

STAR-RIS 辅助的通信系统中混合场波束成形方案设计

邵凯^{1,2}, 王泓谕¹, 王光宇¹

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 基于同时透射和反射可重构智能表面 (STAR-RIS) 通信系统, 提出了一种波束成形设计方案。针对极大规模天线阵列 (ELAA) 带来的混合远近场问题, 首先根据阵列导向矢量建立了混合远近场信道模型; 其次根据 STAR-RIS 至用户的信道强度对远场用户与近场用户进行匹配, 提出了基于混合非正交多址接入 (H-NOMA) 的远近场用户混合分簇策略及接收端串行干扰消除 (SIC) 方案; 最后通过优化波束成形向量和 STAR-RIS 相移矩阵, 求得最大最小化总速率问题的次优解。仿真结果表明, 所提方案在混合场景中具有优越的性能, 采用 STAR-RIS 和 H-NOMA 有效提升了系统的通信性能。与传统的被动 RIS、正交多址接入、远场信道模型等方案相比, 所提方案的最大最小化总速率分别提升了 220.9%、71.2% 和 23.4%。

关键词: 混合远近场通信; 混合非正交多址接入; 同时透射和反射可重构智能表面; 波束成形

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2025099

Design of hybrid field beamforming scheme for STAR-RIS-aided communication systems

SHAO Kai^{1,2}, WANG Hongyu¹, WANG Guangyu¹

1. School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

2. Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology, Chongqing 400065, China

Abstract: A beamforming design scheme was proposed based on simultaneously transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surface (STAR-RIS) communication systems. To address the hybrid near-far field challenges induced by extremely large-scale antenna arrays (ELAA), a hybrid channel model based on array steering vectors was established first. Subsequently, a hybrid clustering strategy for far-near field users based on hybrid non-orthogonal multiple access (H-NOMA) and a serial interference cancellation (SIC) scheme at the receiving end were proposed to match far-near field users according to the channel strength from STAR-RIS to users. Through joint optimization of beamforming vectors and STAR-RIS phase shift matrices, a suboptimal solution was derived for the max-min total rate optimization problem. Simulation results demonstrate the superior performance of the proposed scheme in hybrid scenarios, where STAR-RIS and H-NOMA effectively enhance system performance. Compared with conventional passive RIS, orthogonal multiple access (OMA), and far-field channel modeling approaches, the proposed scheme achieves 220.9%, 71.2%, and 23.4% improvements in max-min total rate, respectively.

Keywords: hybrid near-far field communication, hybrid non-orthogonal multiple access, STAR-RIS, beamforming

0 引言

未来的无线通信追求更广泛的覆盖、更高的速率、更多的连接、更低的时延等性能指标^[1]。为了

实现这些目标, 可重构智能表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 与毫米波 (mmWave, millimeter wave) / 太赫兹 (THz, Tera Hertz) 技术被视

收稿日期: 2025-03-04; 修回日期: 2025-05-20

基金项目: 重庆市自然科学基金资助项目 (No.2025NSCQ-GPX0328)

Foundation Item: The Natural Science Foundation of Chongqing (No.2025NSCQ-GPX0328)

为有前景的解决方案^[2]。mmWave 和 THz 频段具有丰富的带宽资源^[3-4]，为高速数据传输和大规模连接提供支持。然而，mmWave/THz 信号对传播环境的敏感性显著增加，其传输极易受环境障碍物的阻塞影响，尤其是在大规模天线阵列（LAA, large antenna array）系统中，其视距（LoS, line of sight）路径的信号传播极易受到环境障碍物阻塞的影响^[5]。而 RIS 被广泛认为是解决 mmWave/THz 通信阻塞问题的有效方案，其由大量低成本、被动的反射单元组成，通过智能化编程调整每个反射单元的相位，能够灵活地重塑 LAA 无线传播环境，从而显著提升接收信号功率^[6]。

目前，通过优化 RIS 的相移，调整 RIS 反射信号，RIS 与大规模多输入多输出（mMIMO, massive multiple-input-multiple-output）已被广泛应用于无蜂窝网络^[7]、能量与信息同时传输的物联网网络^[8]、大规模车联网系统^[9]及无人机通信^[10]等领域。然而，这种被动的信号反射容易带来过度依赖传播环境^[11]、无法放大入射信号^[12]、乘性衰落^[13]等问题。文献[14]提出了单输入多输出系统下的主动 RIS 方案，该方案配置大量的主动 RIS 元件，不仅能够调节反射信号的相位，还可以有效增强反射信号的强度。文献[15]提出了混合主被动 RIS 的概念，通过优化配置主动/被动元件，从而在低成本的情况下有效抵消级联信道的乘性衰落。但是，主动/被动 RIS 主要依赖于对发送信号的智能化反射，该特性限制了它们只能服务 180°半空间的用户。文献[16]提出的同时透射和反射 RIS（STAR-RIS, simultaneously transmitting and reflecting RIS）的每个单元能够同时实现信号的反射和透射，从而支持 360°全方位覆盖，为用户提供更灵活的信号调控。

STAR-RIS 显著扩展了传统 RIS 的应用范围，适用于覆盖更广区域的通信系统，如室内外协同覆盖、智慧交通和高密用户场景等。随着未来网络中用户密度的持续增加，STAR-RIS 与非正交多址接入（NOMA, non-orthogonal multiple access）的结合成为提升系统性能的关键方向^[17]。文献[18]考虑了多用户下 STAR-RIS 辅助 NOMA 的通信问题，通过非正交机制将同一时频资源块分配给不同用户提升系统性能。但是，对信号覆盖范围内所有用户不加区分，会导致用户间干扰过大，为接收端串行干扰消除（SIC, successive interference cancellation）

带来计算复杂度^[19]的巨大挑战。文献[20]将 STAR-RIS 辅助 NOMA 系统中的用户分为多个簇，以减少用户间干扰，降低 SIC 的计算复杂度。文献[21]创新性地针对 STAR-RIS 系统中透射区与反射区提出了一种基于混合 NOMA（H-NOMA, hybrid NOMA）的多址接入方案，将系统中的用户分为多个簇，其中簇间采用正交多址接入（OMA, orthogonal multiple access），而簇内采用 NOMA，设计了一种基于位置信息的匹配算法，在透射区与反射区各选择一个用户匹配分簇，并通过最大化组合信道增益来确定解码顺序。文献[22-23]进一步讨论了 H-NOMA 结合 STAR-RIS 的性能问题，针对在透射区与反射区各选择一名用户进行配对分簇的策略，提出了不同的匹配算法，优化用户配对与解码策略。

为了满足未来通信网络对高数据速率和大规模连接的需求，极大规模天线阵列（ELAA, extremely large antenna array）吸引了广泛关注^[24]。与传统的 LAA 相比，ELAA 孔径显著增加^[3]，通过部署数百甚至上千个天线单元^[2]，能够在空间域提供更高的波束成形增益和分集增益，从而显著提升系统的频谱效率和能量效率^[4]。ELAA 与 mmWave 或 THz 的结合会带来电磁特性的根本变化，由瑞利距离^[25]划分的近场区域变得不容忽视，信道模型将具有更复杂的球面波特性和^[26]。文献[27]对 STAR-RIS 辅助的混合远近场通信系统作了首次探讨，对多用户信号混合发送，在接收端通过联合解码处理。本文则针对 ELAA 场景的混合远近场问题，研究了一种基于 STAR-RIS 通信系统的反射/透射波束成形设计方案。通过交替优化的方式，联合设计波束成形向量和 STAR-RIS 的相移矩阵，以最大化系统的最小总速率。本文主要贡献如下。

1) 建立混合远近场信道模型，根据远近场的阵列导向矢量公式分别对基站（BS, base station）至 STAR-RIS、STAR-RIS 至远场用户建立远场信道模型，对 STAR-RIS 至近场用户建立近场信道模型。

2) 提出了一种基于 H-NOMA 的分簇策略，与文献[21-23]的分簇策略不同，本文根据 STAR-RIS 远/近场用户信道强度配对分簇，以优化系统的资源分配和信号处理，并设计了相应的 SIC 过程。

3) 建立了最大最小化总速率的优化问题，根据交替优化的思想将问题转换为波束成形向量优化与 STAR-RIS 相移优化 2 个子问题：采用分式规划^[28]

方法, 将子问题转化为包含秩一约束的半定规划 (SDP, semi-definite programming) 问题, 并通过松弛变量 (SDR, semidefinite relaxation) 法将其转化为凸问题进行交替求解, 通过高斯随机化技术恢复秩一约束, 从而获得次优解。

1 系统建模

1.1 系统模型

图1为STAR-RIS辅助的下行传输系统。该场景由一个基站、一个STAR-RIS, 以及多个用户组成。基站由天线数量为 M 的均匀线性阵列 (ULA, uniform linear array) 组成, 处于STAR-RIS的远场范围。STAR-RIS由单元个数为 N 的均匀平面阵列 (UPA, uniform planar array) 组成。 K_{near} 个近场用户与 K_{far} 个远场用户随机分布在STAR-RIS反射区与透射区, 且每个近场用户与远场用户均配置一个接收天线。本文假设用户与基站之间不存在直接链路, 基站通过STAR-RIS反射/透射与用户通信。STAR-RIS与近场用户之间根据近场信道特点建立为球面波模型, STAR-RIS与远场用户及基站建立为平面波模型。假设系统中所有信道的信道状态信息 (CSI, channel state information) 是已知的。

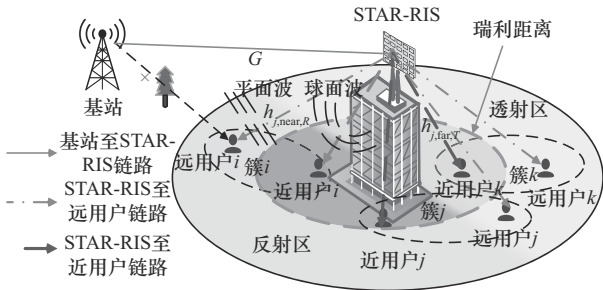


图1 STAR-RIS辅助的下行传输系统

1.2 远近场信道模型

根据文献[25], 基站与STAR-RIS之间的瑞利距离为

$$d_{\text{BS} \rightarrow \text{RIS}} = \frac{2(D_1 + D_2)^2}{\lambda} \quad (1)$$

其中, D_1 、 D_2 分别为基站和STAR-RIS的孔径, λ 为信号的波长。当基站与STAR-RIS的距离小于 $d_{\text{BS} \rightarrow \text{RIS}}$ 时, 基站处于STAR-RIS近场区域; 当基站与STAR-RIS的距离大于 $d_{\text{BS} \rightarrow \text{RIS}}$ 时, 基站处于STAR-RIS的远场区域。STAR-RIS与用户间的瑞利距离为

$$d_{\text{RIS} \rightarrow \text{USER}} = \frac{2D_2^2 r_2}{r_2 \lambda - 2D_2^2} \quad (2)$$

其中, r_2 为基站至STAR-RIS的距离。当STAR-RIS与用户的距离小于 $d_{\text{RIS} \rightarrow \text{USER}}$ 时, 用户处于STAR-RIS近场区域; 当STAR-RIS与用户的距离大于 $d_{\text{RIS} \rightarrow \text{USER}}$ 时, 用户处于STAR-RIS的远场区域。

系统采用赖斯 (Rician) 衰落信道模型, 可以表示为

$$\mathbf{h} = \sqrt{\frac{\kappa}{1 + \kappa}} \mathbf{h}_{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{1 + \kappa}} \mathbf{h}_{\text{NLoS}} \quad (3)$$

其中, κ 表示Rician因子; \mathbf{h}_{NLoS} 为系统非直视路径的信道模型, 用高斯随机分量表示; \mathbf{h}_{LoS} 为系统直视路径的信道模型, 包括STAR-RIS至近场用户的直视信道 $\mathbf{h}_{\text{LoS, near, } \eta}$ 、STAR-RIS至远场用户的直视信道 $\mathbf{h}_{\text{LoS, far, } \eta}$ 、基站至STAR-RIS的直视信道 \mathbf{G}_{LoS} , 即

$$\mathbf{h}_{\text{LoS}} = \sqrt{\frac{\kappa}{1 + \kappa}} (\mathbf{h}_{\text{LoS, near, } \eta} + \mathbf{h}_{\text{LoS, far, } \eta} + \mathbf{G}_{\text{LoS}}) \quad (4)$$

其中, $\eta \in \{T, R\}$, 当 $\eta = T$ 时, 用户处于透射区, 当 $\eta = R$ 时, 用户处于反射区。由于信道在远近场表现出不同的电磁特性, 故对远近场信道分别采用相应的信道模型建模。基于文献[29]的UPA球面波模型, STAR-RIS至第 i 个近场用户的LoS信道模型可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_{\text{LoS, } i, \text{near, } \eta} &= \text{PL}_{i, \text{near, } \eta} \mathbf{a}_x(\psi, \phi, r) \otimes \mathbf{a}_z(\phi, r) \\ [\mathbf{a}_x(\psi, \phi, r)]_n &= e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(-nd_x \cos \psi \sin \phi + \frac{n^2 d_x^2 (1 - \cos^2 \psi \sin^2 \phi)}{2r} \right)} \\ [\mathbf{a}_z(\phi, r)]_m &= e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(-md_z \cos \phi + \frac{m^2 d_z^2 \sin^2 \phi}{2r} \right)} \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $\psi \in [0, 2\pi]$ 代表用户 i 至STAR-RIS的方位角, $\phi \in [0, \pi]$ 表示用户到RIS的俯仰角, λ 为信号的波长, \otimes 表示求取2个矩阵的克罗内克积, d_x 表示阵列中天线的单元在水平方向的间距, d_z 表示阵列中天线的单元在垂直方向的间距, $\mathbf{a}_x(\psi, \phi, r)$ 为STAR-RIS的 x 轴方向的阵列导向矢量, $\mathbf{a}_z(\phi, r)$ 为STAR-RIS的 z 轴方向的阵列导向矢量, N_x 表示STAR-RIS的UPA在 x 正半轴方向上的元件数量, N_z 表示STAR-RIS的UPA在 z 正半轴方向上的元件数量, r 为STAR-RIS中心至用户天线中心的距离, $\text{PL}_{i, \text{near, } \eta}$ 代表第 i 个近用户至STAR-RIS的信道损伤, $n \in \{-N_x, N_x\}$, $m \in \{-N_z, N_z\}$ 。STAR-RIS至第 i 个远场用户的LoS信道模型可表示为

$$\mathbf{h}_{\text{LoS},i,\text{far},\eta} = \text{PL}_{i,\text{far},\eta} \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} N_x d_x \cos \phi}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} N_x d_x \cos \phi} \end{bmatrix}^T \otimes \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} N_x d_x \cos \phi \sin \psi}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} N_x d_x \cos \phi \sin \psi} \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

其中, $\text{PL}_{i,\text{far},\eta}$ 代表第 i 个远用户至 STAR-RIS 的信道损伤。基站至 STAR-RIS 的 \mathbf{G}_{LoS} 为

$$\mathbf{G}_{\text{LoS}} = \text{PL}_{\text{G}} \mathbf{a}_{\text{ULA}}(\phi) (\mathbf{a}_x(\psi, \phi, r) \otimes \mathbf{a}_z(\phi, r))^T$$

$$\mathbf{a}_{\text{ULA}}(\phi) = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} N_{\text{ULA}} d \cos \phi}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} N_{\text{ULA}} d \cos \phi} \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

其中, $\mathbf{a}_{\text{ULA}}(\phi)$ 为基站的阵列导向矢量, N_{ULA} 为基站 x 轴的正半轴的天线数量, d 表示阵列中基站天线单元在水平方向的间距, PL_{G} 为基站至 STAR-RIS 的信道损伤。

2 H-NOMA 分簇策略与级联干扰消除设计

针对混合远近场的特点, 本文采用 H-NOMA 接入方式, 即用户被分为多个簇, 簇内采用 NOMA 接入方式, 簇间采用 OMA 接入方式。基于此, 本节提出了基于 H-NOMA 的用户分簇策略, 并设计了相应的 SIC 方案。

2.1 H-NOMA 分簇策略

为了降低解码复杂度, 现有的 NOMA 研究提出将信道条件有较大差异的 2 个用户进行配对^[30], 例如, 文献[31]将用户按信道强度排序, 再依次选择信道强度高的用户与信道强度低的用户配对进行分簇。在混合远近场的场景下, 远场用户与近场用户有显著的信道条件差异, 由于远场用户距离 STAR-RIS 相较于近场用户更远, 故远场用户的信道强度普遍低于近场用户的信道强度。本文根据此特性, 提出了基于 H-NOMA 的分簇策略, 每个簇由 2 个用户组成。首先, 假设各有 K_{far} 个远场用户和 K_{near} 个近场用户, 根据 STAR-RIS 至用户的信道强度将近场用户从大到小进行排序, 将远场用户从小到大排序。取 $K_{\min, \mu} = \min(K_{\text{near}}, K_{\text{far}})$ 表示 K_{near} 和 K_{far} 中的小值, $\mu \in \{\text{near}, \text{far}\}$ 表示用户类型, 当 $K_{\min, \mu} = K_{\text{near}}$ 时, 近场用户数量少, 当 $K_{\min, \mu} = K_{\text{far}}$ 时, 远场用户数量少。同理可得, $K_{\max, \mu^*} = \max(K_{\text{near}}, K_{\text{far}})$ 表示 K_{near} 和 K_{far} 中的大值, μ^* 表示较大的用户数量所在的场。然后, 依序配对选择第 i 个近场用户和第 i 个远场用户分为同一簇, 组成 $K_{\min, \mu}$ 个簇, 簇 K_i 由第 $k_{i,\text{near},\eta}$ 近用户和第 $k_{i,\text{far},\eta}$ 远用

户组成, 其中 $i \in \{1, \dots, K_{\min, \mu}\}$ 。最后, 若 $K_{\min, \mu} \neq K_{\max, \mu^*}$, 用户将依次取信道强度最高的与信道强度最低的两两分簇, 分别按信道强度高低设置为簇中的近用户和远用户。设 $K_{\text{rest}} = K_{\max, \mu^*} - K_{\min, \mu}$, 若 K_{rest} 为奇数, 则将最后一个用户单独成簇; 若 K_{rest} 为偶数, 则表示用户已经完成两两配对。详细的用户分簇方案如算法 1 所示。

算法 1 用户分簇方案

- 1) 初始化系统参数: $\mathbf{h}_{i,\text{near},\eta}$, $\mathbf{h}_{i,\text{far},\eta}$
- 2) 将 $|\mathbf{h}_{i,\text{near},\eta}|$ 按从大到小排序, 将 $|\mathbf{h}_{i,\text{far},\eta}|$ 按从小到大排序
- 3) 分别取变量 $K_{\min, \mu} = \min(K_{\text{near}}, K_{\text{far}})$, $K_{\max, \mu^*} = \max(K_{\text{near}}, K_{\text{far}})$ 表示 μ^* 场的用户数量更多
- 4) 设 $i = 1$
- 5) while $i \leq K_{\min, \mu}$
- 6) 选取 $\mathbf{h}_{i,\text{near},\eta}$ 与 $\mathbf{h}_{i,\text{far},\eta}$ 分为一簇
- 7) $i = i + 1$
- 8) end while
- 9) if $K_{\min, \mu} \neq K_{\max, \mu^*}$
- 10) $K_{\text{rest}} = K_{\max, \mu^*} - K_{\min, \mu}$
- 11) if $K_{\text{rest}} \bmod 2 = 1$
- 12) 选取第 K_{rest} 分为一簇
- 13) $K_{\text{rest}} = K_{\text{rest}} - 1$
- 14) end if
- 15) while $i \leq \frac{K_{\text{rest}}}{2} + K_{\min, \mu}$
- 16) 设 $j = 2K_{\min, \mu} + K_{\text{rest}} - i$
- 17) 选取 $\mathbf{h}_{i,\mu^*,\eta}$ 与 $\mathbf{h}_{j,\mu^*,\eta}$ 分为同一簇
- 18) $i = i + 1$
- 19) end while
- 20) end if

本文需根据信道强度分别对于远用户与近用户进行从大到小排序, 使用排序算法的计算复杂度为 $O(\tau \text{lb}(\tau))$, 其中 τ 表示排序元素的数量, 本文中 τ 分别为 K_{near} 与 K_{far} , 文献[31]的 τ 为 $K_{\text{near}} + K_{\text{far}}$, 故本文所提分簇方案的计算复杂度为 $O(K_{\text{near}} \text{lb}(K_{\text{near}}) + K_{\text{far}} \text{lb}(K_{\text{far}}))$, 明显低于文献[31]中对所有用户排序后进行分簇方案的计算复杂度 $O((K_{\text{near}} + K_{\text{far}}) \text{lb}(K_{\text{near}} + K_{\text{far}}))$ 。

2.2 级联干扰消除设计

根据 2.1 节的分簇方案, 第 i 簇中包含 2 个用户, 分别用 $\mathbf{h}_{i,\text{far},\eta} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 和 $\mathbf{h}_{i,\text{near},\eta} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示从

STAR-RIS 至第 i 簇远、近用户 η 区域的信道。 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 是从基站到 STAR-RIS 的信道, 则第 i 簇近用户级联信道可以表示为

$$\mathbf{H}_{i,\text{near},\eta} = \mathbf{h}_{i,\text{near},\eta}^H \text{diag}(\Phi_\eta) \mathbf{G} \quad (8)$$

其中, $\Phi_\eta = \beta_\eta [e^{j\theta_{1,\eta}}, \dots, e^{j\theta_{N,\eta}}]$ 为 STAR-RIS 相移矩阵, β_η 控制 STAR-RIS 每个元件反射和透射的功率分配, 并且满足 $\beta_T + \beta_R = 1$, $\theta_{i,\eta} \in [0, 2\pi]$ 表示 STAR-RIS 第 i 个 η 元素的相移。同理, 第 i 簇远用户级联信道可以表示为

$$\mathbf{H}_{i,\text{far},\eta} = \mathbf{h}_{i,\text{far},\eta}^H \text{diag}(\Phi_\eta) \mathbf{G} \quad (9)$$

本文中串行干扰消除的顺序由信道质量确定。由于近用户信道强度更高, 故先消除远用户再消除近用户。进行该方案使得每个簇内的近用户和远用户分别解码一次和两次, 大大降低了网络的解码复杂度。记 $\gamma_{i,\mu,\eta}$ 为第 i 簇 μ 用户处于 η 区的信干噪比 (SINR, signal to interference and noise ratio), $\mathbf{w}_{i,\mu} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为第 i 簇 μ 用户的波束成形向量, P_μ 表示同一簇内 μ 用户的功率分配, σ^2 为噪声功率, 则第 i 簇内近用户的 SINR 为

$$\gamma_{i,\text{near},\eta} = \frac{|\mathbf{H}_{i,\text{near},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{near}}|^2 P_{\text{near}}}{\sigma^2} \quad (10)$$

同理可得, 远用户在近用户处的 SINR 为

$$\gamma_{i,\text{far} \rightarrow \text{near},\eta} = \frac{|\mathbf{H}_{i,\text{near},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{far}}|^2 P_{\text{far}}}{|\mathbf{H}_{i,\text{near},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{near}}|^2 P_{\text{near}} + \sigma^2} \quad (11)$$

若簇 i 只有一个用户, 则其 SINR 为

$$\gamma_{i,\mu,\eta} = \frac{|\mathbf{H}_{i,\mu,\eta} \mathbf{w}_{i,\mu}|^2 P_{\text{total}}}{\sigma^2} \quad (12)$$

其中, P_{total} 为簇内的总功率, 第 i 簇的远用户 SINR 为

$$\gamma_{i,\text{far},\eta} = \frac{|\mathbf{H}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{far}}|^2 P_{\text{far}}}{|\mathbf{H}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{near}}|^2 P_{\text{near}} + \sigma^2} \quad (13)$$

对于有 2 个用户的簇 i , 其总速率为 R_i

$$R_i = \text{lb}(1 + \gamma_{i,\text{near},\eta}) + \text{lb}(1 + \gamma_{i,\text{far},\eta}) \quad (14)$$

如果簇 i 只有一个用户, 则簇 i 的速率为

$$R_i = \text{lb}(1 + \gamma_{i,\mu,\eta}) \quad (15)$$

系统中所有用户的速率和 R_{sum} 为

$$R_{\text{sum}} = \sum_{i=1}^K R_i \quad (16)$$

3 优化问题的建立与求解

本节建立了混合远近场下最大最小化速率和的优化问题, 并通过优化 STAR-RIS 相移 Φ_η 和波束成形向量 \mathbf{w} 来求解该问题。问题可以表述为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{w}, \Phi_\eta\}} \min_{i=1}^K R_i \\ & \text{s.t. } C_1: \theta_n \in [0, 2\pi], \quad n = 1, \dots, N \\ & \quad C_2: \beta_T + \beta_R = 1 \\ & \quad C_3: P_{\text{far}} + P_{\text{near}} = P_{\text{total}} \\ & \quad C_4: |\mathbf{h}_{i,\text{near},\eta}| \geq |\mathbf{h}_{i,\text{far},\eta}| \end{aligned} \quad (17)$$

其中, C_1 为对 STAR-RIS 相移的限制, 保证其大小在 0 至 2π 内, C_2 为 STAR-RIS 反射区和透射区的功率分配因子, C_3 为簇内对于远用户和近用户的功率分配因子, C_4 为 SIC 顺序的约束。

由于优化变量 \mathbf{w} 与 Φ_η 的高度耦合, 以及目标函数中分子和分母均含有优化变量, 因此问题式(17)属于非凸优化问题。本节提出了一种波束成形方案, 将该非凸优化问题转化为凸优化问题, 并设计相应的优化算法交替优化解决此优化问题。具体而言, 优化变量分为 2 类: STAR-RIS 的相位优化和波束成形向量 \mathbf{w} 的优化。由于这 2 类优化变量高度耦合, 本节采用交替优化方案, 将原始问题分解为 STAR-RIS 相位优化和波束成形向量优化 2 个子问题, 分别进行交替求解。对于每个子问题, 通过分式规划与 SDR 等方法将其转化为可解的凸优化问题, 通过凸优化 (CVX, convex optimization) 求解器求解获得次优解。

3.1 STAR-RIS 相位优化子问题

在相位优化子问题中, 固定波束成形向量 \mathbf{w} , 引入辅助变量并应用分式规划的方法将分数问题转换为带有秩一约束的 SDP 问题, 并通过 SDR 法将其转换为凸问题。最后, 通过高斯随机化方法对解进行处理, 以恢复秩一约束, 从而得到次优解, 具体过程如下。

首先引入松弛变量 $z_{i,\mu,\eta}$, 使 $z_{i,\mu,\eta}$ 满足

$$\frac{|\mathbf{H}_{i,\text{near},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{near}}|^2 P_{\text{near}}}{\sigma^2} \geq z_{i,\text{near},\eta} \quad (18)$$

$$\frac{|\mathbf{H}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{far}}|^2 P_{\text{far}}}{|\mathbf{H}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{near}}|^2 P_{\text{near}} + \sigma^2} \geq z_{i,\text{far},\eta} \quad (19)$$

故原问题变为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\Phi_\eta\}} \sum_{i=1}^K \text{lb}(1 + z_{i,\text{near},\eta}) + \text{lb}(1 + z_{i,\text{far},\eta}) \\ \text{s.t. } & C_1, C_2, C_3, C_4 \\ & C_5: \frac{|\mathbf{H}_{i,\text{near},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{near}}|^2 P_{\text{near}}}{\sigma^2} \geq z_{i,\text{near},\eta} \\ & C_6: \frac{|\mathbf{H}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{far}}|^2 P_{\text{far}}}{|\mathbf{H}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{w}_{i,\text{near}}|^2 P_{\text{near}} + \sigma^2} \geq z_{i,\text{far},\eta} \end{aligned} \quad (20)$$

受到文献[32]的启发, 本文引入辅助变量 $\mathbf{a}_{i,\mu,\eta}^{i,\mu'} = \text{diag}(\mathbf{h}_{i,\mu,\eta}) \mathbf{G} \mathbf{w}_{i,\mu}$, $\mathbf{v}_\eta = \beta_\eta [\mathbf{e}^{j\theta_{1,\eta}}, \dots, \mathbf{e}^{j\theta_{N,\eta}}]$, 以及变量矩阵 $\mathbf{V}_\eta = \mathbf{v}_\eta^H \mathbf{v}_\eta$, $\mathbf{A}_{i,\mu,\eta}^{i,\mu'} = \mathbf{a}_{i,\mu,\eta}^{i,\mu'} (\mathbf{a}_{i,\mu,\eta}^{i,\mu'})^H$, $|\mathbf{H}_{i,\mu,\eta} \mathbf{w}_{i,\mu}|^2$ 可以表示为 $\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\mu,\eta}^{i,\mu'} \mathbf{V}_\eta)$, 则 SINR 变为

$$\gamma_{i,\text{near},\eta} = \frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{near},\eta}^{i,\text{near}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{near}}}{\sigma^2} \quad (21)$$

$$\gamma_{i,\text{far} \rightarrow \text{near},\eta} = \frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{near},\eta}^{i,\text{far}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{far}}}{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{near},\eta}^{i,\text{near}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{near}} + \sigma^2} \quad (22)$$

$$\gamma_{i,\text{far},\eta} = \frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{far}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{far}}}{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{near}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{near}} + \sigma^2} \quad (23)$$

式(18)变为

$$\frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{near},\eta}^{i,\text{near}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{near}}}{\sigma^2} \geq z_{i,\text{near},\eta} \quad (24)$$

式(19)变为

$$\frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{far}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{far}}}{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{near}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{near}} + \sigma^2} \geq z_{i,\text{far},\eta} \quad (25)$$

为了将分式的非凸问题转化为凸优化问题, 引入辅助变量 δ , 式(25)变为

$$2\delta \sqrt{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{far}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{far}}} - \delta^2 (\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{near}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{near}} + \sigma^2) \geq z_{i,\text{far},\eta} \quad (26)$$

δ 的最优解可以通过求偏导获得

$$\delta^* = \frac{\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{far}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{far}}}}{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{near}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{near}} + \sigma^2} \quad (27)$$

此时, 问题可以在 δ 与 \mathbf{V}_η 之间交替求解, 由于引入了仿射迹形式, 秩一约束被引入。优化问题变为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\delta, \mathbf{V}_\eta\}} \sum_{i=1}^K \text{lb}(1 + z_{i,\text{near},\eta}) + \text{lb}(1 + z_{i,\text{far},\eta}) \\ \text{s.t. } & C_1, C_2, C_3 \\ & C_7: \frac{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{near},\eta}^{i,\text{near}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{near}}}{\sigma^2} \geq z_{i,\text{near},\eta} \\ & C_8: 2\delta \sqrt{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{far}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{far}}} - \delta^2 (\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{near}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{near}} + \sigma^2) \geq z_{i,\text{far},\eta} \\ & C_9: \delta^* = \frac{\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{far}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{far}}}}{\text{Tr}(\mathbf{A}_{i,\text{far},\eta}^{i,\text{near}} \mathbf{V}_\eta) P_{\text{near}} + \sigma^2} \\ & C_{10}: \mathbf{V}_\eta(n,n) = 1, \quad \eta \in \{T, R\}, \quad n = 1, \dots, N, \\ & C_{11}: \mathbf{V}_\eta \geq 0, \quad \eta \in \{T, R\}, \\ & C_{12}: \text{Rank}(\mathbf{V}_\eta) = 1 \end{aligned} \quad (28)$$

当前仅约束条件 C_{12} 为非凸约束, 其余目标函数和所有约束条件均为凸。SDR 法与高斯随机化是一种有效处理此类秩一约束[33]的方法。具体方法为先忽略秩一约束, 解决凸优化问题以获得最优解。然后, 通过高斯随机化来恢复秩一约束, 从而获得原非凸问题的次优解。

3.2 波束成形向量优化子问题

在波束成形向量优化过程中, 固定 STAR-RIS 的相移矩阵。与 STAR-RIS 相位优化子问题类似, 首先将原问题转化为一个带有秩一约束的 SDP 问题。然后, 引入辅助变量, 借助 SDR 法将此非凸问题转化为可求解的凸优化问题。最后, 通过高斯随机化技术恢复秩一约束, 从而获得原问题的次优解。引入辅助变量 $\mathbf{b}_{i,\mu,\eta} = \mathbf{h}_{i,\mu,\eta}^H \text{diag}(\mathbf{v}_\eta) \mathbf{G}$, 变量矩阵 $\mathbf{B}_{i,\mu,\eta} = \mathbf{b}_{i,\mu,\eta} (\mathbf{b}_{i,\mu,\eta})^H$, $\mathbf{W}_{i,\mu} = (\mathbf{w}_{i,\mu})^H \mathbf{w}_{i,\mu}$, 则 $|\mathbf{H}_{i,\mu,\eta} \mathbf{w}_{i,\mu}|^2$ 可以表示为 $\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\mu,\eta} \mathbf{W}_{i,\mu})$, 式(24)变为

$$\frac{\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{near},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{near}}) P_{\text{near}}}{\sigma^2} \geq z_{i,\text{near},\eta} \quad (29)$$

式(25)变为

$$\frac{\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{far}}) P_{\text{far}}}{\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{near}}) P_{\text{near}} + \sigma^2} \geq z_{i,\text{far},\eta} \quad (30)$$

引入辅助向量 ζ , 利用分式编程的思想将式(30)转换为

$$\begin{aligned} & 2\zeta \sqrt{\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{far}}) P_{\text{far}}} - \zeta^2 (\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{near}}) P_{\text{near}} + \sigma^2) \geq z_{i,\text{far},\eta} \end{aligned} \quad (31)$$

ζ 的最优解可以通过求偏导获得

$$\zeta^* = \frac{\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{far}}) P_{\text{far}}}}{\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{near}}) P_{\text{near}} + \sigma^2} \quad (32)$$

此时的优化问题变为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\zeta, \mathbf{W}_{i,\mu}\}} \sum_{i=1}^K \text{lb}(1 + z_{i,\text{near},\eta}) + \text{lb}(1 + z_{i,\text{far},\eta}) \\ \text{s.t. } & C_1, C_2, C_3 \\ & C_{13}: \frac{\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{near},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{near}}) P_{\text{near}}}{\sigma^2} \geq z_{i,\text{near},\eta} \\ & C_{14}: 2\zeta \sqrt{\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{far}}) P_{\text{far}}} - \\ & \zeta^2 (\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{near}}) P_{\text{near}} + \sigma^2) \geq z_{i,\text{far},\eta} \\ & C_{15}: \zeta^* = \frac{\sqrt{\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{far}}) P_{\text{far}}}}{\text{Tr}(\mathbf{B}_{i,\text{far},\eta} \mathbf{W}_{i,\text{near}}) P_{\text{near}} + \sigma^2} \\ & C_{16}: \mathbf{W}_{i,\mu,\eta}(n,n) = 1, \mu \in \{\text{near}, \text{far}\}, \\ & C_{17}: \mathbf{W}_{i,\mu,\eta} \geq 0, \mu \in \{\text{near}, \text{far}\} \\ & C_{18}: \text{Rank}(\mathbf{W}_{i,\mu,\eta}) = 1 \end{aligned} \quad (33)$$

此时, 只有约束条件 C_{18} 是非凸的, 其余的目标函数和约束条件均为凸。与STAR-RIS相位优化子问题类似, 本文采用SDR法, 首先忽略秩一约束, 将问题转化为一个凸优化问题并求解其最优解。然后, 通过高斯随机化方法恢复秩一约束, 从而获得原问题的次优解。

3.3 交替优化算法的详细步骤

基于上述分析, STAR-RIS相移矩阵与波束成形向量的交替优化如算法2所示。

算法2 基于交替优化的波束成形算法

- 1) 初始化系统参数: \mathbf{G} 、 \mathbf{w} 、 N 、 Φ 、 \mathbf{h} 、 K , 迭代次数 $I_{\text{max}} = 15$, 误差范围 $\varepsilon = 10^{-3}$
- 2) while $R_{\text{sum}}^{(i)} - R_{\text{sum}}^{(i-1)} > \varepsilon$ 或 $i < I_{\text{max}}$
- 3) 固定 $\mathbf{W}^{(i)}$
- 4) 根据式(27)得到 δ^*
- 5) 将变量 δ^* 与 $\mathbf{w}^{(i)}$ 代入式(26), 使用CVX求解器求解得到 $\mathbf{V}^{(i+1)}$
- 6) 使用高斯随机化方法将 $\mathbf{V}^{(i+1)}$ 恢复秩一约束
- 7) 固定 $\mathbf{V}^{(i+1)}$
- 8) 根据式(32)得到 ζ^*
- 9) 将变量 ζ^* 与 $\mathbf{V}^{(i+1)}$ 代入式(31), 使用

CVX求解得到 $\mathbf{W}^{(i+1)}$

- 10) 使用高斯随机化方法将 $\mathbf{W}^{(i+1)}$ 恢复秩一约束
- 11) end while

4 数值仿真

4.1 仿真参数

本节通过MATLAB仿真验证本文方案, 仿真参数如表1所示。首先, 设置BS和STAR-RIS中心的位置分别为(0,100,25) m和(200,100,25) m, 所有用户均匀部署在T区域和R区域。将工作频率设置为30 GHz, 计算出信号波长0.01 m, 对应mmWave通信场景。根据式(1)计算出 $d_{\text{BS} \rightarrow \text{RIS}} \approx 32.8$ m, 小于基站至STAR-RIS的距离, 故STAR-RIS处于基站的远场。RIS下的近场范围根据式(2)计算出 $d_{\text{RIS} \rightarrow \text{USER}} \approx 30$ m, 即STAR-RIS附近30 m范围内为近场范围, 30 m外属于STAR-RIS下的远场范围。远场区域比近场区域存在更多遮挡, 因此远场的LoS成分小于近场的LoS成分。在系统的近场模型中 κ 被设置为9, 远场模型中 κ 被设置为1.5, 即近场的LoS成分约为95%, 远场的LoS成分约为77%。假设用户 x 坐标大于200 m时位于STAR-RIS的透射区, 用户 x 坐标小于200 m时位于STAR-RIS的反射区。本文实验路径损耗采用3GPP的传播环境设置, 即

$$\text{PL} = 28.0 + 22\lg(d) + 20\lg(f_c) \quad (34)$$

其中, f_c 为系统波形的频率, d 为基站到STAR-RIS及STAR-RIS到用户之间的距离。

表1 仿真参数

参数	数值
BS位置/m	(0,100,25)
STAR-RIS位置/m	(200,100,25)
工作频率/GHz	30
基站天线孔径 D_1 /m	0.045
STAR-RIS孔径 D_2 /m	0.36 ^[25]
SNR/dB	35 ^[34]
STAR-RIS数量 N /个	256 ^[35]
基站发射天线数量 M /个	2 ^[36]
信号波长 λ /m	0.01

4.2 对比方案

本文在混合远近场下探讨了 STAR-RIS 辅助的 H-NOMA 系统，并将其称为 HNOMA 方案。为比较 H-NOMA 与 OMA 对系统性能的影响，设计了 STAR-RIS 辅助 OMA 系统，称为 OMA 方案。为比较 STAR-RIS 与传统的被动 RIS 对性能的影响，设计了采用被动 RIS 的方案，称为 RIS-HNOMA 方案，将被动 RIS 固定于 (270,100,25) m 的坐标处以确保所有用户均位于 RIS 的反射区域。为了比较 STAR-RIS 相位优化对性能的影响，设计了仅优化波束成形向量 w 的 w -HNOMA 方案。为了比较所提的混合远近场模型对性能的影响，假设对所有远场和近场用户均采用远场信道模型，设计了远场下的 STAR-RIS 辅助 HNOMA 的方案，称为 F-HNOMA 方案。

4.3 仿真结果及分析

图 2 给出了 SNR=35 dB 时各方案最大最小化速率和与迭代次数的关系。由图 2 可知，随着迭代次数的增加，各方案的性能逐渐收敛。具体地，各方案的最大最小化速率和逐步优化，并在第 4 次到第 5 次迭代后趋于收敛，并且本文方案在整个优化过程中始终优于其他几种方案，验证了该方案的有效性。

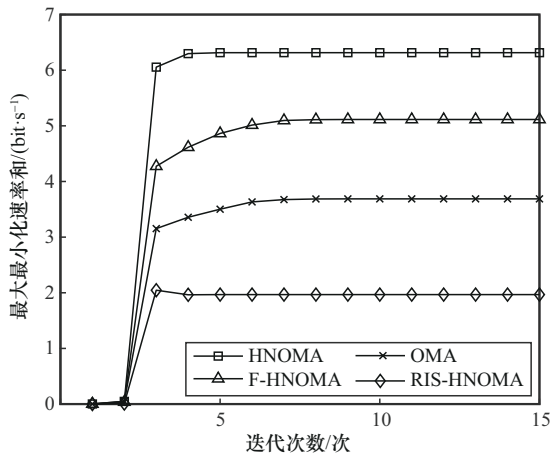


图 2 SNR=35 dB 时各方案最大最小化速率和与迭代次数的关系

图 3 为各方案的最大最小化速率和随 SNR 的变化趋势。从图 3 中可以看出，随着 SNR 的增大，各方案的速率也相应提升。其中，本文方案在各 SNR 水平下均表现出更高的速率，显著优于其他方案。这一结果表明，本文方案在不同信噪比条件下均具有优越的性能表现。

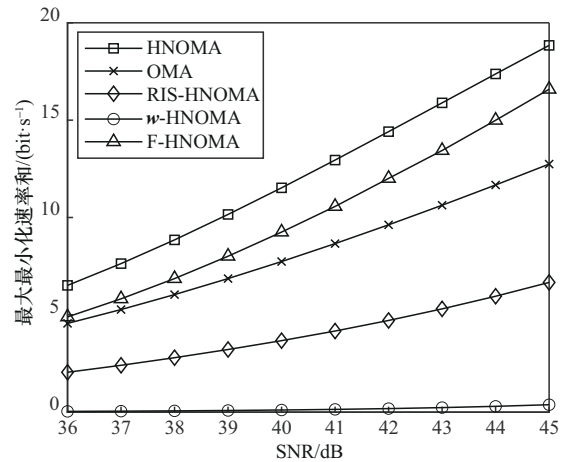


图 3 各方案的最大最小化速率和随 SNR 的变化趋势

图 4 为不同 RIS 元素数量的 UPA 条件下各方案的最大最小化速率和的变化趋势。本文通过改变 RIS 元素间隔，使不同数量的 RIS 元素保持相同的孔径大小，从而保持近场范围不变。从图 4 中可以看出，随着 RIS 元素数量的增大，各方案的最大最小化速率和也相应提升，这是因为更多的 RIS 元素数量可以实现更高的波束成形增益。其中，本文方案在不同的 RIS 元素数量下均优于其他方案。

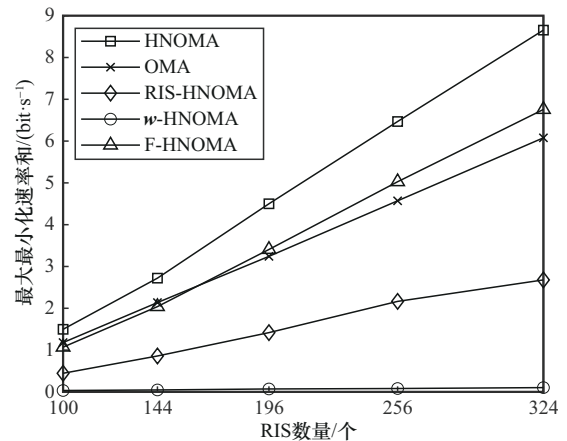


图 4 不同 RIS 元素数量的 UPA 条件下各方案的最大最小化速率和的变化趋势

综上，本文根据远近场的阵列导向矢量公式建立的混合远近场信道模型表现出优于传统纯远场模型的性能优势。此外，本文的 H-NOMA 接入方式相比传统 OMA 展现出更佳的性能。同时，本文方案有效提升了系统的最大最小化速率和，STAR-RIS 则相较于仅具反射功能的传统 RIS 具备更优的性能表现。

5 结束语

本文在混合远近场下研究了 STAR-RIS 辅助下行 H-NOMA 系统中使用阵列导向矢量得到远近场下的信道模型,并根据混合远近场特性提出了一种新颖的 H-NOMA 分簇策略。为了高效地求解所提的非凸问题,本文将其分解为相位优化子问题和波束成形向量优化子问题。在2个子问题中,引入了 SDR 法和分式规划方法将其变为凸问题进行求解。结果表明,本文方案在混合远近场下的 STAR-RIS 辅助下行 H-NOMA 系统中的有效性。下一步工作将考虑不完美 CSI 与不完美 SIC,以及多 RIS 系统的优化设计。

参考文献:

- [1] WANG C X, YOU X H, GAO X Q, et al. On the road to 6G: visions, requirements, key technologies, and testbeds[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2023, 25(2): 905-974.
- [2] LI Y H, GONG S Q, LIU H, et al. Near-field beamforming optimization for holographic XL-MIMO multiuser systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(4): 2309-2323.
- [3] CUI M Y, DAI L L. Near-field wideband beamforming for extremely large antenna arrays[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(10): 13110-13124.
- [4] WANG Z L, MU X D, LIU Y W. Beamfocusing optimization for near-field wideband multi-user communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(1): 555-572.
- [5] XU J D, YUEN C, HUANG C W, et al. Reconfiguring wireless environments via intelligent surfaces for 6G: reflection, modulation, and security[J]. *Science China Information Sciences*, 2023, 66(3): 130304.
- [6] XUE Q, JI C W, MA S D, et al. A survey of beam management for mmWave and THz communications towards 6G[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2024, 26(3): 1520-1559.
- [7] SUI Z P, NGO H Q, CHIEN T V, et al. RIS-assisted cell-free massive MIMO relying on reflection pattern modulation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(2): 968-982.
- [8] MOHAMMADI M, NGO H Q, MATTHAIIOU M. Phase-shift and transmit power optimization for RIS-aided massive MIMO SWIPT IoT networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(1): 631-647.
- [9] ZHANG T T, XU D Y, SAAD A, et al. Large beamforming models for robust wireless transmission in generalized scenes of RIS-aided intelligent IoV network[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2025, 74(2): 1862-1876.
- [10] NGUYEN M T, GARCIA-PALACIOS E, DO-DUY T, et al. UAV-aided aerial reconfigurable intelligent surface communications with massive MIMO system[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2022, 8(4): 1828-1838.
- [11] 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.
- [12] LYU B, ZHOU C, GONG S M, et al. Robust secure transmission for active RIS enabled symbiotic radio multicast communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(12): 8766-8780.
- [13] PENG Z J, ZHANG Z B, PAN C H, et al. Beamforming optimization for active RIS-aided multiuser communications with hardware impairments[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(8): 9884-9898.
- [14] 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.
- [15] NGUYEN N T, VU Q D, LEE K, et al. Hybrid relay-reflecting intelligent surface-assisted wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(6): 6228-6244.
- [16] MU X D, LIU Y W, GUO L, et al. Simultaneously transmitting and reflecting (STAR) RIS aided wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(5): 3083-3098.
- [17] WU C Y, LIU Y W, MU X D, et al. Coverage characterization of STAR-RIS networks: NOMA and OMA[J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(9): 3036-3040.
- [18] HAN Y, LI N, LIU Y W, et al. Artificial noise aided secure NOMA communications in STAR-RIS networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(6): 1191-1195.
- [19] GAO Q L, LIU Y W, MU X D, et al. Joint location and beamforming design for STAR-RIS assisted NOMA systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(4): 2532-2546.
- [20] FANG F, WU B B, FU S, et al. Energy-efficient design of STAR-RIS aided MIMO-NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(1): 498-511.
- [21] WU C Y, MU X D, LIU Y W, et al. Resource allocation in STAR-RIS-aided networks: OMA and NOMA[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(9): 7653-7667.
- [22] ABRAR M F U, TALHA M, ANSARI R I, et al. Optimization of STAR-RIS-assisted hybrid NOMA mmWave communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(8): 10146-10161.
- [23] KHAN N, QURESHI H A, CANTOS L, et al. Design of STAR-RIS assisted uplink NOMA for maximum fairness[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2025, 74(3): 5223-5228.
- [24] YE S C, XIAO M, KWAN M W, et al. Extremely large aperture array (ELAA) communications: foundations, research advances and challenges[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2024, 5: 7075-7120.
- [25] CUI M Y, WU Z D, LU Y, et al. Near-field MIMO communications for 6G: fundamentals, challenges, potentials, and future directions[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2023, 61(1): 40-46.
- [26] ZHANG H Y, SHLEZINGER N, GUIDI F, et al. 6G wireless communications: from far-field beam steering to near-field beam focusing[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2023, 61(4): 72-77.
- [27] HAN Z X, YANG D C, XU Y, et al. Throughput enhancement in STAR-RIS assisted hybrid far- and near-field communications[C]//*Proceedings of the 2024 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*. Piscataway: IEEE Press, 2024: 1591-1596.
- [28] SHEN K M, YU W. Fractional programming for communication systems: part I: power control and beamforming[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(10): 2616-2630.
- [29] LIU Y W, WANG Z L, XU J Q, et al. Near-field communications: a tu-

torial review[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2023, 4: 1999-2049.

- [30] DING Z G, SCHOBER R, POOR H V. A general MIMO framework for NOMA downlink and uplink transmission based on signal alignment[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(6): 4438-4454.
- [31] ALI M S, TABASSUM H, HOSSAIN E. Dynamic user clustering and power allocation for uplink and downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) systems[J]. IEEE Access, 2016, 4: 6325-6343.
- [32] WANG T Q, FANG F, DING Z G. Joint phase shift and beamforming design in a multi-user MISO STAR-RIS assisted downlink NOMA network[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(7): 9031-9043.
- [33] WU Q Q, ZHANG R. Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(3): 1838-1851.
- [34] SHEN L H, WU P C, KU C J, et al. D-STAR: dual simultaneously transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surfaces for joint uplink/downlink transmission[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(6): 3305-3322.
- [35] MU X D, XU J Q, LIU Y W, et al. Reconfigurable intelligent surface-aided near-field communications for 6G: opportunities and challenges[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2024, 19(1): 65-74.
- [36] KATWE M V, DESHPANDE R, SINGH K, et al. Spectrally-efficient beamforming design for STAR-RIS-aided URLLC NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(7): 4414-4431.

[作者简介]



邵凯 (1977-), 男, 云南普洱人, 重庆邮电大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为智能感知与信息系统、信号与信息智能处理等。



王泓谕 (1999-), 男, 山西阳泉人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为智能反射面、波束成形。



王光宇 (1964-), 男, 贵州兴义人, 博士, 重庆邮电大学教授、硕士生导师, 主要研究方向为数字信号处理、滤波器组理论等。