

doi: 10.14132/j.cnki.1673-5439.2025.05.003

子连接有源 RIS 辅助通信系统的波束成形设计

王 丹, 肖卓婷

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要: 针对有源全连接架构的可重构智能表面 (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) 功耗较高且存在反馈型自干扰的问题, 提出了一种准确优化的子连接架构, 利用多个 RIS 元件共享功率放大器, 并结合分数规划和交替方向乘法等方法进行波束成形设计, 减少功率放大器数量并降低功耗, 同时引入自干扰抑制机制, 并利用序列无约束极小化技术求解, 改善了系统的稳定性和信号质量。仿真结果表明, 该子连接有源 RIS 相较于全连接架构能够在牺牲 6.7%~7.4% 的总速率情况下实现 25.0%~33.3% 的能量效率提升, 同时在能效方面比现有子连接架构也有 11.1%~14.2% 的提高, 并在自干扰抑制方面表现优异, 显著减轻了反馈型自干扰的影响, 进一步验证了该架构在节能和抗干扰能力方面的优越性。

关键词: 可重构智能表面; 有源 RIS; 子连接架构; 自干扰抑制

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-5439(2025)05-0023-08

Beamforming design for sub-connected active RIS-assisted communication systems

WANG Dan, XIAO Zhuoting

(School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: This paper proposes a precisely optimized sub-connected architecture to address the high power consumption and feedback-type self-interference issues in active fully-connected reconfigurable intelligent surface (RIS) systems. In this architecture, multiple RIS elements share power amplifiers, and beamforming design is carried out using techniques such as fractional programming and alternating direction method of multipliers. These can reduce the number of power amplifiers and lower power consumption. Further, a self-interference suppression mechanism is incorporated, and the optimization problem is subsequently solved using the sequential unconstrained minimization technique, which improves the system's stability and signal quality. Simulations show a 25.0%–33.3% energy efficiency gain with a 6.7%–7.4% rate reduction compared to the fully-connected architecture. Compared to existing sub-connected architectures, it achieves an 11.1%–14.2% improvement in energy efficiency and significantly reduces the impact of feedback-type self-interference, thereby validating its advantages in both energy efficiency and interference suppression.

收稿日期: 2025-03-22; 修回日期: 2025-04-28 本刊网址: <http://nyzr.njupt.edu.cn>

基金项目: 重庆市自然科学基金创新发展联合基金(中国星网)(CSTB2023NSCQ-LZX0114)资助项目

作者简介: 王丹, 女, 博士, 正高级工程师, wangdan@cqupt.edu.cn

引用本文: 王丹, 肖卓婷. 子连接有源 RIS 辅助通信系统的波束成形设计[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2025, 45(5): 23–30.

Citation: WANG Dan, XIAO Zhuoting. Beamforming design for sub-connected active RIS-assisted communication systems[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2025, 45(5): 23–30.

Keywords: reconfigurable intelligent surface (RIS); active reconfigurable intelligent surface; sub-connected architecture; self-interference suppression

随着无线通信技术的快速发展, RIS作为该领域的重要技术受到广泛关注。常规的RIS由无源电磁单元组成,每个单元可独立调节入射信号的相移和幅度,从而增强接收端的信号功率,提升通信性能^[1-3]。RIS因具备成本低、功耗小和噪声可忽略等特点,被视为未来6G网络中提升信道容量^[4]、扩大覆盖范围^[5]及节省功耗^[6]的关键技术。然而,无源RIS面临“乘性衰落”效应^[7],限制了其在强直连链路场景中的性能提升。传统解决方案通过增加RIS单元数量来增强信号,但带来了高功耗和高复杂性问题^[8]。

为突破这一物理限制,有研究提出了有源RIS的概念^[9-10]。有源RIS通过在每个元件中集成功率放大器来主动放大反射信号,从而补偿反射链路的大路径损耗,有望将“乘性衰落效应”转化为加性衰落^[11]。尽管有源RIS在提升无线系统性能方面具有巨大潜力,但现有的为每个RIS元件配备专用功率放大器的全连接架构会导致功耗较高^[12]。为了进一步降低有源RIS的成本,文献^[13]提出混合有源-无源RIS的概念,混合RIS的关键思想是在传统无源RIS的基础上添加一些有源元件,使其能够同时反射和放大入射信号。然而,混合RIS结构仅允许少数元件放大入射信号,从而显著限制了性能的提升。在最近的研究^[14]中,提出了一种有源RIS的新颖实现,其中多个反射元件组合在一起并由同一放大器电路控制,以降低能量和硬件支出。然而,这种开创性结构的信号模型相对简单和粗糙,其中由于多个反射元件共享放大器而导致的功率组合和重新分配的过程没有准确描述。文献^[15]对比了子连接和全连接的RIS架构,证明了集成移动边缘计算(MEC)与子连接有源RIS辅助的数字孪生通信系统在提高任务卸载效率和减少物联网(IoT)超可靠低延迟通信(URLLC)服务环境中的延迟方面的优势。文献^[16-17]也采用子连接有源RIS架构,研究联合发射预编码和RIS反射波束成形的设计来降低有源元件的功耗和成本。但由于有源RIS工作在全双工(FD)模式,实际系统中会出现自干扰现象,而上述子连接架构均未考虑这个问题。

针对上述问题,在现有子连接有源RIS框架上,本文做了建模与求解策略的精细化改进:在算法层

面考虑了“多反射单元共享同一功放”的连接结构与由此产生的影响,避免将反射与放大粗略合并求解所带来的失真。此外,本文还考虑了实际系统中的自干扰问题,并在子连接架构下提出了有效的自干扰抑制方案。具体而言,将波束成形设计扩展至有源RIS的自干扰场景,并采用交替方向乘法(ADMM)和序列无约束极小化技术(SUMT)等优化算法来抑制自干扰问题,以保证实际应用的稳定性。

1 系统模型

1.1 全连接与子连接有源RIS架构

图1为全连接和子连接有源RIS的具体架构,尽管无源RIS中存在用于相移控制的相移电路,但在全连接架构中,每个RIS单元都单独配置了功率放大器以增强辐射信号。然而,当RIS单元数较多时,每个单元配备一个功率放大器将会产生大量的能耗,为了降低有源RIS的能耗,子连接架构应运而生。在子连接有源RIS架构中,多个RIS单元配备各自的相移器但共享一个放大器。因此,这些RIS元件可以独立控制相移并共享相同的放大系数,显然这种架构相较于全连接会更加节省能效,具体数据将在后续的仿真量化分析中展示。

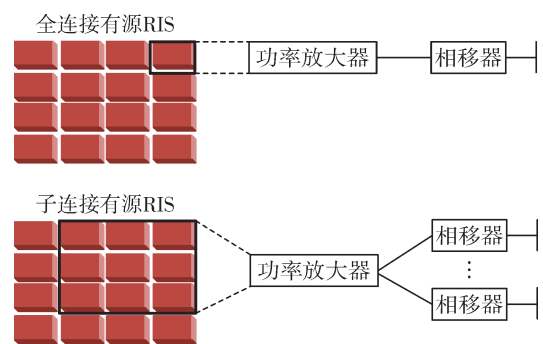


图1 全连接和子连接有源RIS的架构

1.2 系统模型

如图2所示,本文考虑了一个子连接有源RIS辅助的MU-MISO系统,其中 N 个元件有源RIS协助从 M 个天线的BS到 K 个单天线用户的传输。将 $T = N/L$ 表示为所需功率放大器的数量,其中 L 表示每 L 个RIS单元共享一个放大器,那么RIS预编码矩阵 $\Theta \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 可以被写为 $\Theta = \text{diag}(\theta) = \text{diag}(\Phi \Xi \mathbf{a})$,

$\Phi \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示相移对角矩阵, $\mathbf{a} \in \mathbb{R}^{T \times 1}$ 表示放大因子向量, $\Xi \in \mathbb{C}^{N \times T}$, $\Xi = \mathbf{I}_T \otimes \mathbf{I}_L$ 表示放大器与相移器之间的映射矩阵。

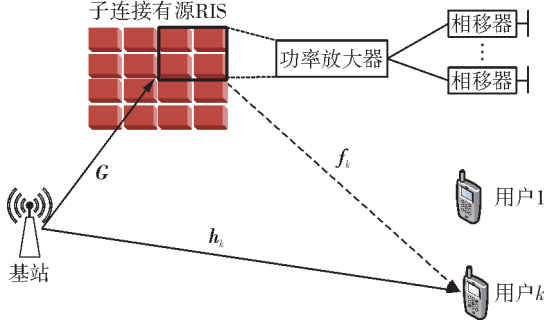


图2 子连接有源RIS辅助的MU-MISO系统模型

令 $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_K]^T \in \mathbb{C}^K$ 表示 K 个用户的传输向量, 其中 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}_K$, 假设在BS处采用多用户线性预编码进行下行链路传输, 则用户 k 处的接收信号 $y_k \in \mathbb{C}$ 为

$$y_k = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{f}_k^H \Theta \mathbf{G}) \sum_{j=1}^K \mathbf{w}_j s_j + \mathbf{f}_k^H \Theta \mathbf{z} + n_k \quad (1)$$

其中, $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$, $\mathbf{f}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 分别表示从BS到用户 k 、从BS到RIS、从RIS到用户 k 的信道; $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为BS处对应的波束成形向量, $\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_N, \sigma_z^2 \mathbf{I}_N)$, $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 分别表示有源RIS引入的动态噪声和用户端的接收噪声。

根据式(1)可以得到用户 k 处的信号干扰加噪声比(SINR), 表示为

$$\text{SINR}_k = \frac{|\mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \|\mathbf{f}_k^H \Theta\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{H}_k^H = \mathbf{h}_k^H + \mathbf{f}_k^H \Theta \mathbf{G}$ 为从BS到用户 k 的等效信道。则该系统的总速率为

$$R_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \text{SINR}_k) \quad (3)$$

系统功耗包括BS和RIS的发射功率, 以及各硬件设备的静态功耗, 表示为

$$P_{\text{sum}} = \xi P_A + \zeta P_{\text{BS}} + K W_U + W_{\text{BS}} + N W_{\text{PS}} + T W_{\text{PA}} \quad (4)$$

$$P_{\text{BS}} = \mathbb{E} \left\{ \left\| \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k \right\|^2 \right\} = \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \quad (5)$$

$$P_A = \mathbb{E} \left\{ \left\| \Theta \mathbf{G} \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k + \Theta \mathbf{z} \right\|^2 \right\} = \sum_{k=1}^K \|\Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_k\|^2 + \|\Theta\|^2 \sigma_z^2 \quad (6)$$

其中, ξ 和 ζ 分别为BS和有源RIS处能量转换系数的倒数; W_U 和 W_{BS} 分别表示每个用户和BS处的功率消耗; W_{PA} 和 W_{PS} 分别表示有源RIS中功率放大器和移相电路的硬件静态功耗。

2 联合波束成形设计

2.1 问题建模

为简化表述, 定义变量 $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1^T, \dots, \mathbf{w}_K^T]^T$ 和 $\Phi = \text{diag}(\phi)$, 能效最大化问题可表述为

$$\mathcal{P}_1: \max_{\mathbf{W}, \Phi, \mathbf{a}} \eta = \frac{R_{\text{sum}}}{P_{\text{sum}}} \quad (7a)$$

$$\text{s.t. } C_1: \xi \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 + W_{\text{BS}} \leq P_{\text{BS}}^{\text{max}} \quad (7b)$$

$$C_2: \zeta \left(\sum_{k=1}^K \|\Theta \mathbf{G} \mathbf{w}_k\|^2 + \|\Theta\|^2 \sigma_z^2 \right) + N W_{\text{PS}} + T W_{\text{PA}} \leq P_{\text{RIS}}^{\text{max}} \quad (7c)$$

$$C_3: |\phi_n| = 1, \forall n \in [N] \quad (7d)$$

$$C_4: a_t \geq 0, \forall t \in [T] \quad (7e)$$

其中, C_1 和 C_2 确保BS和有源RIS消耗的功率不超过其最大总功率, C_3 和 C_4 分别约束了相移矩阵 Φ 和放大因子向量 \mathbf{a} 的可行集合。

针对该非凸问题, 本文在后续的波束成形求解中进行了以下创新性设计: 首先, 在分块优化中引入了分数规划(FP)与交替方向乘子法(ADMM)的结合, 有效提升了算法的稳定性和收敛速度; 其次, 在求解相位矩阵约束时, 采用了基于MM(Majorization-Minimization)的近似迭代策略, 能够在更广泛的功率约束和相移限制条件下取得较优解; 最后, 为抑制反馈型自干扰和减少硬件功耗, 利用AQMM和SUMT算法设计了面向子连接架构的自干扰抑制机制和能量效率优化框架, 接下来讲述具体的步骤与算法实现。

2.2 联合波束成形和预编码方案

为求解问题 \mathcal{P}_1 , 采用Dinkelbach算法将目标函数转换为等式形式, 即最优能效 η^{opt} 满足

$$\max_{\mathbf{W}, \Phi, \mathbf{a}} (R_{\text{sum}} - \eta^{\text{opt}} P_{\text{sum}}) = 0 \quad (8)$$

为了求解该非凸问题, 先对 \mathcal{P}_1 中的变量进行解耦, 并通过交替优化逐步更新变量。使用FP方法引入了辅助变量 $\alpha = [\alpha_1, \dots, \alpha_K] \in \mathbb{R}_+^K$ 和 $\beta = [\beta_1, \dots, \beta_K] \in \mathbb{C}^K$, 问题 \mathcal{P}_1 可以等效地重新表述为

$$\mathcal{P}_2: \max_{\mathbf{W}, \Phi, \mathbf{a}, \alpha, \beta} g(\mathbf{W}, \Phi, \mathbf{a}, \alpha, \beta) \quad (9a)$$

$$\text{s.t. } C_1, C_2, C_3, C_4 \quad (9b)$$

其中, $g(\mathbf{W}, \Phi, \mathbf{a}, \alpha, \beta) = \sum_{k=1}^K [\ln(1 + \alpha_k) - \alpha_k + 2\sqrt{1 + \alpha_k} \operatorname{Re}\{\beta_k^* \mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_k\} - |\beta_k|^2 (\sum_{j=1}^K |\mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \|\mathbf{f}_k^H \Theta\|^2 \sigma_z^2 + \sigma^2)] - \eta P_{\text{sum}}$

针对算法1提出的联合波束成形与预编码方案,通过以下5步来对变量 $(\mathbf{W}, \Phi, \mathbf{a}, \alpha, \beta)$ 进行更新。

算法1 联合波束成形设计

输入:信道矩阵 $\mathbf{G}, \mathbf{h}_k, \mathbf{f}_k, \forall k \in \{1, \dots, K\}$ 。

输出:优化的BS波束成形变量 \mathbf{W} 、优化的有源RIS预编码矩阵 Φ 、优化的有源RIS放大因子向量 \mathbf{a} 、优化变量下的和速率 R_{sum} 和能效 η 。

(1)初始化 $\mathbf{W}, \Phi, \mathbf{a}, \alpha, \beta$;

(2)迭代:

(2a) 根据式(10,11)更新 α^{opt} 和 β^{opt} ;

(2b) 根据式(13)更新 \mathbf{W}^{opt} ;

(2c) 根据式(15)更新 Φ^{opt} ;

(2d) 根据式(16)更新 \mathbf{a}^{opt} ;

(2e) 判断 $g(\mathbf{W}, \Phi, \mathbf{a}, \alpha, \beta)$ 是否达到收敛或达到最大迭代次数,若满足则退出循环;否则,继续迭代。

(3)得到最优 $\mathbf{W}^{\text{opt}}, \Phi^{\text{opt}}, \mathbf{a}^{\text{opt}}, \alpha^{\text{opt}}, \beta^{\text{opt}}$ 并计算和速率 R_{sum} 和能效 η 。

(1)固定 $(\mathbf{W}, \Phi, \mathbf{a}, \beta)$ 来优化辅助变量 α

求解 $\partial g / \partial \alpha_k = 0$ 即可得到最优解 α

$$\alpha_k^{\text{opt}} = \frac{\mu_k^2 + \mu_k \sqrt{\mu_k^2 + 4}}{2} \quad (10)$$

其中, $\mu_k = \operatorname{Re}\{\beta_k^* \mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_k\}, \forall k \in \{1, \dots, K\}$ 。

(2)固定 $(\mathbf{W}, \Phi, \mathbf{a}, \alpha)$ 来优化辅助变量 β

求解 $\partial g / \partial \beta_k = 0$ 即可得到最优解 β

$$\beta_k^{\text{opt}} = \frac{\sqrt{(1 + \alpha_k) \mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_k}}{\sum_{j=1}^K |\mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \mathbf{f}_k^H \Theta \Theta^H \mathbf{f}_k + \sigma_z^2 + \sigma^2} \quad (11)$$

其中, $\forall k \in \{1, \dots, K\}$ 。

(3)对于BS的最优波束成形,BS波束成形变量 \mathbf{W} 的子问题可重写为

$$\mathcal{P}_3: \max_{\mathbf{W}} \operatorname{Re}\{2\mathbf{v}^H \mathbf{W}\} - \mathbf{W}^H \mathbf{\Pi} \mathbf{W} \quad (12a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{C}_1: \|\mathbf{W}\|^2 \leq \tilde{P}_{\text{BS}}^{\text{max}} \quad (12b)$$

$$\mathbf{C}_2: \mathbf{W}^H \mathbf{A} \mathbf{W} \leq \tilde{P}_{\text{RIS}}^{\text{max}} - \|\Theta\|^2 \sigma_z^2 \quad (12c)$$

其中, $\tilde{P}_{\text{RIS}}^{\text{max}} = \zeta^{-1} (P_{\text{RIS}}^{\text{max}} - N W_{\text{PS}} - T W_{\text{PA}})$ 和 $\tilde{P}_{\text{BS}}^{\text{max}} = \xi^{-1} (P_{\text{BS}}^{\text{max}} - W_{\text{BS}})$ 为RIS和BS的发射功率; $\mathbf{v} = [\mathbf{v}_1^T, \dots, \mathbf{v}_K^T]^T, \mathbf{v}_k^H = \sqrt{(1 + \alpha_k)} \beta_k^* \mathbf{H}_k^H, \mathbf{A} = \mathbf{I}_K \otimes (\mathbf{G}^H \Theta^H \Theta \mathbf{G}), \mathbf{\Pi} = \mathbf{I}_K \otimes (\eta \xi \mathbf{I}_M + \eta \zeta \mathbf{G}^H \Theta^H \Theta \mathbf{G} + \sum_{k=1}^K |z_k|^2 \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H)$ 。

问题 \mathcal{P}_3 是标准二次约束二次规划(QCQP)问题,可通过交替方向乘子法(ADMM)求解,即

$$\mathbf{W}^{\text{opt}} = (\mathbf{\Pi} + \lambda_1 \mathbf{I}_{MK} + \lambda_2 \mathbf{A})^{-1} \mathbf{v} \quad (13)$$

其中, λ_1 和 λ_2 为拉格朗日乘子,最优拉格朗日乘子 λ_1^{opt} 和 λ_2^{opt} 可通过二分法确定,其选择应满足功率约束 \mathbf{C}_1 和 \mathbf{C}_2 的互补松弛条件。

在带有功率限制的波束成形子问题中,本文将其转化为QCQP问题并结合ADMM方法来求解,与传统仅做单步凸近似的做法相比,能更灵活地处理BS发射功率和RIS放大功率的双重耦合。

(4)固定 $(\mathbf{W}, \alpha, \beta, \mathbf{a})$ 优化RIS相位矩阵 Φ

$$\max_{\Phi} g(\Phi) \quad (14a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{C}_2, \mathbf{C}_3 \quad (14b)$$

由于约束 \mathbf{C}_2 和 \mathbf{C}_3 的非凸性导致该问题不能直接求解,采用ADMM方法求解单位模约束下的相位矩阵,为此引入辅助变量 $\boldsymbol{\vartheta} \triangleq [\vartheta_1, \dots, \vartheta_M]^T \in \mathbb{C}^M$,通过求解其增广拉格朗日问题得到,即

$$\max_{\Phi, \boldsymbol{\vartheta}, \omega} g(\Phi) - \frac{\rho}{2} \left\| \Phi - \boldsymbol{\vartheta} + \frac{\omega}{\rho} \right\|^2 \quad (15a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{C}_2, \mathbf{C}_3 \quad (15b)$$

$$\Phi = \boldsymbol{\vartheta} \quad (15c)$$

$$|\vartheta_n| = 1, \forall n \quad (15d)$$

其中, ρ 为惩罚参数, $\boldsymbol{\vartheta}$ 为辅助变量,接下来仍采用交替优化的方法进行求解。

更新 Φ : 固定变量 ω 和 $\boldsymbol{\vartheta}$, 显然该问题可以根据MM方法进行求解更新。

更新 ω : 固定变量 $\boldsymbol{\vartheta}$ 和相移矩阵 Φ , 根据相位对齐法得到 $\boldsymbol{\vartheta} = e^{j\angle(\rho\Phi + \omega)}$ 来进行更新。

更新 $\boldsymbol{\vartheta}$: 固定变量 ω 和相移矩阵 Φ , 根据 $\omega = \omega + \rho(\Phi - \boldsymbol{\vartheta})$ 来进行更新。

在本算法中考虑到子连接架构下的功率放大器共享需要精确控制每个单元的相移以及多个反射单元共享同一功放引发的功率聚合与组内重分配,在RIS相位矩阵更新中将传统“合并处理反射与放大”的做法改为分离、交替更新,这种方法提高了最终系统能量效率与收敛速度。

(5)固定 $(\mathbf{W}, \alpha, \beta, \Phi)$ 优化有源RIS的放大因子 \mathbf{a}

为简化表述,令 $\boldsymbol{\mu}_{k,j} = \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j, \mathbf{u}_j = \mathbf{G} \mathbf{w}_j$, 则有源RIS放大因子 \mathbf{a} 的优化问题可以转换为

$$\max_{\mathbf{a}} \operatorname{Re}\{\mathbf{a}^H \mathbf{d}\} - \mathbf{a}^H \mathbf{Q} \mathbf{a} \quad (16a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{C}_2: \mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a} \leq \tilde{P}_{\text{RIS}}^{\text{max}}, \mathbf{C}_4 \quad (16b)$$

其中:

$$Q = \sum_{k=1}^K (|\beta_k|^2 \sigma_z^2 \text{diag}(f_k \odot f_k^*) + \eta \zeta \text{diag}(u_k \odot u_k^*)) + \sum_{k=1}^K |\beta_k|^2 \sum_{j=1}^K \text{diag}(u_j^*) f_k f_k^H \text{diag}(u_j) + \eta \zeta \sigma_z^2 I_N$$

$$d = \sum_{k=1}^K \text{diag}(f_k^H) (2\sqrt{1 + \alpha_k} \beta_k^* u_k - |\beta_k|^2 \sum_{j=1}^K \mu_{k,j}^* u_j)$$

$$R = \sum_{k=1}^K \text{diag}(u_k \odot u_k^*) + \sigma_z^2 I_N$$

显然该问题是一个QCQP问题,很容易求得最优解。通过将放大系数的更新转化为QCQP子问题,能够针对多个RIS单元共享单一功率放大器实现更精细的功率分配过程;相比仅在单一维度限制放大系数,该方法能在放大器功耗受限的条件下充分发挥子连接架构优势,实现能量效率与系统性能的更优平衡。

2.3 复杂度分析

算法1的计算复杂度主要由5个变量的更新(\mathbf{W} , Φ , \mathbf{a} , α , β)决定,分别通过式(10~11, 13, 15~16)进行更新。其中更新 α 的计算复杂度为 $\mathcal{O}(KN)$,更新 β 的计算复杂度为 $\mathcal{O}(K^2N + KM)$ 。考虑到求解标准凸QCQP问题的复杂度,更新 \mathbf{W} 的计算复杂度为 $\mathcal{O}(\sqrt{MK+2}(1+MK)M^3K^3)$,更新 \mathbf{a} 的复杂度为 $\mathcal{O}(\sqrt{T+1}(1+T)T^3)$,ADMM-MM算法中相位设计的计算复杂度在于更新的3个变量,求解关于 Φ 的子问题的复杂度为 $\mathcal{O}(\sqrt{N+1}(1+N)N^3)$,更新对偶变量 ω 的复杂度为 $\mathcal{O}(N)$,更新 ϑ 的复杂度为 $\mathcal{O}(N)$,整体来说算法1的复杂度为 $\mathcal{O}(I_o[I_{i,e}(\sqrt{N+1}(1+N)N^3) + \sqrt{T+1}(1+T)T^3 + \sqrt{MK+2}(1+MK)M^3K^3])$,其中 I_o 和 $I_{i,e}$ 分别为算法1收敛所需的迭代次数和第 s 轮外环循环中ADMM-MM算法收敛所需的迭代次数。

3 自干扰抑制算法

与全双工(FD)中继器不同,有源RIS的自干扰机制存在显著差异。具体而言,FD中继器处理延迟较长,其自干扰主要来源于相邻时隙内不同符号的传输,因此通常将其建模为有色高斯噪声,并通过迫零(ZF)方法抑制。而有源RIS的处理延迟仅为纳秒级,导致入射信号与反射信号在同时隙传输相同的符号。由于阵列中元件间隔离不完全,部分反射信号可能被有源元件重新接收,形成反馈型自干扰,这种干扰无法简单地用高斯噪声建模。

3.1 自干扰模型

为与理想情况做区分,存在自干扰时的非理想RIS预编码矩阵表示为: $\Psi(\mathbf{a}, \Phi) = \text{diag}(\Phi \Xi \mathbf{a}) = \text{diag}(a_1 e^{j\phi_1}, \dots, a_N e^{j\phi_N})$ 。存在自干扰时,有源RIS的反射信号可建模为

$$\mathbf{y} = \Psi \mathbf{x} + \Psi \mathbf{H} \mathbf{y} + \Psi \mathbf{z} \quad (17)$$

其中, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示自干扰矩阵。

该模型是一个典型的自反馈环路,其输出最终会收敛到

$$\mathbf{y} = (\mathbf{I}_N - \Psi \mathbf{H})^{-1} \Psi (\mathbf{x} + \mathbf{z}) \quad (18)$$

与第2节模型的不同之处在于,未考虑自干扰的RIS预编码矩阵 Θ 被替换为 $(\mathbf{I}_N - \Psi \mathbf{H})^{-1} \Psi$,当 \mathbf{H} 中所有元素均为零时,等效RIS预编码矩阵 $(\mathbf{I}_N - \Psi \mathbf{H})^{-1} \Psi$ 和理想情况下的RIS预编码矩阵 Θ 相等。

为了在波束成形设计中考虑有源RIS的自干扰,可以直接将没有自干扰的预编码矩阵 Θ 替换为 $(\mathbf{I}_N - \Psi \mathbf{H})^{-1} \Psi$,由于该操作不影响其他变量的优化,重点关注 Θ 的优化,则问题建模为

$$\mathcal{P}_4: \min_{\psi} f(\psi) =$$

$$\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\| (\psi + \text{diag}(\psi) \mathbf{H}_k^H \psi) - \Phi^{\text{opt}} \Xi \mathbf{a}^{\text{opt}} \right\|^2 \quad (19)$$

其中, $\mathbf{H}_k = \text{diag}(f_k^H) \mathbf{H} (\text{diag}(f_k^H))^{-1}$ 。

3.2 自干扰抑制方案

显然在理想情况下(即自干扰矩阵 \mathbf{H} 为零),问题 \mathcal{P}_4 的最优解为 $\psi = \Phi^{\text{opt}} \Xi \mathbf{a}^{\text{opt}}$,主要关注自干扰矩阵非零的情况,由于 \mathbf{H}_k 非对称且不确定,目标函数通常为非凸的。并且耦合项 $\text{diag}(\psi) \mathbf{H}_k^H \psi$ 是非标准的二次项,使得 \mathcal{P}_4 无法像之前那样进行预处理和优化。为解决该问题,采用AQMM和SUMT进行求解。先固定部分变量,优化其余变量,使 \mathcal{P}_5 暂时凸出,便于通过交替优化算法来求解,接着在目标函数中加入初始较小但逐步增大的惩罚项,引导优化变量收敛至原始问题的可行解。

根据上面的想法,问题 \mathcal{P}_4 可以重新表述为

$$\mathcal{P}_5: \min_{\psi, \psi'} q(\psi, \psi') = f(\psi, \psi') + \tau \|\psi' - \psi\|^2 \quad (20)$$

其中, $f(\psi, \psi') = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\| (\psi + \text{diag}(\psi') \mathbf{H}_k^H \psi) - \Phi^{\text{opt}} \Xi \mathbf{a}^{\text{opt}} \right\|^2$,

τ 为每次迭代中增加的惩罚系数,每次更新时加倍,当 $\tau \rightarrow \infty$ 时,问题 \mathcal{P}_5 等价于 \mathcal{P}_4 。

当固定 ψ (或者 ψ')时,目标函数 $q(\psi, \psi')$ 变成 ψ (或 ψ')的凸二次方程,因此可以通过交替优化 ψ 和 ψ' 求解最小值,令 $\partial q(\psi, \psi') / \partial \psi = 0$ 和

$\partial q(\psi, \psi') / \partial \psi' = 0$ 可以分别得到 ψ 和 ψ' 的更新公式

$$\psi = \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{A}_k^H \mathbf{A}_k + \tau \mathbf{I}_N \right)^{-1} (\tau \psi' + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{A}_k^H \Phi^{\text{opt}} \Xi \mathbf{a}^{\text{opt}}) \quad (21)$$

$$\psi' = \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{B}_k^H \mathbf{B}_k + \tau \mathbf{I}_N \right)^{-1} \otimes (\tau \psi + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{B}_k^H (\Phi^{\text{opt}} \Xi \mathbf{a}^{\text{opt}} - \psi)) \quad (22)$$

其中, $\mathbf{A}_k = \mathbf{I}_N + \text{diag}(\psi') \mathbf{H}_k^H$, $\mathbf{B}_k = \text{diag}(\mathbf{H}_k^H \psi)$ 。

由于惩罚项 $\tau \|\psi' - \psi\|^2$ 的存在, 随着 τ 的增大, 问题 \mathcal{P}_5 的解会收敛到 $\psi = \psi'$, 从而得到 RIS 的放大因子为 $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_T)$, 其中 $a_t = \frac{1}{L} \sum_{n \in \mathcal{G}_t} \Psi_n$, $t = 1, \dots, T$, \mathcal{G}_t 为第 t 个功放的分组, RIS 的相位矩阵为 $\Phi = \text{diag}(\arg(\psi_n^H))$ 。

在优化 ψ 时暂时忽略了功率约束, 这里引入一个缩放因子 $\varepsilon > 0$ 使 ψ 满足功率约束, 从而得到最终的解 $\Psi^{\text{opt}} = \varepsilon \Psi$, 其中 $\varepsilon = \sqrt{\frac{P_A}{\tilde{P}_{\text{RIS}}^{\text{max}}}}$, 然后进行二分法查找即可得到 ε 。

3.3 复杂度分析

自干扰抑制方案的计算复杂度主要由更新 ψ 和 ψ' 决定。其计算复杂度都是 $\mathcal{O}((K+1)N^3 + (K+1)N^2)$, 这些复杂度主要是由矩阵求逆所引起的。因此, 自干扰抑制方案的总体计算复杂度为 $\mathcal{O}(I_q K N^3)$, 其中 I_q 表示算法 2 到达收敛所需的迭代次数。

4 仿真与分析

4.1 仿真环境

在仿真设置中, 考虑一个在 5 GHz 频率下运行的有源/无源 RIS 辅助 MU-MISO 系统, BS 和 RIS 分别位于 $(0, -60, 0)$ m 和 $(300, 10, 0)$ m。系统中入射和反射链路采用 3GPP 标准中的路径损耗模型 $\text{PL}_s = 41.2 + 28.7 \log d$, 其中 d 为设备间的距离。小尺度信道衰落基于 Rician 分布建模为 $\mathbf{H} = \sqrt{\text{PL}} \left(\sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}} \mathbf{H}_{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}} \mathbf{H}_{\text{NLoS}} \right)$, 其中 PL 为路径损耗, κ 为 Rician 因子, 本文设为 1, \mathbf{H}_{LoS} 和 \mathbf{H}_{NLoS} 分别为视距和非视距分量。基站天线数量为 6, 用户数量为 4, 在不强调 RIS 单元数量时默认为 512, 噪声功率设定为 -100 dBm, 为了更好地验证所提出的子

连接结构的优越性, 添加了现有全连接和子连接有源 RIS^[14] 和无源 RIS^[8] 的性能进行比较。为了公平比较, 将总功率消耗限制为 10 dBm, 其中基站最大发射功率和有源 RIS 的最大反射功率分别设为总功率的 99% 和 1%。

4.2 仿真结果

从图 3 可以看出, 随着迭代次数的增加, 不同 T 值 (1, 4, 16, 64) 对应的能量效率 (EE) 进行多次迭代后都收敛到一个稳定值。由此可见通过本文算法将原问题分解为多个子问题并逐步求解, 能够在有限的迭代次数内达到原问题的最优解, 从而证明了整个算法的收敛性。

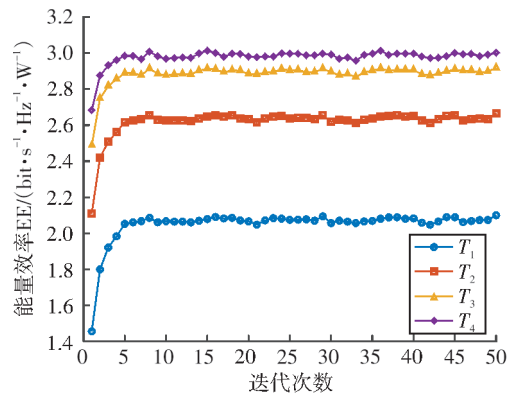


图3 不同 T 值能量效率收敛曲线

图 4 展示了子连接元素数 T 对能量效率 EE 的影响。从图像中可以清楚地看到在 $T = \{1, 4, 16, 64, 256\}$ 的情况下, 随着子连接元素数 T 的增加, 能量效率呈现出显著的提升趋势, 这种趋势主要源于子连接方案在大规模 RIS 单元中高效的资源利用能力, 通过合理分组子连接单元, 该方案能够在减少硬件开销的同时实现更高的反射增益, 有效降低系统功耗。

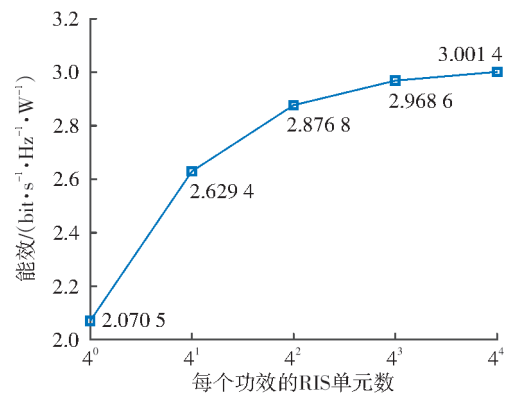


图4 子连接单元元素数与能量效率之间的关系

图 5 展示了用户不同位置(坐标为 $(L, 0)$)下的能效(EE)与总速率(Sum-rate)随用户距离变化的对比。从图 5 中可见,相较于全连接架构,本子连接架构($T = 64$)在总速率降低 15.9%~18.1% 的情况下能效提高了 44.4%~53.3%,而且相较于之前提出的子连接架构,本文方法能效提高了 28.2% 左右,该结果表明,本子连接架构能够有效降低功耗同时保证系统性能,特别适用于对功耗要求高的通信场景。

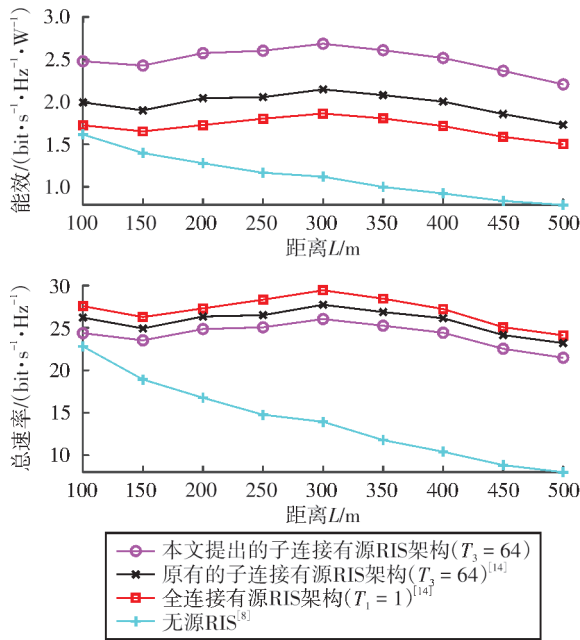


图 5 用户位置与能量效率和总速率之间的关系

图 6 展示了 RIS 单元数 N 对能效(EE)与总速率(Sum-rate)的影响,为了方便子连接架构的分组,在此采用 $T = 50$ 与全连接架构做对比。与全连接架构相比,本文提出的子连接架构($T = 50$)在总速率仅牺牲 6.7%~7.4% 的情况下,实现了 25.0%~33.3% 的能效提升。相比现有子连接架构,本文方法在能效上提升了 11.1%~14.2%,此外,随着 RIS 单元数量的增加,4 种情况下的总速率与能效均同步提升。这一结果进一步验证了本文所提的子连接架构在提升能效方面的有效性。

图 7 展示了自干扰因子对能效(EE)与总速率(Sum-rate)的影响,随着自干扰因子的增大,抗自干扰和不抗自干扰情况下的能量效率和总和速率都会下降,但采用自干扰抑制方案相较于未采用时表现出较小的下降幅度,在自干扰因子增加到一定程度未采用自干扰抑制总速率甚至低于无源 RIS 的情况,子连接架构($T = 64$)相比全连接架构在高自干扰环境中具有更强的稳定性,功耗更低,且在保持

较高的性能的同时,减缓了能效和速率的下降,展现了其在多用户环境下的优势以及该抑制方案的有效性。

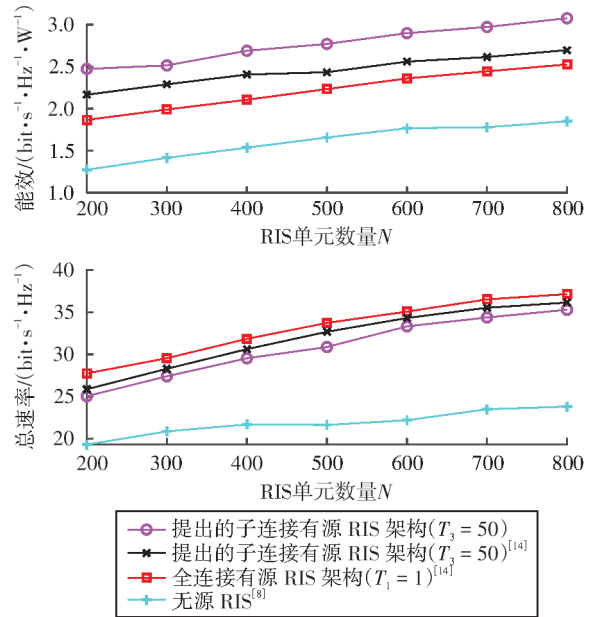


图 6 RIS 单元数量与能量效率和总速率之间的关系

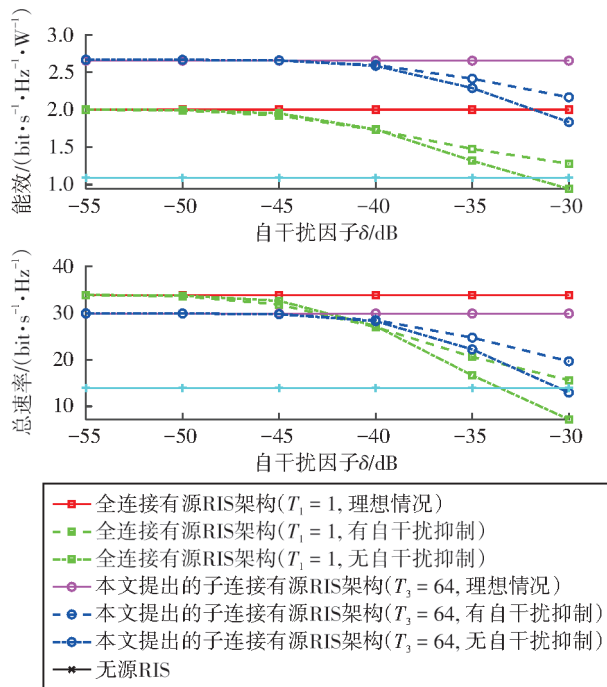


图 7 自干扰因子与能量效率和总速率之间的关系

5 结束语

提出了一种基于子连接架构的有源 RIS 辅助无线通信系统,旨在通过优化功率放大器的共享机制和自干扰抑制技术,提升系统的能效与性能。通过引入创新的信号模型和基于 ADMM 和 SUMT 的优化

算法,有效解决了传统全连接架构中高功耗和自干扰问题,显著提升了节能效果和系统稳定性。仿真结果表明,该子连接有源 RIS 架构在确保较小性能损失的同时,能够显著提高能量效率,并在面对高自干扰的情况下,展现出较强的抗干扰能力和更优的性能。

参考文献:

- [1] ZHANG L, CHEN X Q, LIU S, et al. Space-time-coding digital metasurfaces[J]. *Nature Communications*, 2018, 9(1): 4334.
- [2] REN H R. A light-programmable metasurface[J]. *Nature Electronics*, 2020, 3(3): 137-138.
- [3] VENKATESH S, LU X Y, SAEIDI H, et al. A high-speed programmable and scalable terahertz holographic metasurface based on tiled CMOS chips[J]. *Nature Electronics*, 2020, 3(12): 785-793.
- [4] HUANG C W, MO R H, YUEN C. Reconfigurable intelligent surface assisted multiuser MISO systems exploiting deep reinforcement learning[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8): 1839-1850.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 过仕安, 王鸿. 基于 MM 算法的智能反射面辅助 NOMA 系统协作传输方案设计[J]. *南京邮电大学学报(自然科学版)*, 2021, 41(6): 23-28.
GUO Shian, WANG Hong. MM-based transmission design for IRS-aided CoMP-NOMA systems[J]. *Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)*, 2021, 41(6): 23-28. (in Chinese)
- [8] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Multicell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(8): 5218-5233.
- [9] LONG R Z, LIANG Y C, PEI Y Y, et al. Active reconfigurable intelligent surface-aided wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(8): 4962-4975.
- [10] ZHANG Z, DAI L, CHEN X, et al. Active RIS vs. passive RIS: which will prevail in 6G?[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 71(3): 1707-1725.
- [11] BASAR E, POOR H V. Present and future of reconfigurable intelligent surface-empowered communications perspectives[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2021, 38(6): 146-152.
- [12] 杨小龙, 王鸿. 有源 RIS 辅助的上行 NOMA 系统和速率最大化研究[J]. *南京邮电大学学报(自然科学版)*, 2023, 43(2): 46-52.
YANG Xiaolong, WANG Hong. On sum rate maximization for active-RIS-assisted uplink NOMA systems[J]. *Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition)*, 2023, 43(2): 46-52. (in Chinese)
- [13] NGUYEN N T, VU Q D, LEE K, et al. Hybrid relay-reflecting intelligent surface-assisted wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(6): 6228-6244.
- [14] LIU K Z, ZHANG Z J, DAI L L, et al. Active reconfigurable intelligent surface: fully-connected or sub-connected?[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(1): 167-171.
- [15] KURMA S, LESTARI T A, SINGH K, et al. Active RIS in digital twin-based URLLC IoT networks: fully-connected versus sub-connected?[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(9): 12354-12367.
- [16] ZHU Q, LI M, LIU R, et al. Joint beamforming designs for active reconfigurable intelligent surface: a sub-connected array architecture[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(11): 7628-7643.
- [17] FENG C H, SHEN W Q, AN J P, et al. Joint hybrid and passive RIS-assisted beamforming for mmWave MIMO systems relying on dynamically configured subarrays[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2022, 9(15): 13913-13926.

(责任编辑:李小溪)