

可重构智能表面辅助的通信信号处理技术

张海霞^{1,3} 马晓燕^{*2,3}

(1. 山东大学控制科学与工程学院, 山东济南 250061; 2. 山东大学信息科学与工程学院, 山东青岛 266237;
3. 山东省无线通信技术重点实验室, 山东济南 250061)

摘要: 可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)通过在平面上集成大量低成本无源反射元件,实现对无线传输环境的智能配置,从而显著提高无线通信网络的性能。具体来讲,RIS上的不同反射元件可以通过控制振幅和/或相位来独立反射入射信号,从而协同实现三维波束赋形,实现信号的增强或减弱。与其他类似技术形成鲜明对比的是,RIS通过高度可控地智能信号反射主动修正无线传输信道,来增强期望信号功率,或减小信道干扰,为进一步提升无线通信网络的性能提供了全新优化自由度。此外,RIS重量轻、体积小,很容易在墙壁、天花板、建筑物表面等实现安装、移除,具有可重复利用性;RIS的硬件结构通常比小型有源基站和中继简单,因此易于进行低成本快速部署。最后,RIS是一种补充设备,将其部署在现有无线系统中不需要更改相应标准和硬件,仅需对通信协议进行必要修改。基于以上优势,RIS引起了广泛关注,工业界、学术界对其开展了大量研究工作,包括传输协议设计、系统容量分析、能量/频谱效率分析、物理层安全、调制/编码方案设计等。尽管优点众多,但实现RIS与现有无线通信系统的完美融合,依然面临诸多挑战。首先,在RIS辅助的无线通信系统中,基站和RIS的主被动联合优化波束赋形是保证系统性能的基础。RIS由于结构特殊,无法对入射信号进行处理,只能被动的反射入射信号,此外,RIS反射元件数量巨大,导致发射机主动波束成形和RIS被动反射设计的联合优化非常复杂、耗时。因此,RIS辅助的无线通信系统设计面临两大亟需解决的关键问题:(1)如何设计低复杂度优化方法以实现基站和RIS主被动波束赋形的联合设计;(2)在RIS辅助的无线通信系统中,如何设计合理的协作传输方案,以实现系统性能的最优化。本文针对以上问题,着重探讨了RIS辅助的无线通信系统低复杂度信号处理技术,从单RIS辅助无线通信场景扩展到多RIS辅助协作通信场景,探讨适合大规模RIS辅助系统的低复杂度设计方法,推动RIS在实际场景中的部署应用。

关键词: 可重构智能表面; 主被动联合波束赋形; 低复杂度

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2024.06.001

引用格式: 张海霞,马晓燕.可重构智能表面辅助的通信信号处理技术[J].信号处理,2024,40(6):993-1006.
DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2024.06.001.

Reference format: ZHANG Haixia, MA Xiaoyan. Signal processing technologies for RIS-assisted wireless communications[J]. Journal of Signal Processing, 2024, 40(6): 993-1006. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2024.06.001.

Signal Processing Technologies for RIS-assisted Wireless Communications

ZHANG Haixia^{1,3} MA Xiaoyan^{*2,3}

(1. School of Control Science and Engineering, Jinan, Shandong 250061, China;
2. School of Information Science and Engineering, Qingdao, Shandong 266237, China;
3. Shandong Key Laboratory of Wireless Communication Technologies, Jinan, Shandong 250061, China)

收稿日期: 2024-02-04; 修回日期: 2024-04-08

*通信作者: 马晓燕 maxiaoyan06@mail.sdu.edu.cn *Corresponding Author: MA Xiaoyan, maxiaoyan06@mail.sdu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(U22A2003, U23A20277)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (U22A2003, U23A20277)

Abstract: Reconfigurable intelligent surface (RIS), as a revolutionary technology, can realize intelligent configuration of the wireless transmission environment by integrating numerous low-cost passive reflective elements on a flat surface, thus significantly improving the performance of wireless communication networks. Specifically, different reflection elements can independently reflect incident signals by controlling their amplitudes and/or phase shifts, thus cooperatively achieving three-dimensional passive beamforming for directional signal enhancement or weakening. In sharp contrast to existing technologies, RIS can provide a new degree of optimization to further improve the performance of wireless communication networks. Owing to its ability to actively change the wireless transmission channels through highly controllable intelligent signal reflections, RIS can enhance the desired signal power at the receiver or mitigate undesired signals such as channel interference. Moreover, owing to the specificity of their hardware structure, RISs are generally lightweight and small. Therefore, they can be easily installed and removed from surfaces such as walls, ceilings, buildings, and advertising panels, allowing their reuse. In addition, RISs are usually significantly cheaper than active small base stations and relays and, therefore, can be rapidly deployed at a low cost. RIS is a complementary device that can be deployed in existing wireless systems without changing the corresponding standards or hardware, as only necessary modifications to the communication protocols are required. Owing to these advantages, RISs have been extensively investigated in research areas such as transmission protocol designs, system capacity analysis, energy/spectral efficiency, physical layer security, and modulation/coding schemes. New challenges have also arisen in the design and implementation of RIS-aided wireless systems. According to existing studies, for RIS-assisted wireless communication systems, the joint active-passive beamforming of the base station and RIS is fundamental to ensuring system performance. However, because of their special structures, RISs cannot process incident signals but only passively reflect them. Moreover, because of the high number of RIS reflecting elements, the joint optimization of the active beamforming at the transmitter and the passive reflecting at the RIS can be highly complicated and time-consuming. Therefore, the design of RIS-assisted wireless communication systems should address the following issues: (1) how to design a low-complexity optimization method to achieve joint active and passive beamforming at the base station and RIS, and (2) how to design efficient collaborative transmission schemes in multi-RIS-assisted wireless communication systems to achieve optimal system performance. To address the aforementioned challenges, an in-depth study is conducted. Herein, we focus on the low-complexity signal processing techniques for RIS-assisted wireless communication systems, extend from single RIS-assisted wireless communication systems to multi-RIS-assisted collaborative communication systems, explore a series of advanced digital signal processing techniques, and design a low-complexity design methodology that is suitable for large-scale RIS-assisted communication systems to promote the deployment and application of RIS in practical applications.

Key words: reconfigurable intelligent surface (RIS); joint active and passive beamforming; low-complexity

1 引言

无线通信网络是信息社会的基石,在过去几十年,一直延续着每十年更新一代的发展规律。无线通信网络的每一次更新,都极大地推动了社会的发展与生产力的进步^[1]。2018年6月,全球首个5G标准“Release-15”由3GPP发布,重点支持三大类应用场景:增强移动宽带(Enhanced Mobile Broadband, eMBB),超高可靠低时延通信(Ultra-Reliable Low-Latency Communications, uRLLC)以及海量机器类通信(Massive Machine Type Communication, mMTC)。2019年,工业和信息化部正式向中国移动、联通、电信三大运营商下发5G商用牌照,标志着5G元年的正式开启。此外,中商产业研究院发表报告称,在“十四五”期间,中国5G无线通信基站总数量将突

破200万个,届时将形成完善的5G网络系统^[2],实现人人、人物、物物之间的互联互通,满足工业控制、环境监测、车联网、智能家居、远程医疗等方方面面的需求。届时,无线通信将渗透到生产、生活的方方面面,成为支撑全社会数字化、智能化、网络化转型的重要基础设施之一。

与此同时,按照移动通信系统“使用一代、建设一代、研发一代”的发展规律,世界各国已经开始布局第六代移动通信技术,以此来支撑未来移动数据流量的进一步增长、物联网设备的海量连接以及垂直行业的广泛需求。然而,伴随着低频资源的日益枯竭以及可扩展频段的不断升高,无线信号的遮挡问题更加严重,人体遮挡、树木遮挡都可能造成通信链路中断,室内外全覆盖面临着严峻的挑战。另一方面,5G为提升频谱效率及总吞吐量而采用的大

规模 MIMO 技术带来了巨大的能源消耗及成本开销。目前,5G 基站的布站、运营成本以及能量消耗已经给运营商带来了不小的负担。大量增加基站从而增强网络覆盖的超密集组网将进一步增加系统硬件开支和运营、维护成本,并且将产生严重的网络干扰。因此,6G 研发初始阶段就需要考虑以低成本、低功耗的解决方案满足未来无线通信的高指标应用需求。目前,国内外研究者们针对 6G 提出的超大规模 MIMO、太赫兹通信、超密集组网等候选技术,实质仍是以更多天线、更高频谱、更密基站等“低成本置换高收益”的传统演进思路来满足 6G 需求,面临高成本、高能耗、高硬件复杂度等严峻挑战。因此,必须在移动通信技术基本原理和硬件架构方面寻求革命性突破,将变革性技术引入 6G 研发,以满足未来通信网络对低成本、低复杂度、低能耗、高速率与高可靠性的需求。

可重构智能表面 (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) 技术因其具有灵活调控电磁波的能力以及低成本、低能耗的特点,近两年来被学术界和工业界普遍认为是极具潜力的新一代移动通信变革性技术之一。可重构智能表面能够形成幅度、相位、极化和频率可控的电磁波,打破传统无线信道随机不可控的局限,实现主动、智能地调控无线传播环境,为新一代移动通信发展提供新范式和新维度。此外,RIS 在引入新机遇的同时,也给未来通信网络设计带来了新的设计难题。其中,由于 RIS 集成大量无源反射元件,在提供可观信道增益的同时也导致其相移矩阵设计复杂且耗时;RIS 无信号识别、处理功能,导致多 RIS 协作传输时,多跳反射累计干扰严重,如何利用先进的数字信号处理技术,设计适合大规模 RIS 辅助无线通信系统的低复杂度优化方法,推动 RIS 在实际应用场景中的部署应用,是亟待解决的核心问题。

2 RIS 简要概述

2.1 RIS 工作原理

RIS 通常由包含反射元件的天线阵列和提供控制信号的控制器组成,其典型架构如图 1 所示。控制器可对每个反射元件进行独立调幅和/或调相,实现对入射信号相位及幅度的改变,进一步实现对无线网络传输环境的智能控制。其中,智能反射元件通常由 PIN (Positive-Intrinsic-Negative) 二极管组成,通过对 PIN 管电压的改变,可以控制二极管的开关,由此实现相移差控制。RIS 的控制器通常为可

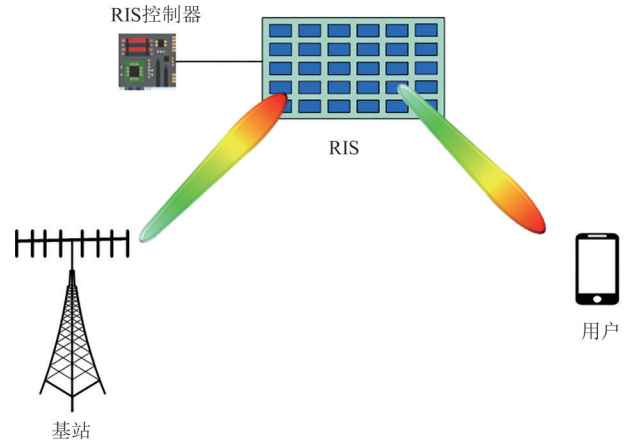


图1 RIS 典型工作架构

Fig. 1 Typical architecture of RIS

编程器件,比如 FPGA (Field Programmable Gate Array), 仅需调整偏置电压,便可以实现对无线电磁波的控制。

RIS 辅助通信由发送端到 RIS, RIS 到接收端两段通信链路组成,存在较大信道衰落。针对以上问题,主动 RIS (Active RIS) 通过引入信号放大器,可在改变入射信号幅度、相位的基础上实现对反射信号的放大^[3-4]。此外,考虑到现有 RIS 仅能对入射信号进行反射,因此只能实现对半空间的智能调控,能够实现反射与透射功能的 STAR-RIS (Simultaneously Transmitting And Reflecting RIS) 进一步被提出^[5-7]。STAR-RIS 可以同时入射无线信号进行反射和投射,实现对 360° 全空间无线环境的智能调控。此外,RIS 还可以与无人机、飞艇等结合,形成 ARIS (Aerial RIS), 以此实现全空间反射,并且相对于地面 RIS, ARIS 更加灵活可控,也能创造更多视距 (Line-of-Sight, LoS) 链路^[8]。上述不同种类的 RIS 与无源 RIS 相比,设计更加灵活便利,因此本文主要针对无源 RIS,对其相关应用与技术进行讨论。

2.2 RIS 主要工作场景

针对不同设计目标,RIS 的工作场景主要可以分为以下五类:

(1) 作为中继改变信号传输方向或实现信号强度的增减。未来通信系统中将引入更高频段电磁波,比如毫米波、太赫兹等,使得单个基站覆盖变小,信号衰减增大,穿透损耗剧增,而 RIS 可以起到中继作用,用以改变信号传播方向,绕过障碍物,避免穿透损耗^[9];增强通信链路的性能,通过无源波束赋形补偿长距离传输带来的能量损耗,减小能耗,增大信号的覆盖^[10-12]。

(2) 重塑信号传播环境。RIS可以对无线信号传输环境进行智能调控,实现对有用信号的定向增强以及对干扰信号的精准抑制。此外,将RIS部署于多小区系统,可以用来抑制小区间干扰^[13],用于设备间(Device to Device, D2D)通信系统可以进行干扰抑制^[14],或者用于增强物理层安全^[15-16],抑制窃听器信号的同时增强合法用户的信号强度等。

(3) RIS辅助信号调制。RIS可用于主动信息传输,通过将信息比特进一步调制在RIS相移选择^[17]、反射原件开关控制^[18],或者将RIS划分为不同sub-RIS,将信息调制在sub-RIS的选择上^[19],使RIS反射矩阵携带额外信息,增大系统容量。

(4) RIS辅助发送端波束成形设计。RIS可以实现对信号相位的调控,因此可以部署在发射端,减少发送端天线的数目,利用RIS进行调制与模拟波束成形^[20],降低硬件成本与功耗,提升系统性能。

(5) 创造多径传输环境。针对信道低秩问题,通过分布式RIS部署,人为创造多个独立的视距无线传输路径^[21],提升系统性能。

3 单RIS辅助多用户通信系统中的联合波束赋形与反射矩阵设计

RIS是6G潜在关键技术之一,通过数字编码对无线电磁波进行智能调控,形成幅度、相位可变的人造电磁场。RIS用于通信系统可实现覆盖增强,提升接收信号质量,显著提升网络传输速率、能量效率,但其在设计和实施中也出现了新的挑战。如何共同优化RIS反射系数与发射机波束赋形矩阵以最大限度地获得RIS性能收益是最关键的问题之一^[22]。此外,如文献[23]所述,在RIS辅助的无线通信系统中,为了达到预期的效果,RIS反射元件的数量通常很大,导致基站与RIS联合波束赋形复杂且耗时。为解决以上问题,需设计低复杂度联合波束赋形方法,以降低RIS辅助多用户通信系统的设计复杂度。本章从单RIS辅助的多用户通信系统入手,介绍其相关的数字信号处理技术^[24]。

3.1 单RIS辅助多用户通信系统模型

单RIS辅助的多用户无线通信系统由基站、RIS以及多个用户组成,系统模型如图2所示。由于基站和用户之间存在障碍物,阻挡了通信链路,因此RIS被部署在基站与用户之间,以此创造直射链路。为了实现最佳的系统性能,需要对基站和RIS的主被动波束赋形进行联合设计。考虑由一个包含M根天线的基站,包含N个反射元件的反射表面和

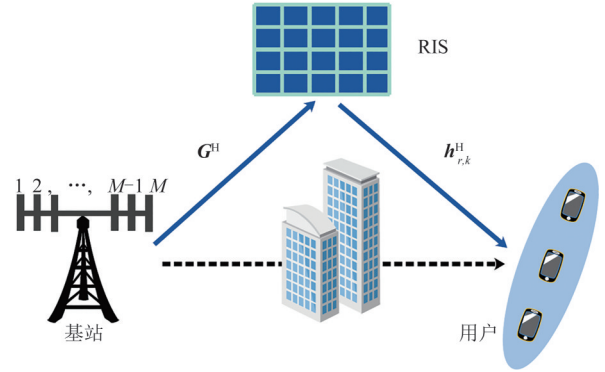


图2 单可重构智能表面协助的无线通信网络模型
Fig. 2 System model for single-RIS-assisted wireless communication networks

K个单天线用户组成的系统,基站到RIS和RIS到用户k的等效信道可以分别表示为 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 和 $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。因为RIS本身没有单独的信号处理功能,因此RIS辅助的通信信道可以表示为由基站到RIS,RIS反射矩阵和RIS到用户组成的级联信道。RIS的反射矩阵(被动波束赋形矩阵)可以表示为 $\Phi \in \mathbb{C}^{N \times N}$,它是一个由反射向量组成的对角化矩阵,具体可以表示为 $\Phi = \text{diag}(\phi)$, $\phi = [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。其中 $\phi_n = \beta_n e^{j\theta_n}$ 表示单个反射元件对入射信号带来的幅度和相位改变。 $\theta_n \in [0, 2\pi)$, $\beta_n \in [0, 1]$ 分别表示相位和幅度。 $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N]^T$ 表示所有反射元件的相位角向量。通常情况下,认为当 $\beta_n = 1$ 时,所有的反射元件都最大可能地反射入射信号以此增强接收端信号强度。

考虑莱斯信道模型,基站处的天线由半波长的均匀线性阵列(uniform linear array, ULA)组成,因此基站到RIS的信道和RIS到用户k的信道可以分别表示为

$$\mathbf{G}^H = d_G \left(\sqrt{\frac{\mathcal{F}_G}{\mathcal{F}_G + 1}} \bar{\mathbf{G}}^H + \sqrt{\frac{1}{\mathcal{F}_G + 1}} \tilde{\mathbf{G}}^H \right) \quad (1)$$

和

$$\mathbf{h}_{r,k}^H = d_{r,k} \left(\sqrt{\frac{\mathcal{F}_{r,k}}{\mathcal{F}_{r,k} + 1}} \bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H + \sqrt{\frac{1}{\mathcal{F}_{r,k} + 1}} \tilde{\mathbf{h}}_{r,k}^H \right) \quad (2)$$

其中, d_G 和 $d_{r,k}$ 分别表示在参考距离 $d = 1$ m处的路径损耗, \mathcal{F}_G 和 $\mathcal{F}_{r,k}$ 是相应信道的莱斯因子, $\bar{\mathbf{G}}^H$ 和 $\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H$ 是视距(Line-of-Sight, LoS)信道部分,可以由发送端和接收端的天线阵列响应表示。具体来讲,由M根天线组成的ULA阵列的天线阵列相应可以表示为

$$\mathbf{a}_M(\varrho) = [1, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \varrho}, \dots, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (M-1) \sin \varrho}] \quad (3)$$

其中, ϱ 表示角度信息。在这种情况下, 我们可以将基站到 RIS 与 RIS 到用户信道的 LoS 部分重新表示为

$$\bar{\mathbf{G}}^H = \mathbf{a}_N^H(\eta) \mathbf{a}_M(\varrho) \quad (4)$$

和

$$\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H = \mathbf{a}_N(\iota_k) \quad (5)$$

其中 η, ϱ 和 ι_k 是相应的角度信息。 $\bar{\mathbf{G}}^H$ 和 $\bar{\mathbf{h}}_{r,k}^H$ 是信道的非视距传播 (Non-LoS, NLoS) 部分, 由均值为 0, 方差为 1 的复高斯噪声组成。

3.2 单 RIS 无线通信系统和速率优化建模及低复杂度信号处理技术

在 RIS 辅助的无线通信系统之中, 可以通过对 RIS 的调控来实现无线传输环境的重塑, 因此通常需要对发射端预编码及 RIS 的相移矩阵进行联合优化, 以提升系统性能, 实现更高的系统容量。本节以最大化系统和速率为例, 简述相应的数字信号处理方法。单 RIS 辅助的无线通信系统和速率最大化可以建模为

$$(P_1) \quad \max_{\mathbf{W}, \Phi} f_1(\mathbf{W}, \Phi) = \sum_{k=1}^K \log(1 + \gamma_k) \quad (6)$$

$$\text{s.t.} \quad |\phi_n| = 1, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

$$\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_T \quad (8)$$

上述问题的优化变量包括发送端的波束成形矩阵 \mathbf{W} 和 RIS 端的反射相移矩阵 Φ 。解决以上问题主要存在两个挑战: (1) 目标函数 $\sum_{k=1}^K \log(1 + \gamma_k)$ 的求和-对数-分数形式; (2) 优化变量 \mathbf{W} 和 Φ 相互耦合, 求解复杂。为解决以上问题, 首先引入辅助变量对目标函数进行分解, 接下来将原始问题分解成两个子问题, 进一步利用分数规划, 求得优化变量的闭式最优解, 以此降低系统设计复杂度。

首先, 为实现目标函数的分解, 可以引入辅助向量 $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_K]^T$, 将目标函数转化为

$$f_{1a}(\alpha, \mathbf{W}, \Phi) = \sum_{k=1}^K \log(1 + \alpha_k) - \sum_{k=1}^K \alpha_k + \sum_{k=1}^K \frac{(1 + \alpha_k) \gamma_k}{1 + \gamma_k} \quad (9)$$

并且在 $\alpha_k^{\text{op}} = \gamma_k$ 时, 可以保证公式 (9) 的最优性, 同时也保证了与原始目标函数 (6) 的等效性。此处 γ_k 是指用户 k 的 SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio, 信干噪比)。

接下来, 在辅助向量的帮助下, 将原始优化问题转化为两个子问题, 子问题一对基站波束成形进行设计, 子问题二对 RIS 相移矩阵进行优化, 两个子

问题迭代更新, 直到目标函数收敛。具体来讲, 当 α_k^{op} 确定时, 公式 (9) 中的前两项固定, 只需要对最后一项 $\sum_{k=1}^K \frac{(1 + \alpha_k) \gamma_k}{1 + \gamma_k}$ 进行优化。因此, 优化问题简化为下述 (P2):

$$(P_2) \quad \max_{\mathbf{W}, \Phi} \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\alpha}_k \gamma_k}{1 + \gamma_k} \quad (10)$$

$$\text{s.t.} \quad |\phi_n| = 1, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (11)$$

$$\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_T \quad (12)$$

进一步可以将 (P2) 分解为两个子问题, 并通过先进的数字信号处理技术, 寻求子问题的闭式最优解, 从而降低系统设计复杂度。具体来讲, 子问题一针对基站波束成形进行设计, 子问题二对 RIS 反射相移矩阵进行优化。

其中, 子问题一可以表示为

$$(P_{2a}) \quad \max_{\mathbf{W}} f_{2a}(\mathbf{W}) = \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\alpha}_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_0^2} \quad (13)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_T$$

对于子问题一, 可以进一步引入辅助变量, 将其转化为凸问题, 并利用拉格朗日对偶法进行求解。首先引入辅助向量 $\beta = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_K]^T$, 公式 (10) 可以转化为

$$f_{2b}(\mathbf{W}, \beta) = \sum_{k=1}^K 2\sqrt{\tilde{\alpha}_k} \Re\{\beta_k^* \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k\} - \sum_{k=1}^K |\beta_k|^2 \left(\sum_{i=1}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_0^2 \right)$$

上述目标函数是一个凸函数, 通过引入拉格朗日对偶因子, 并对优化变量进行求导, 便可得出优化变量的最优解, 从而降低系统设计复杂度。

针对子问题二, RIS 反射相移矩阵的优化, 同样可以引入辅助变量, 并对 RIS 相移矩阵进行分解, 实现单 RIS 相移元素的提取优化。具体来讲, 子问题二可以表示为

$$(P_3) \quad \max_{\Phi} f_3(\Phi) = \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\alpha}_k |\phi^H \mathbf{b}_{k,k}|^2}{\sum_{i=1}^K |\phi^H \mathbf{b}_{i,k}|^2 + \sigma_0^2} \quad (14)$$

$$\text{s.t.} \quad |\phi_n| = 1, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (15)$$

在子问题二中, 进一步对目标函数 (14) 引入辅助向量 $\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_N]^T$, 可以进一步将其转化为

$$f_{3a}(\Phi, \varepsilon) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\tilde{\alpha}_k} (\varepsilon_k^* \phi^H \mathbf{b}_{i,k} + \mathbf{b}_{i,k}^H \phi \varepsilon_k) - \sum_{k=1}^K |\varepsilon_k|^2 \left(\sum_{i=1}^K |\phi^H \mathbf{b}_{i,k}|^2 + \sigma_0^2 \right) \quad (16)$$

通过对辅助变量 $\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_N]^T$ 求导可以得到其最优解。将辅助变量的最优解 $\varepsilon_k^{\text{op}}$ 代入 $f_{3a}(\Phi, \varepsilon)$ 中, 可以得到

$$f_{3b}(\phi, \varepsilon^{op}) = \sum_{k=1}^K 2\sqrt{\tilde{\alpha}_k} \Re\{\varepsilon_k^{op*} \phi^H \mathbf{b}_{k,k}\} - \sum_{k=1}^K |\varepsilon_k^{op}|^2 \sum_{i=1}^K \phi^H \mathbf{b}_{i,k} \mathbf{b}_{i,k}^H \phi - \sum_{k=1}^K |\varepsilon_k^{op}|^2 \sigma_0^2 = -\phi^H \mathbf{U} \phi + 2\Re\{\phi^H \mathbf{V}\} - \mathbf{C} \quad (17)$$

其中,

$$\mathbf{U} = \sum_{k=1}^K |\varepsilon_k^{op}|^2 \sum_{i=1}^K \mathbf{b}_{i,k} \mathbf{b}_{i,k}^H, \quad \mathbf{V} = \sum_{k=1}^K \sqrt{\tilde{\alpha}_k} \varepsilon_k^{op*} \mathbf{b}_{k,k}, \quad \mathbf{C} = \sum_{k=1}^K |\varepsilon_k^{op}|^2 \sigma_0^2 \quad (18)$$

最后,为了得到RIS相位矩阵的闭式最优解,以此降低设计复杂度,我们对上式进行重新表示,其中

$$\phi^H \mathbf{V} = [\phi_1^*, \phi_2^*, \dots, \phi_N^*] \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_N \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^N \phi_i^* v_i = \phi_n^* v_n + \sum_{i=1, i \neq n}^N \phi_i^* v_i \quad (19)$$

$$\phi^H \mathbf{U} \phi = [\phi_1^*, \phi_2^*, \dots, \phi_N^*] \begin{bmatrix} u_{1,1} & u_{1,2} & \dots & u_{1,N} \\ u_{2,1} & u_{2,2} & \dots & u_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u_{N,1} & u_{N,2} & \dots & u_{N,N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \vdots \\ \phi_N \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^n \sum_{q=1}^N \phi_i^* u_{i,q} \phi_q = \phi_n^* u_{n,n} \phi_n + 2\Re\left\{\sum_{q=1, q \neq n}^N \phi_n^* u_{n,q} \phi_q\right\} + \sum_{i=1, i \neq n}^n \sum_{q=1, q \neq n}^n \phi_i^* u_{i,q} \phi_q \quad (20)$$

将公式(19)和(20)带入到公式(17)中,优化问题可以重新表示为

$$f_{3c}(\phi_n, \varepsilon^{op}) = -\phi_n^* u_{n,n} \phi_n + 2\Re\left\{\phi_n^* v_n - \sum_{q=1, q \neq n}^N \phi_n^* u_{n,q} \phi_q\right\} + 2\Re\left\{\sum_{i=1, i \neq n}^N \phi_i^* v_i - \sum_{i=1, i \neq n}^N \sum_{q=1, q \neq n}^N \phi_i^* u_{i,q} \phi_q\right\} - |\phi_n|^2 B_1 + 2\Re\{\phi_n^* B_2\} + B_3 \quad (21)$$

其中

$$B_1 = u_{n,n}, \quad B_2 = v_n - \sum_{q=1, q \neq n}^N u_{n,q} \phi_q, \quad B_3 = 2\Re\left\{\sum_{i=1, i \neq n}^N \phi_i^* v_i - \sum_{i=1, i \neq n}^N \sum_{q=1, q \neq n}^N \phi_i^* u_{i,q} \phi_q\right\} \quad (22)$$

由于RIS自身结构特点,可以得到 $\phi_n = e^{j\theta_n}$, $|\phi_n|^2 = 1$,最终,上述优化问题表示为

$$(P_{3c}) \max_{\phi_n} f_{3c}(\phi_n, \varepsilon^{op}) = -B_1 + 2\Re\{\phi_n^* B_2\} + B_3, \quad \text{s.t.} \quad |\phi_n| = 1 \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (23)$$

从上述问题可以看出,优化 $f_{3c}(\phi_n)$ 和优化 $2\Re\{\phi_n^* B_2\}$ 是等价的,因此我们仅需对 $\phi_n^* B_2$ 实现相位对齐,便可以实现RIS相移矩阵的低复杂度更新^[25]。

与已有方法相比,本文所提方法基于目标变量的闭式表达式进行优化,该方法随着RIS反射元件数目的增加具有线性复杂度,因此与现有算法基于搜索的迭代算法相比,复杂度大幅降低。具体来讲,本文首先利用分数规划技术将原始最大化和速率问题的相除形式转化为相加形式,减少目标函数的处理难度。接下来引入一系列辅助变量,将基站端波束成形设计转化为凸问题,从而直接得到闭式最优解,减少迭代时延;最后针对RIS反射元件相位设计,通过矩阵转化,实现单元件的解耦设计,因此可以大幅降低计算复杂度。

4 多RIS辅助通信系统的协同波束赋形设计

RIS为构建可编程无线传输环境提供了可行性,多RIS辅助的无线通信系统中,多个分布式智能表面被提前放置在通信环境中,为基站和随机分布的用户创造视距传播环境。为实现多RIS相位矩阵之间的协同优化,需要对基站到用户的等效信道进行重新构建,并设计简单高效的多RIS协同传输方案,降低计算复杂度。

4.1 多RIS辅助通信系统协同传输模型

如图3所示,考虑一个多反射面辅助的多用户通信系统,其中第 l 个RIS包含 N_l 个反射元件,每个RIS都有一个控制器来控制其反射元件的反射特性。基站到RIS 1的信道,RIS $l-1$ 到RIS l 的信道,RIS l 到用户 k 的信道分别表示为 $\mathbf{G}_1 \in \mathbb{C}^{N_1 \times M}$, $\mathbf{H}_{l-1,l} \in \mathbb{C}^{N_l \times N_{l-1}}$ 和 $\mathbf{g}_{l,k} \in \mathbb{C}^{1 \times N_l}$ 。RIS 1的反射矩阵可以表示为 $\Phi_1 = (\phi_i)$,其中 $\phi_i = [\phi_{i,1}, \phi_{i,2}, \dots, \phi_{i,N_1}]^T$ 是相应的反射向量。在反射向量中, $\phi_{l,n} = \beta_{l,n} e^{j\theta_{l,n}}$, $n = 1, 2, \dots, N_l$, $\theta_{l,n} \in [0, 2\pi)$ 和 $\beta_{l,n} \in [0, 1]$ 分别表示反射相位和幅度。不失一般性,我们假设 $\beta_{l,n} = 1$,这意味着RIS的所有反射元件都充分反射信号以避免能量损失。

同样,我们假设所有的信道都服从莱斯分布,其信道的生成方式与3.1节中的类似。从基站到用户 k 的等效信道可以表示为

$$\mathbf{h}_k^H = \mathbf{g}_{1,k} \Phi_1 \mathbf{G}_1 + \sum_{l=2}^L \mathbf{g}_{l,k} \prod_{i=l, l-1, \dots, 2} \Phi_i \mathbf{H}_{i-1,i} \Phi_i \mathbf{G}_1 \quad (24)$$

其中 $\mathbf{g}_{l,k} \Phi_l \mathbf{G}_1$ 表示单跳链路, $\sum_{l=2}^L \mathbf{g}_{l,k} \prod_{i=l, l-1, \dots, 2} \Phi_i \mathbf{H}_{i-1,i} \Phi_i \mathbf{G}_1$ 表示由多个RIS形成的多跳反射链路。

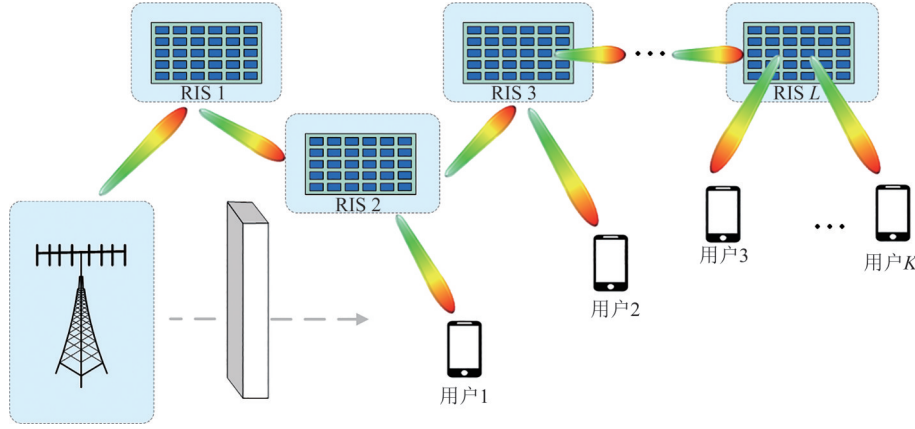


图3 多RIS辅助协同传输系统信道模型

Fig. 3 System model for multi-RIS-assisted system

用户 k 接收到的信号可以表示为

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x} + n_k \quad (25)$$

其中 $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_0^2)$ 表示高斯白噪声。用户 k 处的 SINR 可以表示为

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_0^2} \quad (26)$$

其中, $\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_T$ 代表基站端功率限制。让 $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K] \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 表示基站端波束赋形矩阵, 本章仍以最大化系统和速率为例, 介绍发送端的波束赋形矩阵 \mathbf{W} 和多个 RIS 的相移矩阵 ϕ_1, \dots, ϕ_L 的信号处理方法。具体来讲, 该优化问题可以建模为

$$(P4.1) \quad \max_{\mathbf{W}, \phi_1, \dots, \phi_L} f(\mathbf{W}, \phi_1, \dots, \phi_L) = \sum_{k=1}^K \log(1 + \gamma_k) \quad (27)$$

$$\text{s.t.} \quad |\phi_{l,n}| = 1, l = 1, \dots, L, n = 1, \dots, N_l \quad (28)$$

$$\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_T \quad (29)$$

在 (P4.1) 中, 需要优化的目标变量是 \mathbf{W} 和 ϕ_1, \dots, ϕ_L , 它们是基站处的主动波束赋形和 RIS $l, l = 1, 2, \dots, L$ 处的被动波束赋形。通过协同设计发射波束成形矩阵 \mathbf{W} 和 RIS 的相移矩阵 ϕ_1, \dots, ϕ_L , 可以减轻接收侧的用户间干扰, 从而提高和速率。然而, 求解 (P4.1) 非常具有挑战性的, 因为目标函数 $f(\mathbf{W}, \phi_1, \dots, \phi_L)$ 和相移约束 $|\phi_{l,n}| = 1, l = 1, \dots, L, n = 1, \dots, N_l$, 是非凸的。此外, 优化变量 \mathbf{W} 和 ϕ_1, \dots, ϕ_L 在和速率的表达式中相互耦合, 所有这些都给寻找全局最优解带来了很大的困难。作为替代方案, 本章尝试为 (P4.1) 寻找到一个低复杂度的次优解决方案。

4.2 多 RIS 辅助通信系统的协同波束赋形设计

与 3.2 节相同, 我们首先对目标函数进行简化。

在原始目标函数中, $\sum_{k=1}^K \log(1 + \gamma_k)$ 是比率项对数的和, 为了有效地解决该优化问题, 首先引入辅助变量, 通过分数规划将 (P4.1) 转换为一个低复杂度的问题, 具体如下所示

$$(P4.2) \quad \max_{\alpha, \mathbf{W}, \phi_1, \dots, \phi_L} f_2(\alpha, \mathbf{W}, \phi_1, \dots, \phi_L) \quad (30)$$

$$\text{s.t.} \quad |\phi_{l,n}| = 1, l = 1, 2, \dots, L, n = 1, 2, \dots, N_l \quad (31)$$

$$\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_T \quad (32)$$

$$\alpha_k \geq 0, k = 1, 2, \dots, K \quad (33)$$

其中,

$$f_2(\alpha, \mathbf{W}, \phi_1, \dots, \phi_L) = \sum_{k=1}^K \log(1 + \alpha_k) - \sum_{k=1}^K \alpha_k + \sum_{k=1}^K \frac{(1 + \alpha_k) \gamma_k}{1 + \gamma_k} \quad (34)$$

在问题 (P4.2) 中, 需要获得的目标变量是 α, \mathbf{W} 和 ϕ_1, \dots, ϕ_L 。其中, $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_K]^T$ 是辅助变量。接下来, 将上述问题分解为三个子问题, 并以此寻找以上三个优化变量的最优解。

具体来讲, 给定 \mathbf{W} 和 ϕ_1, \dots, ϕ_L 时, $f_2(\alpha, \mathbf{W}, \phi_1, \dots, \phi_L)$ 可以看作是一个关于 $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_K]^T$ 的无约束优化问题, α_k 的最优解可以直接对公式 (34) 求导得到 $\alpha_k^{op} = \gamma_k$ 。当 α_k 给定时, (P4.2) 中的优化变量只剩下 γ_k , 相应的优化问题可以被重新写为

$$(P4.2) \quad \max_{\mathbf{W}, \phi_1, \dots, \phi_L} \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\alpha}_k \gamma_k}{1 + \gamma_k} \quad (35)$$

$$\text{s.t.} \quad |\phi_{l,n}| = 1, l = 1, 2, \dots, L, n = 1, 2, \dots, N_l \quad (36)$$

$$\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_T \quad (37)$$

其中 $\tilde{\alpha}_k = 1 + \alpha_k$ 。将 SINR 的表达式代入公式 (35) 中, 可将其重新写为

$$\sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\alpha}_k \gamma_k}{1 + \gamma_k} = \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\alpha}_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_0^2} \quad (38)$$

在给定 α 和 ϕ_1, \dots, ϕ_L 的情况下, 优化 \mathbf{W} 变成

$$(P4.1a) \quad \max_{\mathbf{W}} f_{4.1a}(\mathbf{W}) = \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\alpha}_k |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_0^2} \quad (39)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_T \quad (40)$$

与3.2节中的波束赋形设计相似, (P4.1a) 可以通过引入辅助变量, 转化成凸函数, 利用拉格朗日对偶法进行求解。

在公式(24)中, 用户 k 的等效信道, 由于多跳传输, 每个 RIS 的相移矩阵耦合在一起, 因此无法求解。为了克服这一挑战, 需要进行信道重构, 利用重构信道可以提取每个 RIS 的相移矩阵作为单独的目标变量, 进行后续的迭代更新。这将有助于我们推导出优化目标的闭式表达式, 从而以低复杂度进行逐个更新。具体而言, 重新构建的信道模型可以表示为

$$\mathbf{h}_k^H = \bar{\phi}_l \mathbf{A}_l + \mathbf{b}_l \quad (41)$$

其中, $\bar{\phi}_l$ 是一个列向量, 由 $L-l+1$ 个反射向量 ϕ_l^H 组成。具体来讲

$$\bar{\phi}_l = [\phi_l^H, \dots, \phi_1^H] \in \mathbb{C}^{1 \times (L-l+1)N_l} \quad (42)$$

矩阵 $\mathbf{A}_l \in \mathbb{C}^{(L-l+1)N_l \times M}$ 可以表示为

$$\mathbf{A}_l = [(\mathbf{g}_{1,k})\mathbf{R}_1, \dots, (\mathbf{u}_{l+1})\mathbf{R}_l, \dots, (\mathbf{u}_L)\mathbf{R}_L]^T \quad (43)$$

其中

$$\mathbf{R}_l = \begin{cases} \mathbf{G}_1, & l=1 \\ \prod_{i=l, l-1, \dots, 2} \mathbf{H}_{i-1, i} \bar{\phi}_{i-1} \mathbf{G}_1, & l=2, \dots, L \end{cases} \quad (44)$$

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{g}_{i,k} \prod_{j=i-1, \dots, l+1} \bar{\phi}_j \mathbf{H}_{j-1, j}, \quad i=l+1, l+2, \dots, L \quad (45)$$

$$\mathbf{b}_l = \begin{cases} \mathbf{0}, & l=1 \\ \mathbf{g}_{1,k} \bar{\phi}_1 \mathbf{G}_1, & l=2 \\ \mathbf{g}_{1,k} \bar{\phi}_1 \mathbf{G}_1 + \sum_{i=2}^{l-1} \mathbf{g}_{i,k} \prod_{j=i-1, \dots, 2} \bar{\phi}_j \mathbf{H}_{j-1, j} \bar{\phi}_1 \mathbf{G}_1, & l=3, \dots, L \end{cases} \quad (46)$$

有了重新构建的等效信道 \mathbf{h}_k^H , 我们可以将公式(38)重新表示为

$$f_{4.1a}(\phi_l) = \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\alpha}_k |(\bar{\phi}_l \mathbf{A}_l + \mathbf{b}_l) \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=1}^K |(\bar{\phi}_l \mathbf{A}_l + \mathbf{b}_l) \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_0^2} = \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\alpha}_k |\bar{\phi}_l \mathbf{z}_{l,k} + c_{l,k}|^2}{\sum_{i=1}^K |\bar{\phi}_l \mathbf{z}_{l,i} + c_{l,i}|^2 + \sigma_0^2} \quad (47)$$

在上式中, $\mathbf{z}_{l,i} \in \mathbb{C}^{(L-l+1)N_l \times 1} = \mathbf{A}_l \mathbf{w}_i$, $c_{l,i} = \mathbf{b}_l \mathbf{w}_i$ 。通

过引入辅助变量, 可进一步将上述优化问题转化为

$$f_{4.2b}(\phi_l, \boldsymbol{\varepsilon}) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\tilde{\alpha}_k} \left(\boldsymbol{\varepsilon}_k^* (\bar{\phi}_l \mathbf{z}_{l,k} + c_{l,k}) + (\mathbf{z}_{l,k}^H \bar{\phi}_l^H + c_{l,k}^*) \boldsymbol{\varepsilon}_k \right) - \sum_{k=1}^K |\boldsymbol{\varepsilon}_k|^2 \left(\sum_{i=1}^K |\bar{\phi}_l \mathbf{z}_{l,i} + c_{l,i}|^2 + \sigma_0^2 \right) \quad (48)$$

其中, $\boldsymbol{\varepsilon}_1, \boldsymbol{\varepsilon}_2, \dots, \boldsymbol{\varepsilon}_K$ 是辅助变量, $\boldsymbol{\varepsilon} = [\boldsymbol{\varepsilon}_1, \boldsymbol{\varepsilon}_2, \dots, \boldsymbol{\varepsilon}_K]^T$ 是由辅助变量组成的辅助向量。在此基础上, 我们得到以下优化函数

$$(P4.2b) \quad \max_{\phi_l, \boldsymbol{\varepsilon}} f_{4.2b}(\phi_l, \boldsymbol{\varepsilon}) \quad (49)$$

$$\text{s.t.} \quad |\phi_{l,n}| = 1, \quad n=1, 2, \dots, N_l \quad (50)$$

在(P4.2b)中, $f_{4.2b}(\phi_l, \boldsymbol{\varepsilon})$ 对 $\boldsymbol{\varepsilon}_k$ 求偏导, 可以得到

$$\frac{\partial f_{4.2b}(\phi_l, \boldsymbol{\varepsilon})}{\partial \boldsymbol{\varepsilon}_k} = 2 \sqrt{\tilde{\alpha}_k} (\bar{\phi}_l \mathbf{z}_{l,k} + c_{l,k}) - 2 \boldsymbol{\varepsilon}_k \left(\sum_{i=1}^K |\bar{\phi}_l \mathbf{z}_{l,i} + c_{l,i}|^2 + \sigma_0^2 \right) \quad (51)$$

通过让 $\partial f_{4.2b}(\phi_l, \boldsymbol{\varepsilon}) / \partial \boldsymbol{\varepsilon}_k = 0$, 我们可以得到辅助变量 $\boldsymbol{\varepsilon}_k$ 的最优解。进一步将辅助变量最优解带入到 $f_{4.2b}(\phi_l, \boldsymbol{\varepsilon})$ 中可以得到

$$f_{4.2b}(\phi_l, \boldsymbol{\varepsilon}^{op}) = \sum_{k=1}^K \sqrt{\tilde{\alpha}_k} \left((\boldsymbol{\varepsilon}_k^{op})^* (\bar{\phi}_l \mathbf{z}_{l,k} + c_{l,k}) + (\mathbf{z}_{l,k}^H \bar{\phi}_l^H + c_{l,k}^*) \boldsymbol{\varepsilon}_k^{op} \right) - \sum_{k=1}^K |\boldsymbol{\varepsilon}_k^{op}|^2 \left(\sum_{i=1}^K |\bar{\phi}_l \mathbf{z}_{l,i} + c_{l,i}|^2 + \sigma_0^2 \right) = -\bar{\phi}_l \mathbf{P} \bar{\phi}_l^H + 2 \Re \{ \bar{\phi}_l \mathbf{d}_l + \mathbf{q}_1 \} - c_1 \quad (52)$$

其中, $\mathbf{P} = \sum_{k=1}^K |\boldsymbol{\varepsilon}_k^{op}|^2 \sum_{i=1}^K \mathbf{z}_{l,i} \mathbf{z}_{l,i}^H$, $\mathbf{d}_l = \sum_{k=1}^K \sqrt{\tilde{\alpha}_k} (\boldsymbol{\varepsilon}_k^{op})^* \mathbf{z}_{l,k} - \sum_{k=1}^K |\boldsymbol{\varepsilon}_k^{op}|^2 \sum_{i=1}^K \mathbf{z}_{l,i} c_{l,i}^*$ 。在上述公式中, \mathbf{q}_1 和 c_1 是复数, 由公式 $\mathbf{q}_1 = \sum_{k=1}^K \sqrt{\tilde{\alpha}_k} (\boldsymbol{\varepsilon}_k^{op})^* c_{l,k}$ 和 $c_1 = \sum_{k=1}^K |\boldsymbol{\varepsilon}_k^{op}|^2 \sum_{i=1}^K c_{l,i} c_{l,i}^* + \sum_{k=1}^K |\boldsymbol{\varepsilon}_k^{op}|^2 \sigma_0^2$ 给出。公式(51)中

$$\begin{aligned} \bar{\phi}_l \mathbf{P} \bar{\phi}_l^H &= \sum_{i=1}^{(L-l+1)N_l} \sum_{j=1}^{(L-l+1)N_l} \bar{\phi}_{l,i} p_{i,j} \bar{\phi}_{l,j}^* = \\ & \bar{\phi}_{l,n} p_{n,n} \bar{\phi}_{l,n}^* + \sum_{j=1, j \neq n}^{(L-l+1)N_l} \bar{\phi}_{l,n} p_{n,j} \bar{\phi}_{l,j}^* + \\ & \sum_{i=1, i \neq n}^{(L-l+1)N_l} \bar{\phi}_{l,i} p_{i,n} \bar{\phi}_{l,n}^* + \sum_{i=1, i \neq n}^{(L-l+1)N_l} \sum_{j=1, j \neq n}^{(L-l+1)N_l} \bar{\phi}_{l,i} p_{i,j} \bar{\phi}_{l,j}^* = \\ & \bar{\phi}_{l,n} p_{n,n} \bar{\phi}_{l,n}^* + 2 \Re \left\{ \sum_{j=1, j \neq n}^{(L-l+1)N_l} \bar{\phi}_{l,n} p_{n,j} \bar{\phi}_{l,j}^* \right\} + \\ & \sum_{i=1, i \neq n}^{(L-l+1)N_l} \sum_{j=1, j \neq n}^{(L-l+1)N_l} \bar{\phi}_{l,i} p_{i,j} \bar{\phi}_{l,j}^* \end{aligned} \quad (53)$$

在公式(52)中, (a) 成立因为 $\mathbf{P} = \sum_{k=1}^K |\boldsymbol{\varepsilon}_k^{op}|^2 \sum_{i=1}^K \mathbf{z}_{l,i} \mathbf{z}_{l,i}^H$ 是一个厄米特正定矩阵, 所以满足 $p_{i,j} = p_{j,i}^*$ 。此外,

$$\bar{\phi}_l \mathbf{d}_l = \sum_{i=1}^{(L-l+1)N_l} \bar{\phi}_{l,i} d_{l,i} = \bar{\phi}_{l,n} d_{l,n} + \sum_{i=1, i \neq n}^{(L-l+1)N_l} \bar{\phi}_{l,i} d_{l,i} \quad (54)$$

将公式(52)和(53)带入到公式(51)中可以得到

$$f_{4.2c}(\bar{\phi}_{l,n}, \boldsymbol{\varepsilon}^{op}) = -\bar{\phi}_{l,n} p_{n,n} \bar{\phi}_{l,n}^* + 2\Re\left\{\bar{\phi}_{l,n} (d_{l,n} - \sum_{j=1, j \neq n}^{(L-l+1)N_l} p_{n,j} \bar{\phi}_{l,j}^*)\right\} + c_2$$

$$\stackrel{(b)}{=} -p_{n,n} + 2\Re\{\bar{\phi}_{l,n} \eta_n\} + c_2 \quad (55)$$

(b)成立的原因为 $\bar{\phi}_{l,n} \bar{\phi}_{l,n}^* = 1$, 此外, 在公式(54)中, 我们有如下的表示

$$\eta_n = d_{l,n} - \sum_{j=1, j \neq n}^{(L-l+1)N_l} p_{n,j} \bar{\phi}_{l,j}^* \quad (56)$$

$$c_2 = -\sum_{i=1, i \neq n}^{(L-l+1)N_l} \sum_{j=1, j \neq n}^{(L-l+1)N_l} \bar{\phi}_{l,i} p_{i,j} \bar{\phi}_{l,j}^* + 2\Re\left\{\sum_{i=1, i \neq n}^{(L-l+1)N_l} \bar{\phi}_{l,i} d_{l,i} + q_1\right\} \quad (57)$$

从公式(54)中我们可以看出, 优化 $f_{4.2c}(\bar{\phi}_{l,n}, \boldsymbol{\varepsilon}^{op})$ 与优化 $2\Re\{\bar{\phi}_{l,n} \eta_n\}$ 是等价的, 因此我们可以将 $\bar{\phi}_{l,n}$ 与 η_n 实现相位对齐, 来进行 RIS 相移设计的低复杂度更新^[26]。

5 RIS 辅助多跳反射路径调度与波束成形设计

传统通信技术通常假设无线环境是不可控的, 因此很大程度上受传输环境制约。RIS 通过在平面上集成大量低成本无源反射元件, 实现对无线环境的智能配置, 为主动增强传播环境、实现高质量信息传输提供了可行新方法。虽然这一领域已有大量研究工作, 但相关研究大多集中在利用单个 RIS 进行信道增强, 而没有考虑多跳协作。基于此, 本章重点介绍多跳 RIS 辅助多用户通信系统, 其中基站传送的信息, 通过 RIS 创造的多跳视距链路到达用户端。通过为每个用户选择最佳波束路由途径, 同时联合设计基站端发送波束、RIS 的反射相位与

用户调度策略, 实现最小等效速率的最大化, 以此保证多用户之间的公平性。

5.1 多 RIS 辅助通信系统协同传输模型

本章针对下行多用户通信系统, 系统中预先部署 J 个分布式 RIS 以协助基站和 K 个单天线用户之间的信号传输, 系统模型如图 4 所示。其中, 用户随机分布在特定区域内。假设基站配备 M_0 根天线, 而每个 RIS 有 $M_j, j=1, 2, \dots, J$ 个反射元件。此外, 每个 RIS 只能实现半空间反射, 即只能反射入射到其反射侧(正面)的信号。因此, 对于任意两个节点 i 和 j , 如果它们都是 RIS, 则每个节点都需要位于反射半空间中, 以实现有效的信号反射。

我们假设每个 RIS 的无源反射元件布置在垂直于地面并面向固定方向的均匀矩形阵列(URA)中, 而基站采用均匀线性阵列天线配置。假设基站和每个 RIS 处的天线和元件间距分别为 d_B 和 d_R 。

用户集和 RIS 的集合分别表示为 $\mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}$ 和 $\mathcal{J} = \{1, 2, \dots, J\}$ 。为了方便起见, 将基站和用户 $k, k \in \mathcal{K}$ 称为系统中的 0 和 $J+k$ 节点。让 $d_{i,j}, i \neq j$ 表示节点 i 和 j 之间的距离。通过合理部署 RIS, 系统可以在基站和每个用户之间实现 LoS 传输, 为了增强多跳传输的信号强度, 本章着重利用系统中的 LoS 链路。此外, 为了描述所考虑系统中任意两个节点 i (BS/RIS) 和 j (RIS/用户) 之间的 LoS 条件, 我们定义二进制指示符 $l(i,j) \in \{0, 1\}$ 。具体来讲, $l(i,j) = 1$ 表示节点 i 和 j 之间存在 LoS 链接, 否则 $l(i,j) = 0$ 。系统中的 RIS 一旦被合理部署, 这些 LoS 指标就可以被视为已知信息。根据这些 LoS 条件,

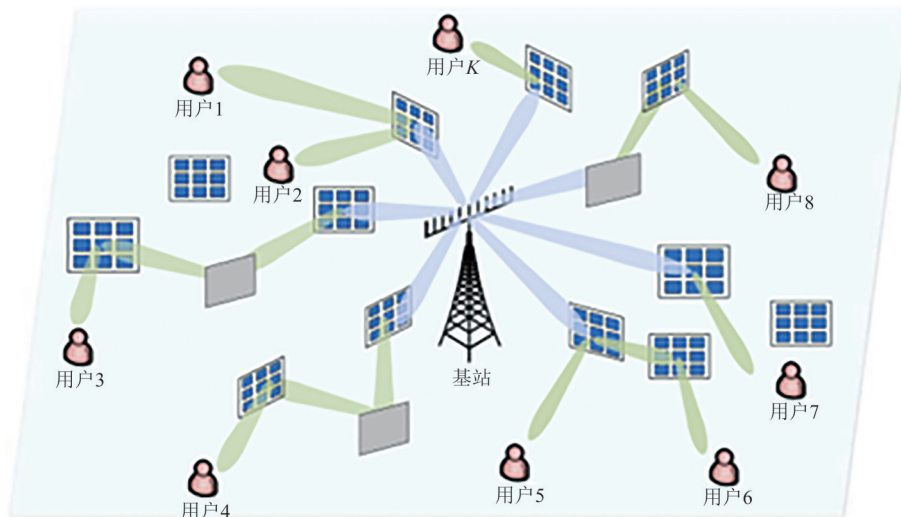


图 4 分布式 RIS 辅助的多用户通信系统

Fig. 4 Considered multi-RIS-assisted multi-user communication system

通过正确选择 RIS, 可以为每个用户创建 LoS 链路。例如, 如果 $l(0, i) = l(i, j) = l(j, J+k) = 1, i, j \in \mathcal{J}$, 这表明从基站发送的信号可以被 RIS i 和 j 连续反射以到达用户 k 。因此, 我们可以选择 RIS i 和 j 作为用户 k 的关联 RIS。对于没有被使用的 RIS, BS 可以通过控制链路通知其控制器将其关闭, 以减少系统中的散射干扰。为了增强被障碍物严重阻挡的用户的接收信号强度, 我们设计系统使其仅通过多重反射路径传输消息。此外, 为了减轻 RIS 非期望散射所造成的严重路径间干扰, 所有 K 个用户的信号传输路径应充分分离, 因此每个 RIS 最多与一个用户关联, 而它可以通过适当的链路调度在不同的时间段为多个用户服务。

此外, 将 $\mathbf{H}_{0,j} \in \mathbb{C}^{M_j \times M_0}$ 定义为从基站到 RIS j 的信道, $\mathbf{g}_{j,J+k}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M_j}$ 为从 RIS j 到用户 k 的信道, $\mathbf{S}_{i,j} \in \mathbb{C}^{M_j \times M_i}, i \neq j, i, j \in \mathcal{J}$ 为从 RIS i 到 RIS j 的信道。假设每个 RIS 的水平 and 垂直方向上的反射元素数量为 M_{jx} 和 M_{jy} , 并且满足 $M_{jx}M_{jy} = M_j$ 。每个 RIS $j, j \in \mathcal{J}$ 的反射系数矩阵由 $\Phi_j \in \mathbb{C}^{M_j \times M_j}$ 给出, 它可以进一步表示为 $\Phi_j = (\phi_j)$ 。 $\phi_j = [\phi_{j,1}, \phi_{j,2}, \dots, \phi_{j,M_j}]^T$ 是第 j 个 RIS 的相移反射向量, 其中 $\phi_{j,m} = \beta_{j,m} e^{j\theta_{j,m}}, m = 1, 2, \dots, M_j$ 。此外, $\theta_{j,m} \in [0, 2\pi)$ 和 $\beta_{j,m} \in [0, 1]$ 分别表示第 m 个反射元件给入射信号带来的相位和振幅变化。不失一般性, 如果选择 RIS j 来辅助信号传输, 我们设置 $\beta_{j,m} = 1$, 这意味着 RIS j 的所有元件都被用来完全反射入射信号来避免功率损失。

在给定反射路径的情况下, 我们可以刻画基站和用户 k 之间的等效信道。具体来说, 让 $\Omega(k) = \{a_1^{(k)}, a_2^{(k)}, \dots, a_{N_k}^{(k)}\}$ 表示从 BS 到用户 k 的反射路径, 其中 $N_k \geq 1$ 表示与用户 k 关联的 RIS 的数量。 $a_n^{(k)}, n \in \mathcal{N}_k \triangleq \{1, 2, \dots, N_k\}$ 表示第 n 个关联 RIS 的索引。为了方便起见, 我们定义了 $a_0^{(k)} = 0$ 和 $a_{N_k+1}^{(k)} = J+k$ 分别表示基站和用户 k 。然后, 为了确保 \mathcal{N}_k 中的每个 RIS 最多只反射一次用户 k 的信号, 我们引入下面的约束条件

$$l(a_n^{(k)}, a_{n'}^{(k)}) = 0, \forall n, n' \in \mathcal{N}_k, n \neq n', k \in \mathcal{K} \quad (58)$$

此外, $\Omega(k)$ 中的相邻节点应可以通过 LoS 信道进行通信, 即

$$l(a_n^{(k)}, a_{n+1}^{(k)}) = 1, \forall n \in \mathcal{N}_k \cup \{0\}, k \in \mathcal{K} \quad (59)$$

此外, 为了避免 RIS 非期望反射造成的用户间干扰, 需要确保属于不同路径的任何两个节点之间不在相互的通信范围内, 除了公共起始节点 0 (BS)。

因此, 我们有

$$l(a_n^{(k)}, a_{n'}^{(k)}) = 0, a_n^{(k)} \neq a_{n'}^{(k)}, \forall n, n' \neq 0, k, k' \in \mathcal{K}, k \neq k' \quad (60)$$

条件 $a_n^{(k)} \neq a_{n'}^{(k)}$ 保证任何两个不同的反射路径 $\Omega(k)$ 和 $\Omega(k')$ 之间没有公共节点 (BS 除外)。根据上述定义, 当且仅当满足 (57)~(59) 中的约束时, 反射路径 $\Omega(k)$ 才是可行的。值得注意的是, 如果用户数量较少且分布稀疏, 则可以很容易地满足约束 (59)。然而, 在实际场景中, 服务用户的数量可能很大, 并且他们的位置可能非常接近。为了满足上述限制, 我们需要将用户划分为不同的激活组, 只有满足限制条件 (57)~(59) 的用户子集才能同时接收信号。因此, 限制条件 (59) 需进一步修改为

$$l^q(a_n^{(k)}, a_{n'}^{(k)}) = 0, a_n^{(k)} \neq a_{n'}^{(k)}, \forall n, n' \neq 0, k, k' \in \mathcal{K}, k \neq k' \quad (61)$$

其中 $q = 1, 2, \dots, Q$ 是时隙的索引, Q 是整个调度时间被划分成的时隙总数。让 t_q 表示分配给时隙 q 的时间比例, 则有 $\sum_{q=1,2,\dots,Q} t_q = 1$ 。限制条件 (60) 意味着不相互干扰的链接可以同时处于活动状态。在后续的系统设计过程中, 将会进一步介绍如何找到高效、简便的链路设计解决方案。

5.2 多 RIS 辅助多跳反射路径调度与波束成形设计

考虑到多 RIS 辅助系统中, 会出现一个用户关联过多 RIS 的情况, 因此本节以最大化最小等效速率为目标, 以此保证多用户之间的公平性。首先对从 BS 到用户 k 的等效信道进行建模, 给定多跳反射路径 $\Omega(k)$, 基站到用户 k 的等效信道可以表示为

$$\mathbf{h}_{0,J+k}(\Omega(k)) = \mathbf{g}_{a_{N_k}^{(k)}, J+k}^H \Phi_{a_{N_k}^{(k)}} \left(\prod_{n \in \mathcal{N}_k, n \neq N_k} \mathbf{S}_{a_n^{(k)}, a_{n+1}^{(k)}} \Phi_{a_n^{(k)}} \right) \mathbf{H}_{0, a_0^{(k)}} \quad (62)$$

为了避免所有用户同时传输造成的严重的路径间干扰, 将所有用户分为不同的活动组, 只有满足 (57)~(59) 的用户子集才能在相同时间接收信息。对于一个特定的时隙 q, t_q 表示分配给它的时间, \mathbf{x}_k^q 表示从基站到用户 k 的传输信号, 它满足单位功率限制 $\mathbb{E}\{\|\mathbf{x}_k^q\|^2\} = 1$ 。在时隙 q , 从基站发出的传输信号表示为 $\mathbf{x}^q = \sum \mathbf{w}_k^q \mathbf{x}_k^q$, 其中 $\mathbf{w}_k^q \in \mathbb{C}^{M_0 \times 1}$ 是用户 k 在时隙 q 相应的发送波束成形向量。在给定多跳反射路径 $\Omega(k) = \{a_1^{(k)}, a_2^{(k)}, \dots, a_{N_k}^{(k)}\}, k \in \mathcal{K}$ 的前提下, 用户 k 的接收信号可表示为

$$\mathbf{y}_k^q = \mathbf{h}_{0,J+k}(\Omega(k)) \mathbf{x}^q + \mathbf{n}_k \quad (63)$$

用户 k 在时隙 q 内的 SINR 可以表示为

$$\gamma_k^q = \frac{|\mathbf{h}_{0,J+k}(\Omega(k))\mathbf{w}_k^q|^2}{\sum_{u \in \mathcal{I}_q, u \neq k} |\mathbf{h}_{0,J+k}(\Omega(k))\mathbf{w}_u^q|^2 + \sigma_0^2} \quad (64)$$

其中 \mathcal{I}_q 表示 BS 在时隙 q 内同时服务的用户集合, 即 \mathcal{I}_q 内的用户在相同的时隙内接收信号。为了保证无线传输环境的可控性, 需要避免由非期望的 RIS 反射引起的干扰, 因此我们把用户分成不同的活动组。由于一个用户可能被包含在不同的活动组中, 在给定调度期间内, 用户 k 的等效速率是其所属的所有时隙的总和, 表示为

$$C_k = \sum_{k \in \mathcal{I}_q} t_q \log(1 + \gamma_k^q) \quad (65)$$

为了保证所有用户都能有机会接入网络, 提升用户之间的公平性, 本节的目标是使所有用户的最小等效速率最大化, 该问题可以建模为

$$(P5.1) \quad \max_{\Omega(k), \mathcal{I}_q, t_q, \mathbf{w}_k^q} \min_{k \in \mathcal{K}} C_k = \sum_{k \in \mathcal{I}_q} t_q \log(1 + \gamma_k^q) \quad (66)$$

$$\text{s.t.} \quad l(a_n^{(k)}, a_{n+1}^{(k)}) = 1, \forall n \in \mathcal{N}_k \cup \{0\}, k \in \mathcal{K} \quad (67)$$

$$a_n^{(k)} \in \mathcal{J}, a_n^{(k)} \neq a_{n'}^{(k)}, \forall n, n' \in \mathcal{N}_k, n \neq n', k \in \mathcal{K} \quad (68)$$

$$l^q(a_n^{(k)}, a_{n'}^{(k)}) = 0, a_n^{(k)} \neq a_{n'}^{(k)}, \forall n, n' \neq 0, k, k' \in \mathcal{K}, k \neq k' \quad (69)$$

$$0 \leq t_q \leq 1, \sum_{q=1,2,\dots,Q} t_q = 1 \quad (70)$$

$$\sum_{k \in \mathcal{I}_q} \|\mathbf{w}_k^q\|^2 \leq P_T \quad (71)$$

对于约束条件, (66) 保证了所选链路的可行性, 即 $\Omega(k)$ 中的连续节点应该存在 LoS 信道, (67) 保证 \mathcal{N}_k 中的每个 RIS 只能反射一次, 所以多跳反射路径中没有循环。(68) 避免了由 RIS 的非期望散射引起的路径间干扰, 这意味着用户的多跳路径只有在互不干扰的情况下才能在相同时隙内活动。(69) 是活动组的时间分配约束。(70) 基站发射功率限制。为解决以上问题, 本节将介绍多跳传输机制的三步架构设计。

5.2.1 多跳反射路径设计

等效信道 $\mathbf{h}_{0,J+k}(\Omega(k))$ 的信道增益取决于 N_k 与其关联的 RIS 和相应的相移设计。为了对上式有更深入的理解, 我们对等效信道 (61) 进行了重新表述为

$$\mathbf{h}_{0,J+k}(\Omega(k)) = \frac{\sqrt{\beta_0}}{d_{a_{N_k}^{(k)}, J+k}} \left(\prod_{n=1}^{N_k} A_{n-1,n}^{(k)} \right) \tilde{\mathbf{h}}_{0,j,1}^H \quad (72)$$

其中,

$$A_{n-1,n}^{(k)} = \begin{cases} \frac{\sqrt{\beta_0}}{d_{0,a_1^{(k)}}} \tilde{\mathbf{s}}_{a_1^{(k)}, a_2^{(k)}, 1}^H \Phi_{a_1^{(k)}} \tilde{\mathbf{h}}_{0,a_1^{(k)}, 2}, & \text{if } n=1 \\ \frac{\sqrt{\beta_0}}{d_{a_{n-1}^{(k)}, a_n^{(k)}}} \tilde{\mathbf{s}}_{a_{n-1}^{(k)}, a_n^{(k)}, 1}^H \Phi_{a_n^{(k)}} \tilde{\mathbf{s}}_{a_{n-1}^{(k)}, a_n^{(k)}, 2}, & \text{if } 2 \leq n \leq N_k - 1 \\ \frac{\sqrt{\beta_0}}{d_{a_{N_k-1}^{(k)}, a_{N_k}^{(k)}}} \tilde{\mathbf{g}}_{N_k, J+k}^H \Phi_{a_{N_k}^{(k)}} \tilde{\mathbf{s}}_{a_{N_k-1}^{(k)}, a_{N_k}^{(k)}, 2}, & \text{if } n=N_k \end{cases} \quad (73)$$

根据重构的等效信道, 可以为每一条传输链路定义链路权重。基于链路权重, 可以将反射路径选择利用图论重新构建为一个有向和加权连接图 $G_0 = (V_0, E_0)$ 。顶点集 V_0 由系统中的所有节点组成, 即 $V_0 = \{0, 1, 2, \dots, J, J+1, \dots, J+K\}$, 边缘集 E_0 定义为

$$E_0 = \{(0, j) | l(0, j) = 1, j \in \mathcal{J}\} \cup \{(i, j) | l(i, j) = 1, i, j \in \mathcal{J}\} \cup \{(j, J+k) | l(j, J+k) = 1, j \in \mathcal{J}, k \in \mathcal{K}\} \quad (74)$$

这意味着从顶点 i 到顶点 j 会存在一条边, 且仅当如果它们能够通过 LoS 链路进行通信。基于构建的链接图 $G_0 = (V_0, E_0)$, 任何从 BS 到用户 k 的反射的路径都对应链接图中从节点 0 到节点 $J+k$ 的一条路径。基于这种变换, 采用 Dijkstra 算法, 为每个用户寻找具有最大等效信道增益的多跳反射路径, 并使用 $p(k), k \in \mathcal{K}$ 表示从 BS 到用户 k 具有最大等效信道增益的多跳反射路径。

5.2.2 用户活动组设计

为了避免 RIS 的非期望散射造成的严重路径间干扰, 引入了路径分离约束, 如公式 (59) 所示, 只有互不干扰的路径才能被同时激活进行信号传输。为此, 我们将用户分成不同活动组。首先, 构建一个新的无向冲突图 $G = (V, E)$, 其中 V 中的每个顶点对应之前获得的一条多跳反射路径, 即 $V = \{p(k) | k \in \mathcal{K}\}$ 。对于 G 中任何两个顶点, 如果它们不能满足 (59) 中的路径分离约束, 即不能同时被激活, 我们就在它们之间添加一条边。为了构造激活组, 首先引入最大独立集的概念^[27], 具体如下:

最大独立集 (Maximal independent set, MIS): 给定一个冲突图, 独立集 \mathcal{I} 是一个顶点集, 其中任何两个顶点之间没有边。这等效于网络中可以同时传输的路径。如果在独立集 \mathcal{I} 中增加任何一个顶点, 都会产生一个非独立集, \mathcal{I} 则被称为是一个最大独立集。

让 $\mathcal{I}_1, \mathcal{I}_2, \dots, \mathcal{I}_Q$ 表示在冲突图中构建的 Q 个

MIS, t_q , $0 \leq t_q \leq 1$ 表示分配给 MIS q 的时间比例, 因此有调度约束 $\sum_{q=1,2,\dots,Q} t_q = 1$ 。在调度期间, 所有的 MIS 轮流进行信息传输。基于 MIS 的设计可以通过实现灵活的时间资源共享和有效的干扰缓解实现更高的系统性能。需要注意的是, 一个 MIS 对应一个活动组。

为了保证最终设计方案的可行性, 我们需要找到一个包含所有用户的 MIS 集合, 这样每个用户都可以有机会访问网络。此外, 为了降低系统设计的复杂性, 我们希望所需 MIS 的数量尽可能的少。基于上述要求, 本节设计了启发式算法, 以低复杂度计算覆盖所有用户传输路径的 MIS 集合。该算法的基本思想是定义一个调度指数 (scheduling index, SI) 来区分所有路径的干扰水平。具体来说, 将冲突图 $G=(V,E)$ 中所有顶点 V 按照与之相连的边数从低到高排序。拥有最少边数的顶点将被赋予最高的优先权。如果两个顶点的边数相同, 则随机选择其中一个顶点来分配较高的优先级。这个排序过程的输出集 \mathcal{P} 是所有的多跳反射路径都按照 SI 值降序排列。最后, 得到一组包含所有用户多跳反射路径的 MIS, 以保证最终解决方案的可行性。该算法从输出集 \mathcal{P} 中选择 SI 值最高的路径作为锚点路径 (anchor path), 每条锚点路径都会引起新一轮独立集合的计算。例如, 给定锚定路径 $p(k)$, 将找到一个涵盖 $p(k)$ 及其在冲突图 $G=(V,E)$ 中所有非干扰顶点的独立集合。从 $p(k)$ 开始的独立集合将被储存在向量 $\mathbf{s}[p(k)]$ 中。

一个待覆盖的集合 \mathcal{T} 被定义为包含尚未被某些独立集合覆盖的路径的集合。集合 \mathcal{T} 初始化为 $\mathcal{T}=\mathcal{P}$, 每次当一条新的路径被某个独立集合覆盖时, 它就会被从 \mathcal{T} 中删除。当 \mathcal{T} 变成空集时, 搜索独立集合的操作将停止。换句话说, 算法将沿着锚点路径递归运行, 直到所有的路径都被某独立集合所覆盖, 这就保证了算法能够生成一个覆盖所有用户多跳反射路径的可行方案。

5.2.3 基站波束成形与活动组调度优化

利用已获得的活动组, 我们可以联合优化基站的波束成形和活动组调度以保证终端用户的公平性。具体来讲, 在获得 Q 个活动组 $\mathcal{I}_1, \mathcal{I}_2, \dots, \mathcal{I}_Q$ 的基础上, 原优化问题 (P5.1) 可以简化为

$$(P5.2) \quad \max_{t_q, \mathbf{w}_k^q} \min_{k \in \mathcal{K}} C_k = \sum_{k \in \mathcal{I}_q} t_q \log(1 + \gamma_k^q) \quad (75)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{q=1,2,\dots,Q} t_q = 1, 0 \leq t_q \leq 1, q = 1, 2, \dots, Q \quad (76)$$

$$\sum_{k \in \mathcal{I}_q} \|\mathbf{w}_k^q\|^2 \leq P_T \quad (77)$$

这是一个联合波束成形和活动组调度问题。为了解决这个问题, 将 (P5.2) 进一步解耦为两个子问题, 一个用于优化基站的波束成形设计, 另一个用于更新活动组调度策略。针对基站端波束成形设计, 该子问题可以建模为

$$(P5.2a) \quad \max_{\mathbf{w}_k^q} \min_{k \in \mathcal{K}} C_k = \sum_{k \in \mathcal{I}_q} t_q \log(1 + \gamma_k^q) \quad (78)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{k \in \mathcal{I}_q} \|\mathbf{w}_k^q\|^2 \leq P_T \quad (79)$$

针对问题 (P5.2a), 可采用文献 [28] 中的方法解决, 本文将不再赘述。有了更新的波束成形设计, 优化用户调度的子问题可以表示为

$$(P5.2b) \quad \max_{t_q} \min_{k \in \mathcal{K}} C_k = \sum_{k \in \mathcal{I}_q} t_q \log(1 + \gamma_k^q) \quad (80)$$

$$\text{s.t.} \quad \sum_{q=1,2,\dots,Q} t_q = 1, 0 \leq t_q \leq 1, q = 1, 2, \dots, Q \quad (81)$$

需要注意的是, 在给定波束成形向量 \mathbf{w}_k^q 的情况下, 公式 (79) 中的 γ_k^q 则成为目标函数中的一个常数。因此, 在问题 (P5.2b) 中, 目标函数和约束都是线性的。(P5.2b) 可以直接用经典的凸优化方法解决, 例如线性方程。

6 结论

可重构智能表面作为一项革命性技术, 通过在平面上集成大量低成本无源反射元件, 实现对无线传输环境的智能配置, 从而显著提高无线通信网络性能。本文从单智能表面辅助的多用户无线通信系统入手, 介绍了具有闭式表达式的、低复杂度 RIS 与基站联合波束成形设计方法; 进而扩展到多 RIS 单链路通信系统, 介绍了多 RIS 通信系统一般化通用信道数学模型, 设计了分布式 RIS 提供更高链路灵活性与系统和速率的设计方案; 最后针对多 RIS 辅助的多跳协作通信系统, 介绍了最佳波束路由、RIS 相移矩阵、用户活动组调度, 以及基站波束成形的联合设计方法, 保证复杂多跳 RIS 环境下的用户公平性^[29]。

参考文献

- [1] DANG Shuping, AMIN O, SHIHADA B, et al. What should 6G be? [J]. Nature Electronics, 2020, 3: 20-29.
- [2] 中商产业研究院. 2021 年“十四五”中国 5G 行业市场前景及投资研究报告 [R]. 2021. China business industry research institute. China 5G industry market outlook and investment research report in

- the 14th five-year plan [R]. 2021. (in Chinese)
- [3] LONG Ruizhe, LIANG Yingchang, PEI Yiyang, et al. Active reconfigurable intelligent surface-aided wireless communications [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(8): 4962-4975.
- [4] KHOSHAFI M H, NGATCHED T M N, AHMED M H, et al. Active reconfigurable intelligent surfaces-aided wireless communication system [J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(11): 3699-3703.
- [5] MU Xidong, LIU Yuanwei, GUO Li, et al. Simultaneously transmitting and reflecting (STAR) RIS aided wireless communications [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(5): 3083-3098.
- [6] XU Jiaqi, LIU Yuanwei, MU Xidong, et al. STAR-RISs: Simultaneous transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surfaces [J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(9): 3134-3138.
- [7] WU Chenyu, LIU Yuanwei, MU Xidong, et al. Coverage characterization of STAR-RIS networks: NOMA and OMA [J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(9): 3036-3040.
- [8] LU Haiquan, ZENG Yong, JIN Shi, et al. Aerial intelligent reflecting surface: Joint placement and passive beamforming design with 3D beam flattening [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(7): 4128-4143.
- [9] HUANG Chongwen, ZAPPONE A, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(8): 4157-4170.
- [10] WU Qingqing, ZHANG Rui. Weighted sum power maximization for intelligent reflecting surface aided SWIPT [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(5): 586-590.
- [11] WU Qingqing, ZHANG Rui. Joint active and passive beamforming optimization for intelligent reflecting surface assisted SWIPT under QoS constraints [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8): 1735-1748.
- [12] GONG Shiqi, YANG Ziyi, XING Chengwen, et al. Beamforming optimization for intelligent reflecting surface-aided SWIPT IoT networks relying on discrete phase shifts [J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2021, 8(10): 8585-8602.
- [13] PAN Cunhua, REN Hong, WANG Kezhi, et al. Multi-cell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(8): 5218-5233.
- [14] YANG Gang, LIAO Yating, LIANG Yingchang, et al. Reconfigurable intelligent surface empowered device-to-device communication underlying cellular networks [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(11): 7790-7805.
- [15] SHEN Hong, XU Wei, GONG Shulei, et al. Secrecy rate maximization for intelligent reflecting surface assisted multi-antenna communications [J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(9): 1488-1492.
- [16] ZHOU Gui, PAN Cunhua, REN Hong, et al. Secure wireless communication in RIS-aided MISO system with hardware impairments [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(6): 1309-1313.
- [17] YANG Liang, MENG Fanxu, HASNA M O, et al. A novel RIS-assisted modulation scheme [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(6): 1359-1363.
- [18] YAN Wenjing, YUAN Xiaojun, HE Zhenqing, et al. Passive beamforming and information transfer design for reconfigurable intelligent surfaces aided multiuser MIMO systems [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8): 1793-1808.
- [19] ZHANG Lechen, LEI Xia, XIAO Yue, et al. Large intelligent surface-based generalized index modulation [J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(12): 3965-3969.
- [20] LIU Kunzan, ZHANG Zijian, DAI Linglong, et al. Compact user-specific reconfigurable intelligent surfaces for uplink transmission [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(1): 680-692.
- [21] GAO Yuwei, XU Jindan, XU Wei, et al. Distributed IRS with statistical passive beamforming for MISO communications [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(2): 221-225.
- [22] CHEN Shanzhi, SUN Shaohui, XU Guixian, et al. Beam-space multiplexing: Practice, theory, and trends, from 4G TD-LTE, 5G, to 6G and beyond [J]. *IEEE Wireless Communications*, 2020, 27(2): 162-172.
- [23] BJÖRNSSON 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.
- [24] 马晓燕.可重构智能表面辅助的无线通信网络协作传输理论与方法研究[D], 济南: 山东大学, 2023.
Ma Xiaoyan. Cooperative transmission for reconfigurable intelligent surface assisted wireless communication networks [D]. Jinan: Shandong University, 2023. (in Chinese)
- [25] MA Xiaoyan, GUO Shuaishuai, ZHANG Haixia, et al.

- Joint beamforming and reflecting design in reconfigurable intelligent surface-aided multi-user communication systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(5): 3269-3283.
- [26] MA Xiaoyan, FANG Yuguang, ZHANG Haixia, et al. Cooperative beamforming design for multiple RIS-assisted communication systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(12): 10949-10963.
- [27] JIAO Ruicheng, DAI Linglong, WANG Wei, et al. Max-Min fairness for beamspace MIMO-NOMA: From single-beam to multi-beam [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(2): 739-752.
- [28] LI Hongkun, CHENG Yu, ZHOU Chi, et al. Multi-dimensional conflict graph based computing for optimal capacity in MR-MC wireless networks [C]//2010 IEEE 30th International Conference on Distributed Computing Systems. Genoa, Italy. IEEE, 2010: 774-783.
- [29] MA Xiaoyan, ZHANG Haixia, CHEN Xianhao, et al. Multi-hop multi-RIS wireless communication systems:

Multi-reflection path scheduling and beamforming [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, Early Access, 2023. doi: 10.1109/TWC.2023.3333050.

作者简介



张海霞 女, 1979年生, 山东菏泽人。山东大学教授, 主要研究方向为干扰管理、通信资源分配、人工智能辅助的无线通信网络等。

E-mail: haixia.zhang@sdu.edu.cn



马晓燕 女, 1995年生, 山东青岛人。山东大学博士研究生, 主要研究方向为数字信号处理、通信资源分配。

E-mail: maxiaoyan06@mail.sdu.edu.cn

(责任编辑: 边熙淳)