

基于 RIS 的无蜂窝大规模 MIMO 联合预编码与功控研究

徐畅畅¹, 张琦², 赵洁², 张军²

(1. 南京邮电大学波特兰学院, 江苏 南京 210003; 2. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

摘要: 无蜂窝大规模多输入多输出 (CF-mMIMO, cell-free massive multiple-input multiple-output) 系统因其可消除小区间干扰并提升频谱效率, 被视为 6G 移动通信中一种极具前景的关键技术。同时, 可重构智能表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 因低功耗、可编程、易部署的特点, 在增强信道质量、扩展覆盖范围等方面展现出广泛的应用前景。研究了 RIS 辅助下的 CF-mMIMO 系统, 并在此基础上构建了一个联合功率控制、预编码与 RIS 相位调整的优化问题, 旨在最大化系统能量效率 (EE, energy efficiency)。针对该 3 变量非凸优化问题, 提出了一种交替优化框架: 通过拉格朗日对偶变换与分数规划方法对预编码与 RIS 相位子问题进行解耦与求解; 对于功率控制子问题, 采用牛顿法进行优化。仿真结果表明, 相较于传统的平均功率控制方案, 所提的 RIS 辅助系统功率优化算法展现出了更优异的收敛特性, 并显著地提升了性能。特别值得注意的是, 该优化算法在提升系统能量效率的同时, 同步改善了通信速率, 从而有效地实现了频谱效率 (SE, spectrum efficiency) 与 EE 的协同优化。

关键词: 无蜂窝大规模多输入多输出; 可重构智能表面; 功率控制优化; 能量效率

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-3750.WLW25095

Joint precoding and power control for cell-free massive MIMO systems assisted by RIS

Xu Changchang¹, Zhang Qi², Zhao Jie², Zhang Jun²

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

2. School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

Abstract: Cell-free massive multiple-input multiple-output (CF-mMIMO) systems, which eliminate inter-cell interference and enhance spectral efficiency, are considered as a key enabling technology for 6th generation mobile communications (6G). Meanwhile, reconfigurable intelligent surface (RIS), featuring low power consumption, programmability, and flexible deployment, offers significant potential for improving channel quality and extending coverage. In this paper, a RIS-assisted CF-mMIMO system was investigated, and a joint optimization problem involving power control, precoding, and RIS phase adjustment was formulated to maximize energy efficiency (EE). To tackle this non-convex multi-variable problem, an alternating optimization framework was proposed. Specifically, the precoding and RIS phase subproblems were decoupled and solved using the Lagrangian dual transform and fractional programming, while the power control subproblem was addressed via Newton method. Simulation results demonstrate that the proposed scheme achieves faster convergence and significantly outperforms the conventional uniform power allocation methods. Moreover, it simultaneously improves both energy efficiency and communication rate, effectively enabling the joint optimization of spectrum efficiency (SE) and EE.

收稿日期: 2025-05-30; 修回日期: 2026-05-13

通信作者: 张琦, zhangqi1212@njupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 62171231, No. 62571267); 江苏省重点研发计划 (产业前瞻与关键核心技术) 项目 (No. BE2023022-3)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 62171231, No. 62571267), the Key Technologies Research & Development Program of Jiangsu (Prospective and Key Technologies for Industry) (No. BE2023022-3)

Key words: CF-mMIMO, RIS, power control optimization, EE

0 引言

随着6G系统研发的持续推进,物联网等新型应用场景不断涌现并迅速扩展。这些快速增长的服务需求对通信系统提出了更高要求,尤其是对数据传输速率的提升需求日益迫切。在此背景下,设计能够支持超高速率、超低功耗的无线通信系统成为当前研究的重要方向。其中,无蜂窝大规模多输入多输出(CF-mMIMO, cell-free massive multiple-input multiple-output)技术凭借优越的性能^[1-3],已成为6G无线通信新网络架构的代表性技术,并成为6G发展的重要趋势之一。在传统蜂窝网络中,基站以蜂窝结构部署,每个基站服务于特定的地理区域或小区。然而,CF-mMIMO摒弃了小区的概念,网络中的所有接入点(AP, access point)通过协同工作,并借助中央处理单元(CPU, central processing unit)实现协同传输,共同为用户提供服务。这种架构能够突破小区边界限制,有效缓解传统大规模MIMO系统中的严重干扰问题^[4],从而在性能上相比传统蜂窝系统具有显著的优势。然而,AP的密集部署也带来了系统成本的增加,这也是CF-mMIMO实际落地所面临的主要挑战之一。

近年来,可重构智能表面(RIS, reconfigurable intelligent surface)作为一种新兴的硬件技术,在通信领域引起了广泛关注。RIS由大量低成本的无源电磁反射元件组成,放置在发送器和接收器之间。每个反射元件都可以独立地改变入射信号的相位和振幅,因此RIS能够动态地重构无线传播环境。通过独立调控每个元件的入射信号相位和幅度,RIS无需功率放大器即可显著提升系统容量^[5-7]。凭借低功耗、低成本和高部署灵活性等优势,RIS正逐渐成为6G系统中极具发展前景的智能无线电技术^[8-9]。基于此,已有研究提出将RIS和CF-mMIMO网络相结合,通过协同发挥两种技术的优势,可以进一步提升CF-mMIMO的频谱效率(SE, spectrum efficiency)和能量效率(EE, energy efficiency)^[10]。

在当前6G研究背景下,已有部分学者开始探索RIS与CF-mMIMO系统的结合应用,主要集中在RIS辅助网络的性能分析和优化上。相关研究表

明,相较于传统蜂窝式大规模MIMO系统,RIS辅助的CF-mMIMO系统在无线通信的容量^[11-13]和EE^[14]方面都表现出了更高的性能。文献[15]将RIS加入蜂窝网络,用以提升系统容量和覆盖率,同时降低成本和能耗。在有限前传容量的约束条件下,通过优化接入点的发射波束成形和RIS的反射系数,该文献提出了一种简单高效的交替算法来实现最大化EE。文献[16]研究在CF-mMIMO系统中引入RIS以提高EE。该文献在AP和用户周边部署多个RIS,利用其可配置反射特性改善传播条件,提出了结合AP数字波束成形和RIS模拟波束成形的混合波束成形方案。该文献探讨了发射功率、RIS数量和RIS规模对EE的影响,并通过迭代算法解决了EE最大化问题。文献[17]针对一个典型的宽带场景,根据基站的传输功率约束和RIS的相位约束,制定了联合预编码设计问题,以最大化加权和率来优化SE,仿真表明,所提的RIS辅助的CF-mMIMO可以实现比传统的CF-mMIMO更高的SE。由于无蜂窝架构中大量的AP须协同为用户提供服务,能效与能耗问题成为研究重点^[18-21],并且随着低碳理念发展^[22-23],绿色通信的概念得到了更多的重视^[24]。这也推动了对CF-mMIMO系统EE的深入研究。例如,文献[25]以实现用户为中心的最大化EE为目标,探讨了联合时隙/功率控制的最优波束成形方案。

文献[26]针对上行蜂窝网络场景,在视距(LoS, line of sight)链路完全阻塞的条件下,通过联合优化波束成形、功率控制和天线选择方案,利用RIS重构用户至基站的信道,实现了系统能效的最大化。文献[27]讨论了CF-mMIMO下行链路中的分布式共轭波束成形方案,通过本地信道状态信息进行信号处理。研究推导了频谱效率的闭合表达式,分析了信道估计误差、功率控制、AP数量和天线数量对能效的影响,并设计了优化功率控制算法。此外,针对回程网络的限制条件,文献[28]提出了相应的能效优化方案。值得注意的是,在近期研究中,文献[29]成功将机器学习引入RIS辅助无蜂窝系统,通过联合优化主动波束成形和RIS反射系数,显著地降低了算法复杂度。现有研究广泛探讨了RIS在提升系统EE方面的潜力。文献[30]针对分

布式 RIS 辅助网络, 通过联合优化基站波束成形与 RIS 反射系数实现 EE 最大化; 文献[31]进一步考虑了信道不完美条件下的多用户 MIMO 上行链路, 提出了兼顾 EE 与 SE 的联合优化框架; 文献[32]在低功耗物联网场景中利用 RIS 实现干扰抑制与能效提升。总体而言, RIS 在传统通信架构中展现出显著的能效优势。然而, 现有研究多聚焦于传统蜂窝体系, 未有研究以 EE 为目标, 将功控、预编码以及 RIS 相位进行联合优化。为此, 本文提出了一种交替优化框架, 协同优化这几个关键变量来有效提升 CF-mMIMO 系统的 EE。仿真实验验证了所提算法的有效性, 本文主要的研究工作如下。

1) 建立了 RIS 辅助 CF-mMIMO 系统下行传输模型, 分析了多个 RIS 部署带来的信道增强与干扰管理挑战, 推导了系统可达速率与 EE 的闭合表达式, 揭示了 RIS 数量与系统性能的量化关系。

2) 基于速率以及 EE 的表达式, 提出了 AP 预编码、RIS 相位矩阵与传输功率联合设计问题, 以最大化 EE。由于该问题具有耦合和非凸特性, 复杂度较高, 因此, 本文提出了一种基于全已知信道状态信息 (CSI, channel state information) 假设的交替优化算法, 首先通过拉格朗日对偶重构和多维复二次变换 (MCQT, multi-dimensional complex quadratic transform) 解耦 AP 的主动预编码和 RIS 的相位矩阵, 解耦问题可以重新表述为两个二次约束二次规划 (QCQP, quadratically constrained quadratic programming) 子问题, 而传输功率优化利用牛顿法进行求解, 最后通过交替求解这 3 个子问题, EE 最终收敛到一个可行解。

3) 仿真结果表明, 本文所提的 RIS 辅助系统功率优化方案具有较好的收敛性。在满足相同服务质量约束的条件下, 相较于均一功率控制方案, 所提方案可实现约 42.3% 的 EE 提升; 当 RIS 单元数从 36 增加至 121 时, 系统 EE 可进一步优化 18.5%, 同时 SE 性能增益随 RIS 规模的扩大呈显著提升趋势。

1 系统与信道模型

本节首先建立了 RIS 辅助 CF-mMIMO 系统模型。在此基础上获得下行传输的速率和系统 EE 公式。最后, 提出了一个与功率控制、预编码和相位设计相关的优化问题, 并给出求解算法。

1.1 信道模型

RIS 辅助的 CF-mMIMO 系统模型如图 1 所示, 本文考虑了 RIS 辅助的多用户 CF-mMIMO 下行传输系统。系统中部署了多个 AP 和 RIS, 协同服务于所有用户, 部署一个 CPU 进行控制和规划, 所有 AP 通过光缆或无线回程连接, 所有 RIS 均可由 AP 或 CPU 通过有线链路与无线信令进行统一调控。特别地, 所考虑的网络由 M 个 AP、 R 个 RIS 和 K 个多天线用户组成。第 m 个 AP 和第 k 个用户的天线数分别为 M_m 和 U_k 。第 r 个 RIS 处的元素数为 N_r 。为了简单起见、但不失一般性, 假设 M_m 、 U_k 和 N_r 分别等于 M 、 U 和 N 。由于 RIS 多次反射对信号衰减较大, 本文仅考虑信号经过单次 RIS 反射到达用户 [33-34]。

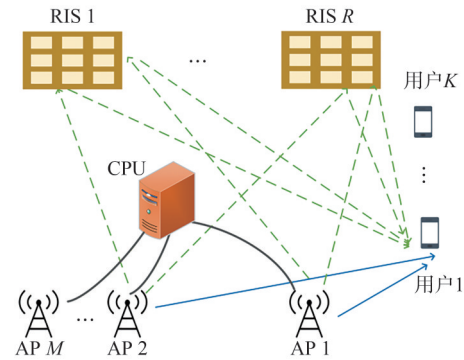


图1 RIS辅助的CF-mMIMO系统模型

该系统模型中, AP 和用户之间的信道分为两部分: AP-用户直射信道和 AP-RIS-用户级联信道, AP-RIS-用户级联信道可以进一步分为 AP-RIS 信道和 RIS-用户信道。通过将入射信号与相位矩阵相乘, 并将相移信号转发给用户, 可以模拟出信号反射。因此, 从第 m 个 AP 到 k 个用户的等效信道可以写成

$$\mathbf{h}_{m,k}^H = \mathbf{H}_{m,k}^H + \sum_{r=1}^R \mathbf{F}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}_r^H \mathbf{G}_{m,r}^H \quad (1)$$

其中, $\mathbf{H}_{m,k}^H$ 、 $\mathbf{G}_{m,r}^H$ 、 $\mathbf{F}_{r,k}^H$ 分别表示 m 个 AP 到 k 个用户的直连信道, 第 m 个 AP 到第 r 个 RIS 和从第 r 个 RIS 到第 k 个用户的级联信道。 $\boldsymbol{\Theta}_r$ 表示第 r 个 RIS 的相位矩阵, 表达式为

$$\boldsymbol{\Theta}_r \triangleq \text{diag}(\theta_{r,1}, \theta_{r,2}, \dots, \theta_{r,N}), \forall r \in \mathbf{R} \quad (2)$$

其中, $\theta_{r,n} \in F$, F 是 RIS 相位矩阵的可行集。这里假设是理想的 RIS 情况, 即与 RIS 元素相关的 $|\theta_{r,n}| = 1$ 。

1.2 下行传输模型

在本文中假设CSI均可完美获知，这在RIS研究中较为常见^[13-14]。系统中第 k 个用户的接收到 m 个AP传输的信号可以表示为

$$y_{m,k} = \mathbf{h}_{m,k}^H \mathbf{x}_m = \left(\mathbf{H}_{m,k}^H + \sum_{r=1}^R \mathbf{F}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}_r^H \mathbf{G}_{m,r}^H \right) \mathbf{x}_m \quad (3)$$

其中， $\mathbf{x}_m$ 表示第 m 个AP传输的信号，表达式为

$$\mathbf{x}_m = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_{m,k}} \mathbf{w}_{m,k} s_k \quad (4)$$

其中， s_k 表示第 k 个用户的符号，满足 $E\{|s_k|^2\} = 1$ ，

$p_{m,k}$ 表示第 m 个AP到第 k 个用户的传输功率， $\mathbf{w}_{m,k}$ 表示在第 k 个用户处的第 m 个AP处的预编码。

因此，系统中第 k 个用户接收到的信号表示为

$$y_k = \sum_{m=1}^M y_{m,k} + n = \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^K \sqrt{p_{m,j}} \left(\mathbf{H}_{m,k}^H + \sum_{r=1}^R \mathbf{F}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}_r^H \mathbf{G}_{m,r}^H \right) \mathbf{w}_{m,j} s_j + \sum_{m=1}^M \sqrt{p_{m,k}} \left(\mathbf{H}_{m,k}^H + \sum_{r=1}^R \mathbf{F}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}_r^H \mathbf{G}_{m,r}^H \right) \mathbf{w}_{m,k} s_k + \sum_{m=1}^M \sum_{j=1, j \neq k}^K \sqrt{p_{m,j}} \left(\mathbf{H}_{m,k}^H + \sum_{r=1}^R \mathbf{F}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}_r^H \mathbf{G}_{m,r}^H \right) \mathbf{w}_{m,j} s_j + n \quad (5)$$

其中， n 表示均值为0、方差为 σ^2 的噪声，式(5)的第1项是对用户 k 的期望信号，第2项是其他用户的干扰。

1.3 功耗模型

RIS辅助CF-mMIMO总功耗包括：AP的传输功率、AP、用户和RIS所消耗的硬件的静态功率。具体来说，由于信号通过控制RIS元件的相位来反映，其功耗主要取决于硬件成本，而硬件成本由RIS移相器的相位分辨率决定，不存在传输功耗。总功耗 P_{total} 包括每个AP和用户的发射功率 $p_{m,k}$ 、每个AP的硬件静态功耗 $P_{A,m}$ 、每个RIS元件的功耗 $P_{n,m}$ 、用户的硬件静态功耗 $p_{U,k}$ ，因此总功耗 P_{total} 可以表示为

$$P_{\text{total}} = \sum_{m=1}^M \left(\sum_{k=1}^K p_{m,k} + P_{A,m} \right) + \sum_{k=1}^K p_{U,k} + R P_{n,m} \quad (6)$$

1.4 速率分析

根据式(5)，用户 k 接收到的信干噪比可以表示为

$$\gamma_k = \frac{\left| \sum_{m=1}^M \sqrt{p_{m,k}} \mathbf{h}_{m,k}^H \mathbf{w}_{m,k} \right|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \left| \sum_{m=1}^M \sqrt{p_{m,j}} \mathbf{h}_{m,k}^H \mathbf{w}_{m,j} \right|^2 + \sigma^2} \quad (7)$$

因此，所有用户的速率为

$$R_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K \log(1 + \gamma_k) \quad (8)$$

整个系统的EE为

$$\text{EE} = \frac{R_{\text{sum}}}{P_{\text{total}}} \quad (9)$$

为了最大化RIS辅助的CF-mMIMO系统模型的EE，须联合优化预编码、AP发射功率以及RIS相位。此优化问题表述为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}1: \quad & \max_{\mathbf{w}, \theta, p} \text{EE} = \frac{R_{\text{sum}}}{P_{\text{total}}} \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \sum_{k=1}^K p_{k,m} \leq P_{\max}, m = 1, 2, \dots, M \\ & \text{C2: } p_{k,m} \geq 0, k = 1, 2, \dots, K, m = 1, 2, \dots, M \\ & \text{C3: } \theta_{r,n} \in F, r = 1, 2, \dots, R, n = 1, 2, \dots, N \\ & \text{C4: } \|\mathbf{w}_{m,k}\|^2 \leq 1, k = 1, 2, \dots, K, m = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (10)$$

其中， R_{sum} 如式(8)所示， $\theta_{r,n}$ 是第 r 个RIS第 n 个反射元素， $p_{k,m}$ 表示的是第 m 个AP到第 k 个用户的传输功率， $P_{\max}$ 是AP的最大发射功率。 $\mathbf{w}_{m,k}$ 表示在第 k 个用户处的第 m 个AP处的预编码。此优化问题的总功耗 P_{total} 如式(6)所示，多个AP间路径损耗与入射角差异导致信道模型高度复杂，第 k 个用户的等效信道为多AP信道叠加，这显著增加了优化难度，并且多个RIS的并行叠加进一步扩大了优化维度。此外，各个AP的独立功率约束及RIS与用户端功耗的耦合关系使联合优化问题更复杂。由于该优化问题具有非凸、多变量耦合的特性，传统凸优化方法难以直接求解。为此，第2节将提出一种低复杂度的优化算法来有效解决这一问题。

2 优化方案设计

本节提出了联合预编码以及相位和功率控制框架来解决EE优化问题 $\mathcal{P}1$ 。具体来说，下文将采用联合优化算法，将优化问题 $\mathcal{P}1$ 解耦成预编码、RIS相位优化与功率控制3个子问题，并对各子问题依次进行求解。

2.1 预编码设计

作为联合预编码设计的理论基础，假设CPU能够获取RIS辅助CF-mMIMO系统的完整CSI，基于此理想CSI假设，设计AP侧的分布式预编码方案。

为了缓解优化问题 $\mathcal{P}1$ 中对数带来的求解复杂性, 本文发现预编码与 RIS 相位仅与目标函数的分子项相关。通过使用拉格朗日对偶变换方法^[4], 引入辅助变量 r_k 可以将其转换为一个更容易处理的函数。变换后的表达式为

$$f(\mathbf{w}, \theta, p_{k,m}, r_k) = \sum_{k=1}^K \ln(1 + r_k) - \sum_{k=1}^K r_k + \sum_{k=1}^K (1 + r_k) B(\mathbf{w}, \theta, p_{k,m}) \quad (11)$$

其中, 函数 $B(\mathbf{w}, \theta, p_{k,m})$ 表示为

$$B(\mathbf{w}, \theta, p_{k,m}) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k \left(\sum_{j=1}^K \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j (\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j)^H + \sigma^2 \right)^{-1} \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k \quad (12)$$

对于固定的 $\mathbf{w}$, θ , $p_{k,m}$, $f(\mathbf{w}, \theta, p_{k,m}, r_k)$ 函数是凸的, r_k 可以最优地求解为

$$r_k^{\text{opt}} = \gamma_k^*, \forall k = 1, 2, \dots, K \quad (13)$$

将 r_k^* 代回式(11)中, 可知只有最后一项与变量相关。在给定 RIS 相位和功率控制的情况下, 问题 $\mathcal{P}1$ 可以重新表述为

$$\mathcal{P}2: \max_{\mathbf{w}} g_1(\mathbf{w}) = \sum_k \mu_k B(\mathbf{w}, \theta^*, p_{k,m}^*) \quad \text{s.t. C4} \quad (14)$$

其中, $\mu_k = 1 + r_k^*$, 需要注意的是, 经 $B(\mathbf{w}, \theta^*, p_{k,m}^*)$ 重新表述的子问题仍然难以解决。具体来说, 由于 RIS 辅助的 CF-mMIMO 引入信道, 这个子问题实际上是一个特殊的高维分数和问题, 与常见的标量形式的分数不同。因此, 采用 MCQT^[17]。相较于常规分数规划方法, MCQT 可将传统标量分式规划拓展至矩阵运算形式, 以此处理高维分式目标函数所引入的非凸性问题。

利用分数规划方法 MCQT, 引入辅助变量 ζ_k 将子问题进一步简化为

$$\mathcal{P}3: \max_{\mathbf{w}, \zeta_k} g_2(\mathbf{w}, \zeta_k) = \sum_k 2\sqrt{\mu_k} \Re\{\zeta_k^H \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k\} - \sum_k \zeta_k^H \left(\sum_{j=1}^K \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j (\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j)^H + \sigma^2 \right) \zeta_k \quad \text{s.t. C4} \quad (15)$$

因此, $\mathbf{w}$ 的更新分为两步, 依次更新 ζ_k 和 $\mathbf{w}$ 。为此, 在问题 $\mathcal{P}3$ 中重新表述的子问题可以分为两个子问题, 求解过程如下。

1) 固定 $\mathbf{w}$ 可得到 ζ_k^*

$$\zeta_k^* = \sqrt{\mu_k} \left(\sum_{j=1}^K \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j (\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j)^H + \sigma^2 \right)^{-1} \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k \quad (16)$$

2) 当固定 ζ_k 时, 先定义

$$\mathbf{a} = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k \zeta_k \zeta_k^H \mathbf{h}_k^H \quad \mathbf{A} = \mathbf{I}_K \otimes \mathbf{a} \quad \mathbf{v}_k = \mathbf{h}_k \zeta_k \quad (17)$$

将上述变量代入 g_2 后写成

$$g_2(\mathbf{w}) = -\mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{w} + \Re(2\mathbf{v}^H \mathbf{w}) - Y \quad (18)$$

其中, $Y = \sum_{k=1}^K \zeta_k^H \sigma^2 \zeta_k$, $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1^T, \mathbf{v}_2^T, \dots, \mathbf{v}_K^T]^T$ 。

利用分数规划方法 MCQT 可以将问题 $\mathcal{P}2$ 最终简化成

$$\mathcal{P}4: \min_{\mathbf{w}} g_3(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{w} - \Re\{2\mathbf{v}^H \mathbf{w}\} \quad \text{s.t. C4} \quad (19)$$

由于 $\mathbf{A}$ 是标准的半正定矩阵, 因此问题 $\mathcal{P}2$ 中的简化子问题实际是一个标准 QCQP 问题, 可以通过许多现有的方法, 如乘子交替方向法 (ADMM, alternating direction method of multipliers) 来最优求解。

2.2 RIS 相位设计

在 RIS 的预编码和功率分配取固定值的情况下, 问题 $\mathcal{P}1$ 可以重新表述为

$$\mathcal{P}5: \max_{\boldsymbol{\theta}} g_4(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{k=1}^K \mu_k B(\mathbf{w}^*, \boldsymbol{\theta}, p_{k,m}^*) \quad \text{s.t. C3} \quad (20)$$

其中, $\mu_k = \eta_k(1 + p_k^*)$ 。为了降低复杂性, 加入新的关于 $\boldsymbol{\theta}$ 的辅助变量

$$Q_{k,j}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{m=1}^M \left(\mathbf{H}_{m,k}^H + \sum_{r=1}^R \mathbf{F}_{r,k}^H \boldsymbol{\theta}_r \mathbf{G}_{m,r}^H \right) \mathbf{w}_{m,j} \quad (21)$$

将 $Q_{k,j}(\boldsymbol{\theta})$ 代入 g_4 可得:

$$g_4(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\mu_k} Q_{k,k}^H(\boldsymbol{\theta}) \cdot \left(\sum_{j=1}^K Q_{k,j}(\boldsymbol{\theta}) Q_{k,j}^H(\boldsymbol{\theta}) + \sigma^2 \right)^{-1} Q_{k,j}(\boldsymbol{\theta}) \quad (22)$$

请注意, 子问题 $\mathcal{P}5$ 满足凸优化问题, 再次利用 MCQT 来解决这个问题。引入辅助变量 $\boldsymbol{\varpi}_k$, $\boldsymbol{\varpi} = [\boldsymbol{\varpi}_1, \boldsymbol{\varpi}_2, \dots, \boldsymbol{\varpi}_K]$, 子问题 $\mathcal{P}5$ 被重新表述为

$$\mathcal{P}6: \max_{\boldsymbol{\theta}} g_5(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varpi}) = \sum_{k=1}^K g_k(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varpi}) \quad \text{s.t. C3} \quad (23)$$

其中, $\sum_{k=1}^K g_k(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varpi})$ 为

$$g_k(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varpi}) = 2\sqrt{\mu_k} \Re(\boldsymbol{\varpi}_k^H Q_{k,k}(\boldsymbol{\theta})) - \boldsymbol{\varpi}_k^H \left(\sum_{j=1}^K Q_{k,j}(\boldsymbol{\theta}) Q_{k,j}^H(\boldsymbol{\theta}) + \sigma^2 \right) \boldsymbol{\varpi}_k \quad (24)$$

接下来, 类似于之前在预编码中解决子问题的处理

方式，将其再分为两个子问题。

1) 固定 $\boldsymbol{\theta}$ ，可得到 $\boldsymbol{\varpi}_k^{\text{opt}}$

$$\boldsymbol{\varpi}_k^{\text{opt}} = \sqrt{\mu_k} \left(\sum_{j=1}^K \mathbf{Q}_{k,j}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{Q}_{k,j}^H(\boldsymbol{\theta}) + \sigma^2 \right)^{-1} \mathbf{Q}_{k,k}(\boldsymbol{\theta}) \quad (25)$$

2) 固定 $\boldsymbol{\varpi}_k$ 求解 $\boldsymbol{\theta}^{\text{opt}}$ ，首先将下列式子化简：

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varpi}_k^H \mathbf{Q}_{k,j}(\boldsymbol{\theta}) &= \sum_{m=1}^M \left(\boldsymbol{\varpi}_k^H \mathbf{H}_{m,k}^H \mathbf{w}_{m,k} + \boldsymbol{\varpi}_k^H \mathbf{F}_k^H \boldsymbol{\theta}^H \mathbf{G}_m \mathbf{w}_{m,j} \right) = \\ &= \sum_{m=1}^M \boldsymbol{\varpi}_k^H \mathbf{H}_{m,k}^H \mathbf{w}_{m,k} + \boldsymbol{\theta}^H \sum_{m=1}^M \text{diag}(\boldsymbol{\varpi}_k^H \mathbf{F}_k^H) \mathbf{G}_m \mathbf{w}_{m,j} = \\ &= c_{k,j} + \boldsymbol{\theta}^H \mathbf{g}_{k,j} \end{aligned} \quad (26)$$

其中， $\boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\theta} \mathbf{I}_{RN}$ 。将式(26)代入式(24)得到

$$\begin{aligned} g_k(\boldsymbol{\theta}) &= 2\sqrt{\mu_k} \Re(c_{k,k} + \boldsymbol{\theta}^H \mathbf{g}_{k,k}) - \\ &= \sum_{j=1}^K (c_{k,j} + \boldsymbol{\theta}^H \mathbf{g}_{k,j})(c_{k,k}^* + \mathbf{g}_{k,k}^H \boldsymbol{\theta}) - \boldsymbol{\varpi}_k^H \sigma^2 \boldsymbol{\varpi}_k \end{aligned} \quad (27)$$

进一步将上述结果代入 $g_5(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varpi})$ ，式子可简化为

$$g_6(\boldsymbol{\theta}) = -\boldsymbol{\theta}^H \mathbf{A} \boldsymbol{\theta} + \Re\{2\boldsymbol{\theta}^H \mathbf{v}\} - \varsigma \quad (28)$$

其中，

$$\mathbf{A} = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^K \mathbf{g}_{k,j} \mathbf{g}_{k,j}^H \quad (29)$$

$$\mathbf{v} = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^K \sqrt{\mu_k} \mathbf{g}_{k,j} - \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^K c_{k,j}^* \mathbf{g}_{k,j} \quad (30)$$

$$\varsigma = \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^K |c_{k,j}|^2 + \sum_{k=1}^K \boldsymbol{\varpi}_k^H \sigma^2 \boldsymbol{\varpi}_k - 2 \sum_{k=1}^K \sqrt{\mu_k} \Re\{c_{k,k}\} \quad (31)$$

因此，利用上述MCQT方法将问题P6简化为

$$\begin{aligned} \text{P7: } \min_{\boldsymbol{\theta}} g(\boldsymbol{\theta}) &= \boldsymbol{\theta}^H \mathbf{A} \boldsymbol{\theta} - \Re(2\boldsymbol{\theta}^H \mathbf{v}) \\ \text{s.t. } &\text{C3} \end{aligned} \quad (32)$$

由于 $\mathbf{A}$ 是标准的半正定矩阵，因此上述问题中的简化子问题是一个标准的QCQP问题，可以通过ADMM等方法来最优求解。

2.3 功率控制设计

在给定RIS相位和预编码的情况下，问题P1需要考虑复杂的分式结构，采用拉格朗日乘子法加入辅助变量拉格朗日因子 α_m ，将约束条件代入式子中

$$L(p_{k,m}, \mathbf{w}^*, \boldsymbol{\theta}^*) = \frac{R_{\text{sum}}}{P_{\text{total}}} + \sum_m \alpha_m \left(P_{\text{max}} - \sum_k p_{k,m} \right) \quad (33)$$

利用卡鲁什-库恩-塔克 (KKT, Karush-Kuhn-Tucker) 条件构建功率优化问题的一阶最优性条件，并采用基于Jacobian矩阵的牛顿法迭代求解，使算法收敛至满足KKT条件的最优解，具体优化过程如下。

将问题P1中的式子变为一个非线性方程组的通式：

$$F(x) = \begin{bmatrix} f_{1,1}(x), \dots, f_{1,K}(x), \dots, f_{M,K}(x), \\ f_{M^*K+1}(x), \dots, f_{K^*(M+1)}(x) \end{bmatrix} \quad (34)$$

其中，对应的元素分别为

$$\begin{aligned} f_{k,m}(x) &= \frac{\partial (L(p_{k,m}, \mathbf{w}^*, \boldsymbol{\theta}^*))}{\partial (p_{k,m})}, k=1, 2, \dots, K, m=1, 2, \dots, M \\ f_{k^*m^*i}(x) &= \frac{\partial (L(p_{k,m}, \mathbf{w}^*, \boldsymbol{\theta}^*))}{\partial (\alpha_i)}, i=1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (35)$$

那么对应的Jacobi矩阵可以写成：

$$F'(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_{1,1}}{\partial \rho_{1,1}} & \frac{\partial f_{1,1}}{\partial \rho_{1,2}} & \dots & \frac{\partial f_{1,1}}{\partial \rho_{1,K}} & \frac{\partial f_{1,1}}{\partial \alpha_1} \\ \frac{\partial f_{2,1}}{\partial \rho_{2,1}} & \frac{\partial f_{2,1}}{\partial \rho_{2,2}} & \dots & \frac{\partial f_{2,1}}{\partial \rho_{2,K}} & \frac{\partial f_{2,1}}{\partial \alpha_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f_{M,1}}{\partial \rho_{M,1}} & \frac{\partial f_{M,1}}{\partial \rho_{M,2}} & \dots & \frac{\partial f_{M,1}}{\partial \rho_{M,K}} & \frac{\partial f_{M,1}}{\partial \alpha_M} \end{bmatrix} \quad (36)$$

首先，定义变量块 $\mathbf{p}_m = \{p_m^n\}_{k \in K}$ ，表示只包含第 m 个AP的发射功率。 $\mathbf{p}_{-m}$ 表示除 $\mathbf{p}_m$ 外的所有传输功率的集合。固定 $\mathbf{p}_{-m}$ ，对第 m 个AP的功率控制进行研究，设置初始值后代入式子：

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_m^{n+1} &= \mathbf{p}_m^n + \Delta \mathbf{p}_m^n \\ F'(\mathbf{p}_m^n) \Delta \mathbf{p}_m^n + F(\mathbf{p}_m^n) &= 0 \end{aligned} \quad (37)$$

计算后得到新的值，重复上述操作直到 $\|\Delta \mathbf{x}^n\|$ 或 $\|F(\mathbf{x}^{n+1})\|$ 足够小时，结束操作得到最优功率控制。功率控制优化算法如算法1所示。

算法1 功率控制优化算法

初始化 给定 $\mathbf{w}^*$, $\boldsymbol{\theta}^*$, $P_{A,m}$, $P_{U,k}$, $P_{n,m}$ ，迭代终止误差 ε_1 和 ε_2 为 10^{-4} ，初始化 $\mathbf{P}$

repeat

for $m = 1, 2, \dots, M$ **do**

repeat

根据式(36)计算梯度 $\Delta \mathbf{p}^n$ ；

计算 $\mathbf{p}_m^{n+1} = \mathbf{p}_m^n + \Delta \mathbf{p}_m^n$ ，得到 $F(\mathbf{p}_m^{n+1})$ ；

until

收敛条件 $\|\Delta \mathbf{p}_m^n\| < \varepsilon_1$ 或者 $\|F(\mathbf{p}_m^{n+1})\| < \varepsilon_2$ ；

end for

until

能量效率EE收敛；

输出 $\mathbf{P}^{\text{opt}}$

2.4 联合优化算法

下面将功率控制与前述的预编码与相位优化相

结合, 对预编码矩阵 $\mathbf{w}$, RIS 的相位矩阵 $\boldsymbol{\theta}$ 以及 AP 的发射功率 $\mathbf{P}$ 进行迭代联合优化。联合优化算法如算法 2 所示。

算法 2 联合优化算法

初始化 给定输入信道 $\mathbf{H}_{m,k}^H$, $\mathbf{F}_{r,k}^H$, $\mathbf{G}_{m,r}^H$, 迭代终止误差 ε , 初始化 $\mathbf{w}$, $\boldsymbol{\theta}$, $\mathbf{P}$

repeat

根据式(9)计算 EE;

根据式(12)和式(15)更新 r 和 ζ ;

将 p 和 ζ 代入问题 $\mathcal{P}4$ 更新预编码 $\mathbf{w}$;

根据式(19)更新 $\boldsymbol{\theta}$;

将新得到的 $\boldsymbol{\theta}$ 代入问题 $\mathcal{P}7$ 更新相位矩阵 $\boldsymbol{\theta}$;

将更新后的 $\mathbf{w}$ 与 $\boldsymbol{\theta}$ 代入算法 1 更新功率 $\mathbf{P}$;

until

能量效率 EE 收敛小于终止误差 ε ;

输出 最佳预编码 $\mathbf{w}^{\text{opt}}$, 最佳相位矩阵 $\boldsymbol{\theta}^{\text{opt}}$, 最佳功率控制 $\mathbf{P}^{\text{opt}}$

在算法 2 中, 随着迭代次数的增加, RIS 的联合预编码 $\mathbf{w}$ 和 $\boldsymbol{\theta}$ 的优化使频谱效率单调增加, 功率控制 $\mathbf{P}$ 使 EE 单调增加。当目标函数最优时, 算法 2 将收敛。即可得到最优的预编码、最佳的 RIS 相位矩阵以及最佳的功率控制。

2.5 算法复杂度分析

本节分别对功率控制优化算法和联合优化算法进行复杂度分析。对于功率控制优化算法, 在给定的 $\mathbf{w}$ 和 $\boldsymbol{\theta}$ 的条件下, 采用牛顿法迭代求解 KKT 条件对应的 Jacobi 矩阵的维度是 $M(K+1)$, 因此每次迭代的复杂度上界约为 $O((MK)^3)$, 设牛顿迭代次数为 T_n , 则功率控制的总体复杂度为 $O(T_n(MK)^3)$ 。对于联合优化算法, 预编码与 RIS 相位问题均被重构为标准的 QCQP, 并通过 ADMM 方法迭代求解: 预编码变量规模近似为 M^2KU , 每次 ADMM 迭代复杂度为 $O((M^2KU)^3)$ 。相位变量规模为 NR , 其每次 ADMM 迭代复杂度为 $O(N^3R^3)$ 。设二者所需的 ADMM 迭代次数分别为 T_w 和 T_θ , 外层交替次数为 T_{out} , 再结合功率控制, 则联合优化算法的总体复杂度为 $O(T_{\text{out}}[T_w(M^2KU)^3 + T_\theta N^3 + T_n(MK)^3])$ 。

3 仿真结果与分析

本节在不同情况下对 RIS 辅助的 CF-mMIMO 系统的联合功率控制、预编码和相位优化算法进行

仿真分析, 以验证其优越性能。

3.1 仿真参数设置

在后续的仿真中, 为了不失一般性, 考虑了一个具有 M_{AP} 个 AP 和 R 个 RIS 辅助 CF-mMIMO 系统, 其中, 每个 RIS 中有 L 个反射元件。假设这些 AP 随机部署在边长为 400 m 的正方形区域内, 同时为 K 个用户服务。信道系数由小尺度衰落模型和与距离相关的路径损耗模型组成。本文中的数学推导适用于任何信道, 考虑无蜂窝大规模 MIMO 系统中 AP 与用户及 RIS 距离较近, 因此, 将小尺度衰落模型建模为莱斯衰落模型。路径损耗建模为 $\text{PL} = (-30 - 10\alpha \lg l) \text{dB}$, α 是路径损耗指数, l 是信道链路之间的距离。本文信道的 α 设置为 2.9。RIS 采用均匀平面阵列。如无特别说明, 则 AP 个数 $M_{\text{AP}} = 4$, 用户个数 $K = 3$, RIS 个数 $R = 2$, AP 处天线数 $M = 2$, 用户处天线数 $U = 2$, 噪声功率 $\sigma^2 = -80 \text{ dBm}$, $P_{\text{A},m} = 20 \text{ dBm}$, $P_{n,m} = 5 \text{ dBm}$, $P_{\text{U},k} = 10 \text{ dBm}$ 。

3.2 仿真结果分析

$N=200$ 时 AP 最大发射功率与 EE 的关系如图 2 所示, 比较了“联合优化预编码, 相位矩阵, 功率分配”(即算法 2)、“优化预编码, 相位矩阵, 采用均一功率分配”与“无 RIS”3 种场景情况下的 EE。通过仿真可以发现, 当 AP 最大发射功率 P_{max} 增加时, 联合优化 3 种变量的算法 2 性能明显优于另外两种情况。并且在最大发射功率达到 25 dBm 时达到饱和, 另外两条曲线却在一个高峰点后开始迅速下降。这是因为不采用功率控制的情况下, 最大发射功率 P_{max} 的增加也会增加系统总能耗, 带来的速率增加无法抵消其影响, 系统整体 EE 下降。这也表明, 通过无限地增加最大发射功率 P_{max} 的上限无法提高系统整体 EE。

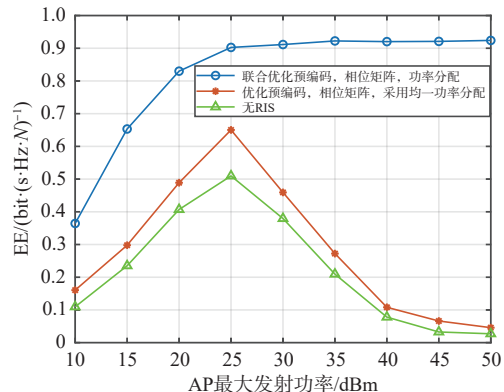


图2 $N = 200$ 时 AP 最大发射功率与 EE 的关系

$N=200$ 时AP最大发射功率与SE的关系如图3所示,从图3中可以看出,联合优化3种变量的算法2可以有效提高SE,性能优于另外两种情况。同时可验证,在RIS的帮助下,系统的SE可以得到明显的提升。

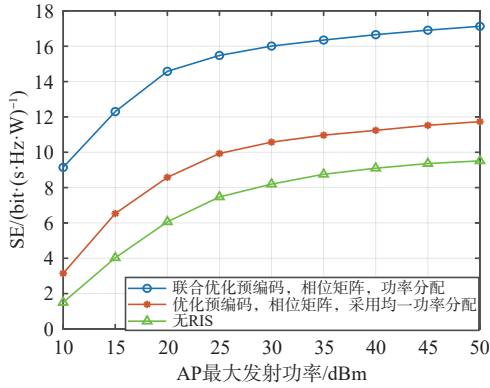


图3 $N=200$ 时AP最大发射功率与SE的关系

$P_{\max}=30$ dBm时RIS反射元件数 N 与EE的关系如图4所示,结果表明:1) RIS的引入能有效提升CF-mMIMO系统的EE性能;2) EE随RIS反射元件数增加呈现先升后降的趋势,这主要是当RIS反射元件数较少时,更多的反射单元可增强信号能量收集与波束成形增益;当元件数超过最优值后,硬件损耗和信道估计误差导致的性能恶化占主导作用。因此,存在一个使EE最大化的最优RIS反射元件数,其取值取决于系统信噪比、AP部署密度等参数。

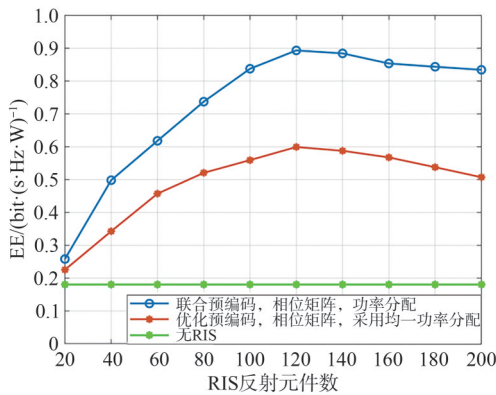


图4 $P_{\max}=30$ dBm时RIS反射元件数 N 与EE的关系

$P_{\max}=30$ dBm时RIS反射元件数 N 与SE的关系如图5所示,由图5可知,1) 联合优化方案(蓝色曲线)表现最优,当 N 从20增至200时,SE从9.2 dB提升至17.8 dB,呈现显著非线性增长

特征;2) 仅预编码优化和相位优化方案(橙色曲线)SE提升幅度相对平缓,增幅为4.3 dB;3) 无RIS(绿色曲线)性能最弱。这种差异源于联合优化通过协同波束成形与功率控制实现了信道硬件的充分利用,而单一优化难以兼顾多维参数匹配。

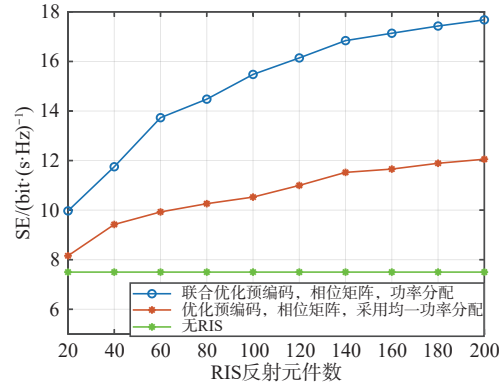


图5 $P_{\max}=30$ dBm时RIS反射元件个数 N 与SE的关系

本文通过仿真验证了所提优化算法的收敛性能,结果如图6所示。3种不同RIS反射元件数下,算法均表现出快速收敛特性,在前10次迭代内目标函数值显著提升,随后逐渐趋于稳定。值得注意的是,所有收敛曲线均保持平滑,未出现振荡或发散现象,充分证明了算法的鲁棒性。特别地,无论RIS反射元件数如何变化,算法均能在20次迭代内达到最优解,这表明其具有优异的计算效率和适应能力。

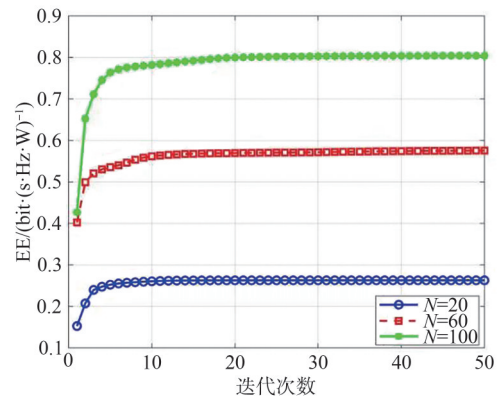


图6 算法收敛性验证

图7中给出了有RIS和无RIS对CF-mMIMO和传统蜂窝架构的EE的不同增益。可以看出,在不同RIS反射元件数下,RIS辅助的CF-mMIMO的EE提升幅度均高于同配置下的传统蜂窝架构,

比RIS辅助的传统蜂窝系统更显著。传统蜂窝架构以基站为核心,各用户在其固定小区内通信,网络结构具有明显的中心化效应,并且RIS的反射增益主要集中在基站覆盖范围内。而在无蜂窝架构中,多个分布式AP协同为所有用户提供联合传输,RIS的反射信号能够同时增强来自不同AP的多条信号,从而实现更强的空间分集和更高的协同增益。得益于RIS与多AP的联合作用,CF-mMIMO架构的EE提升显著优于传统蜂窝架构。

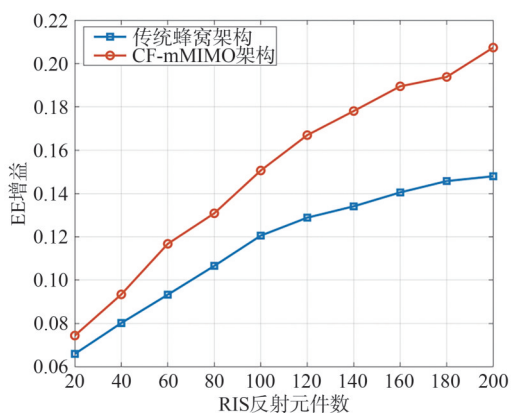


图7 CF-mMIMO与传统蜂窝架构的EE增益对比

CF-mMIMO与传统蜂窝架构的用户总速率的方差如图8所示,可以看出,CF-mMIMO中用户总速率方差显著小于传统蜂窝系统架构,这说明在无蜂窝架构下,无论用户靠近AP还是处于边缘位置,其数据速率差异都较小,该架构在空间覆盖和用户公平性方面优势显著。相反,传统蜂窝架构以基站为中心、区域划分固定,导致信号质量和服务能力在小区边缘显著下降,存在明显的“边缘用户瓶颈”。因此,无蜂窝架构可提供更均匀和统一的通信服务。

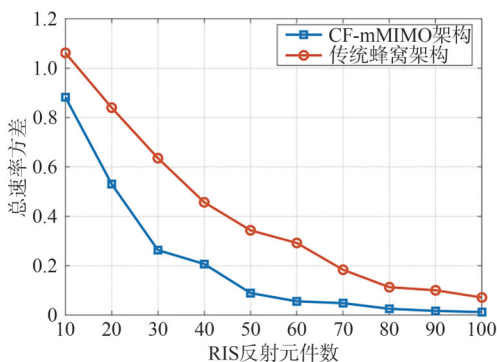


图8 CF-mMIMO与传统蜂窝架构的用户总速率方差

4 结束语

为了最大化RIS辅助的CF-mMIMO系统的EE,本文提出了AP预编码、RIS相位矩阵与传输功率联合设计优化算法。在推导出EE后,首先通过拉格朗日对偶重构和多维复二次变换解耦AP的主动预编码和RIS的相位矩阵,解耦问题可以重新表述为两个二次约束二次规划子问题,传输功率利用牛顿法和深度学习进行求解,然后,通过交替求解这3个子问题,EE最终收敛到一个可行解。仿真结果表明,本文所提的RIS辅助系统功率优化方案具有良好的优化效果。与均一功率控制方案相比,所提方案可以获得显著的性能增益。

参考文献:

- [1] Ning B Y, Tian Z B, Mei W D, et al. Beamforming technologies for ultra-massive MIMO in terahertz communications[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2023, 4: 614-658.
- [2] Dreifuerst R M, Heath R W. Massive MIMO in 5G: how beamforming, codebooks, and feedback enable larger arrays[J]. IEEE Communications Magazine, 2023, 61(12): 18-23.
- [3] Yu W T, Shen Y F, He H T, et al. An adaptive and robust deep learning framework for THz ultra-massive MIMO channel estimation[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2023, 17(4): 761-776.
- [4] 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.
- [5] Tang W K, Dai J Y, Chen M Z, et al. MIMO transmission through reconfigurable intelligent surface: system design, analysis, and implementation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(11): 2683-2699.
- [6] Wu Q Q, Zhang R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.
- [7] Emenonye D R, Dhillon H S, Buehrer R M. Fundamentals of RIS-aided localization in the far-field[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(4): 3408-3424.
- [8] Tang W K, Li X, Dai J Y, et al. Wireless communications with programmable metasurface: transceiver design and experimental results[J]. China Communications, 2019, 16(5): 46-61.
- [9] Di Renzo M, Zappone A, Debbah M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: how it works, state of research, and the road ahead[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(11): 2450-2525.
- [10] Zhang R C, Zhang Q, Zhu H B. RIS-assisted cell-free massive MIMO systems with reflection area: AP number reduction[J]. Physi-

- cal Communication, 2022, 55: 101857.
- [11] Dai L L, Wang B C, Wang M, et al. Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: antenna design, prototyping, and experimental results[J]. IEEE Access, 2020, 8: 45913-45923.
- [12] Yang Y F, Zheng B X, Zhang S W, et al. Intelligent reflecting surface meets OFDM: protocol design and rate maximization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(7): 4522-4535.
- [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] 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.
- [15] Le Q N, Nguyen V D, Dobre O A, et al. Energy efficiency maximization in RIS-aided cell-free network with limited backhaul[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(6): 1974-1978.
- [16] Zhang Y T, Di B Y, Zhang H L, et al. Beyond cell-free MIMO: energy efficient reconfigurable intelligent surface aided cell-free MIMO communications[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2021, 7(2): 412-426.
- [17] Zhang Z J, Dai L L. A joint precoding framework for wideband reconfigurable intelligent surface-aided cell-free network[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2021, 69: 4085-4101.
- [18] Lu Y, Zhang J Y, Shi E Y, et al. Energy-efficient RIS-aided cell-free massive MIMO systems: application, opportunities, and challenges[J]. IEEE Wireless Communications, 2025, 32(4): 148-155.
- [19] Choudhury D, Sah A K. Analyzing energy efficiency trade-offs in RIS aided cell-free massive MIMO networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025, 74(7): 11512-11517.
- [20] Li Z Q, Hu J, Li X, et al. Dynamic AP clustering and power allocation for CF-mMIMO-enabled federated learning using multi-agent DRL[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2025, 24(9): 8136-8151.
- [21] Guo F Q, Lu H C, Gu Z J. Joint power and user grouping optimization in cell-free massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(2): 991-1006.
- [22] Papazafeiropoulos A, Ngo H Q, Kourtessis P, et al. Towards optimal energy efficiency in cell-free massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2021, 5(2): 816-831.
- [23] Zhang Y N, Jiang Y X, Huang Y G, et al. Energy consumption optimization in cell-free massive MIMO systems with hybrid energy supply[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2025, 14(1): 98-102.
- [24] Chen S F, Zhang J Y, Björnson E, et al. Energy-efficient cell-free massive MIMO through sparse large-scale fading processing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(12): 9374-9389.
- [25] Lim H, Hwang T. User-centric energy efficiency optimization for MISO wireless powered communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(2): 864-878.
- [26] Forouzanmehr M, Akhlaghi S, Khalili A, et al. Energy efficiency maximization for IRS-assisted uplink systems: joint resource allocation and beamforming design[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(12): 3932-3936.
- [27] 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.
- [28] Siddiqi M Z, MacKenzie R, Hao M, et al. On energy efficiency of wideband RIS-aided cell-free network[J]. IEEE Access, 2022, 10: 19742-19752.
- [29] Xu S, Chen C, Du Y N, et al. Intelligent reflecting surface backscatter enabled uplink coordinated multi-cell MIMO network[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(8): 5685-5696.
- [30] Yang Z, Chen M, Saad W, et al. Energy-efficient wireless communications with distributed reconfigurable intelligent surfaces[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(1): 665-679.
- [31] You L, Xiong J, Ng D W K, et al. Energy efficiency and spectral efficiency tradeoff in RIS-aided multiuser MIMO uplink transmission[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2021, 69: 1407-1421.
- [32] Mondal A, Singh K, Biswas S. Spectrum and energy-efficiency maximization in RIS-aided IoT networks[J]. IEEE Access, 2022, 10: 103538-103551.
- [33] Nguyen T V, Nguyen D N, Di Renzo M, et al. Leveraging secondary reflections and mitigating interference in multi-IRS/RIS aided wireless networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(1): 502-517.
- [34] Sau L, Ghosh S C. Double reflections assisted RIS deployment and energy-efficient group selection in mmWaves D2D communication[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2026, 10: 723-736.

[作者简介]



徐畅畅(1998—), 男, 南京邮电大学波特兰学院硕士生, 主要研究方向为无蜂窝大规模 MIMO 系统、近场通信、智能反射面。



张琦(1987—), 女, 南京邮电大学通信与信息工程学院教授、硕士生导师, 主要研究方向为 6G 无线通信基础理论与关键技术、大规模 MIMO、物联网、人工智能、无人机通信。



赵洁(1999–), 女, 南京邮电大学通信与信息工程学院硕士生, 主要研究方向为无蜂窝大规模MIMO系统、智能反射面。



张军(1980–), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为未来移动通信理论与关键技术、大规模MIMO、智能超表面辅助通信、通感一体化、无人机通信、人工智能通信、毫米波通信以及物联网中的通信理论与技术。