbol{\Omega}_b} \quad & \sum_{k \in \mathbb{K}} \alpha_k \bar{R}_k \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1, } \bar{\text{C2}}, \bar{\text{C3}} \end{aligned} \quad (16)$$

由于附加变量  $\{\ell_k, \boldsymbol{\Omega}_b\}$  和  $\{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \boldsymbol{\Omega}\}$  耦合, 为了求解式(16), 采用交替优化方法分别迭代更新  $\{\ell_k, \boldsymbol{\Omega}_b\}$  和  $\{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \boldsymbol{\Omega}\}$ 。具体地, 在给定  $\{\ell_k, \boldsymbol{\Omega}_b\}$  的情况下, 式(16)是关于  $\{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \boldsymbol{\Omega}\}$  的凸优化问题; 在给定  $\{\mathbf{w}_k^{\text{BB}}, \boldsymbol{\Omega}\}$  的情况下, 最优  $\{\ell_k^*\}$  和  $\{\boldsymbol{\Omega}_b^*\}$  由式(12)和式(15)分别给出。因此, 式(16)可以被近似求解直至目标函数值收敛。

### 2.3 子问题3: 优化 $\mathbf{W}^{\text{RF}}$

基于模拟预编码矩阵  $\mathbf{W}^{\text{RF}}$  的定义可知,  $\mathbf{W}^{\text{RF}}$  是块对角矩阵, 即  $\mathbf{W}^{\text{RF}}$  中大部分元素为 0 元素。因此, 为了降低计算复杂度, 此处提取  $\mathbf{W}^{\text{RF}}$  中的非零元素, 并定义  $\mathbf{w}^{\text{RF}} \triangleq [(\mathbf{w}_{1,1}^{\text{RF}})^{\text{H}}, \dots, (\mathbf{w}_{B,N_{\text{RF}}}^{\text{RF}})^{\text{H}}]^{\text{H}} \in \mathbf{C}^{BMN_{\text{RF}} \times 1}$  和  $\mathbf{W}_k^{\text{BB}} \triangleq \text{blkdiag}((\mathbf{w}_{1,k}^{\text{BB}})^{\text{T}}, (\mathbf{w}_{2,k}^{\text{BB}})^{\text{T}}, \dots, (\mathbf{w}_{B,k}^{\text{BB}})^{\text{T}}) \otimes \mathbf{I}_M \in \mathbf{C}^{BM \times BMN_{\text{RF}}}$ 。通过简单的矩阵运算验证可知,  $\mathbf{W}^{\text{RF}} \mathbf{w}_k^{\text{BB}} = \mathbf{W}_k^{\text{BB}} \mathbf{w}_k^{\text{RF}}$  成立, 因此, 通过变量替换将式(8)中的  $D_k$  和  $D_{k,k'}^{\text{MUI}}$  分别重新记作  $\bar{D}_k = \mathbf{h}_k^{\text{H}} \mathbf{W}_k^{\text{BB}} \mathbf{w}_k^{\text{RF}}$  和  $\bar{D}_{k,k'}^{\text{MUI}} = \mathbf{h}_k^{\text{H}} \mathbf{W}_{k'}^{\text{BB}} \mathbf{w}_k^{\text{RF}}$ 。此外, 定义  $\mathbf{H}_k \triangleq \text{blkdiag}(\mathbf{I}_{N_{\text{RF}}} \otimes \bar{\mathbf{h}}_{1,k}, \mathbf{I}_{N_{\text{RF}}} \otimes \bar{\mathbf{h}}_{2,k}, \dots, \mathbf{I}_{N_{\text{RF}}} \otimes \bar{\mathbf{h}}_{B,k}) \in \mathbf{C}^{BMN_{\text{RF}} \times BN_{\text{RF}}}$ , 则式(8)中的  $D_k^{\text{Qua}}$  可被记作  $\bar{D}_k^{\text{Qua}} = (\mathbf{w}_k^{\text{RF}})^{\text{H}} \mathbf{H}_k \boldsymbol{\Omega}_k^* \mathbf{H}_k^{\text{H}} \mathbf{w}_k^{\text{RF}}$ 。

基于上述定义, 在给定其他变量的情况下, 式(8)可重写为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}^{\text{RF}}} \quad & \sum_{k \in \mathbb{K}} \alpha_k \bar{R}_k \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1, C2, } \bar{\text{C5}}: |\mathbf{w}^{\text{RF}}(i)| = 1, i = 1, 2, \dots, BMN_{\text{RF}} \end{aligned} \quad (17)$$

为了处理约束 C2 和恒模约束  $\bar{\text{C5}}$ , 类似于式(11)

引入附加变量  $t_k \in \mathbb{C}$ , 同时引入  $\bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{BMN_{\text{RF}} \times 1}$  和等式约束  $\mathbf{w}^{\text{RF}} = \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}}$ , 式(17)可以等价转化为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}^{\text{RF}}, \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}}, t_k} \sum_{k \in \mathbb{K}} \alpha_k \bar{R}_k \\ \text{s.t. } & \bar{\text{C1}}: \sum_{k \in \mathbb{K}} \text{tr} \left( \mathbf{E}_b \mathbf{W}_k^{\text{BB}} \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}} (\mathbf{E}_b \mathbf{W}_k^{\text{BB}} \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}})^{\text{H}} \right) + \\ & \text{tr} \left( \left( \tilde{\mathbf{E}}_b \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}} \right)^{\text{H}} \left( \boldsymbol{\Omega}_b^* \otimes \mathbf{I}_M \right) \tilde{\mathbf{E}}_b \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}} \right) \leq P_b^{\text{max}}, b \in \mathbb{B} \\ & \bar{\text{C2}}: -|t_k|^2 \left( \sum_{k' \in \mathbb{K}, k' \neq k} \left| \bar{D}_{k, k'}^{\text{MUI}} \right|^2 + \bar{D}_k^{\text{Qua}} + \sigma^2 \right) + \\ & 2\Re \left\{ t_k^* \bar{D}_k \right\} \geq \text{SINR}_k^{\text{min}}, k \in \mathbb{K} \\ & \bar{\text{C5}}, \text{C6}: \mathbf{w}^{\text{RF}} = \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}} \end{aligned} \quad (18)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{E}}_b \triangleq [\mathbf{0}_{MN_{\text{RF}} \times (b-1)MN_{\text{RF}}}, \mathbf{I}_{MN_{\text{RF}}}, \mathbf{0}_{MN_{\text{RF}} \times (B-b)MN_{\text{RF}}}]$ ,  $\bar{D}_k \triangleq \mathbf{h}_k^{\text{H}} \mathbf{W}_k^{\text{BB}} \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}}$ ,  $\bar{D}_{k, k'}^{\text{MUI}} \triangleq \mathbf{h}_k^{\text{H}} \mathbf{W}_{k'}^{\text{BB}} \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}}$ ,  $\bar{D}_k^{\text{Qua}} = (\bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}})^{\text{H}} \mathbf{H}_k \boldsymbol{\Omega}^{\text{H}} \mathbf{H}_k^{\text{H}} \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}}$ .

观察到式(18)存在等式约束 C6, 因此, 可以采用 ADMM 方法处理式(18)。首先, 目标函数的增广拉格朗日函数定义为

$$\begin{aligned} f(\mathbf{w}^{\text{RF}}, \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}}, \boldsymbol{\lambda}_1) & \triangleq \sum_{k \in \mathbb{K}} \alpha_k \bar{R}_k + \Re \left\{ \boldsymbol{\lambda}_1^{\text{H}} (\mathbf{w}^{\text{RF}} - \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}}) \right\} + \\ & \frac{\rho_1}{2} \left\| \mathbf{w}^{\text{RF}} - \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}} \right\|^2 \end{aligned} \quad (19)$$

其中,  $\boldsymbol{\lambda}_1 \in \mathbb{C}^{BMN_{\text{RF}} \times 1}$ , 为拉格朗日乘子;  $\rho_1 > 0$ , 为惩罚参数。基于 ADMM 方法, 式(18)可以通过如下步骤迭代求解:

$$\begin{aligned} & \text{P1: } (\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(j+1)} = \arg \max_{\mathbf{w}^{\text{RF}}} f(\mathbf{w}^{\text{RF}}, (\bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}})^{(j)}, \boldsymbol{\lambda}_1^{(j)}) \\ \text{s.t. } & \bar{\text{C5}} \\ & \text{P2: } (\bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}})^{(j+1)} = \arg \max_{\bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}}} f((\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(j+1)}, \bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}}, \boldsymbol{\lambda}_1^{(j)}) \\ \text{s.t. } & \bar{\text{C1}}, \bar{\text{C2}} \\ & t_k^{(j+1)} = \frac{\bar{D}_k}{\sum_{k' \in \mathbb{K}, k' \neq k} \left| \bar{D}_{k, k'}^{\text{MUI}} \right|^2 + \bar{D}_k^{\text{Qua}} + \sigma^2} \\ & \boldsymbol{\lambda}_1^{(j+1)} = \boldsymbol{\lambda}_1^{(j)} + \rho_1 \left( (\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(j+1)} - (\bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}})^{(j+1)} \right) \end{aligned} \quad (20)$$

其中, 上角标  $(j)$  代表 ADMM 迭代索引。问题 P2 为关于  $\bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}}$  的凸优化问题, 可使用 CVX 工具包获得最优解,  $\{t_k\}$  和  $\boldsymbol{\lambda}_1$  通过计算闭式表达式更新, 因此接下来关注问题 P1。

可以观察到优化问题 P1 仅有恒模约束  $\bar{\text{C5}}$ , 因此可以采用低复杂度的流形优化方法。具体地, 约束  $\bar{\text{C5}}$  定义了一个复圆流形 (CCM, complex circle manifold):

$$\begin{aligned} \mathcal{M} & \triangleq \left\{ \mathbf{w}^{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{BMN_{\text{RF}} \times 1} : \left| \mathbf{w}^{\text{RF}}(i) \right| = 1, i = \right. \\ & \left. 1, 2, \dots, BMN_{\text{RF}} \right\} \end{aligned} \quad (21)$$

因此, 针对 CCM 上的无约束优化问题 P1, 可以通过扩展欧几里得空间内的共轭梯度下降方法求解。类似于欧几里得空间中梯度定义, 流形上给定点的切平面存在一个使目标函数值下降最快的方向, 称为黎曼梯度<sup>[31]</sup>, 其中, CCM 的切平面定义为

$$T_{\mathbf{w}^{\text{RF}}} \mathcal{M} = \left\{ \mathbf{u} \in \mathbb{C}^{BMN_{\text{RF}} \times 1} : \Re \left\{ \mathbf{u} \odot (\mathbf{w}^{\text{RF}})^* \right\} = \mathbf{0}_{BMN_{\text{RF}}} \right\} \quad (22)$$

相应的黎曼梯度定义为该点欧氏梯度  $\nabla f(\mathbf{w}^{\text{RF}})$  在切平面  $T_{\mathbf{w}^{\text{RF}}} \mathcal{M}$  上的正交投影, 记为  $\text{grad} f(\mathbf{w}^{\text{RF}}) \in T_{\mathbf{w}^{\text{RF}}} \mathcal{M}$ , 并由式(23)给出:

$$\begin{aligned} \text{grad} f(\mathbf{w}^{\text{RF}}) & = \nabla f(\mathbf{w}^{\text{RF}}) - \\ & \Re \left\{ \nabla f(\mathbf{w}^{\text{RF}}) \odot (\mathbf{w}^{\text{RF}})^* \right\} \odot \mathbf{w}^{\text{RF}} \end{aligned} \quad (23)$$

类似于欧几里得空间共轭梯度方法, 流形优化中, 第  $p+1$  次迭代的搜索方向  $\mathbf{d}^{(p)}$  由第  $p$  次迭代解  $(\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p)}$  处的黎曼梯度  $\text{grad} f((\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p)})$  和搜索方向  $\mathbf{d}^{(p-1)}$  决定。由于  $\text{grad} f((\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p)})$  和  $\mathbf{d}^{(p-1)}$  不在同一切平面上, 不能直接线性叠加, 因此须将  $\mathbf{d}^{(p-1)}$  映射到  $\text{grad} f((\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p)})$  所在的切平面  $T_{(\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p)}} \mathcal{M}$  上。该映射操作定义为

$$\begin{aligned} \mathcal{T}_{(p-1) \rightarrow p}(\mathbf{d}^{(p-1)}) & = \mathbf{d}^{(p-1)} - \\ & \Re \left\{ \mathbf{d}^{(p-1)} \odot ((\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p)})^* \right\} \odot (\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p)} \end{aligned} \quad (24)$$

第  $p+1$  次迭代的搜索方向  $\mathbf{d}^{(p)}$  为

$$\mathbf{d}^{(p)} = -\text{grad} f((\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p)}) + \delta_p \mathcal{T}_{(p-1) \rightarrow p}(\mathbf{d}^{(p-1)}) \quad (25)$$

其中,  $\delta_p$  是 Polak-Ribiere 参数, 第  $p+1$  次迭代可得

$$(\tilde{\mathbf{w}}^{\text{RF}})^{(p+1)} = (\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p)} + \mu_p \mathbf{d}^{(p)} \quad (26)$$

其中,  $\mu_p > 0$  为搜索步长, 可以通过 Armijo 回溯线搜索方法<sup>[32]</sup> 获得。由于式(26)所得  $(\tilde{\mathbf{w}}^{\text{RF}})^{(p+1)}$  不在 CCM 上, 须采用收缩映射将其映射到 CCM 上。则第  $p+1$  次迭代中,  $(\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p)}$  更新为

$$(\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(p+1)} = (\tilde{\mathbf{w}}^{\text{RF}})^{(p+1)} \odot \frac{1}{\left| (\tilde{\mathbf{w}}^{\text{RF}})^{(p+1)} \right|} \quad (27)$$

综上, 式(18)可以在 ADMM 框架下通过迭代求解问题 P1、问题 P2 和迭代更新  $\{t_k, \boldsymbol{\lambda}_1\}$  近似解决, 其中, 问题 P1 可以利用低复杂度流形优化方法求解。

#### 2.4 子问题4: 优化 $\theta$

为了便于表示, 此处作如下定义:

$$\begin{cases} \tilde{\boldsymbol{\theta}} \triangleq [\boldsymbol{\theta}^{\text{H}}, 1]^{\text{H}} \in \mathbb{C}^{(RN+1) \times 1}, \\ \mathbf{H}_{b, k} \triangleq [(\text{diag}(\mathbf{g}_k^{\text{H}}) \mathbf{G}_b)^{\text{H}}, \mathbf{h}_{b, k}]^{\text{H}} \in \mathbb{C}^{(RN+1) \times M}, \\ \bar{\mathbf{H}}_k \triangleq [\mathbf{H}_{1, k}, \mathbf{H}_{2, k}, \dots, \mathbf{H}_{B, k}] \in \mathbb{C}^{(RN+1) \times BM} \end{cases} \quad (28)$$

通过变量替换, 将  $D_k$ 、 $D_{k, k'}^{\text{MUI}}$ 、 $D_k^{\text{Qua}}$  分别重新记

作  $\tilde{D}_k = \tilde{\theta}^H \bar{H}_k \mathbf{W}^{\text{RF}} \mathbf{w}_k^{\text{BB}}$ 、 $\tilde{D}_{k,k'}^{\text{MUI}} = \tilde{\theta}^H \bar{H}_k \mathbf{W}^{\text{RF}} \mathbf{w}_{k'}^{\text{BB}}$ 、 $\tilde{D}_k^{\text{Qua}} = \tilde{\theta}^H \bar{H}_k \mathbf{W}^{\text{RF}} \boldsymbol{\Omega} (\tilde{\theta}^H \bar{H}_k \mathbf{W}^{\text{RF}})^H$ 。因此, 给定其他变量的情况下, 式(8)可重写为

$$\begin{aligned} & \max_{\tilde{\theta}} \sum_{k \in \mathbb{K}} \alpha_k \bar{R}_k \\ & \text{s.t. C2, } \bar{\text{C4}}: |\tilde{\theta}(n)| = 1, n \in N \\ & \quad \text{C7: } \tilde{\theta}^H(RN+1) = 1 \end{aligned} \quad (29)$$

与  $\mathbf{w}^{\text{RF}}$  优化问题类似, 为了处理约束 C2 和恒模约束  $\bar{\text{C4}}$ , 引入附加变量  $v_k \in \mathbb{C}$  和  $\boldsymbol{\psi} \in \mathbb{C}^{(RN+1) \times 1}$ , 式(29)可等价转化为

$$\begin{aligned} & \max_{\tilde{\theta}, \boldsymbol{\psi}, v_k} \sum_{k \in \mathbb{K}} \alpha_k \bar{R}_k \\ & \text{s.t. } \tilde{\text{C2}}: 2\Re\left\{v_k^* \tilde{D}_k\right\} - |v_k|^2 \left( \sum_{k' \in \mathbb{K}, k' \neq k} \left| \tilde{D}_{k,k'}^{\text{MUI}} \right|^2 + \tilde{D}_k^{\text{Qua}} + \sigma^2 \right) \geq \\ & \quad \text{SINR}_k^{\min}, k \in \mathbb{K} \\ & \quad \bar{\text{C4}}, \bar{\text{C7}}: \boldsymbol{\psi}^H(RN+1) = 1, \\ & \quad \text{C8: } \boldsymbol{\psi} = \tilde{\theta} \end{aligned} \quad (30)$$

其中,  $\tilde{D}_k \triangleq \boldsymbol{\psi}^H \bar{H}_k \mathbf{W}^{\text{RF}} \mathbf{w}_k^{\text{BB}}$ ,  $\tilde{D}_{k,k'}^{\text{MUI}} \triangleq \boldsymbol{\psi}^H \bar{H}_k \mathbf{W}^{\text{RF}} \mathbf{w}_{k'}^{\text{BB}}$ ,  $\tilde{D}_k^{\text{Qua}} \triangleq \boldsymbol{\psi}^H \bar{H}_k \mathbf{W}^{\text{RF}} \boldsymbol{\Omega} (\boldsymbol{\psi}^H \bar{H}_k \mathbf{W}^{\text{RF}})^H$ 。与求解式(18)类似, 式(30)可以通过 ADMM 方法求解。定义增广拉格朗日函数为

$$\begin{aligned} g(\tilde{\theta}, \boldsymbol{\psi}, \boldsymbol{\lambda}_2) & \triangleq \sum_{k \in \mathbb{K}} \alpha_k \bar{R}_k + \Re\left\{\boldsymbol{\lambda}_2^H(\tilde{\theta} - \boldsymbol{\psi})\right\} + \\ & \frac{\rho_2}{2} \|\tilde{\theta} - \boldsymbol{\psi}\|^2 \end{aligned} \quad (31)$$

其中,  $\boldsymbol{\lambda}_2 \in \mathbb{C}^{(RN+1) \times 1}$ , 为拉格朗日乘子;  $\rho_2 > 0$ , 为惩罚参数。则式(31)可以通过如下步骤迭代求解:

$$\begin{aligned} & \text{P3: } \tilde{\theta}^{(j+1)} = \arg \max_{\tilde{\theta}} g(\tilde{\theta}, \boldsymbol{\psi}^{(j)}, \boldsymbol{\lambda}_2^{(j)}) \\ & \text{s.t. } \bar{\text{C4}} \\ & \text{P4: } \boldsymbol{\psi}^{(j+1)} = \arg \max_{\boldsymbol{\psi}} g(\tilde{\theta}^{(j+1)}, \boldsymbol{\psi}, \boldsymbol{\lambda}_2^{(j)}) \\ & \text{s.t. } \tilde{\text{C2}}, \bar{\text{C7}} \\ & v_k^{(j+1)} = \frac{\tilde{D}_k}{\sum_{k' \in \mathbb{K}, k' \neq k} \left| \tilde{D}_{k,k'}^{\text{MUI}} \right|^2 + \tilde{D}_k^{\text{Qua}} + \sigma^2} \\ & \boldsymbol{\lambda}_2^{(j+1)} = \boldsymbol{\lambda}_2^{(j)} + \rho_2 (\tilde{\theta}^{(j+1)} - \boldsymbol{\psi}^{(j+1)}) \end{aligned} \quad (32)$$

问题 P3 可以采用流形优化方法求解, 问题 P4 是关于  $\boldsymbol{\psi}$  的凸优化问题, 可使用 CVX 工具包获得最优解,  $\{v_k\}$  和  $\boldsymbol{\lambda}_2$  通过计算闭式表达式更新。

综上所述, 式(8)可以通过交替迭代求解子问题 1~子问题 4 被近似解决, 基于交替优化的加权

和速率最大化算法如算法 1 所示。

**算法 1** 基于交替优化的加权和速率最大化算法

**初始化**  $\mathbf{w}_k^{\text{BB}}$ ,  $\mathbf{W}^{\text{RF}}$ ,  $\boldsymbol{\theta}$ ,  $\boldsymbol{\Omega}$ , 最大化迭代次数  $\text{iter}_{\max}$ ,  $j_{\max}$

- 1) **for**  $\text{iter} = 1, 2, \dots, \text{iter}_{\max}$  **do**
- 2) 使用式(9)更新  $\{\gamma_k^{\text{iter}}, u_k^{\text{iter}}\}$ ;
- 3) **for**  $j = 1, 2, \dots, j_{\max}$  **do**
- 4) 给定  $\{\ell_k, \mathbf{Q}_b\}$  情况下, 求解式(16), 更新  $\{(\mathbf{w}_k^{\text{BB}})^{(j)}, \mathbf{Q}_b^{(j)}\}$ ;
- 5) 分别使用式(12)和式(15)更新  $\{\ell_k^{(j)}, \{\mathbf{Q}_b^{(j)}\}$ ;
- 6) **end for**
- 7) **for**  $j = 1, 2, \dots, j_{\max}$  **do**
- 8) 分别求解问题 P1、P2 更新  $(\mathbf{w}^{\text{RF}})^{(j)}$ 、 $(\bar{\mathbf{w}}^{\text{RF}})^{(j)}$ ;
- 9) 使用式(20)中闭式表达式更新  $\{t_k^{(j)}, \boldsymbol{\lambda}_1^{(j)}\}$ ;
- 10) **end for**
- 11) **for**  $j = 1, 2, \dots, j_{\max}$  **do**
- 12) 分别求解问题 P3、P4 更新  $\boldsymbol{\theta}^{(j)}$ 、 $\boldsymbol{\psi}^{(j)}$ ;
- 13) 使用式(32)中闭式表达式更新  $\{v_k^{(j)}, \boldsymbol{\lambda}_2^{(j)}\}$ ;
- 14) **end for**
- 15) **end for**

### 3 算法复杂度分析

由于子问题 1 中优化变量通过闭式表达式更新, 因此主要关注求解子问题 2、3、4 所带来的计算复杂度。具体地, 子问题 2 中, 式(16)的最优解可使用原始-对偶内点方法得到, 相应的复杂度为  $O((BKN_{\text{RF}})^{3.5})$ ; 子问题 3 的复杂度主要来自问题 P2 的求解, 在每次 ADMM 迭代中, 问题 P2 可转化为二阶锥规划问题, 计算复杂度近似为  $O_{\text{P2}} = O((B+K)^{0.5} (BMN_{\text{RF}})^2 (BM+B^2N_{\text{RF}}+BKN_{\text{RF}}))$ ; 类似地, 子问题 4 的计算复杂度集中在子问题 P4 的求解, 计算复杂度近似为  $O_{\text{P4}} = O(K^{1.5} (RN)^2 BN_{\text{RF}})$ 。因此, 所提算法的总计算复杂度可近似为  $O(\text{iter}_{\max} ((BKN_{\text{RF}})^{3.5} + I_1^{\text{ADMM}} O_{\text{P2}} + I_2^{\text{ADMM}} O_{\text{P4}}))$ , 其中,  $I_1^{\text{ADMM}}$  表示求解子问题 3 所需的 ADMM 迭代次数,  $I_2^{\text{ADMM}}$  表示求解子问题 4 所需的 ADMM 迭代次数。

### 4 仿真结果分析

本节通过 Matlab 仿真平台对所提算法进行模

拟仿真,验证所提算法的可行性和有效性。考虑  $B = 3$  个 AP、 $K = 4$  个下行用户和  $R = 2$  个 RIS 分布在  $(500 \times 500) \text{ m}^2$  的正方形区域内,其中,AP 和 RIS 高度为  $10 \text{ m}$ ,用户高度为  $1.5 \text{ m}$ ,并随机分布在以 RIS 为圆心的内径为  $10 \text{ m}$ 、外径为  $20 \text{ m}$  的圆环内。RIS 采用均匀面阵列,AP 采用均匀线性阵列并配置  $N_{\text{RF}} = 2$  条 RF 链和  $M = 16$  根天线。本文路径损耗模型建模为  $\text{PL}(d) = C_0(d/d_0)^{-\eta}$ ,其中,  $C_0 = -30 \text{ dB}$ ,  $d_0 = 1 \text{ m}$ ,  $d$  为收发信机之间的距离,  $\eta$  为路径损耗指数。AP 到 RIS 和 RIS 到用户的路径损耗指数设置为  $2.2$ ,AP 到用户的路径损耗指数设置为  $3.5$ 。小尺度衰落模型建模为莱斯衰落模型,莱斯因子设置为  $5 \text{ dB}$ 。此外,噪声功率为  $\sigma^2 = -80 \text{ dBm}$ ,权重参数设置为  $\alpha_k = 1, \forall k$ 。不失一般性,假设每个 AP 的前传链路最大容量和最大发射功率配置均相同,即有  $C_b^{\max} = C^{\max}, b \in \mathcal{B}$  和  $P_b^{\max} = P^{\max}, b \in \mathcal{B}$ 。仿真中同时给出两种基准算法与本文所提算法进行性能比较,分别如下:

1) 基准算法 1: 将非凸恒模约束松弛为凸不等式约束,并采用串行凸近似方法 (SCA, successive convex approximation) 处理目标函数中的非凸惩罚项。

2) 基准算法 2: 采用文献[4]中的码本设计方法处理模拟预编码的非凸恒模约束。

算法性能比较如图 2 所示,展示了本文所提算法与两种基准算法的迭代性能曲线。从系统加权和速率角度考虑,本文所提的交替优化迭代算法性能显著优于基准算法 1 和基准算法 2,能够在相同的迭代次数下实现更高的加权和速率。具体地,基准算法 1 通过求解二阶锥规划问题优化模拟预编码向量和 RIS 相位参数,算法复杂度近似为  $O(\text{iter}_{\max}((BKN_{\text{RF}})^{3.5} + I_1^{\text{SCA}}(BMN_{\text{RF}})^{3.5} + I_2^{\text{SCA}}((RN)^{2.5}(RN + KBN_{\text{RF}}))))$ ,高于本文所提算法,其中,  $I_1^{\text{SCA}}$  和  $I_2^{\text{SCA}}$  分别表示求解子问题 3 和子问题 4 所需的 SCA 迭代次数。由于基准算法 2 的主要思想为在给定的具有固定角度分辨率的码本中,选取使信道增益最大的  $N_{\text{RF}}$  个模拟预编码向量,因此,基准算法 2 的收敛速度优于本文所提算法,然而它未能实现模拟预编码向量与数字预编码向量、RIS 相位参数的联合优化,导致最差的系统性能。

加权和速率随前传链路最大容量变化关系如

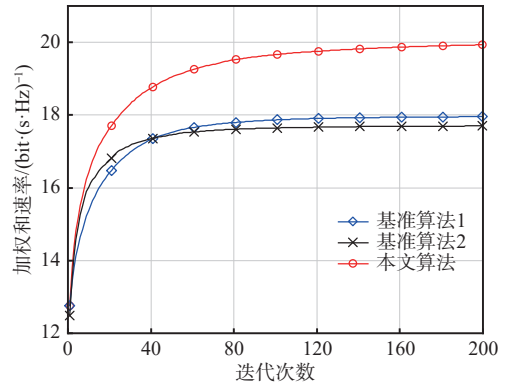


图2 算法性能比较

图 3 所示,展示了在不同的预编码架构下,加权和速率随前传链路最大容量的变化曲线。可以看出,在  $C^{\max}$  较小时,加权和速率随着  $C^{\max}$  的增大而快速增加。当  $C^{\max}$  较大时,加权和速率的增加趋于平缓,并逐渐达到饱和。这表明在  $C^{\max}$  较大时,前传链路容量约束不再是限制系统性能的瓶颈。此外,由于全数字预编码架构下每个天线均配置一条独立的 RF 链,因而全数字预编码架构严格优于全连接混合预编码架构。尽管如此,在  $C^{\max}$  较小时,全数字预编码架构相比于全连接混合预编码架构的性能增益很小。为了进一步展现前传链路容量约束对系统性能的影响,图 3 给出了  $C^{\max} = \infty$  的场景中,全数字和全连接混合预编码架构下的系统性能。可以观察到,  $C^{\max} = 24 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$  场景中的系统加权和速率接近于  $C^{\max} = \infty$  场景中的系统加权和速率,也验证了前述结论,即在  $C^{\max}$  较大时继续增加容量不能显著地提升系统性能。

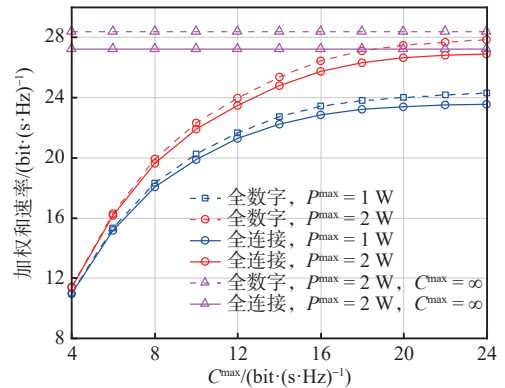


图3 加权和速率随前传链路最大容量变化关系

加权和速率随 AP 最大发射功率变化关系如图 4 所示。随着 AP 最大发射功率  $P^{\max}$  的增大,不同前传链路容量下的加权和速率均单调增加。从图 4

可以看到，随着 $P^{\max}$ 的增大，相较于 $C^{\max} = 5$ 和 $C^{\max} = 6$ 场景， $C^{\max} = 4$ 场景中系统加权和速率更快地趋于饱和。这是因为系统受低前传链路容量限制，从而难以进一步提升系统性能。

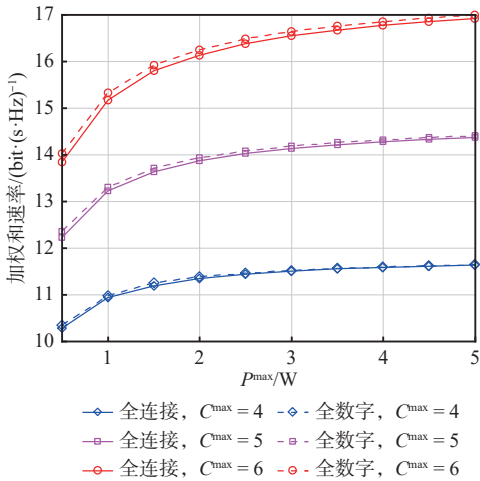
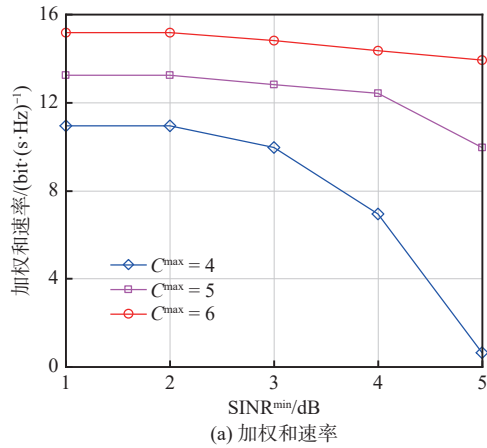


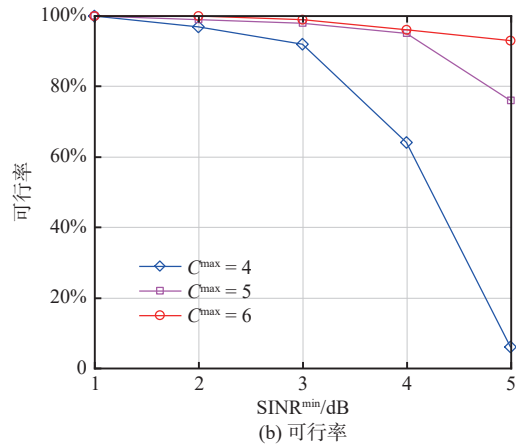
图4 加权和速率随AP最大发射功率变化关系

加权和速率与问题可行率随 $\text{SINR}^{\min}$ 变化关系如图5所示，展示了用户QoS需求对系统性能的变化关系曲线。具体地，图5(a)展示了系统加权和速率随最低SINR要求的变化关系。可以观察到，当 $\text{SINR}^{\min}$ 较低时，系统加权和速率随着 $\text{SINR}^{\min}$ 的增加下降较为缓慢，随着 $\text{SINR}^{\min}$ 的继续增加，系统加权和速率下降速度变快， $C^{\max}$ 较小时该现象尤其显著。图5(b)展示了优化问题可行率与最低SINR要求的变化关系。可以看出，问题可行率随着 $\text{SINR}^{\min}$ 的增加而不断变小。此外，在相同的QoS约束下， $C^{\max}$ 越低，问题可行率也越低。这是由于低前传链路容量与用户高QoS需求是矛盾的，低前传链路容量制约了系统的性能上限。

加权和速率随RIS反射单元数目变化关系如图6所示。由于硬件限制，RIS反射单元相位调节是离散的，相位分辨率由量化比特数 $B_{\text{res}}$ 决定。具体地，RIS反射单元的可选相位集合表示为 $\Phi_{\text{res}}(B_{\text{res}}) = \{\exp(j(2b-1)\pi/2^{B_{\text{res}}}), b = 1, 2, \dots, 2^{B_{\text{res}}}\}$ 。从图6可以看出，相比于没有RIS部署的CF系统，RIS能够为CF系统带来显著的性能增益，且性能增益随着RIS反射单元数目的增加而增大。此外，加权和速率随着量化比特数 $B_{\text{res}}$ 的增加而增大，而4比特量化的RIS能够近似达到连续相位调节RIS的性能。



(a) 加权和速率



(b) 可行率

图5 加权和速率与问题可行率随 $\text{SINR}^{\min}$ 变化关系

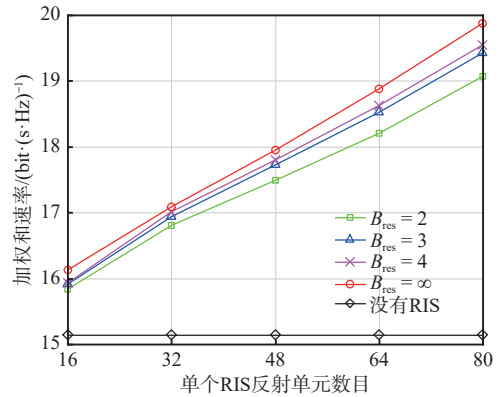


图6 加权和速率随RIS反射单元数目变化关系

## 5 结束语

本文研究了前传链路容量受限下RIS辅助的下行CF网络混合预编码设计问题。该问题旨在通过联合优化数字预编码向量、模拟预编码矩阵、量化噪声协方差矩阵和RIS相移参数，最大化用户加权和速率。为了解决目标函数中的SINR分式形式，加权和速率问题首先被等价转化为WMMSE

问题。针对非凸 QoS 约束和前传链路容量约束, 分别采用二次转换方法和利用基本不等式对其进行近似。随后, 为了解决变量耦合, 本文提出了一种交替优化迭代算法, 原问题被分解为多个子问题。特别地, 针对模拟预编码矩阵优化问题, 利用变量替换将其等价转化为模拟预编码向量优化问题, 并提出了基于 ADMM 框架的低复杂度流形优化算法来处理非凸恒模约束。仿真结果表明, 本文所提算法的性能显著优于两种基准算法, 同时展现了前传链路容量和 AP 发射功率对系统性能的影响。

### 参考文献:

- [1] MAO T Q, CHEN J X, WANG Q, et al. Waveform design for joint sensing and communications in millimeter-wave and low terahertz bands[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(10): 7023-7039.
- [2] 冯凯辉, 刘陈, 黄钰, 等. 基于张量分解和流形优化的双 IRS 辅助毫米波 MIMO 系统信道估计[J]. *物联网学报*, 2024, 8(4): 119-128.  
FENG K H, LIU C, HUANG Z, et al. Channel estimation for double IRS-assisted millimeter wave MIMO systems based on tensor decomposition and manifold optimization[J]. *Chinese Journal on Internet of Things*, 2024, 8(4): 119-128.
- [3] HE M X, XU J D, XU W, et al. RIS-assisted quasi-static broad coverage for wideband mmWave massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(4): 2551-2565.
- [4] WANG Z H, LI M, LIU R, et al. Joint user association and hybrid beamforming designs for cell-free mmWave MIMO communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(11): 7307-7321.
- [5] NGO H Q, ASHIKHMIN A, YANG H, et al. Cell-free massive MIMO versus small cells[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(3): 1834-1850.
- [6] 李飞, 耿晨雨, 李汀, 等. 基于低分辨率 DAC 的 IRS 辅助去蜂窝大规模 MIMO 系统联合预编码设计[J]. *信号处理*, 2023, 39(6): 1070-1078.  
LI F, GENG C Y, LI T, et al. Joint precoding for IRS-assisted cell-free massive MIMO systems with low-resolution DACs[J]. *Journal of Signal Processing*, 2023, 39(6): 1070-1078.
- [7] 王琴, 宁洛函, 张钰璋, 等. 基于 WPT 的去蜂窝 mMIMO 系统中无人机轨迹与充放电联合优化方法[J]. *物联网学报*, 2024, 8(3): 26-35.  
WANG Q, NING L H, ZHANG Y X, et al. Joint optimization method for UAV trajectory and charging/discharging in cell-free mMIMO system on WPT[J]. *Chinese Journal on Internet of Things*, 2024, 8(3): 26-35.
- [8] NGO H Q, TRAN L N, DUONG T Q, et al. On the total energy efficiency of cell-free massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 2018, 2(1): 25-39.
- [9] 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.
- [10] GUO H Y, LIANG Y C, CHEN J, et al. Weighted sum-rate maximization for reconfigurable intelligent surface aided wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(5): 3064-3076.
- [11] 刘期烈, 方家成, 辛雅楠, 等. 基于硬件损伤和非完美 CSI 的 IRS 辅助 NOMA 网络鲁棒传输算法[J]. *物联网学报*, 2024, 8(1): 60-70.  
LIU Q L, FANG J C, XIN Y N, et al. Robust transmission algorithm for IRS-assisted NOMA network with hardware impairments and imperfect CSI[J]. *Chinese Journal on Internet of Things*, 2024, 8(1): 60-70.
- [12] LI S X, DUO B, YUAN X J, et al. Reconfigurable intelligent surface assisted UAV communication: joint trajectory design and passive beamforming[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(5): 716-720.
- [13] ZHANG Y T, DI B Y, ZHANG H L, et al. Reconfigurable intelligent surface aided cell-free MIMO communications[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(4): 775-779.
- [14] NI P F, LI M, LIU R, et al. Partially distributed beamforming design for RIS-aided cell-free networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(12): 13377-13381.
- [15] GAN X, ZHONG C J, HUANG C W, et al. Multiple RISs assisted cell-free networks with two-timescale CSI: performance analysis and system design[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(11): 7696-7710.
- [16] ZHOU W, JIAO W G, SUO L, et al. Max-Min energy efficient optimization for RIS-aided cell-free MIMO systems with statistical CSI[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(12): 3518-3522.
- [17] ZHANG P, ZHANG J Y, XIAO H H, et al. Joint distributed precoding and beamforming for RIS-aided cell-free massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(4): 5994-5999.
- [18] LYU W T, XIU Y, YANG S J, et al. Energy-efficient cell-free network assisted by hybrid RISs[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(4): 718-722.
- [19] ZHAO L, LI M, LIU C S, et al. Energy efficient hybrid beamforming for multi-user millimeter wave communication with low-resolution A/D at transceivers[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(9): 2142-2155.
- [20] YANG L, ZENG Y, ZHANG R. Wireless power transfer with hybrid beamforming: how many RF chains do we need? [J].

IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(10): 6972-6984.

- [21] KASSAM J, CASTANHEIRA D, SILVA A, et al. Distributed hybrid equalization for cooperative millimeter-wave cell-free massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(8): 5300-5316.
- [22] HE Y, SHEN M, ZENG F H, et al. Energy efficient power allocation for cell-free mmWave massive MIMO with hybrid precoder[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(2): 394-398.
- [23] FENG C H, SHEN W Q, AN J P, et al. Weighted sum rate maximization of the mmWave cell-free MIMO downlink relying on hybrid precoding[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(4): 2547-2560.
- [24] MA X Y, ZHANG D Y, XIAO M, et al. Cooperative beamforming for RIS-aided cell-free massive MIMO networks[EB]. arXiv preprint, 2022, arXiv: 2207.02650.
- [25] LAGÉN S, GELABERT X, HANSSON A, et al. Fronthaul compression control for shared fronthaul access networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2022, 60(10): 36-42.
- [26] PARK S H, SIMEONE O, SAHIN O, et al. Fronthaul compression for cloud radio access networks: signal processing advances inspired by network information theory[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2014, 31(6): 69-79.
- [27] KIM J, PARK S H, SIMEONE O, et al. Joint design of fronthauling and hybrid beamforming for downlink C-RAN systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(6): 4423-4434.
- [28] CIRIK A C, TAGHIZADEH O, LAMPE L, et al. Fronthaul compression and precoding design for MIMO full-duplex cognitive radio networks[C]//Proceedings of the 2018 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [29] SHEN K M, YU W. Fractional programming for communication systems: part I: power control and beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(10): 2616-2630.
- [30] ZHOU Y H, YU W. Fronthaul compression and transmit beamforming optimization for multi-antenna uplink C-RAN[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(16): 4138-4151.
- [31] LIU R, LI M, LIU Q, et al. Joint symbol-level precoding and reflecting designs for IRS-enhanced MU-MISO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(2): 798-811.
- [32] LI R W, GUO B, TAO M X, et al. Joint design of hybrid beamforming and reflection coefficients in RIS-aided mmWave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(4): 2404-2416.

### [作者简介]



张广阳(1997-), 男, 北京交通大学电子信息工程学院博士生, 主要研究方向为可重构智能表面辅助无线通信, 去蜂窝网络等。



甄若亦(1996-), 男, 北京交通大学计算机科学与技术学院硕士生, 主要研究方向为新一代通信网络与人工智能。



李宇航(2000-), 男, 北京交通大学计算机科学与技术学院博士生, 主要研究方向为新一代通信网络与人工智能。



陆杨(1992-), 男, 北京交通大学计算机科学与技术学院教授, 主要研究方向为新一代通信网络与人工智能。



丁建文(1980-), 男, 北京交通大学电子信息工程学院研究员, 主要研究方向为铁路专用移动通信系统和列控系统安全通信技术。



钟章队(1962-), 男, 北京交通大学电子信息工程学院教授, 主要研究方向为宽带移动通信系统与专用移动通信。