

文章编号: 1007-5321(2024)01-0007-06

DOI: 10.13190/j.jbupt.2022-279

非正交多址接入的同步透射反射智能超表面 信号增强算法

侯天为, 李 洁, 王 俊, 宋政育, 孙 昕

(北京交通大学 电子信息工程学院, 北京 100044)

摘要: 针对传统智能超表面无法透射信号的问题, 利用同步透射反射智能超表面, 提出了一种基于非正交多址接入的信号增强算法。同步透射反射智能超表面具有全向性的特点, 可同时服务两侧的非正交多址接入用户。所提算法将同步透射反射智能超表面的信号与通信信号相干叠加, 利用黎曼共轭梯度算法求解优化问题, 理论上可大幅增强用户的信号功率, 降低中断概率, 提高频谱效率性能。由仿真结果可知, 与不使用同步透射反射智能超表面相比, 随机相位的同步透射反射智能超表面可以提高约 $3.6 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 的系统频谱效率。利用黎曼共轭梯度算法优化后, 可进一步提高约 $2.3 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 的系统频谱效率, 该结果验证了所提算法的优越性。

关键词: 同步透射反射智能超表面; 非正交多址接入; 信号增强算法; 中断概率; 通信速率

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

A Signal Enhancement Algorithm for Simultaneous-Transmitting-and-Reflecting Reconfigurable Intelligent Surface Based on Non-Orthogonal Multiple Access Networks

HOU Tianwei, LI Jie, WANG Jun, SONG Zhengyu, SUN Xin

(School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: In order to overcome the non-transition issue of the conventional reconfigurable intelligent surface, a signal enhancement algorithm based on non-orthogonal multiple access networks is proposed, aided by simultaneous-transmitting-and-reflecting reconfigurable intelligent surfaces. By utilizing the omni property of the simultaneous-transmitting-and-reflecting reconfigurable intelligent surface, it is possible to serve multiple users on both sides simultaneously. Since the direct signal and the reflected signals through simultaneous-transmitting-and-reflecting reconfigurable intelligent surface can be coherent, and by utilizing the Riemannian conjugate gradient algorithm, the signal power level of non-orthogonal multiple access users can be significantly boosted by the proposed signal enhancement based algorithm. As a result, the outage probability is decreased and the transmission rate performance is enhanced. Simulation results show that an improvement of $3.6 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ spectral efficiency is observed in the random phase shift scenario, compared to the scenario without simultaneous-transmitting-and-reflecting reconfigurable intelligent surface. Furthermore, an extra $2.3 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ gain on the spectral efficiency can be obtained when the proposed Riemannian conjugate gradient algorithm is employed, which validates the superiority of the proposed algorithm.

收稿日期: 2022-12-08

基金项目: 国家自然科学基金项目(62201028); 中国科协“青年人才托举”项目(2022QNRC001); 欧盟“玛丽居里学者”项目(101106428)

作者简介: 侯天为(1991—), 男, 副教授, 硕士生导师。

通信作者: 王 俊(1982—), 男, 副教授, 硕士生导师, 邮箱: wangjun1@bjtu.edu.cn。

Key words: simultaneous-transmitting-and-reflecting reconfigurable intelligent surface; non-orthogonal multiple access; signal enhancement based algorithm; outage probability; transmission rate

智能超表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 作为第 6 代移动通信系统的一种潜在技术,可大幅提高无线通信系统的频谱效率和能量效率。传统无线通信中,所接收的信号强度较弱。RIS 可以巧妙地控制无线信号的反射相位,提高用户的有效信号幅度,或者抑制干扰信号的幅度^[1-2]。针对传统的 RIS 仅能反射无线信号的缺点,一种全新的同步透射反射 RIS (STAR-RIS, simultaneous-transmitting-and-reflecting RIS) 备受关注。

STAR-RIS 可以同时控制无线信号的透射相位和反射相位,可以同时服务 STAR-RIS 两侧的用户^[3]。STAR-RIS 具有反射超表面层、透射超表面层、控制层和底板层,可以相互独立地控制反射信号和透射信号的幅度和相位,实现对透射信号幅度和相位的控制^[4]。值得一提的是,STAR-RIS 的反射过程和透射过程是同时发生的,其不但具备信号透射和反射的同时性,也具备信号处理的同时性。此外,由于 STAR-RIS 服务的反射用户距离基站较近,而透射用户距离基站较远,反射用户的信道状态信息 (CSI, channel state information) 远强于透射用户的 CSI,针对这种情况,可使用非正交多址接入 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 技术^[5]。

NOMA 通过共享多个 CSI 强度不同用户的时间、频域和码域资源,利用叠加编码技术 (SC, successive coding) 和连续干扰消除 (SIC, successive interference cancellation) 技术,可以大幅提高用户的遍历速率^[6],但该研究尚处于起步阶段。Hou 等^[7]提出了一种基于 RIS 的信号增强 (SEB, signal enhancement based) 算法,使经过 RIS 反射的信号在信道增益最大的用户处相干叠加,大幅增强了该用户的中断概率性能和遍历速率性能。李小双等^[8]比较了基于 NOMA 的 RIS 网络和基于 NOMA 的解调转发型中继的性能,根据其结果可知,当 RIS 的元素数量较大时,基于 NOMA 的 RIS 网络性能较好。Wu 等^[9]利用 STAR-RIS 分析了在正交多址接入场景和非正交多址接入场景中的资源分配问题,并比较了用户的通信性能。

综上所述,虽然已有学者对 STAR-RIS 进行了相关的建模,但仍然需要对基于 NOMA 的全向多用户信号增强的用户性能进行优化。针对最大化强用

户功率的 SEB 算法无法实现多用户频谱效率最优的问题^[7],笔者利用 STAR-RIS 的透射性和反射性,同时服务 STAR-RIS 两侧的用户,同时采用 NOMA 技术,将 STAR-RIS 两侧的用户组成一个用户簇。利用无线信号的相干性,设计 SEB 算法,使反射信号和透射信号在用户处相干增强,大幅提高了用户的性能。基于黎曼共轭梯度算法,优化 STAR-RIS 的反射相位和透射相位。由仿真结果可知,所提出的 SEB 算法可大幅提高用户的遍历速率和频谱效率。

1 系统模型

基于 NOMA 的 STAR-RIS 信号增强的系统模型如图 1 所示,1 个单天线基站同时服务 4 个单天线用户。STAR-RIS 阵列面板具有 N 个 STAR-RIS 元素,其可以将信号反射至用户 1 和用户 2,并将信号透射至用户 3 和用户 4。由于主要关注 STAR-RIS 对用户遍历速率和频谱效率造成的影响,采用单天线窄带模型,故性能提升均来自 STAR-RIS 的被动波束成型。假设用户 1 和用户 2 具有相同的信号,用户 3 和用户 4 具有相同的信号,且 CSI 理想已知。

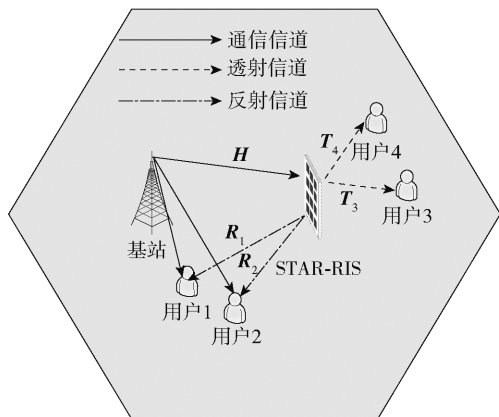


图 1 基于 NOMA 的 STAR-RIS 信号增强系统模型

假设基站到用户 1 和用户 2 的功率域信道增益为 $|h_1|^2$ 和 $|h_2|^2$,其功率域信道增益的概率密度函数 $f_1(x)$ 服从瑞利分布,即 $f_1(x) = e^{-x}$ 。

设基站到 STAR-RIS 的小尺度衰落向量为

$$\mathbf{H} = [h_{R,1}, h_{R,2}, \dots, h_{R,N}]^T \quad (1)$$

其中 $h_{R,n}$ 为基站到第 n 个 RIS 元素的信道增益。

同理, STAR-RIS 到用户 1 和用户 2 的反射小尺度衰落向量分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_1 &= [r_{1,1}, r_{1,2}, \dots, r_{1,N}] \\ \mathbf{R}_2 &= [r_{2,1}, r_{2,2}, \dots, r_{2,N}] \end{aligned} \quad (2)$$

其中: \mathbf{R}_1 和 \mathbf{R}_2 均为复向量, $r_{1,n}$ 为第 n 个 STAR-RIS 元素到用户 1 的反射信道增益, 其服从衰落系数为 κ_1 的莱斯分布, 可写为

$$r_{1,n} = \sqrt{\frac{\kappa_1}{\kappa_1 + 1}} r_{1,n}^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa_1 + 1}} r_{1,n}^{\text{NLoS}} \quad (3)$$

其中 $r_{1,n}^{\text{LoS}}$ 和 $r_{1,n}^{\text{NLoS}}$ 分别为直射分量和非直射分量。

STAR-RIS 到用户 3 和用户 4 的透射小尺度衰落向量分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_3 &= [t_{3,1}, t_{3,2}, \dots, t_{3,N}] \\ \mathbf{T}_4 &= [t_{4,1}, t_{4,2}, \dots, t_{4,N}] \end{aligned} \quad (4)$$

其中: \mathbf{T}_3 和 \mathbf{T}_4 均为复向量, $t_{3,n}$ 为第 n 个 STAR-RIS 元素到用户 3 的透射信道增益, 其服从衰落系数为 κ_2 的莱斯分布, 可计算为

$$t_{3,n} = \sqrt{\frac{\kappa_2}{\kappa_2 + 1}} t_{3,n}^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa_2 + 1}} t_{3,n}^{\text{NLoS}} \quad (5)$$

假设基站到用户 1 和用户 2 的距离分别为 d_1 和 d_2 , 基站到用户 1 和用户 2 的路径衰落系数为 α_1 , 则基站到用户 1 和用户 2 的大尺度衰落分别为 $\varepsilon_1 = d_1^{-\alpha_1}$, $\varepsilon_2 = d_2^{-\alpha_1}$ 。假设基站到 STAR-RIS 的距离为 d_R , 路径衰落系数为 α_2 , STAR-RIS 到用户 1 和用户 2 的距离分别为 $d_{R,1}$ 和 $d_{R,2}$, 路径衰落系数为 α_3 , 则基站通过 STAR-RIS 到用户 1 和用户 2 的大尺度衰落 $\varepsilon_{R,1}$ 和 $\varepsilon_{R,2}$ 分别为 $d_R^{-\alpha_2} d_{R,1}^{-\alpha_3}$ 和 $d_R^{-\alpha_2} d_{R,2}^{-\alpha_3}$ 。同理, 假设 STAR-RIS 到用户 3 和用户 4 的距离分别为 $d_{R,3}$ 和 $d_{R,4}$, 路径衰落系数为 α_4 , 则基站通过 STAR-RIS 到用户 3 和用户 4 的大尺度衰落 $\varepsilon_{T,3}$ 和 $\varepsilon_{T,4}$ 分别为 $d_R^{-\alpha_2} d_{R,3}^{-\alpha_4}$ 和 $d_R^{-\alpha_2} d_{R,4}^{-\alpha_4}$ 。

利用 NOMA 技术, 基站可采用 SC 技术同时服务 4 个用户, 等效发射信号为

$$S = \delta_1 s_1 + \delta_3 s_3 = \delta_1 s_2 + \delta_3 s_4 \quad (6)$$

其中: s_1, s_2, s_3 和 s_4 分别为用户 1、用户 2、用户 3 和用户 4 的信号; δ_1 为用户 1 和用户 2 的功率分配系数, δ_3 为用户 3 和用户 4 的功率分配系数, 且满足 $\delta_1^2 + \delta_3^2 = 1$ 。

综上所述, 可知用户 1 和用户 2 收到的信号分别为

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{d_1^{-\alpha_1}} h_1 p S + \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,1}^{-\alpha_3}} \mathbf{R}_1 \Phi \mathbf{H} p S + N_0 \\ y_2 &= \sqrt{d_2^{-\alpha_1}} h_2 p S + \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,2}^{-\alpha_3}} \mathbf{R}_2 \Phi \mathbf{H} p S + N_0 \end{aligned} \quad (7)$$

其中: p 为基站的发射功率, N_0 为均值为 0 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声, Φ_R 为 STAR-RIS 的反射对角矩阵, 其定义为

$$\Phi_R \triangleq \text{diag}[\beta_{R,1} \phi_{R,1}, \beta_{R,2} \phi_{R,2}, \dots, \beta_{R,N} \phi_{R,N}] \quad (8)$$

其中: $\phi_{R,n} = \exp(j\theta_{R,n})$, $\forall n = 1, 2, \dots, N$; $\beta_{R,n}$ 和 $\theta_{R,n}$ 分别为第 n 个 STAR-RIS 元素的幅度反射系数和相位反射系数。

用户 3 和用户 4 距基站较远, 无法直接接收基站的信号, 只能利用 STAR-RIS 的透射与基站进行通信, 故它们接收到的信号分别为

$$\begin{aligned} y_3 &= \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,3}^{-\alpha_4}} \mathbf{T}_3 \Phi \mathbf{H} p S + N_0 \\ y_4 &= \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,4}^{-\alpha_4}} \mathbf{T}_4 \Phi \mathbf{H} p S + N_0 \end{aligned} \quad (9)$$

其中 Φ_T 为 STAR-RIS 的透射对角矩阵, 其定义为

$$\Phi_T \triangleq \text{diag}[\beta_{T,1} \phi_{T,1}, \beta_{T,2} \phi_{T,2}, \dots, \beta_{T,N} \phi_{T,N}] \quad (10)$$

其中: $\phi_{T,n} = \exp(j\theta_{T,n})$, $\forall n = 1, 2, \dots, N$; $\beta_{T,n}$ 和 $\theta_{T,n}$ 分别为第 n 个 STAR-RIS 元素的幅度透射系数和相位透射系数, 且满足 $\beta_{R,n}^2 + \beta_{T,n}^2 = 1$ 。根据 STAR-RIS 常见的能量分割原则, 采用 $\beta_{R,n}^2 = \beta_{T,n}^2 = 0.5$ [10]。

2 同步透射反射智能超表面的 SEB 算法

为了同时增强所有用户的信号, 假设 STAR-RIS 已知 CSI, 故被动波束成形目标可写为

$$\begin{aligned} \max & \sqrt{d_1^{-\alpha_1}} h_1 p + \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,1}^{-\alpha_3}} \mathbf{R}_1 \Phi \mathbf{H} p \\ \max & \sqrt{d_2^{-\alpha_1}} h_2 p + \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,2}^{-\alpha_3}} \mathbf{R}_2 \Phi \mathbf{H} p \end{aligned} \quad (11a)$$

$$\begin{aligned} \max & \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,3}^{-\alpha_4}} \mathbf{T} \Phi \mathbf{H} p \\ \max & \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,4}^{-\alpha_4}} \mathbf{T} \Phi \mathbf{H} p \end{aligned} \quad (11b)$$

$$\text{s. t. } \beta_{R,n} = 0.5, \beta_{T,n} = 0.5, \forall n = 1, 2, \dots, N \quad (11c)$$

$$\phi_{R,n} \in [0, 2\pi), \phi_{T,n} \in [0, 2\pi) \quad (11d)$$

其中: 式(11a)为用户 1 和用户 2 的信号增强目标函数, 式(11b)为用户 3 和用户 4 的信号增强目标函数, 式(11c)为 STAR-RIS 的反射和透射幅度系数约束, 式(11d)为 STAR-RIS 的反射和透射相位系数约束。

2.1 用户 1 和用户 2 的 SEB 算法

由于无线信号为矢量, 故式(11a)可改写为

$$\max \|\sqrt{d_1^{-\alpha_1}} h_1 + \mathbf{q}_R^H \mathbf{A}_1\|^2, \|\sqrt{d_2^{-\alpha_1}} h_2 + \mathbf{q}_R^H \mathbf{A}_2\|^2 \quad (12)$$

其中: 相位函数 $\mathbf{q}_R = [\phi_{R,1}, \phi_{R,2}, \dots, \phi_{R,N}]^H$, $\mathbf{A}_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,1}^{-\alpha_3}} \text{diag}(\mathbf{R}_1) \mathbf{H}$, $\mathbf{A}_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,2}^{-\alpha_3}} \times \text{diag}(\mathbf{R}_2) \mathbf{H}$ 。

为了完成式(12)的目标,将其再次转化为

$$\max \|\sqrt{d_1^{-\alpha_1}}h_1 + \mathbf{q}_R^H \mathbf{A}_1\|^2 + \|\sqrt{d_2^{-\alpha_1}}h_2 + \mathbf{q}_R^H \mathbf{A}_2\|^2 \quad (13)$$

为解决式(13),引入基于黎曼流形的共轭梯度算法,其是一个有效处理非凸优化问题的方法。首先定义复平面 \mathbb{C} 上的一个黎曼子流形为

$$\mathcal{N}_{cc} = \{\phi \in \mathbb{C} | \phi^* \phi = 1\} \quad (14)$$

其中: ϕ 为流形 \mathcal{N} 上的定点, $*$ 为共轭复数。

$\phi_{R,n} \in [0, 2\pi)$, 即 $|\phi_{R,n}| = 1$ 为式(13)的约束条件,故 $\mathbf{q}_R = [\phi_{R,1}, \phi_{R,2}, \dots, \phi_{R,N}]^H$ 形成 N 维的复圆流形 \mathcal{N}_{cc}^N 。优化式(13)的可行域在流形 \mathcal{N}_{cc}^N ,目标函数 $f(\mathbf{q}_R)$ 为 $\|\sqrt{d_1^{-\alpha_1}}h_1 + \mathbf{q}_R^H \mathbf{A}_1\|^2 + \|\sqrt{d_2^{-\alpha_1}}h_2 + \mathbf{q}_R^H \mathbf{A}_2\|^2$,其梯度函数为

$$\nabla f(\mathbf{q}_R) = 2(\mathbf{A}_1 \mathbf{A}_1^H \mathbf{q}_R + \mathbf{A}_1 (\sqrt{d_1^{-\alpha_1}}h_1)^*) + 2(\mathbf{A}_2 \mathbf{A}_2^H \mathbf{q}_R + \mathbf{A}_2 (\sqrt{d_2^{-\alpha_1}}h_2)^*) \quad (15)$$

存在一个目标函数增长最快的切向量(方向),称为黎曼梯度。函数 $f(\mathbf{q}_R)$ 在 \mathbf{q}_R 点的黎曼梯度 $\text{grad } f_R$ 是欧几里得梯度 ∇f_R 的正交投影。因此,复圆流形 \mathcal{N}_{cc}^N 上点 \mathbf{q}_R 处的黎曼梯度为

$$\text{grad } f_R = \nabla f_R(\mathbf{q}_R) - \text{Re} \{ \nabla f_R(\mathbf{q}_R) \circ \mathbf{q}_R^* \} \circ \mathbf{q}_R \quad (16)$$

其中 \circ 为2个矩阵的哈达玛积。可以确定共轭梯度方法的搜索方向为

$$\mathbf{c} = -\text{grad } f_R + \tau \Omega_r(d) \quad (17)$$

其中: $\Omega_r(\mathbf{c}) = \mathbf{c} - \text{Re} \{ \mathbf{c} \circ \mathbf{q}_R^* \} \circ \mathbf{q}_R$, τ 为共轭梯度更新参数。然而,位于2个不同的切空间中的搜索方向不能直接运算,给出从切线空间到形本身的映射:

$$(\mathbf{q}_R)_i \leftarrow \frac{(\mathbf{q}_R + \xi \mathbf{c})_i}{|(\mathbf{q}_R + \xi \mathbf{c})_i|} \quad (18)$$

其中 ξ 为搜索步长。

算法 1 用户 1 和用户 2 的黎曼共轭梯度算法

输入: $\sqrt{d_1^{-\alpha_1}}, \sqrt{d_2^{-\alpha_1}}, h_1, h_2, \mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2$

输出: \mathbf{q}_R

1 随机初始化 RIS 的反射相位矩阵 $\mathbf{q}_{R,0} \in \mathcal{N}_{cc}^N$, 计算 \mathbf{c} 的初始值 $\mathbf{c}_0 = -\text{grad } f_{R,0}$, 设迭代次数 $k=0$ 。

2 循环

3 选择线性搜索步长

4 通过式(18)找到 $\mathbf{q}_{R,1} : \mathbf{q}_{R,k+1} = \frac{(\mathbf{q}_{R,k} + \xi_k \mathbf{c})_n}{|(\mathbf{q}_{R,k} + \xi_k \mathbf{c})_n|}$

5 计算 $\mathbf{g}_{k+1} = \text{grad } f_{R,k+1}$

6 计算 \mathbf{g}_k 和 \mathbf{c}_k 的向量传输 $\bar{\mathbf{g}}_k$ 和 $\bar{\mathbf{c}}_k$:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{g}}_k &= \mathbf{g}_k - \text{Re} \{ \mathbf{g}_k \circ \mathbf{q}_{R,k+1}^* \} \circ \mathbf{q}_{R,k+1} \\ \bar{\mathbf{c}}_k &= \mathbf{c}_k - \text{Re} \{ \mathbf{c}_k \circ \mathbf{q}_{R,k+1}^* \} \circ \mathbf{q}_{R,k+1} \end{aligned}$$

7 计算 $\tau_k = \frac{\mathbf{g}_{k+1}^H \mathbf{g}_{k+1}}{\bar{\mathbf{g}}_k^H \bar{\mathbf{g}}_k}$

8 计算共轭方向: $\mathbf{c}_{k+1} = -\mathbf{g}_{k+1} + \tau_k \bar{\mathbf{c}}_k$

9 更新 $k \leftarrow k+1$

10 直到收敛

11 返回 $\mathbf{q}_R = \mathbf{q}_{R,k+1}$

结束

根据文献[11]中的定理 4.3.1, 保证算法 1 收敛到临界点。利用黎曼流形优化, 即可解出反射部分的 RIS 幅度和相位, 透射部分同理。

在 STAR-RIS 多用户场景下, 黎曼梯度优化可以有效地解决同步信号增强问题, 基于式(12)~式(15)的被动波束成形设计, 用户 1 的接收信号幅度为

$$y_1 = \sqrt{d_1^{-\alpha_1}} |h_1| p_S + |\mathbf{q}_R^H \mathbf{A}_1| p_S + N_0 \quad (19)$$

基于 NOMA 协议, 用户 1 的信道增益较强, 利用 SIC 技术将用户 3 的信号检测并删除, 用户 1 检测用户 3 以及用户 2 检测用户 4 的信干噪比 (SINR, signal-to-interference-plus-noise-ratio) 分别为

$$\Gamma_{1 \rightarrow 3} = \frac{p |\bar{h}_1|^2 \delta_3^2}{\sigma^2 + p |\bar{h}_1|^2 \delta_1^2}, \Gamma_{2 \rightarrow 4} = \frac{p |\bar{h}_2|^2 \delta_4^2}{\sigma^2 + p |\bar{h}_2|^2 \delta_2^2} \quad (20)$$

其中: $|\bar{h}_1|^2 = (\sqrt{d_1^{-\alpha_1}} |h_1| + |\mathbf{q}_R^H \mathbf{A}_1|)^2$, $|\bar{h}_2|^2 = (\sqrt{d_2^{-\alpha_1}} |h_2| + |\mathbf{q}_R^H \mathbf{A}_2|)^2$ 。

当用户 1 检测用户 3 的信号并删除成功后, 检测用户 1 的信号, 用户 1 和用户 2 的信噪比分别为

$$\Gamma_1 = \frac{|\bar{h}_1|^2 \delta_1^2 p}{\sigma^2}, \Gamma_2 = \frac{|\bar{h}_2|^2 \delta_2^2 p}{\sigma^2} \quad (21)$$

2.2 用户 3 和用户 4 的 SEB 算法

为了解决式(11b), 将透射信道向量改写为

$$\max \|\mathbf{Q}_T^H \mathbf{B}_3\|^2, \|\mathbf{Q}_T^H \mathbf{B}_4\|^2 \quad (22)$$

其中: 相位函数为 $\mathbf{Q}_T = [\phi_{T,1}, \phi_{T,2}, \dots, \phi_{T,N}]^H$, $\mathbf{B}_3 = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,3}^{-\alpha_4}} \text{diag}(\mathbf{T}_3) \mathbf{H}$, $\mathbf{B}_4 = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{d_R^{-\alpha_2} d_{R,4}^{-\alpha_4}} \times \text{diag}(\mathbf{T}_4) \mathbf{H}$ 。

为了完成式(22)的目标, 将其再次转化为

$$\max \|\mathbf{Q}_T^H \mathbf{B}_3\|^2 + \|\mathbf{Q}_T^H \mathbf{B}_4\|^2 \quad (23)$$

设 $f(\mathbf{Q}_T) = \|\mathbf{Q}_T^H \mathbf{B}_3\|^2 + \|\mathbf{Q}_T^H \mathbf{B}_4\|^2$, 其梯度函数为

$$\nabla f(\mathbf{Q}_T) = 2(\mathbf{B}_3 \mathbf{B}_3^H \mathbf{Q}_T) + 2(\mathbf{B}_4 \mathbf{B}_4^H \mathbf{Q}_T) \quad (24)$$

基于黎曼共轭梯度算法解出透射 RIS 的相位最优值, 用户 3 和用户 4 的接收信号分别为

$$y_3 = \mathbf{Q}_T^H \mathbf{B}_3 p S + N_0, \quad y_4 = \mathbf{Q}_T^H \mathbf{B}_4 p S + N_0 \quad (25)$$

基于 NOMA 协议, 用户 3 的信道增益较弱, 将用户 1 的信号当作干扰, 用户 3 和用户 4 的 SINR 分别为

$$\Gamma_3 = \frac{|\bar{h}_3|^2 \delta_3^2 p}{|\bar{h}_3|^2 \delta_1^2 p + \rho^2}, \quad \Gamma_4 = \frac{|\bar{h}_4|^2 \delta_3^2 p}{|\bar{h}_4|^2 \delta_1^2 p + \rho^2} \quad (26)$$

其中: $|\bar{h}_3|^2 = \|\mathbf{Q}_T^H \mathbf{B}_3\|^2$, $|\bar{h}_4|^2 = \|\mathbf{Q}_T^H \mathbf{B}_4\|^2$ 。

基于式(21)和式(26), 用户 1 和用户 2 的遍历速率分别为 $\bar{R}_1 = E(\ln(1 + \Gamma_1))$, $\bar{R}_2 = E(\ln(1 + \Gamma_2))$, 用户 3 和用户 4 的遍历速率分别为 $\bar{R}_3 = E(\ln(1 + \Gamma_3))$, $\bar{R}_4 = E(\ln(1 + \Gamma_4))$ 。

3 仿真验证

采用蒙特卡洛方法, 对所提 SEB 算法进行仿真验证, 比较用户的遍历速率和频谱效率, 以体现所提算法的性能。仿真次数为 10^7 , 带宽 ω 设置为 1 MHz, 加性高斯白噪声的功率为 $-174 + 10 \lg \omega$ dBm。反射用户频谱效率 $Y_{SE1} = \bar{R}_1 + \bar{R}_2$, 透射用户频谱效率 $Y_{SE2} = \bar{R}_3 + \bar{R}_4$, 系统频谱效率为 $Y_{SE} = Y_{SE1} + Y_{SE2}$ 。基于 NOMA 协议, 功率分配系数为 $\delta_1^2 = 0.4$, $\delta_2^2 = 0.6$, 其他仿真参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真参数设置

| 参数 | 数值 |
|--------------------|-----|
| d_1/m | 60 |
| d_2/m | 60 |
| d_R/m | 80 |
| $d_{R,1}/\text{m}$ | 30 |
| $d_{R,2}/\text{m}$ | 30 |
| $d_{R,3}/\text{m}$ | 35 |
| $d_{R,4}/\text{m}$ | 35 |
| α_1 | 3 |
| α_2 | 2.6 |
| α_3 | 2.8 |
| α_4 | 2.6 |

图 2 所示为不同信道衰落系数下, STAR-RIS 元素数量 N 对反射用户和透射用户遍历速率的影响, 设置信道衰落系数 $\kappa_1, \kappa_2 \in \{0, 1\}$ 。对比反射用户的 3 条曲线可知, 当 κ_1 或 κ_2 增大时, 反射用户的遍

历速率增大。对比透射用户的 3 条曲线可知, 当 κ_1 或 κ_2 增大时, 透射用户的遍历速率提高。这也证明了信道参数对所提出的基于 STAR-RIS 的 NOMA 信号增强算法具有很大的影响。

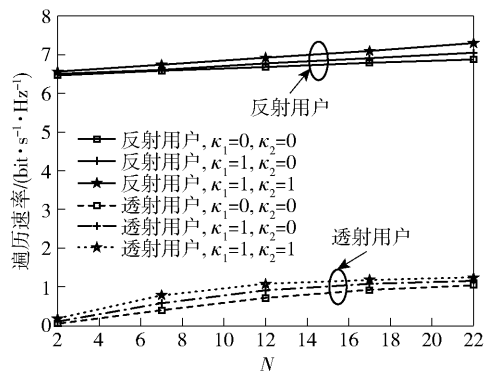


图 2 不同信道衰落系数下用户遍历速率随 N 的变化

图 3 所示为不同信道衰落系数下, STAR-RIS 元素数量 N 对用户频谱效率的影响。由图 3 可知, N 的增大可以大幅提高反射用户的频谱效率, 但不能大幅提高透射用户的频谱效率。这是由于透射用户受同源干扰的影响, 其信干噪比在 N 较大时为常数, 而反射用户则可以利用 SIC 技术消除干扰。此外, 由于目标函数为最大化用户的有效信号, 受 NOMA 技术的影响, 提高 κ_2 反而会降低反射用户的频谱效率。

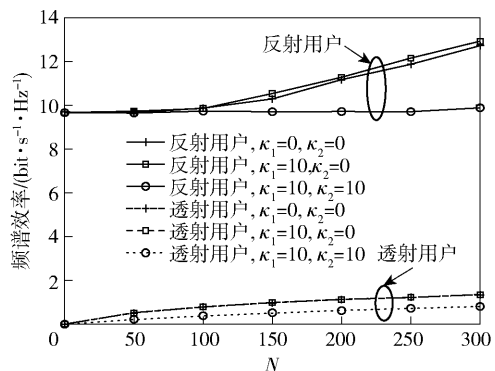
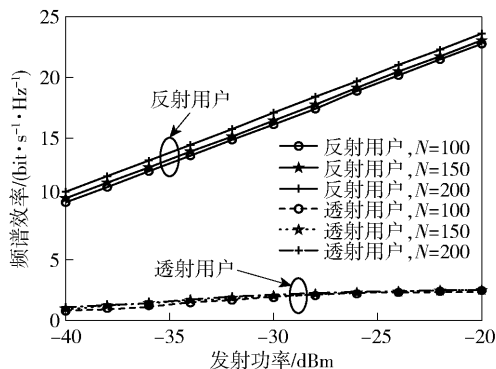


图 3 不同信道衰落系数下用户频谱效率随 N 的变化

图 4 所示为不同 N 时的用户频谱效率。由图 4 可知, 增大 N 无法提高透射用户的频谱效率, 说明基于 NOMA 技术的 STAR-RIS 信号增强算法应用于为近距离的用户提供更优的被动波束成型设计, 使更多的能量反射至近距离用户。随着 N 的增大, 反射用户的频谱效率不断增长, 这意味着部署更多的 STAR-RIS 可提供更大的性能增益。

图 5 所示为使用不同算法的通信系统的频谱效

图 4 不同 N 时的用户频谱效率

率。相比无 RIS 系统, STAR-RIS 随机相位可以提高约 $3.6 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 的频谱效率。利用所提出的黎曼共轭梯度算法优化 RIS 相位后, 可额外提高约 $2.3 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 的频谱效率, 该结果验证了所提算法的优越性。此外, 当 STAR-RIS 把全部能量用于透射用户时, 频谱效率较低, 该结果间接说明所提出模型将优先服务距离基站较近的用户, 以提高系统频谱效率。

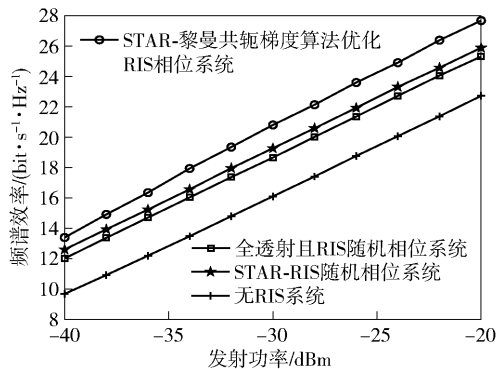


图 5 不同通信系统的频谱效率

4 结束语

提出了一种基于 NOMA 的 STAR-RIS 信号增强算法, 受益于 STAR-RIS 的全向性, 可同时同频地服务 STAR-RIS 两侧的用户。利用黎曼共轭梯度算法, 使用户的信号相干叠加, 可大幅度提高用户的信干噪比, 提高遍历速率性能。所提出的基于 NOMA 的 STAR-RIS 信号增强算法应用于单天线场景, 下一步将探讨在多天场景, 基站的主动波束成形、STAR-RIS 的被动波束成形和用户的检测向量联合设计问题。此外, 为了更加贴合实际的应用场景, 用户数量和用户移动性也具有重要的研究价值, 将会在未来的研究中进一步考虑。

参考文献:

- [1] LIU Y W, LIU X, MU X D, et al. Reconfigurable intelligent surfaces: principles and opportunities [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021, 23 (3): 1546-1577.
- [2] 张磊, 崔铁军. 时空编码数字超材料和超表面研究进展 [J]. 中国科学基金, 2021, 35(5): 694-700.
ZHANG L, CUI T J. Recent progress of space-time-coding digital metamaterials and metasurfaces [J]. Bulletin of National Natural Science Foundation of China, 2021, 35(5): 694-700.
- [3] LIU Y W, MU X D, XU J Q, et al. STAR: simultaneous transmission and reflection for 360 coverage by intelligent surfaces [J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(6): 102-109.
- [4] XU J Q, LIU Y W, MU X D, et al. STAR-RISs: simultaneous transmitting and reflecting reconfigurable intelligent surfaces [J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(9): 3134-3138.
- [5] HOU T W, LIU Y W, SONG Z Y, et al. Multiple antenna aided NOMA in UAV networks: a stochastic geometry approach [J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(2): 1031-1044.
- [6] DING Z G, LIU Y W, CHOI J, et al. Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks [J]. IEEE Communication Magazine, 2017, 55(2): 185-191.
- [7] HOU T W, LIU Y W, SONG Z Y, et al. Reconfigurable intelligent surface aided NOMA networks [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(11): 2575-2588.
- [8] 李小双, 刘秋妍, 张忠皓, 等. 基于 NOMA 的 RIS 与 DF 中继对比研究 [J]. 电子技术应用, 2021, 47(9): 5-8.
LI X S, LIU Y Q, ZHANG Z H, et al. Comparison between RIS and DF relay with NOMA [J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(9): 5-8.
- [9] 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.
- [10] LI Z F, HUA M, WANG Q X, et al. Weighted sum-rate maximization for multi-IRS aided cooperative transmission [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(10): 1620-1624.
- [11] BAI T Y, HEATH R W. Coverage and rate analysis for millimeter-wave cellular networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(2): 1100-1114.