

ARIS 辅助的多天线 DF 中继协作 MU-MISO 系统的 和速率分析与优化

张顺外, 崔博宇

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏南京 210003)

摘 要: 中继协作技术基本思想是单天线终端通过相互协作共享彼此的天线, 形成虚拟多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 系统, 是利用空间资源的一种有效途径. 可重构智能超表面 (Reconfigurable Intelligent Surfaces, RIS) 技术利用信息超材料对无线电电磁波的灵活调控能力, 直接调控电磁波传播方向, 可提供直达路径外辅助传输路径, 在不引入自干扰情况下实现全双工传输, 具有硬件成本低、能耗低、配置灵活、智能重构等优势. 现有研究表明, RIS 技术与传统中继技术两者之间不应仅是竞争关系, 或者一方取代另一方, 它们有类似功能但却有本质不同, 两者之间完全有共存合作的必要与现实需求. 有源主动式 RIS (Active RIS, ARIS) 技术与传统无源被动式 RIS (Passive RIS, PRIS) 不同, 集成了主动元件可放大或处理信号, 从而提供额外的功率控制和信号处理能力. 为追求未来 6G 通信网络泛在连接、全域覆盖、绿色低碳、普惠智能等内在需求, 进一步提升信息传输速率与增强信号覆盖范围, 鉴于 ARIS 灵活的波束形成、整体功耗仍较低等优点, 以及中继的稳定可靠性、已广泛部署等特点, 本文结合 ARIS 与中继技术混合系统展开研究. 建立 ARIS 辅助的多天线译码转发 (Decode-and-Forward, DF) 中继协作多用户多输入单输出 (Multi-User Multiple-Input Single-Output, MU-MISO) 系统模型, 信源在半双工 DF 中继和 ARIS 的辅助下向多个单天线用户传输信息. 为最大化系统的和速率, 构建了信源发射波束形成矢量、中继发射波束形成矢量、中继接收波束形成矢量和 ARIS 有源波束形成矩阵的联合优化问题模型. 由于波束形成变量之间高度耦合以及存在非凸约束使得原问题非凸且难于直接求解, 利用交替优化 (Alternating Optimization, AO) 算法将原问题解耦成多个子问题, 再通过连续凸近似 (Sequential Convex Approximation, SCA) 方法将其转换为半定规划 (Semi-Definite Programming, SDP) 问题求解. 仿真结果表明, 所提系统性能明显优于其他基准方案, 如在 ARIS 元素数目为 20 时, 所提系统的和速率比基准方案 1、2、3、4 分别提升约 7.4%、11.2%、12.9%、8.4%.

关键词: ARIS; 译码转发中继; MU-MISO; 交替优化算法; 和速率

基金项目: 江苏省高等学校自然科学基金项目 (No.20KJB510034); 南京邮电大学校级自然科学基金 (No.NY224129)

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)12-4364-12

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250611

Analysis and Optimization of the Sum Rate of ARIS-Assisted Multi-Antenna DF Relay Cooperative MU-MISO System

ZHANG Shun-wai, CUI Bo-yu

(College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications,
Nanjing, Jiangsu 210003, China)

Abstract: The fundamental idea of relay cooperative technology is to enable single-antenna terminals to share their antennas through cooperation, forming a virtual multiple-input multiple-output (MIMO) system, which is an effective way to utilize spatial resources. Reconfigurable intelligent surface (RIS) technology leverages the flexible control capabilities of information metamaterials to directly manipulate the propagation direction of wireless electromagnetic waves. It can provide additional transmission paths beyond direct line-of-sight, enabling full-duplex transmission without introducing self-interference, while offering advantages such as low hardware cost, low energy consumption, flexible configuration, and intelligent reconfiguration. Existing research indicates that RIS and traditional relay should not merely compete or replace one another.

other. Despite their similar functions, they are fundamentally different, and there is a clear necessity and practical demand for coexistence and cooperation between them. Active reconfigurable intelligent surface (ARIS) technology, unlike traditional passive RIS (PRIS), incorporates active components capable of amplifying or processing signals, thereby providing additional power control and signal processing capabilities. To meet the inherent demands of future 6G communication network such as ubiquitous connectivity, full-coverage networks, green and low-carbon operations, and inclusive intelligence as well as to increase the transmission rate and extend the coverage, considering the advantages of ARIS such as flexible beamforming and signal regulation capabilities, low overall power consumption, and cost relative controllability, along with merits of traditional relays such as the stability, reliability, and widespread deployment, a hybrid system combining ARIS and relay technology is investigated. The ARIS-assisted multi-antenna decode-and-forward (DF) relay cooperative multi-user multiple-input single-output (MU-MISO) system model is established, where the base station (BS) transmits information to multiple single-antenna users with the assistance of both half-duplex DF relays and ARIS. To maximize the sum rate, a joint optimization problem of the source transmit beamforming vector, relay transmit beamforming vector, relay receive beamforming vector, and ARIS active beamforming matrix is formulated. Due to the coupling of optimization variables and the presence of non-convex constraints, the original joint problem is non-convex and difficult to be solved directly. Alternating optimization (AO) algorithm is utilized to decouple the original joint optimization problem into multiple subproblems, which are then converted into semi-definite programming (SDP) problems for solution via the sequential convex approximation (SCA) method. Simulation results demonstrate that the proposed system significantly outperforms other existing benchmark schemes. For example, when the number of ARIS elements is 20, the sum rate of the proposed system can be improved by 7.4%, 11.2%, 12.9%, 8.4% compared with the benchmark schemes 1, 2, 3, 4 respectively.

Key words: ARIS; decode-and-forward relay; MU-MISO; alternating optimization algorithm; sum rate

Foundation Item(s): Natural Science Foundation of Jiangsu Higher Education Institutions (No. 20KJB510034); Natural Science Foundation of Nanjing University of Posts and Telecommunications (No. NY224129)

1 引言

中继协作技术^[1,2]是在中继信道和多址接入信道基础上提出的,该技术使单天线设备之间通过协作共享天线形成虚拟的多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)系统.常见的协作方式包括放大转发(Amplify-and-Forward, AF)、编码协作(Coded Cooperation, CC)和解码转发(Decode-and-Forward, DF)等.为确保可靠通信与广泛连接,需要在无线通信网络中部署大量中继,这将导致信号处理过于复杂,部署成本增加及能耗急剧升高等问题.

近年提出的可重构智能超表面(Reconfigurable Intelligent Surfaces, RIS)可通过智能调控无线信道提升通信系统性能^[3,4].具体来说,RIS是由大量无源元件组成的反射面,可通过调节每个反射单元相位实现对无线信号的智能操控,相较于中继协作技术,RIS主要有以下优势:(1) RIS仅被动反射信号,其功耗远低于传统中继;(2) RIS并不像中继对信号放大或处理,因此RIS本身引入的噪声几乎可以忽略不计;(3) RIS由低成本的反射元素构成,相比中继设备成本更低.鉴于上述优点,文献[5]研究了RIS辅助的单用户单输入单输出(Single User Single-Input Single-Output, SU-SISO)系统,结果表明 N 个元素数目的RIS可实现的信噪比(Signal-to-noise ratio, SNR)增益与 N^2 成正比,可通过部署合理元素数目的RIS提升无线通信系统容量.文献[6]分析

了级联双通道衰落信道下RIS辅助无线通信系统,结果表明RIS可有效扩大覆盖范围,且可提升接收端SNR增益.考虑到RIS和中继在功能上有相似之处,且RIS具有上述诸多优势,诸多学者对两者进行了比较与分析,文献[7]将RIS技术与DF中继技术进行比较,结果表明当RIS元素数目较少时,RIS辅助系统的性能不及DF中继系统;但是随着RIS元素数目增加到一定值,RIS辅助系统的性能逐渐优于DF中继辅助系统.文献[8]从无线通信系统的中断概率和误码率的角度分析了RIS辅助系统与AF中继辅助系统,结果表明RIS辅助系统在这些方面性能均优于AF中继辅助系统.

为充分利用RIS与中继协作优势,有学者将中继和RIS结合起来,提出了新型的混合中继和RIS协作通信系统.文献[9]考虑RIS和中继共同辅助的SISO系统,并对信源和中继的功率分配以及RIS被动波束形成联合优化,以最大化接收端SNR.文献[10]提出了RIS辅助的AF中继协作系统,利用一个AF中继和两个RIS来协助两个用户进行双向数据传输,并与仅由AF中继辅助的系统比较,结果表明所提混合协作系统具有明显性能优势.文献[11]研究了一种RIS辅助的DF中继协作MIMO系统,在总发射功率和最小化目标速率约束下对信源和中继的预编码矩阵以及RIS被动波束形成进行联合鲁棒设计,研究表明RIS的辅助可提高DF中继协作系统能量效率.文献[12]将RIS部署在无人机(Unmanned Aerial Vehicles, UAV)上以辅助AF中继协

作系统,这使得 UAV 充当移动 RIS 为固定位置的 AF 中继辅助系统提供反射链路,通过联合优化信源和 AF 中继功率分配、无人机轨迹以及 RIS 被动波束形成,提升 AF 中继协作系统性能. 文献[13]考虑了 RIS 和多天线 DF 中继辅助的多用户系统,并研究了信源和中继发射波束形成矢量以及 RIS 无源波束形成矩阵的联合优化问题以最大化系统的和速率. 文献[13]利用的是无源被动式 RIS (Passive RIS, PRIS),而文献[14]指出 PRIS 会给系统引入“乘性衰落”效应,即发送端至接收端链路的等效路径损耗是发送端至 RIS 端链路和 RIS 端至接收端链路的等效路径损耗的乘积,这导致系统只能在特定情况下获得有限增益.

文献[15]提出有源主动式 RIS (Active RIS, ARIS) 技术. 与传统 PRIS 不同,ARIS 集成了主动元件可放大或处理信号,从而提供额外的功率控制和信号处理能力. 文献[16~21]围绕 ARIS 增强无线系统性能方面展开研究:文献[16]为提高用户端接收 SNR,在 SISO 系统中引入了 ARIS,以克服传统 PRIS 的“乘性衰落”效应;文献[17]研究了子连接 ARIS 辅助的宽带网络,联合优化了基站最大发射功率、子连接 ARIS 最大可用功率和 ARIS 幅度放大因子,结果表明 ARIS 可以有效提升系统能效;文献[18]提出了一种 ARIS 辅助的无线信息与功率同传 (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT) 系统,分析了该系统的加权和功率和最大和速率问题,通过使用交替优化 (Alternating Optimization, AO) 算法联合优化发送端的发射预编码和 ARIS 处的主动波束形成矩阵;文献[19]考虑利用 ARIS 提升通信系统物理层安全,解决了非凸保密率优化问题,结果表明与已有的 PRIS 方案和无 RIS 方案相比,ARIS 方案具有显著的保密性能增益;文献[20]研究了 ARIS 辅助通感一体化 (Integrated Sensing And Communication, ISAC) 系统,通过联合设计发射波束形成、ARIS 有源波束形成矩阵和雷达接收滤波器以提高雷达输出 SNR;文献[21]考虑了 ARIS 辅助上行移动边缘计算系统,提出了一种 ARIS 辅助的非正交多址 (Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA) 方案,以提高系统计算能力.

鉴于文献[16~21]只考虑了 ARIS 单独辅助下的系统性能,在文献[9~13]将 PRIS 与中继结合基础上,基于 ARIS 灵活的波束形成与信号调控、整体功耗仍然较低、成本相对可控等优点,以及传统中继的稳定可靠性、已广泛部署等特点,与文献[13]将 PRIS 与 DF 中继结合辅助的多用户系统和文献[15]仅 ARIS 辅助多用户系统而没有利用已部署中继不同,本文针对结合 ARIS 与 DF 中继两种技术的混合系统展开研究,考虑一种由 ARIS 和 DF 中继共同辅助的多用户 MISO (Multiuser-MISO, MU-MISO) 系统. 主要贡献概述如下:

首先,建立 ARIS 辅助的多天线 DF 中继协作 MU-MISO 系统模型,其中 ARIS 与 DF 中继共同协助信息传输. 其次,联合优化信源发射波束形成矢量、中继发射波束形成矢量、中继接收波束形成矢量和 ARIS 有源波束形成矩阵,以最大化系统的和速率. 由于波束形成变量之间高度耦合以及存在非凸约束,使得约束问题非凸且难于直接求解. 利用 AO 算法将原始问题解耦成多个子问题,再通过连续凸近似 (Successive Convex Approximation, SCA) 方法将其转换为半定规划 (SemiDefinite Programming, SDP) 问题求解. 最后,通过仿真分析验证所提系统与联合优化算法的性能.

2 系统模型

ARIS 辅助多天线 DF 中继协作 MU-MISO 系统模型如图 1 所示. 系统由配备 M_B 根天线的信源节点 (B)、 M_R 根天线的 DF 中继节点 (R)、 N 个反射元素的 ARIS (I) 和 K 个单根天线的多用户组成 ($D_k, \forall k=1, 2, \dots, K$). 信源在半双工 DF 中继与全双工 ARIS 共同辅助下向多用户传输信息,在第一个时隙信源通过广播信道将信号分别发送至 ARIS 和 DF 中继,在第二个时隙 DF 中继通过广播信道向所有用户和 ARIS 发送信号.

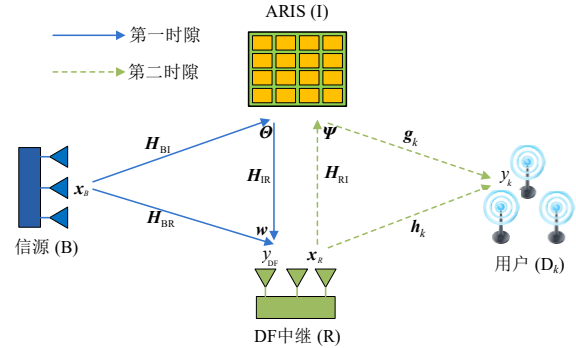


图 1 ARIS 辅助的多天线 DF 中继协作 MU-MISO 系统

信源、ARIS、DF 中继和用户端之间的等效信道分别用以下符号表示: $\mathbf{H}_{BR} \in \mathbb{C}^{M_R \times M_B}$ 表示信源到 DF 中继的信道, $\mathbf{H}_{BI} \in \mathbb{C}^{N \times M_B}$ 表示信源到 ARIS 的信道, $\mathbf{H}_{IR} \in \mathbb{C}^{M_R \times N}$ 表示 ARIS 到 DF 中继的信道, $\mathbf{H}_{RI} \in \mathbb{C}^{N \times M_R}$ 表示 DF 中继到 ARIS 的信道, $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$ 为 DF 中继与用户端第 k 个用户之间的信道, $\mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为 ARIS 与用户端第 k 个用户之间的信道. 假设所有信道的信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 都完全已知,各节点坐标标记为 $\mathbf{q}_c = [q_c^x, q_c^y, q_c^z]^T, c \in \{B, I, R, D_k\}$. 由于 RIS 元素间距小,信道会在空间上相关,若考虑相关信道模型,信道相关性会降低 RIS 提供的有效自由度,影响多用户干扰消除的能力,与独立信道模型场景相比,系统性能受到影响. 假定所有信道均为莱斯衰落信道,建模为

$$\mathbf{H}_i = \sqrt{\rho d_i^{-\alpha_1}} \left(\sqrt{\frac{K_1}{K_1+1}} \bar{\mathbf{H}}_i + \sqrt{\frac{1}{K_1+1}} \tilde{\mathbf{H}}_i \right), i \in \{\text{BI, IR, RI}\} \quad (1)$$

$$\mathbf{H}_j = \sqrt{\rho d_j^{-\alpha_2}} \left(\sqrt{\frac{K_1}{K_1+1}} \bar{\mathbf{H}}_j + \sqrt{\frac{1}{K_1+1}} \tilde{\mathbf{H}}_j \right), j \in \{\text{BR}\} \quad (2)$$

其中, $\sqrt{\rho d_i^{-\alpha_1}}$ 和 $\sqrt{\rho d_j^{-\alpha_2}}$ 表示两个节点之间的大尺度衰落, ρ , d_{ij} 和 $\alpha_{1/2}$ 分别表示单位距离上的路径损耗及两个节点之间的距离和路径损耗指数, K_1 为莱斯因子. ARIS 元素采用均匀线性阵列排列, 有 ARIS 参与的信道以 \mathbf{H}_{BI} 为例, 其视距 (Line of Sight, LoS) 分量 $\bar{\mathbf{H}}_{\text{BI}}$ 可以表示为

$$\bar{\mathbf{H}}_{\text{BI}} = \begin{bmatrix} 1, e^{-\frac{2\pi}{\lambda} d\psi_m}, \dots, e^{-\frac{2\pi}{\lambda} (N-1)d\psi_m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1, e^{-\frac{2\pi}{\lambda} d\phi_m}, \dots, e^{-\frac{2\pi}{\lambda} (N-1)d\phi_m} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中, $\psi_{\text{BI}} = \frac{q_i^x - q_B^x}{d_{\text{BI}}}$ 和 $\phi_{\text{BI}} = \frac{q_i^x - q_B^x}{d_{\text{BI}}}$ 为到达角 (Angle of Arrival, AoA) 和离开角 (Angle of Departure, AoD) 的余弦值, λ 为波长. 非视距 (Non-line of Sight, NLoS) 分量 $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{BI}}$ 中的每个元素均服从零均值、单位方差的复高斯分布. 类似地, 式 (1) 和式 (2) 中其余信道的 LoS 和 NLoS 分量均以同样方式定义.

2.1 第一个时隙信号传输

在第一个时隙, 信源通过广播信道将信号分别发送至 ARIS 和 DF 中继, ARIS 将来自信源的信号也一并反射至 DF 中继.

定义信源处的发射信号为

$$\mathbf{x}_B = \sum_{k=1}^K \mathbf{f}_k s_k \quad (4)$$

其中, $\mathbf{f}_k \in \mathbb{C}^{M_B \times 1}$ 表示用户 k 在信源处的发射波束形成矢量, s_k 为发送给用户 k 均值为 0、方差为 1 的数据, 并假设发往不同用户的数据流是独立的, 记为 $\mathbf{s} \triangleq [s_1, s_2, \dots, s_K]^T$.

信源处发射功率为

$$P_{\text{BS}}^{\text{total}} = \mathbb{E} \left[\|\mathbf{x}_B\|^2 \right] = \sum_{k=1}^K \|\mathbf{f}_k\|^2 \quad (5)$$

假定 $P_{\text{BS}}^{\text{max}}$ 为信源的最大可用功率, 则 $P_{\text{BS}}^{\text{total}} \leq P_{\text{BS}}^{\text{max}}$.

记 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$ 为 DF 中继处的接收波束形成矢量, 且满足 $\|\mathbf{w}\|^2 = 1$, 则 DF 中继处接收到的信号为

$$\mathbf{y}_{\text{DF}} = \mathbf{w}^H (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}}) \mathbf{x}_B + \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{n}_A + \mathbf{w}^H \mathbf{n}_R \quad (6)$$

其中, $\mathbf{w}^H (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}}) \mathbf{x}_B$ 为 DF 中继处接收的来自信源的直达有用信号和经由 ARIS 反射的有用信号, $\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{n}_A$ 为 DF 中继处接收的 ARIS 引入的有源噪声信号, $\mathbf{w}^H \mathbf{n}_R$ 为 DF 中继处的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN), 其中, $\mathbf{n}_A \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_N, \sigma_A^2 \mathbf{I}_N)$, $\mathbf{n}_R \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_{M_R}, \sigma_R^2 \mathbf{I}_{M_R})$ 分别为 ARIS 引入的有源噪声和 DF

中继处的 AWGN 噪声. $\boldsymbol{\Theta} \triangleq \text{diag}(\boldsymbol{\theta}) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 是 ARIS 在第一个时隙的有源波束形成矩阵, 其中 $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N]$.

DF 中继处对应于用户 k 信号的接收 SNR 为

$$\gamma_{R,k} = \frac{|\mathbf{w}^H (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}}) \mathbf{f}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{w}^H (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}}) \mathbf{f}_j|^2 + \|\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta}\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_R^2} \quad (7)$$

进一步 DF 中继处对应于用户 k 信号的可达速率为

$$R_{R,k} = \log_2(1 + \gamma_{R,k}) \quad (8)$$

2.2 第二个时隙信号传输

在第二个时隙, DF 中继通过广播信道向用户端所有用户和 ARIS 发送信号, ARIS 也向用户端所有用户发送来自 DF 中继的反射信号. 假定用户 k 在 DF 中继处的接收 SNR $\gamma_{R,k}$ 超过预设阈值 $\gamma_R^{\text{threshold}}$, 则 DF 中继可以完美解码用户 k 的信号^[13].

定义 DF 中继处的发射信号为

$$\mathbf{x}_R = \sum_{k=1}^K \mathbf{u}_k s_k \quad (9)$$

其中, $\mathbf{u}_k \in \mathbb{C}^{M_R \times 1}$ 表示用户 k 在 DF 中继处的发射波束形成矢量.

DF 中继处发射功率为

$$P_{\text{DF}}^{\text{total}} = \mathbb{E} \left[\|\mathbf{x}_R\|^2 \right] = \sum_{k=1}^K \|\mathbf{u}_k\|^2 \quad (10)$$

假定 $P_{\text{DF}}^{\text{max}}$ 为 DF 中继的最大可用功率, 则 $P_{\text{DF}}^{\text{total}} \leq P_{\text{DF}}^{\text{max}}$.

用户 k 在第二时隙接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_k = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}}) \mathbf{x}_R + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \mathbf{n}_A + n_k \quad (11)$$

其中, $(\mathbf{h}_k^H + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}}) \mathbf{x}_R$ 为用户 k 接收的来自 DF 中继的直达信号和经由 ARIS 反射的有用信号, $\mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \mathbf{n}_A$ 为用户 k 接收的 ARIS 引入的有源噪声信号, $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_D^2)$ 为用户 k 处的 AWGN 噪声. $\boldsymbol{\Psi} \triangleq \text{diag}(\boldsymbol{\varphi}) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 是 ARIS 第二个时隙的有源波束形成矩阵, 其中, $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N]$.

可得用户 k 的接收 SNR 为

$$\gamma_{D,k} = \frac{|(\mathbf{h}_k^H + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}}) \mathbf{u}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |(\mathbf{h}_k^H + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}}) \mathbf{u}_j|^2 + \|\mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi}\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_k^2} \quad (12)$$

进一步用户 k 的可达速率为

$$R_{D,k} = \log_2(1 + \gamma_{D,k}) \quad (13)$$

2.3 问题表述

通过对信源发射波束形成矢量 \mathbf{f}_k 、中继发射波束形成矢量 \mathbf{u}_k 、中继接收波束形成矢量 \mathbf{w} 和 ARIS 有源波束形成矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$ 和 $\boldsymbol{\Psi}$ 进行联合优化, 以实现所提系统所有用户的和速率最大化. 问题具体可表述为

$$\begin{aligned}
\mathcal{P}_0: & \max_{\mathbf{f}_k, \mathbf{u}_k, \boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}, \mathbf{w}} \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K R_{D,k} \\
\text{s.t. } & \mathbf{C}_1: \sum_{k=1}^K \mathbf{f}_k \leq P_{\text{BS}}^{\max}, \\
& \mathbf{C}_2: \sum_{k=1}^K \mathbf{u}_k \leq P_{\text{DF}}^{\max}, \\
& \mathbf{C}_3: \sum_{k=1}^K \left\| \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}} \mathbf{f}_k \right\|^2 + \left\| \boldsymbol{\Theta} \right\|_{\text{F}}^2 \sigma_A^2 \leq P_{\text{ARIS}}^{\max}, \\
& \mathbf{C}_4: \sum_{k=1}^K \left\| \boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}} \mathbf{u}_k \right\|^2 + \left\| \boldsymbol{\Psi} \right\|_{\text{F}}^2 \sigma_A^2 \leq P_{\text{ARIS}}^{\max}, \\
& \mathbf{C}_5: R_{R,k} \geq R_{\text{th},k}, \forall k=1, 2, \dots, K, \\
& \mathbf{C}_6: \left\| \mathbf{w} \right\|^2 = 1, \\
& \mathbf{C}_7: \left| \boldsymbol{\Theta} \right|_{n,n} \leq \beta_{\max}, \boldsymbol{\Psi}_{n,n} \leq \beta_{\max}, \forall n=1, 2, \dots, N
\end{aligned} \quad (14)$$

其中,约束条件 \mathbf{C}_1 、 \mathbf{C}_2 、 \mathbf{C}_3 、 \mathbf{C}_4 分别是信源、中继、ARIS处的功率约束; \mathbf{C}_5 是保证DF中继处对用户 k 完美解调的速率约束,即 $R_{\text{th},k} = \log_2(1 + \gamma_R^{\text{threshold}})$ 为DF中继处SNR阈值下的速率; \mathbf{C}_6 是中继处接收波束形成矢量的单位模约束; \mathbf{C}_7 是ARIS的幅度约束。

由于变量 \mathbf{f}_k 、 \mathbf{u}_k 、 $\boldsymbol{\Theta}$ 和 $\boldsymbol{\Psi}$ 相互耦合以及非凸单位模量约束 \mathbf{C}_6 导致目标函数非凸,问题 \mathcal{P}_0 是复杂的非凸问题,难以直接求解.本文利用AO算法将优化问题解耦为三个子问题,并交替求解。

3 ARIS辅助DF中继的协作系统的联合波束形成优化

利用AO算法将原始优化问题解耦为三个子问题,并分别求解基于AO算法中的三个子问题,即:联合优化信源发射波束形成矢量和中继发射波束形成矢量、优化中继接收波束形成矢量和优化ARIS有源波束形成矩阵,通过迭代的方式得到最终优化结果。

3.1 联合优化信源发射波束形成矢量 \mathbf{f}_k 和中继发射波束形成矢量 \mathbf{u}_k

固定中继接收波束形成矢量 \mathbf{w} 和ARIS有源波束形成矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$ 和 $\boldsymbol{\Psi}$,联合优化信源发射波束形成矢量 \mathbf{f}_k 和中继发射波束形成矢量 \mathbf{u}_k ,则问题 \mathcal{P}_0 变为

$$\begin{aligned}
\mathcal{P}_1: & \max_{\mathbf{f}_k, \mathbf{u}_k} \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K R_{D,k} \\
\text{s.t. } & \mathbf{C}_1: \sum_{k=1}^K \mathbf{f}_k \leq P_{\text{BS}}^{\max}, \\
& \mathbf{C}_2: \sum_{k=1}^K \mathbf{u}_k \leq P_{\text{DF}}^{\max}, \\
& \mathbf{C}_3: \sum_{k=1}^K \left\| \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}} \mathbf{f}_k \right\|^2 + \left\| \boldsymbol{\Theta} \right\|_{\text{F}}^2 \sigma_A^2 \leq P_{\text{ARIS}}^{\max}, \\
& \mathbf{C}_4: \sum_{k=1}^K \left\| \boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}} \mathbf{u}_k \right\|^2 + \left\| \boldsymbol{\Psi} \right\|_{\text{F}}^2 \sigma_A^2 \leq P_{\text{ARIS}}^{\max}, \\
& \mathbf{C}_5: R_{R,k} \geq R_{\text{th},k}, \forall k=1, 2, \dots, K
\end{aligned} \quad (15)$$

子问题 \mathcal{P}_1 仍然是非凸的且求解困难.首先,将优化 \mathbf{f}_k 和 \mathbf{u}_k 的问题转换为优化秩为1的半正定(Positive Semi-Definite, PSD)矩阵 $\mathbf{F}_k = \mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H$ 和 $\mathbf{U}_k = \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H$,则有新的约束问题 $\text{rank}(\mathbf{F}_k) = 1, \forall k \in 1, 2, \dots, K, \text{rank}(\mathbf{U}_k) = 1, \forall k \in 1, 2, \dots, K, \mathbf{F}_k \succ 0$ 和 $\mathbf{U}_k \succ 0$.然后,通过放松秩一约束求解子问题 \mathcal{P}_1 ,得到一个凸的SDP问题.具体如下,重新定义变量为

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}})^H \mathbf{w} \mathbf{w}^H (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}}) \quad (16)$$

$$\mathbf{T}_k = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}})^H (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}}) \quad (17)$$

$$\mathbf{G}_f = (\boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}})^H (\boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}}) \quad (18)$$

$$\mathbf{H}_u = (\boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}})^H (\boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}}) \quad (19)$$

$$\gamma_k = \frac{1}{\left\| \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \right\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_k^2} \quad (20)$$

此时DF中继处对应于用户 k 信号的接收SNR可改写成如式(21)所示:

$$\begin{aligned}
\gamma_{R,k} &= \frac{\left| \mathbf{w}^H (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}}) \mathbf{f}_k \right|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \left| \mathbf{w}^H (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}}) \mathbf{f}_j \right|^2 + \left\| \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \right\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_R^2} \\
&= \frac{\text{tr}(\mathbf{G} \mathbf{F}_k)}{\sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{G} \mathbf{F}_j) + \left\| \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \right\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_R^2}
\end{aligned} \quad (21)$$

进一步问题 \mathcal{P}_1 中约束 \mathbf{C}_5 可改写成如式(22)所示:

$$\text{tr}(\mathbf{G} \mathbf{F}_k) \geq (2^{R_{\text{th},k}} - 1) \left(\sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{G} \mathbf{F}_j) + \left\| \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \right\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_R^2 \right) \quad (22)$$

同理,用户端处用户 k 接收SNR可改写成如式(23)所示:

$$\begin{aligned}
\gamma_{D,k} &= \frac{\left| (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}}) \mathbf{u}_k \right|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \left| (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}}) \mathbf{u}_j \right|^2 + \left\| \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \right\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_k^2} \\
&= \frac{\text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_k)}{\sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_j) + \left\| \mathbf{g}_k^H \boldsymbol{\Psi} \right\|^2 \sigma_A^2 + \sigma_k^2} \\
&= \frac{\gamma_k \text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_k)}{\gamma_k \sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_j) + 1}
\end{aligned} \quad (23)$$

用户端处用户 k 处可达速率可改写成如式(24)所示:

$$\begin{aligned}
R_{D,k} &= \log_2(1 + \gamma_{D,k}) = \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_k \text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_k)}{\gamma_k \sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_j) + 1} \right) \\
&= \log_2 \left(\gamma_k \sum_{j=1}^K \text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_j) + 1 \right) - \log_2 \left(\gamma_k \sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_j) + 1 \right)
\end{aligned} \quad (24)$$

由于式(24)中 \mathbf{U}_j 使得 $R_{D,k}$ 非凸, 无法通过 CVX 直接求解, 在此使用 SCA 算法在 \mathbf{U}_j 处进行泰勒展开, 则有:

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{D,k} &= \log_2 \left(\gamma_k \sum_{j=1}^K \text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_j) + 1 \right) - \log_2 \left(\gamma_k \sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_j) + 1 \right) \\ &\geq \log_2 \left(\gamma_k \sum_{j=1}^K \text{tr}(\mathbf{T}_k \mathbf{U}_j) + 1 \right) - \log_2 \left(\gamma_k \sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{T}_k) \tilde{\mathbf{U}}_j + 1 \right) \\ &\quad - \frac{\gamma_k \sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{T}_k) \tilde{\mathbf{U}}_j + 1}{\ln 2 \left(\gamma_k \sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{T}_k) \tilde{\mathbf{U}}_j + 1 \right)} \end{aligned} \quad (25)$$

其中, $\tilde{\mathbf{U}}_j$ 是上次迭代中的结果.

子问题 \mathcal{P}_1 中约束 C_3 和 C_4 可以改写成:

$$\sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{G}_f \mathbf{F}_k) + \|\boldsymbol{\Theta}\|_F^2 \sigma_A^2 \leq P_{\text{ARIS}}^{\max} \quad (26)$$

$$\sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{H}_u \mathbf{U}_k) + \|\boldsymbol{\Psi}\|_F^2 \sigma_A^2 \leq P_{\text{ARIS}}^{\max} \quad (27)$$

故子问题 \mathcal{P}_1 可重新表述为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_2: \max_{\mathbf{F}_k, \mathbf{U}_k} & \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \tilde{R}_{D,k} \\ \text{s.t. } C_1: & \mathbf{F}_k \succ 0, \mathbf{U}_k \succ 0, \forall k, 1, 2, \dots, K, \\ C_2: & \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{F}_k) \leq P_{\text{BS}}^{\max}, \\ C_3: & \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{U}_k) \leq P_{\text{DF}}^{\max}, \\ C_4: & \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{G}_f \mathbf{F}_k) + \|\boldsymbol{\Theta}\|_F^2 \sigma_A^2 \leq P_{\text{ARIS}}^{\max}, \\ C_5: & \sum_{k=1}^K \text{tr}(\mathbf{H}_u \mathbf{U}_k) + \|\boldsymbol{\Psi}\|_F^2 \sigma_A^2 \leq P_{\text{ARIS}}^{\max}, \\ C_6: & \text{tr}(\mathbf{G} \mathbf{F}_k) \geq (2^{R_{\text{th},k}} - 1) \left(\frac{\|\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta}\|_F^2 \sigma_A^2}{\sigma_R^2 + \sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{G} \mathbf{F}_j)} \right), \\ & \forall k=1, 2, \dots, K, \\ C_7: & \text{rank}(\mathbf{F}_k) = 1, \forall k \in 1, 2, \dots, K, \\ C_8: & \text{rank}(\mathbf{U}_k) = 1, \forall k \in 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (28)$$

最后, 对子问题 \mathcal{P}_2 中的秩一约束 C_7 和 C_8 进行松弛, 并结合泰勒近似将整个优化问题转化为一个凸的 SDP 问题, 从而使得该问题可通过 CVX 等凸优化工具求解. 一般来说, \mathbf{F}_k 和 \mathbf{U}_k 的最优解不一定是秩为 1 的, 获得秩一解的一种典型方法是使用基于最优的 \mathbf{F}_k 和 \mathbf{U}_k 特征分解的随机化过程^[13].

3.2 优化中继接收波束形成矢量 \mathbf{w}

固定信源发射波束形成矢量 \mathbf{f}_k 、中继发射波束形成矢量 \mathbf{u}_k 和 ARIS 有源波束形成矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$ 和 $\boldsymbol{\Psi}$, 优化中继接

收波束形成矢量 \mathbf{w} , 则问题 \mathcal{P}_0 变成:

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_3: \max_{\mathbf{w}} & \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K R_{D,k} \\ \text{s.t. } C_1: & R_{R,k} \geq R_{\text{th},k}, \forall k=1, 2, \dots, K, \\ C_2: & \|\mathbf{w}\|^2 = 1 \end{aligned} \quad (29)$$

定义 $\mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$, 有新的约束条件 $\text{rank}(\mathbf{W}) = 1$ 和 $\mathbf{W} \succ 0$. 定义为

$$\mathbf{E}_{1,k} = (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}}) \mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}})^H \quad (30)$$

$$\mathbf{E}_{2,k} = (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}}) \sum_{j \neq k} \mathbf{f}_j \mathbf{f}_j^H (\mathbf{H}_{\text{BR}} + \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}})^H \quad (31)$$

此时 DF 中继处对应于用户 k 信号的接收 SNR 可改写成如式(32)所示:

$$\gamma_{R,k} = \frac{\text{tr}(\mathbf{E}_{1,k} \mathbf{W})}{\sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{E}_{2,k} \mathbf{W}) + \|\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta}\|_F^2 \sigma_A^2 + \sigma_R^2} \quad (32)$$

进一步问题 \mathcal{P}_3 中约束 C_1 可改写成如式(33)所示:

$$\text{tr}(\mathbf{E}_{1,k} \mathbf{W}) \geq (2^{R_{\text{th},k}} - 1) \left(\frac{\|\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta}\|_F^2 \sigma_A^2 + \sigma_R^2}{\sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{E}_{2,k} \mathbf{W})} \right) \quad (33)$$

为增强稳定性与可靠性, 引入辅助变量 δ_k , 则关于 \mathbf{W} 和 δ_k 的约束问题为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_4: \max_{\mathbf{W}, \delta_k} & \sum_{k=1}^K \delta_k \\ \text{s.t. } C_1: & \mathbf{W} \succ 0, \\ C_2: & \text{rank}(\mathbf{W}) = 1, \\ C_3: & \text{tr}(\mathbf{E}_{1,k} \mathbf{W}) \geq (2^{R_{\text{th},k}} - 1) \left(\frac{\|\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{\text{IR}} \boldsymbol{\Theta}\|_F^2 \sigma_A^2 + \sigma_R^2}{\sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{E}_{2,k} \mathbf{W})} \right) + \delta_k, \\ & \forall k=1, 2, \dots, K, \\ C_4: & \delta_k \geq 0, \quad \forall k=1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (34)$$

同样地, 对优化问题 \mathcal{P}_4 中的秩一约束 C_2 进行松弛, 从而使得该问题可通过 CVX 等凸优化工具求解, 使用基于特征分解的随机化过程获得 \mathbf{W} 的秩为 1 的解.

3.3 优化 ARIS 有源波束形成矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$ 和 $\boldsymbol{\Psi}$

固定信源发射波束形成矢量 \mathbf{f}_k 、中继发射波束形成矢量 \mathbf{u}_k 和中继接收波束形成矢量 \mathbf{w} , 优化 ARIS 有源波束形成矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$ 和 $\boldsymbol{\Psi}$, 则问题 \mathcal{P}_0 变成:

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_5: \max_{\boldsymbol{\Theta}, \boldsymbol{\Psi}} & \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K R_{D,k} \\ \text{s.t. } C_1: & \sum_{k=1}^K \|\boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{\text{BI}} \mathbf{f}_k\|^2 + \|\boldsymbol{\Theta}\|_F^2 \sigma_A^2 \leq P_{\text{ARIS}}^{\max}, \\ C_2: & \sum_{k=1}^K \|\boldsymbol{\Psi} \mathbf{H}_{\text{RI}} \mathbf{u}_k\|^2 + \|\boldsymbol{\Psi}\|_F^2 \sigma_A^2 \leq P_{\text{ARIS}}^{\max}, \\ C_3: & R_{R,k} \geq R_{\text{th},k}, \forall k=1, 2, \dots, K, \\ C_4: & |\boldsymbol{\Theta}|_{n,n} \leq \beta_{\max}, \boldsymbol{\Psi}_{n,n} \leq \beta_{\max}, \forall n=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (35)$$

为便于表示,定义两个时隙的 RIS 反射向量为

$$\mathbf{v}_1 = [\beta_{1,1} e^{j\theta_{1,1}}, \dots, \beta_{1,N} e^{j\theta_{1,N}}]^H \Leftrightarrow \mathbf{\Theta} = \text{diag}(\mathbf{v}_1^H) \quad (36)$$

$$\mathbf{v}_2 = [\beta_{2,1} e^{j\theta_{2,1}}, \dots, \beta_{2,N} e^{j\theta_{2,N}}]^H \Leftrightarrow \mathbf{\Psi} = \text{diag}(\mathbf{v}_2^H) \quad (37)$$

ARIS 参与的反射信道和信源到中继和中继到用户的直达信道的混合反射向量为 $\tilde{\mathbf{v}}_1 = [1, \mathbf{v}_1^H]^H$ 和 $\tilde{\mathbf{v}}_2 = [1, \mathbf{v}_2^H]^H$. 令 $\mathbf{V}_1 = \tilde{\mathbf{v}}_1 \tilde{\mathbf{v}}_1^H$ 和 $\mathbf{V}_2 = \tilde{\mathbf{v}}_2 \tilde{\mathbf{v}}_2^H$, 则有新约束条件 $\text{rank}(\mathbf{V}_1) = 1, \text{rank}(\mathbf{V}_2) = 1, \mathbf{V}_1 \succ 0$ 和 $\mathbf{V}_2 \succ 0$.

定义第一个时隙中包含级联信道和直达信道的复合信道为

$$\mathbf{Q}_{R,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{BR} \\ \text{diag}(\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{IR}) \mathbf{H}_{BI} \end{bmatrix} \mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H \begin{bmatrix} \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{BR} \\ \text{diag}(\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{IR}) \mathbf{H}_{BI} \end{bmatrix}^H \quad (38)$$

$$\mathbf{Z}_{R,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{BR} \\ \text{diag}(\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{IR}) \mathbf{H}_{BI} \end{bmatrix} \sum_{j \neq k}^K \mathbf{f}_j \mathbf{f}_j^H \begin{bmatrix} \mathbf{w}^H \mathbf{H}_{BR} \\ \text{diag}(\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{IR}) \mathbf{H}_{BI} \end{bmatrix}^H \quad (39)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \sigma_A^2 \text{diag}(\mathbf{w}^H \mathbf{H}_{IR}) \text{diag}(\mathbf{H}_{IR}^H \mathbf{w}) \end{bmatrix} \quad (40)$$

此时 DF 中继处对应于用户 k 信号的接收 SNR 可改写成如式(41)所示:

$$\gamma_{R,k} = \frac{\text{tr}(\mathbf{Q}_{R,k} \mathbf{V}_1)}{\sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{Z}_{R,k} \mathbf{V}_1) + \text{tr}(\mathbf{B}_1 \mathbf{V}_1) + \sigma_R^2} \quad (41)$$

进一步优化问题 \mathcal{P}_5 中约束 C_3 可改写成如式(42)所示:

$$\text{tr}(\mathbf{Q}_{R,k} \mathbf{V}_1) \geq (2^{R_{m,k}} - 1) \left(\text{tr}(\mathbf{B}_1 \mathbf{V}_1) + \sigma_R^2 + \sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{Z}_{R,k} \mathbf{V}_1) \right) \quad (42)$$

同理,定义第二个时隙中各个信道的参数为

$$\mathbf{Q}_{D,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_k^H \\ \text{diag}(\mathbf{g}_k^H) \mathbf{H}_{RI} \end{bmatrix} \sum_{j=1}^K \mathbf{u}_j \mathbf{u}_j^H \begin{bmatrix} \mathbf{h}_k^H \\ \text{diag}(\mathbf{g}_k^H) \mathbf{H}_{RI} \end{bmatrix}^H \quad (43)$$

$$\mathbf{Z}_{D,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_k^H \\ \text{diag}(\mathbf{g}_k^H) \mathbf{H}_{RI} \end{bmatrix} \sum_{j \neq k} \mathbf{u}_j \mathbf{u}_j^H \begin{bmatrix} \mathbf{h}_k^H \\ \text{diag}(\mathbf{g}_k^H) \mathbf{H}_{RI} \end{bmatrix}^H \quad (44)$$

$$\mathbf{B}_{2,k} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \sigma_A^2 \text{diag}(\mathbf{g}_k^H) \text{diag}(\mathbf{g}_k) \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$\gamma_k = \frac{1}{\sigma_k^2} \quad (46)$$

用户 k 的可达速率可以改写成如式(47)所示:

$$\begin{aligned} R_{D,k} &= \log_2(1 + \gamma_{D,k}) \\ &= \log_2 \left(\frac{\gamma_k \text{tr}(\mathbf{Q}_{D,k} \mathbf{V}_2) + \gamma_k \text{tr}(\mathbf{B}_{2,k} \mathbf{V}_2) + 1}{\gamma_k \text{tr}(\mathbf{Z}_{D,k} \mathbf{V}_2) + \gamma_k \text{tr}(\mathbf{B}_{2,k} \mathbf{V}_2) + 1} \right) \\ &= \log_2(\gamma_k \text{tr}(\mathbf{Q}_{D,k} \mathbf{V}_2) + \gamma_k \text{tr}(\mathbf{B}_{2,k} \mathbf{V}_2) + 1) \\ &\quad - \log_2(\gamma_k \text{tr}(\mathbf{Z}_{D,k} \mathbf{V}_2) + \gamma_k \text{tr}(\mathbf{B}_{2,k} \mathbf{V}_2) + 1) \end{aligned} \quad (47)$$

同理,由于 \mathbf{V}_2 使得 $R_{D,k}$ 非凸,使用 SCA 算法在 \mathbf{V}_2 处进行泰勒展开,则有:

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{D,k} &= \log_2(\gamma_k \text{tr}(\mathbf{Q}_{D,k} \tilde{\mathbf{V}}_2) + \gamma_k \text{tr}(\mathbf{B}_{2,k} \tilde{\mathbf{V}}_2) + 1) \\ &\quad - \log_2(\gamma_k \text{tr}(\mathbf{Z}_{D,k} \tilde{\mathbf{V}}_2) + \gamma_k \text{tr}(\mathbf{B}_{2,k} \tilde{\mathbf{V}}_2) + 1) \\ &\quad + \frac{\gamma_k \text{tr}(\mathbf{Z}_{D,k} (\mathbf{V}_2 - \tilde{\mathbf{V}}_2)) + \gamma_k \text{tr}(\mathbf{B}_{2,k} (\mathbf{V}_2 - \tilde{\mathbf{V}}_2))}{\ln 2 \{ \gamma_k \text{tr}(\mathbf{Z}_{D,k} \tilde{\mathbf{V}}_2) + \gamma_k \text{tr}(\mathbf{B}_{2,k} \tilde{\mathbf{V}}_2) + 1 \}} \end{aligned} \quad (48)$$

其中, $\tilde{\mathbf{V}}_2$ 是上次迭代中的结果.

通过新定义变量,将 \mathcal{P}_5 问题中约束 C_1 和 C_2 改写成:

$$\mathbf{S}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \sum_{k=1}^K \text{diag}(\mathbf{H}_{BI} \mathbf{f}_k) \text{diag}(\mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{BI}^H) + \sigma_A^2 \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \quad (49)$$

$$\sum_{k=1}^K \|\mathbf{\Theta} \mathbf{H}_{BI} \mathbf{f}_k\|^2 + \|\mathbf{\Theta}\|_F^2 \sigma_A^2 = \text{tr}(\mathbf{S}_1 \mathbf{V}_1) \quad (50)$$

$$\mathbf{S}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \sum_{k=1}^K \text{diag}(\mathbf{H}_{RI} \mathbf{u}_k) \text{diag}(\mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_{RI}^H) + \sigma_A^2 \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$\sum_{k=1}^K \|\mathbf{\Psi} \mathbf{H}_{RI} \mathbf{u}_k\|^2 + \|\mathbf{\Psi}\|_F^2 \sigma_A^2 = \text{tr}(\mathbf{S}_2 \mathbf{V}_2) \quad (52)$$

此时,关于 ARIS 有源波束形成矩阵 $\mathbf{\Theta}$ 和 $\mathbf{\Psi}$ 的约束问题 \mathcal{P}_5 可以改写为

$$\mathcal{P}_6: \max_{\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2} \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \tilde{R}_{D,k}$$

$$\text{s.t. } C_1: \mathbf{V}_1 \succ 0, \mathbf{V}_2 \succ 0,$$

$$C_2: [\mathbf{V}_1]_{n,n} \leq \beta_{\max}^2, [\mathbf{V}_2]_{n,n} \leq \beta_{\max}^2, \forall n = 1, 2, \dots, N,$$

$$C_3: [\mathbf{V}_1]_{1,1} = [\mathbf{V}_2]_{1,1} = 1,$$

$$C_4: \text{tr}(\mathbf{S}_1 \mathbf{V}_1) \leq P_{\text{ARIS}}^{\max}, \quad (53)$$

$$C_5: \text{tr}(\mathbf{S}_2 \mathbf{V}_2) \leq P_{\text{ARIS}}^{\max},$$

$$C_6: \text{tr}(\mathbf{Q}_{R,k} \mathbf{V}_1) \geq (2^{R_{m,k}} - 1) \left(\text{tr}(\mathbf{B}_1 \mathbf{V}_1) + \sigma_R^2 + \sum_{j \neq k} \text{tr}(\mathbf{Z}_{R,k} \mathbf{V}_1) \right),$$

$$\forall k = 1, 2, \dots, K,$$

$$C_7: \text{rank}(\mathbf{V}_1) = 1, \text{rank}(\mathbf{V}_2) = 1$$

与 3.2 节方法类似, 放松 \mathcal{P}_6 问题中的秩一约束 C_7 , 并解决由此产生的 SDP 问题. 最后同样采用基于特征分解的随机化过程, 得到秩一解 \mathbf{V}_1 和 \mathbf{V}_2 , 并从中还原出相移矩阵 Θ 和 Ψ .

整体基于 AO 的迭代优化方法见算法 1.

算法 1 基于 AO 的联合波束形成优化算法

输入: 信道 \mathbf{H}_{BR} 、 \mathbf{H}_{BI} 、 \mathbf{H}_{IR} 、 \mathbf{H}_{RI} 、 \mathbf{H}_{BR} 、 \mathbf{h}_k^H 、 \mathbf{g}_k^H 和系统参数 M_B 、 M_R 、 N 、 K 、 P_{total}^{\max} 、 $R_{\text{th},k}$ 、 ζ 、 N_{iter}

输出: 优化后的 \mathbf{f}_k 、 \mathbf{u}_k 、 \mathbf{w} 、 Θ 和 Ψ

1. 初始化 $\mathbf{f}_k(0)$ 、 $\forall k$ 、 $\mathbf{u}_k(0)$ 、 $\forall k$ 、 $\mathbf{w}(0)$ 、 $\mathbf{v}_1(0)$ 和 $\mathbf{v}_2(0)$, 设置迭代索引 $t = 1$ 和 $t_k = 1, \forall k$;
2. repeat
3. 联合优化信源和中继发射波束形成矢量;
4. 给定固定变量 $\mathbf{w}^{\text{fixed}} = \mathbf{w}(t)$ 、 $\mathbf{v}_1^{\text{fixed}} = \mathbf{v}_1(t)$ 和 $\mathbf{v}_2^{\text{fixed}} = \mathbf{v}_2(t)$;
5. for $k = 1:K$ do
6. 给定固定变量 $\mathbf{f}_j^{\text{fixed}} = \mathbf{f}_j(t_j - 1), j \neq k$ 和 $\mathbf{u}_j^{\text{fixed}} = \mathbf{u}_j(t_j - 1), j \neq k$; 给定局部点 $\mathbf{f}_k^{\text{loc}} = \mathbf{f}_k(t_k - 1)$ 和 $\mathbf{u}_k^{\text{loc}} = \mathbf{u}_k(t_k - 1)$;
7. 使用给定的局部点 $\mathbf{f}_k^{\text{loc}}$ 和 $\mathbf{u}_k^{\text{loc}}$ 以及固定变量去计算式(16)~(20);
8. 用固定的 $\mathbf{f}_j^{\text{fixed}}, j \neq k$ 和 $\mathbf{u}_j^{\text{fixed}}, j \neq k$, 求解式(28), 得到 $\mathbf{F}_k(t_k)$ 、 $\mathbf{U}_k(t_k)$;
9. 使用随机化方法生成 $\mathbf{f}_k(t_k)$ 和 $\mathbf{u}_k(t_k)$;
10. $t_k \leftarrow t_k + 1$
11. end for
12. 优化中继接收波束形成矢量;
13. 给定固定变量 $\mathbf{f}_k^{\text{fixed}} = \mathbf{f}_k(t_k - 1), \forall k, \mathbf{u}_k^{\text{fixed}} = \mathbf{u}_k(t_k - 1), \forall k, \mathbf{v}_1^{\text{fixed}} = \mathbf{v}_1(t), \mathbf{v}_2^{\text{fixed}} = \mathbf{v}_2(t)$ 和局部点 $\mathbf{w}^{\text{loc}} = \mathbf{w}(t - 1)$;
14. 使用给定的局部点 \mathbf{w}^{loc} 和固定变量去计算式(30)和式(31);
15. 求解式(34)得到 $\mathbf{W}(t)$;
16. 使用随机化方法生成 $\mathbf{w}(t)$;
17. 优化 ARIS 有源波束形成矩阵;
18. 给定固定变量 $\mathbf{f}_k^{\text{fixed}} = \mathbf{f}_k(t_k - 1), \forall k, \mathbf{u}_k^{\text{fixed}} = \mathbf{u}_k(t_k - 1), \forall k$ 和 $\mathbf{w} = \mathbf{w}(t)$ 以及局部点 $\mathbf{v}_1^{\text{loc}} = \mathbf{v}_1(t - 1)$ 和 $\mathbf{v}_2^{\text{loc}} = \mathbf{v}_2(t - 1)$;
19. 使用局部点 $\mathbf{v}_1^{\text{loc}}$ 和 $\mathbf{v}_2^{\text{loc}}$ 以及固定变量计算式(38)~式(40)、式(43)和式(45);
20. 求解式(53), 得到 $\mathbf{V}_1(t)$ 和 $\mathbf{V}_2(t)$;
21. 使用随机化方法生成 $\mathbf{v}_1(t)$ 和 $\mathbf{v}_2(t)$;
22. 使用 $\mathbf{v}_1(t)$ 和 $\mathbf{v}_2(t)$ 还原出 Θ 和 Ψ ;
23. $t \leftarrow t + 1$;
24. until 目标值收敛

若考虑非完美 CSI, 即存在信道估计误差, 优化出的波束形成矢量和 RIS 相移无法在真实信道中实现理想对齐, 将导致信号功率损失、多用户干扰增大等, 一定程度降低系统的和速率. 为了对抗信道估计误差, 可在优化算法设计阶段引入鲁棒性^[4], 如在有界信道估计误差模型下, 将优化目标从“和速率”改为“最坏情况下的和速率”, 但这也使得 AO 算法中子问题的建模和求解变得更加复杂, 算法整体复杂度增加.

4 算法复杂度分析

在该算法中, 将信源发射波束形成矢量、中继发射波束形成矢量、中继接收波束形成矢量和 ARIS 有源波束形成矩阵转换为 SDP 问题并迭代求解. 根据文献[22]可知, 使用 CVX 工具求解最坏情况下通用 SDP 问题的复杂度为 $\mathcal{O}\left(\max\{m, n\}^4 n^{\frac{1}{2}} \log_2(1/\zeta)\right)$, 其中, m 为约束个数, n 为 PSD 矩阵的大小, ζ 为 CVX 求解精度常数.

由于采用 AO 优化, 求解式(28)中的信源波束形成矢量和中继波束形成矢量, 在一次迭代中只得到 1 个 \mathbf{f}_k 和 \mathbf{u}_k , 因此需要求解 K 个 SDP 才能获得所有 \mathbf{f}_k 和 \mathbf{u}_k . 其中在优化 \mathbf{f}_k 的每次迭代中, SDP 分别由 C_2 、 C_4 和 C_6 中的 1、1 和 K 个约束组成, 优化 \mathbf{f}_k 的 SDP 约束加起来为 $m = K + 2$. 所以当 $n = M_B$ 时, 最坏情况下复杂度为

$$\mathcal{O}\left(K \max\{K + 2, (M_B)\}^4 (M_B)^{\frac{1}{2}} \log_2(1/\zeta)\right) \quad (54)$$

同理, 在优化 \mathbf{u}_k 的每次迭代中, SDP 分别由 C_3 和 C_5 中的 1 和 1 个约束组成, 每个优化 \mathbf{u}_k 的 SDP 约束加起来为 $m = 2$, 当 $n = M_R$ 时, 最坏情况下复杂度为

$$\mathcal{O}\left(K \max\{2, (M_R)\}^4 (M_R)^{\frac{1}{2}} \log_2(1/\zeta)\right) \quad (55)$$

优化中继接收波束形成矢量的最坏情况下复杂度为

$$\mathcal{O}\left(\max\{2K, (M_R)\}^4 (M_R)^{\frac{1}{2}} \log_2(1/\zeta)\right) \quad (56)$$

优化 ARIS 有源波束形成矩阵的最坏情况下复杂度为

$$\mathcal{O}\left(\max\{3K + 2, (N)\}^4 (N)^{\frac{1}{2}} \log_2(1/\zeta)\right) \quad (57)$$

将式(54)、式(55)、式(56)和式(57)相加, 从而得到最坏情况下整个算法的复杂度为

$$\mathcal{O}\left[KN_{\text{iter}} \left[\begin{array}{l} \max\{K + 2, (M_B)\}^4 (M_B)^{\frac{1}{2}} \\ + \max\{2, (M_R)\}^4 (M_R)^{\frac{1}{2}} \end{array} \right] \log_2(1/\zeta) \right] + \mathcal{O}\left[N_{\text{iter}} \left[\begin{array}{l} \max\{2K, (M_R)\}^4 (M_R)^{\frac{1}{2}} \\ + \max\{3K + 2, (N)\}^4 (N)^{\frac{1}{2}} \end{array} \right] \log_2(1/\zeta) \right] \quad (58)$$

其中, N_{iter} 是算法迭代次数.

算法复杂度对比: 在考虑 PRIS 辅助 DF 中继的协作 MU-MISO 系统的基准方案中, 若对信源和中继发射波束形成矢量以及 PRIS 被动波束形成矩阵进行联合优化, 同理首先采用 AO 进行优化, 将原联合优化问题分解成多个子问题求解, 然后将信源发射波束形成矢量、中继发射波束形成矢量和 PRIS 波束形成矩阵转换为

SDP问题并迭代求解,从而得到最坏情况下整个算法的复杂度为^[13]

$$\mathcal{O} \left(N_{\text{iter}} \left[\begin{array}{l} K \max \{ 4K + 2, (M_B) \}^4 (M_B)^{\frac{1}{2}} \\ + \max \{ 3K + 1, (M_R) \}^4 (M_R)^{\frac{1}{2}} \\ + \max \{ 8K, N \}^4 (N)^{\frac{1}{2}} \end{array} \right] \log_2(1/\zeta) \right) \quad (59)$$

根据AO算法理论,算法收敛精度会影响系统性能,AO算法精度设置越高,所提系统能获得更高的和速率;但是,精度设置越高,算法达到收敛需要更多的

迭代次数,从式(58)可以看出,这时算法的整体复杂度将大大升高.故在实际应用中,应根据实际情况设置恰当的收敛精度 ζ ,以求在系统性能与复杂度之间取得一个较好的折中.

5 仿真结果与讨论

本节通过Matlab仿真分析不同条件下ARIS辅助多天线的DF中继协作MU-MISO系统的和速率性能.除特殊说明外,仿真参数具体取值见表1.每个时隙的总功率 $P_{\text{total}}^{\text{max}} = 32 \text{ dBm}$,且有 $P_{\text{ARIS}}^{\text{max}} = 0.2 P_{\text{total}}^{\text{max}}$,在第一个时隙内有 $P_{\text{BS}}^{\text{max}} = P_{\text{total}}^{\text{max}} - P_{\text{ARIS}}^{\text{max}} - NP_{\text{RIS}}$,其中 $P_{\text{RIS}} = -5 \text{ dBm}$;在第二个时隙内有 $P_{\text{DF}}^{\text{max}} = P_{\text{total}}^{\text{max}} - P_{\text{ARIS}}^{\text{max}} - NP_{\text{RIS}}$.

表1 仿真参数

仿真参数	具体取值
信源坐标	(0,0,1) m
DF中继坐标	(15,0,1) m
ARIS坐标	(15,5,5) m
用户坐标	随机分布在以(30,0,1) m为圆心、半径为1 m圆周内
信源天线数目 M_B	2
DF中继天线数目 M_R	2
ARIS反射元素数目 N	10
用户数目 K	2
单位路径损耗指数 ρ	-30 dBm
路径损耗因子 $[\alpha_1, \alpha_2]$	[2.8, 3.2]
莱斯因子 K_1	10 dBm
DF中继处用户k的速率阈值 $R_{\text{th},k}$	0.8 bps/Hz
噪声功率 $\sigma_R^2 = \sigma_A^2 = \sigma_D^2$	-80 dBm
算法收敛精度 ζ	0.001

将所提ARIS辅助多天线的DF中继协作MU-MISO系统(Active-RIS)与以下基准系统比较.基准方案1(Passive-RIS):PRIS辅助DF中继的协作系统,在这种情况下,该系统总功率与所提Active-RIS系统总功率一致,并对信源和中继发射波束形成矢量以及PRIS被动波束形成矩阵进行联合优化;基准方案2(Random-RIS):随机PRIS波束形成下的辅助DF中继的协作系统,在此情况下,PRIS的被动波束形成矩阵随机生成,仅优化信源和中继的发射波束形成矢量及中继的接收波束形成矢量;基准方案3(Non-RIS):没有RIS辅助的协作系统,即只有中继辅助传输,优化信源和中继的发射波束形成矢量以及中继的接收波束形成矢量;基准方案4(Random-ARIS):随机ARIS波束形成下的辅助DF中继的协作系统,在此情况下,ARIS的有源波束形成矩阵随机生成,仅优化信源和中继的发射波束形成矢量及中继的接收波束形成矢量.

5.1 不同RIS元素数目下所提系统与基准方案和速率比较

比较所提系统和以上4个基准系统的和速率性能,

并进一步分析RIS元素数目对系统性能影响.由图2可以看出,所提系统的和速率性能均好于其他4个基准方案.当RIS元素数目较小时,所提系统相比其他4个基准方案和速率性能优势不明显;但随着RIS元素数目增加,所提系统的和速率明显优于其他4个基准方案.如当 $N=5$ 时,所提系统的和速率与4个基准方案接近;当 N 增加到20时,所提系统的和速率为21.9 bps/Hz,而基准方案1、2、3、4的和速率分别为20.4、19.7、19.4、20.2 bps/Hz,和速率分别提升约7.4%、11.2%、12.9%、8.4%.这是因为与基准方案1、2、3相比,本文引入的ARIS技术可以有效克服传统PRIS的“乘性衰落”效应;与同样采用ARIS的基准方案4相比,由于随机散射的波束会对其他用户形成随机干扰,所提系统通过优化ARIS的有源波束形成矩阵,可为每个用户生成精准波束,抑制用户间的干扰,进一步提升了系统的和速率性能.同时,还可以看出所提系统的和速率随着 N 的增加而显著增大.如当 N 从5增加到30,所提系统的和速率从20.1 bps/Hz增大到22.4 bps/Hz,获得了12%的性能增益.这是由于RIS元素数目越大,为系统提供的辅助

链路越多,能获得更高空间分集增益,从而显著提高系统的和速率性能.

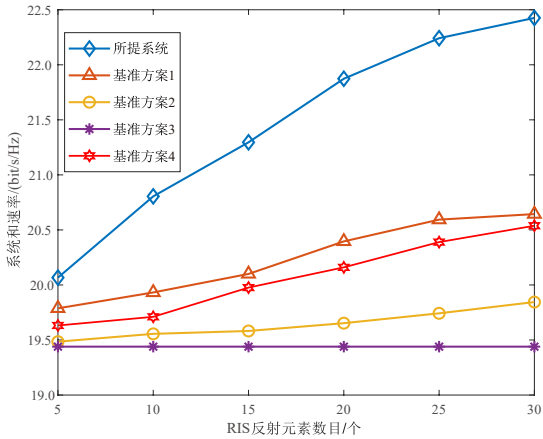


图2 RIS元素数目对系统的和速率的影响

5.2 联合波束形成交替优化算法收敛性能分析

研究所提系统的联合波束形成交替优化算法迭代次数对系统的和速率性能影响,其中 ARIS 元素数目 N 分别为 10、20、30. 图 3 比较了不同 ARIS 元素数目下所提系统联合波束形成交替优化算法的收敛速度,可以看出,对于所提系统,随着算法迭代次数的增加,系统的和速率逐渐增大,且很快达到一个稳定的收敛值. 如当 $N=10$ 时,在经过 4 次迭代后所提系统的和速率达到 20.4 bps/Hz,接近收敛,表明所提联合优化波束形成交替优化算法具有良好收敛性,适用于低时延的高效通信场景. 同时可以看出,随着 ARIS 元素数目的增加,所提系统的和速率收敛值也随之增大.

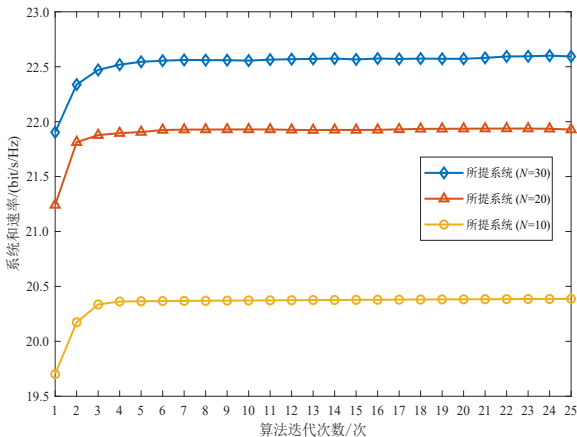


图3 不同元素数目下联合波束形成交替优化算法收敛性

5.3 不同总功率下系统的和速率性能比较

研究系统总功率 P_{total}^{max} 对所提系统的和速率性能影响,其中 ARIS 元素数目 N 分别为 5、10、20. 图 4 比较了不同总功率下所提系统的和速率性能. 可以看出,随着

P_{total}^{max} 的增加,所提系统的和速率也随之增大. 如当 $N=10$ 时,若 P_{total}^{max} 由 26 dBm 增加到 36 dBm,所提系统的和速率由 17.6 bps/Hz 增大到 23.2 bps/Hz,获得了超过 30% 的性能增益,且随着 ARIS 元素数目的增加,所提协作系统的和速率性能也随之增大. 若为达到 20.0 bps/Hz 的和速率,在 $N=20$ 时所提系统所需的总功率约为 29 dBm,在 $N=10$ 时所提系统所需的总功率约为 31 dBm,而在 $N=5$ 时所提系统所需的总功率进一步增大到 33 dBm.

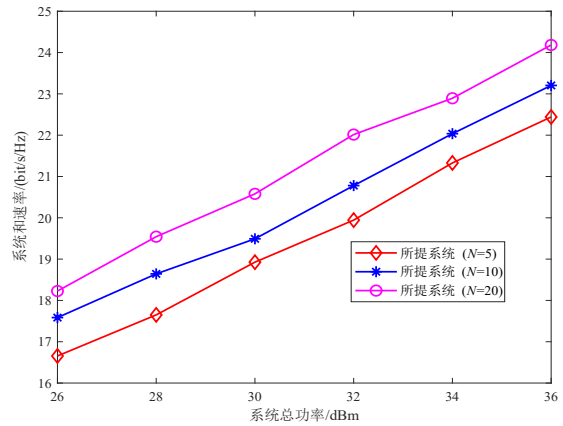


图4 总功率对系统的和速率性能的影响

5.4 不同信源发射天线数目下系统的和速率性能比较

图 5 研究了信源发射天线数目 M_B 对所提系统的和速率性能影响. 可以看出,随着信源发射天线数目 M_B 增加,所提系统和 4 个基准方案的和速率均未明显增大,即信源发射天线数目 M_B 的增加并不能明显提升所提系统和 4 个基准方案和速率性能增益. 这是因为所提系统和 4 个基准方案和速率均由第二时隙主导. 具体而言,第二个时隙具有直达用户端的通信链路,而增加信源发射天线数目 M_B 仅有助于提高第一个时隙中信号接收端 DF 中继处的用户接收 SNR,使得用户 k 在 DF 中继处的接收 SNR $\gamma_{R,k}$ 超过预设的阈值 $\gamma_R^{threshold}$,而对第二个时隙用户接收 SNR 没有影响^[13].

5.5 不同 DF 中继发射天线数目下系统的和速率性能比较

图 6 研究了 DF 中继发射天线数目 M_R 对所提系统的和速率性能影响. 可以看出,所提系统和 3 个基准方案和速率均随 M_R 数目的增加而增大. 随着 M_R 数目由 2 增加到 7,所提系统的和速率由 20.9 bps/Hz 增大到 28.0 bps/Hz. 由式 (12) 可知,当 DF 中继发射天线数目 M_R 增加时,可以更好地设计 DF 中继的发射波束形成矢量 \mathbf{u}_k 用于第二个时隙的 DF 中继到用户端的复合信道,从而提升用户接收 SNR. 还可以发现,随着 M_R 数目的递增,所提系统获得的性能增益递减,如当 M_R 由 2 增

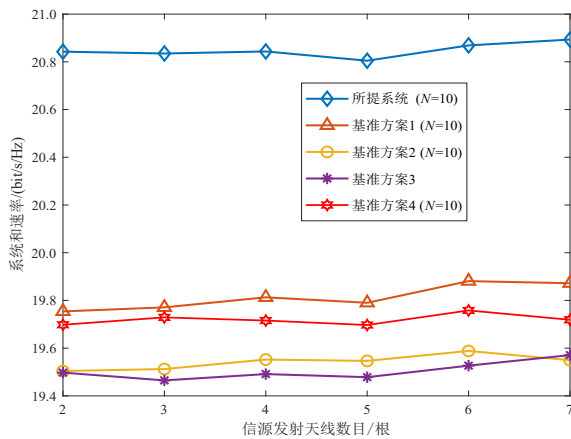


图5 信源发射天线数目对系统的和速率的影响

加到3时,所提系统性能增益将近18%,而当 M_R 由3增加到4时,此时所提系统的性能增益下降为6%。这是因为在MIMO系统中,随着 M_R 增加系统能获取的多样性信道数量逐渐减少,从而限制系统的和速率增益。

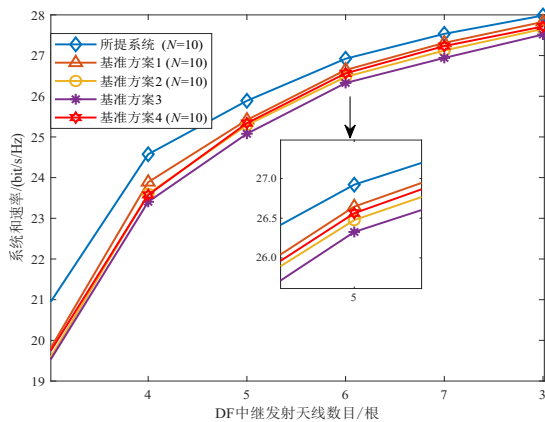


图6 DF中继发射天线数目对系统的和速率的影响

5.6 ARIS不同位置下系统的和速率性能比较

研究ARIS位置对所提系统和速率性能的影响,其中ARIS元素数目 N 分别设定为5、10、20。图7对比了不同ARIS位置下所提系统的和速率性能。可以看出,当ARIS位置在DF中继附近时,即ARIS与DF中继横坐标相近时,所提系统的和速率达到最大值。具体来说,当ARIS沿着信源向DF中继方向移动时,随着逐渐靠近DF中继,所提系统的和速率呈逐步提升态势,直至与DF中继横坐标重合时,系统和速率达到峰值;当ARIS继续向用户方向移动时,所提系统的和速率逐渐下降。例如,当 $N=5$ 时,所提系统的和速率在ARIS横坐标等于DF中继横坐标时达到最大值20.0 bps/Hz。同时,相比之下,ARIS靠近用户端时系统的和速率要大于靠近信源时,这是由于所提系统由具有直达用户端链路的第二个传输时隙所主导。

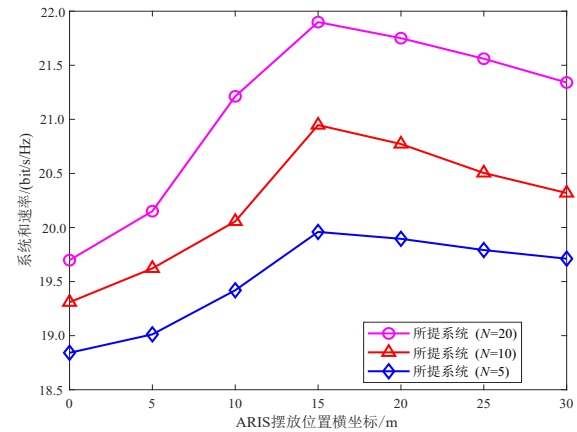


图7 ARIS摆放位置对系统的和速率的影响

6 结论

将ARIS与传统中继协作技术相结合,建立了ARIS辅助的多天线DF中继协作MU-MISO系统模型。通过构建联合优化问题模型,优化了信源发射波束形成矢量、中继发射波束形成矢量、中继接收波束形成矢量和ARIS有源波束形成矩阵,以最大化系统的和速率。仿真结果表明,与其他基准方案相比,系统在多数情况下获得了显著更优的和速率性能,有效克服了传统PRIS的乘性衰落效应。基于AO算法的联合优化方法展现出了高效的求解能力,在迭代4次时即接近收敛。未来拟将所提系统进一步拓展到用户配置多天线的MU-MIMO情形,以探索更广泛的应用场景并持续提升系统性能。

参考文献

- [1] JIN X L, KIM H N. A new switching superposition strategy in decode-forward relay system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(8): 7826-7830.
- [2] 郭潇璐, 刘超, 包建荣, 等. 低复杂度放大转发多中继选择及功率分配[J]. 电子学报, 2022, 50(11): 2602-2609.
GUO X Y, LIU C, BAO J R, et al. Multi-relay selection and power allocation of low complexity amplify-and-forward cooperation[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(11): 2602-2609. (in Chinese)
- [3] WU Q Q, ZHANG S W, ZHENG B X, et al. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: A tutorial[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(5): 3313-3351.
- [4] 胡林, 刘锡炎, 齐倩, 等. 可重构智能表面辅助多用户NOMA网络鲁棒资源分配[J]. 电子学报, 2024, 52(10): 3359-3367.
HU L, LIU X Y, QI Q, et al. Robust resource allocation for reconfigurable intelligent surface-assisted multi-user NO-

- MA networks[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2024, 52(10): 3359-3367. (in Chinese)
- [5] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [6] GUIDI F, GUERRA A, MENGOLI E, et al. A statistical characterization of communication performance in RIS-aided networks[C]//ICASSP 2024 - 2024 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway: IEEE, 2024: 12921-12925.
- [7] BJÖRNSON E, ÖZDOĞAN Ö, LARSSON E G. Intelligent reflecting surface versus decode-and-forward: How large surfaces are needed to beat relaying?[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(2): 244-248.
- [8] BOULGEOORGOS A A, ALEXIOU A. Performance analysis of reconfigurable intelligent surface-assisted wireless systems and comparison with relaying[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 94463-94483.
- [9] ABDULLAH Z, CHEN G J, LAMBOTHARAN S, et al. A hybrid relay and intelligent reflecting surface network and its ergodic performance analysis[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(10): 1653-1657.
- [10] TAO Y, LI Q, GE X H. Sum rate optimization for IRS-aided two-way AF relay systems[C]//2021 IEEE/CIC International Conference on Communications in China. Piscataway: IEEE, 2021: 823-828.
- [11] ZHANG S W, SONG L L, SONG R F. Robust energy-efficient RIS-aided multi-antenna DF relay cooperative MIMO[C]//IEEE Transactions on Network and Service Management. Piscataway: IEEE, 2024: 5063-5075.
- [12] ZHANG S W, HUANG X B, SONG R F. Joint optimization of phase shift matrices and trajectory for AF relay-based cooperation communication with RIS-enabled UAV system[J]. *IEEE Systems Journal*, 2023, 17(3): 4703-4714.
- [13] KAN T Y, CHANG R Y, CHIEN F T, et al. Hybrid relay and reconfigurable intelligent surface assisted multiuser MISO systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(6): 7653-7668.
- [14] NAJAFI M, JAMALI V, SCHÖBER R, et al. Physics-based modeling and scalable optimization of large intelligent reflecting surfaces[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(4): 2673-2691.
- [15] ZHANG Z J, DAI L L, CHEN X B, et al. Active RIS vs. passive RIS: Which will prevail in 6G?[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(3): 1707-1725.
- [16] 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.
- [17] 孙钢灿, 王硕, 宁冰, 等. 子连接有源可重构智能表面辅助的宽带无蜂窝网络能效优化[J]. *通信学报*, 2024, 45(2): 127-136.
SUN G C, WANG S, NING B, et al. Energy efficiency optimization for sub-connected active reconfigurable intelligent surface-assisted wideband cell-free networks[J]. *Journal on Communications*, 2024, 45(2): 127-136. (in Chinese)
- [18] GAO Y, WU Q Q, ZHANG G C, et al. Beamforming optimization for active intelligent reflecting surface-aided SWIPT[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(1): 362-378.
- [19] DONG L M, WANG H M, BAI J L. Active reconfigurable intelligent surface aided secure transmission[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(2): 2181-2186.
- [20] ZHONG K, HU J F, PAN C H, et al. Joint waveform and beamforming design for RIS-aided ISAC systems[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2023, 30: 165-169.
- [21] LI Y Z, ZOU Y L, HUI H, et al. Improving computing capability for active RIS-assisted NOMA-MEC networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(4): 939-943.
- [22] LUO Z Q, MA W K, SO A M, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2010, 27(3): 20-34.

作者简介



张顺外 男, 1987年6月出生于江西省九江市. 现为南京邮电大学副教授、硕士生导师. 主要研究方向为高效信道编码技术、协同通信技术、智能超表面辅助通信等.

E-mail: swzhang@njupt.edu.cn.



崔博宇 男, 2000年9月出生于河南省安阳市. 现为南京邮电大学硕士研究生. 主要研究方向为协同通信技术、智能超表面辅助通信等.

E-mail: 1766481850@qq.com.