

文章编号:1007-5321(2023)04-0064-06

DOI:10.13190/j.jbupt.2022-148

下行 RIS-NOMA 系统交替优化波束形成方法

彭 艺, 吴 桐, 杨青青

(昆明理工大学 信息工程与自动化学院, 昆明 650500)

摘要: 为了最大化可重构智能反射面(RIS)辅助多输入单输出非正交多址(NOMA)通信系统中的加权和速率,提出了一种分式规划和连续凸逼近结合交替优化主被动波束形成的方法。首先,利用分式规划将加权和速率问题转化成分式问题并解耦信号和噪声功率;然后,分别利用拉格朗日乘子法和连续凸逼近交替优化主被动波束形成,从而将非凸最大化加权和速率问题分解成多个凸优化问题迭代求解;最后,获得主动波束形成的最优解和被动波束形成的次优解。仿真结果表明,所提方法有效地解决了 RIS-NOMA 通信系统中的波束形成问题,并且用户能够获得理想的速率提升。

关键词: 可重构智能反射面;非正交多址接入技术;波束形成;交替优化方法;加权和速率

中图分类号:TN929.5

文献标志码:A

Alternate Optimization Beamforming Method for Downlink RIS-NOMA System

PENG Yi, WU Tong, YANG Qingqing

(Faculty of Information Engineering and Automation, Kunming University of Science and Technology,
Kunming 650500, China)

Abstract: In order to maximize the weighted sum rate of the multi-input single-output non-orthogonal multiple access (NOMA) communication system assisted by the reconfigurable intelligent surface (RIS), a method combining fractional programming and successive convex approximation is proposed to alternatively optimize active and passive beamforming. First, the weighted sum rate problem is transformed into a fractional problem by fractional programming and the signal and noise power are decoupled. Then, the active and passive beamforming are alternately optimized by the Lagrange multiplier method and successive convex approximation, respectively. Thus, the nonconvex problem of maximizing the weighted sum rate is decomposed into multiple convex optimization problems. Finally, the optimal solution of active beamforming and the suboptimal solution of passive beamforming are obtained. The simulation results show that the proposed method can effectively solve the beamforming problem in the RIS-NOMA communication system and users can obtain an ideal rate increase.

Key words: reconfigurable intelligent surface; non-orthogonal multiple access; beamforming; alternating optimization method; weighted sum rate

收稿日期:2022-06-17

作者简介:彭 艺(1976—),女,副教授,硕士生导师。

通信作者:杨青青(1981—),女,讲师,硕士生导师,邮箱:2530349532@qq.com。

可重构智能反射面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 作为第6代移动通信系统的潜在技术,在提升频谱效率和扩大网络覆盖等方面都有广阔的前景^[1-3]。与传统被动适应无线信道的通信技术相比,RIS可控制反射单元调整入射信号的相位,即被动波束形成,改变无线信道^[4-5]从而获得更大的信道增益。RIS具有硬件和能量成本低,且在全双工模式下工作不会引入更多热噪声等优势,为从根本上解决无线信道的衰落提供了新的方法^[6]。

为进一步提高能量效率,近年来,很多工作针对RIS辅助非正交多址 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 通信系统进行了相关研究。在NOMA系统中,基站 (BS, base station) 采用叠加编码的方式传输信号,用户利用连续干扰消除技术 (SIC, successive interference cancellation),消除节点内部分用户间干扰以解码目标信号^[7]。由于SIC的性能和信道增益密切相关,RIS具备重新配置无线信道能力,可以为NOMA执行SIC提供有利的前提和条件。Zheng等^[8]研究了RIS辅助不同多址方案所需的最小发射功率,并进行了数值比较,结果表明,在多用户系统中,相较于RIS辅助正交多址通信的方案,RIS-NOMA系统能获得更高的能量效率。Mu等^[9]提出了一种利用连续凸逼近 (SCA, successive convex approximation) 交替优化主被动波束形成的方法,并利用RIS构造信号功率差,最大化RIS-NOMA系统下行用户和速率。Wu等^[10]研究了在无线供电网络场景中,最大化上行RIS-NOMA系统吞吐量的问题,并利用柯西不等式证明了上下行可共用同一被动波束形成。Zeng等^[11]提出了一种半正定松弛 (SDR, semi-definite relaxation) 优化被动波束形成的方法,最大化上行用户和速率。据了解,目前没有文献研究过RIS-NOMA在下行多输入单输出通信场景中的用户加权和速率 (WSR, weighted sum rate) 问题。在此场景下主动波束形成和被动波束形成两个优化目标高度耦合,使得最大化WSR的问题难以求解。

为解决上述问题,笔者提出了一种分式规划 (FP, fractional programming)^[12]和SCA结合交替优化主被动波束形成的方法:首先,利用拉格朗日变换和二次变换 (QT, quadratic transform) 结合的FP,将非凸WSR问题转化为凸优化问题,以获得主动波束形成的全局最优解;然后,利用SCA将优化被动波束形成的非凸二次约束二次规划问题 (QCQP,

quadratically constrained quadratic programming) 降阶,以较快的方式寻求次优解;最后,将被动波束形成的优化解投影至离散相移中。

1 系统模型

RIS-NOMA下行通信系统如图1所示,在BS与K个用户之间部署单个RIS辅助通信,其中,BS配备M个发射天线,RIS由N个反射单元组成,并且视距 (LOS, line of sight) 链路和非视距 (NLOS, non-line of sight) 链路畅通。 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 、 $\mathbf{H}_{r,k} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 和 $\mathbf{H}_{d,k} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 分别为BS-RIS、RIS-第k个用户和BS-第k个用户的信道系数矩阵, $\forall k = 1, 2, \dots, K$ 。

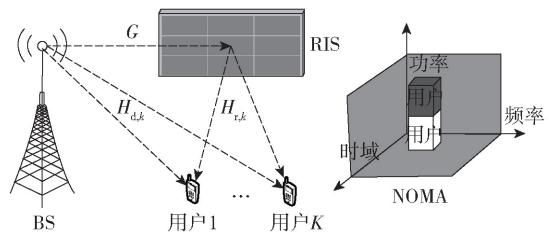


图1 RIS-NOMA 通信场景

假设BS、RIS和用户都能获得完美的信道状态信息 (CSI, channel state information), BS 天线采用均匀线性阵列, RIS 反射单元采用均匀平面阵列。在下行 NOMA 系统中,BS 采用叠加编码的方式发送信号,在接收端采用 SIC 消除节点内部分用户信号干扰。由于存在可以获得完美 CSI 的前提,可将用户的信号功率由大到小以 $k = 1, 2, \dots, K$ 排序作为解码顺序,为了获得第k个用户信号,用户需先解码第i个设备的信号 $\forall i < k$, 然后按照 $i = 1, 2, \dots, k-1$ 的顺序从接收信号中消除这些信号,以获得目标信号, $\forall i > k$ 的信号被视作噪声。第k个用户的接受信号为

$$y_k = (\mathbf{H}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{G} + \mathbf{H}_{d,k}^H) \sum_{i=1}^K \mathbf{w}_i s_i + u_k \quad (1)$$

其中: s_k 为第k个用户的信号, $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为BS端的主动波束形成向量, u_k 为用户k处的加性高斯白噪声, $u_k \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$, $\boldsymbol{\Theta} = \sqrt{\eta} \text{diag}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N)$ 为RIS的被动波束形成矩阵, η 为反射系数。用户k处的信干噪比为

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{H}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{G} + \mathbf{H}_{d,k}^H| \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=k+1}^K |\mathbf{H}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{G} + \mathbf{H}_{d,k}^H| \mathbf{w}_i|^2 + \sigma^2} \quad (2)$$

以 bit/(s·Hz) 为单位的 WSR 为

$$R = \sum_{k=1}^K \omega_k \ln(1 + \gamma_k) \quad (3)$$

其中 ω_k 为固定的用户权重。RIS-NOMA 系统中以最大化 WSR 为目标,优化主被动波束形成的问题为

$$\max_{\mathbf{W}, \boldsymbol{\Theta}} f_1(\mathbf{W}, \boldsymbol{\Theta}) = \sum_{k=1}^K \omega_k \ln(1 + \gamma_k) \quad (4)$$

$$\text{s. t. C1: } \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \leq P_A, \forall k=1, 2, \dots, K$$

$$\text{C2: } \theta_n \in F_D, \forall n=1, 2, \dots, N$$

$$\text{C3: } \gamma_k \geq \gamma_{\min}, \forall k=1, 2, \dots, K$$

其中: $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K]$ 为主动波束形成矩阵, P_A 为发射功率, $F_D = \left\{ \theta_n \mid \theta_n = e^{j\varphi_n}, \varphi_n \in \left\{ 0, \frac{2\pi}{q}, \frac{4\pi}{q}, \dots, \frac{2\pi(q-1)}{q} \right\} \right\}$ 为取值个数为 q 的离散相位控制取值集, $\|\cdot\|$ 为欧氏范数, γ_{\min} 为正确检测信号的最低信干噪比要求^[7]。C1 为最大发射功率约束; C2 为被动波束形成的离散相控约束, F_D 由离散取值个数 q 定义; C3 为用户服务质量 (QoS, quality of service) 约束, 即每一个用户都能获得大于 γ_{\min} 的信干噪比。

2 优化方法设计

2.1 分式规划

最大化 WSR 问题并不是一个严格的分式问题, 直接求解此问题将非常复杂, 对于式(4)而言, ω_k 和 γ_k 非负, 且 C1 为范数约束, 可对式(4)进行拉格朗日对偶变换^[12]为

$$\begin{aligned} \max_{\boldsymbol{\Theta}, \mathbf{W}, \boldsymbol{\delta}} f_2(\boldsymbol{\Theta}, \mathbf{W}, \boldsymbol{\delta}) &= \omega_k \sum_{k=1}^K \ln(1 + \delta_k) - \\ &\sum_{k=1}^K \omega_k \delta_k + \sum_{k=1}^K \frac{\omega_k (1 + \delta_k) \gamma_k}{1 + \gamma_k} \quad (5) \\ \text{s. t. C1, C2, C3} \end{aligned}$$

其中 $\boldsymbol{\delta} = [\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_K]$ 为 γ_k 的拉格朗日辅助变量, 即 $\delta_k = \gamma_k$ 。初始化 γ_k 并去除常数项, 式(5)可以等效求解为

$$\begin{aligned} \max_{\boldsymbol{\Theta}, \mathbf{W}} f_3(\boldsymbol{\Theta}, \mathbf{W}) &= \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\delta}_k \gamma_k}{1 + \gamma_k} \quad (6) \\ \text{s. t. C1, C2, C3} \end{aligned}$$

其中 $\tilde{\delta}_k = \omega_k (1 + \delta_k)$ 。对于式(6)中目标函数与约束条件中 \mathbf{W} 和 $\boldsymbol{\Theta}$ 耦合的问题, 采用交替优化的方法解决, 其过程为: $\dots \rightarrow \boldsymbol{\delta}^{(t)} \rightarrow \mathbf{W}^{(t)} \rightarrow \boldsymbol{\Theta}^{(t)} \rightarrow \boldsymbol{\delta}^{(t+1)} \dots$ 。

为处理非凸 QoS 约束, 采用二阶锥规划^[13]的方法将约束条件 C3 进一步转换为

$$\text{C3: } \sqrt{1 + \frac{1}{\gamma_{\min}}} (\mathbf{H}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{G} + \mathbf{H}_{d,k}^H) \mathbf{w}_k \geq$$

$$\left\| \frac{(\mathbf{H}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{G} + \mathbf{H}_{d,k}^H) \mathbf{W}}{\sigma} \right\|, \forall k=1, 2, \dots, K,$$

$$\text{C4: } (\mathbf{H}_{r,k}^H \boldsymbol{\Theta}^H \mathbf{G} + \mathbf{H}_{d,k}^H) \mathbf{w}_k \geq 0, \forall k=1, 2, \dots, K \quad (7)$$

\mathbf{W} 或 $\boldsymbol{\Theta}$ 中任何一个值被固定时, 此约束均为椭圆约束。

2.2 主动波束形成

为简化公式描述, 令 $\mathbf{H}_k^H = (\mathbf{G}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{r,k} + \mathbf{H}_{d,k}^H)$, 式(6)中固定 $\boldsymbol{\delta}$ 和 $\boldsymbol{\Theta}$, 求解 \mathbf{W} 的问题为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{W}} f_4(\mathbf{W}) &= \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\delta}_k \|\mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_k\|^2}{\sum_{i=k}^K \|\mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_i\|^2 + \sigma^2} \quad (8) \\ \text{s. t. C1, C3, C4} \end{aligned}$$

对式(8)进行二次变换使其从分式问题进一步变换为和差关系问题为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{W}, \mathbf{v}} f_5(\mathbf{W}, \mathbf{v}) &= \sum_{k=1}^K 2\sqrt{\tilde{\delta}_k} \text{Re} \{ \mathbf{v}_k * \mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_k \} - \\ &\sum_{k=1}^K \|\mathbf{v}_k\|^2 \left(\sum_{i=k}^K \|\mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_i\|^2 + \sigma^2 \right) \quad (9) \\ \text{s. t. C1, C3, C4} \end{aligned}$$

其中: Re 为取实部, $*$ 为取共轭, 二次辅助变量 $\mathbf{v} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_K]$, 令 $\partial f_5 / \partial \mathbf{v}_k = 0, \partial f_5 / \partial \mathbf{w}_k = 0$ 可得到 \mathbf{v} 中元素的最优解为

$$\mathbf{v}_k^o = \frac{\sqrt{\tilde{\delta}_k} \mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_k}{\sum_{i=k}^K \|\mathbf{H}_k^H \mathbf{w}_i\|^2 + \sigma^2} \quad (10)$$

使用拉格朗日乘子法^[12]得到 \mathbf{w}_k 的全局最优解为

$$\mathbf{w}_k^o = \sqrt{\tilde{\delta}_k} \mathbf{v}_k \left(\sum \lambda_n \mathbf{I}_M + \sum_{i=k}^K \|\mathbf{v}_i\|^2 \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \right)^{-1} \mathbf{H}_k \quad (11)$$

其中: $\lambda_n = \min \{ \lambda_n \geq 0: \text{C1, C3, C4} \}$ 为满足约束条件的拉格朗日辅助变量, \mathbf{I}_M 为 M 阶单位矩阵。

2.3 被动波束形成

根据式(6), 固定 \mathbf{W} , 优化 $\boldsymbol{\Theta}$ 的问题为

$$\begin{aligned} \max_{\boldsymbol{\Theta}} f_6(\boldsymbol{\Theta}) &= \sum_{k=1}^K \frac{\tilde{\delta}_k \|\boldsymbol{\Theta}^H \boldsymbol{\alpha}_{k,k} + \beta_{k,k}\|^2}{\sum_{i=k}^K \|\boldsymbol{\Theta}^H \boldsymbol{\alpha}_{k,i} + \beta_{k,i}\|^2 + \sigma^2} \quad (12) \\ \text{s. t. C2, C3, C4} \end{aligned}$$

其中: $\boldsymbol{\alpha}_{k,i} = \sqrt{\eta} \text{diag}(\mathbf{H}_{r,k}^H) \mathbf{G} \mathbf{w}_i, \beta_{k,i} = \mathbf{H}_{d,k}^H \mathbf{w}_i, \boldsymbol{\Theta} = [\theta_1,$

$\theta_2, \dots, \theta_N]^T$ 。对式(12)进行二次变换为

$$\max_{\theta, \varepsilon} f_7(\theta, \varepsilon) = \sum_{k=1}^K 2\sqrt{\tilde{\delta}_k} \operatorname{Re} \{ \varepsilon_k^* \theta^H \alpha_{k,k} + \varepsilon_k^H \beta_{k,k} \} - \sum_{k=1}^K |\varepsilon_k|^2 \left(\sum_{i=k}^K |\theta^H \alpha_{k,i} + \beta_{k,i}|^2 + \sigma^2 \right) \quad (13)$$

s. t. C2, C3, C4

其中 $\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_K]$ 为二次变换辅助变量。令 $\partial f_7 / \partial \varepsilon_k = 0$ 可获得 ε 中元素的最优解为

$$\varepsilon_k^o = \frac{\sqrt{\tilde{\delta}_k} (\theta^H \alpha_{k,k} + \beta_{k,k})}{\sum_{i=k}^K |\theta^H \alpha_{k,i} + \beta_{k,i}|^2 + \sigma^2} \quad (14)$$

展开 $|\theta^H \alpha_{k,i} + \beta_{k,i}|^2 = \theta^H \alpha_{k,i} \alpha_{k,i}^H \theta + 2\operatorname{Re} \{ \beta_{k,i}^* \theta^H \alpha_{k,i} \} + |\beta_{k,i}|^2$, 式(13)的 QCQP 问题为

$$\max_{\theta} f_8(\theta) = -\theta^H U \theta + 2\operatorname{Re} \{ \theta^H \nu \} \quad (15)$$

s. t. C2, C3, C4

其中: U 为半正定矩阵且 $U = \sum_{k=1}^K |\varepsilon_k|^2 \sum_{i=k}^K \alpha_{k,i} \alpha_{k,i}^H$,

$\nu = \sum_{k=1}^K \left(\sqrt{\tilde{\delta}_k} \varepsilon_k^* \alpha_{k,k} - |\varepsilon_k|^2 \sum_{i=k}^K \beta_{k,i}^* \alpha_{k,i} \right)$ 。为降低复杂度,使用 SCA 求解上述非凸 QCQP。将约束 C2 放松为 $|\theta_n|^2 \leq 1$, 也可写为范数约束 $\|\theta\| \leq N^{[11]}$, 再对可行域内任意一点 $\bar{\theta}$, 利用 $f_8(\theta)$ 的一阶泰勒展开式构造目标函数为

$$\max_{\theta, \lambda} f_9(\theta) = f_8(\bar{\theta}) + \nabla f_8(\bar{\theta})^T (\theta - \bar{\theta}) + (\lambda_R + j\lambda_I)^H g(\theta) \quad (16)$$

其中: 梯度 $\nabla f_8(\bar{\theta}) = \operatorname{Re}(-2U\bar{\theta} + 2\nu)$, λ_R 和 $j\lambda_I$ 分别为不等式约束 $g(\theta)$, 即 C2、C3 和 C4 实部和虚部的拉格朗日辅助变量。

对于最大化优化方法, 每次迭代中 $f_8(\theta)$ 均为单调非减量, 且 $f_8(\theta)$ 有上界, 又由 $f_8(\theta)$ 的泰勒展开: $f_8(\theta) \geq f_8(\bar{\theta}) + \nabla f_8(\bar{\theta})^T (\theta - \bar{\theta})$ 可知, $f_9(\theta)$ 有上界且小于 $f_8(\theta)$ 的上界, 根据单调有界原则, SCA 可以保证收敛。

将此优化问题的解 ϕ_n^o 投影至离散解的方法为

$$\arg \min_{\varphi_n} |\phi_n^o - \varphi_n| \quad (17)$$

2.4 交替优化方法

上述交替优化方法的算法步骤如下:

算法1 交替优化方法的算法

- 1 初始化: $W^{(0)}$ 、 $\Theta^{(0)}$
- 2 repeat $t = t + 1$
- 3 通过式(2)更新 γ_k 辅助变量 $\delta^{(t)}$
- 4 通过式(10)更新 $W^{(t)}$ 的 QT 辅助变量 $v^{(t)}$

5 通过式(11)更新主动波束形成矩阵 $W^{(t)}$

6 通过式(14)更新 $\theta^{(t)}$ 的 QT 辅助变量 $\varepsilon^{(t)}$

7 通过式(16)获得被动波束形成向量 $\theta^{(t)}$

8 通过式(17)将 θ_n^{t+1} 投影至离散取值中

9 if $f_8(\theta^{t+1}) \geq f_8(\theta^t)$ then

10 $\theta^o = \theta^{t+1}$

11 else

12 $\theta^o = \theta^{t-1}$

13 end if

14 until 式(3)中 R 收敛

对于主动波束形成, 文献[14]利用最小均方差方法, 需要对 W 多次进行矩阵逆运算, 其复杂度为 $O(KM^3)$; 所提方法中 FP 更新 $\delta^{(t)}$ 和 $v^{(t)}$ 的复杂度分别为 $O(KNM)$ 和 $O(KM)$, 求解 W 的复杂度为 $O(KM^2)$ 。对于优化被动波束形成, 文献[15]中 SDR 需要进行多次奇异值分解, 其复杂度为 $O(N^6)$; 文献[16]中交替方向乘子法 (ADMM, alternating direction method of multipliers) 需要多次更新拉格朗日乘子, 其复杂度为 $O(N^3)$; 文献[17]利用黎曼共轭梯度法需要计算欧几里得梯度, 复杂度为 $O(K^2N^2)$; 所提方法中 SCA 复杂度为 $O(KN)$ 。综上所述, 所提方法可有效地降低复杂度, 但利用 SCA 构造的目标函数与原目标函数存在间隙, 会损失部分系统性能。

3 结果和分析

本节通过数值比较的方式验证所提方法对 RIS-NOMA 系统的有效性。LOS 和 NLOS 链路均服从瑞利衰落, 设置反射系数 $\eta = 0.1$ 。在仿真中, 用二维坐标系表示 BS、RIS 及用户的位置关系, BS 和 RIS 坐标分别为 (0, 0) 和 (200, 0), 4 个用户的坐标在 (200, ± 30) 范围内随机生成, 噪声功率谱密度为 -170 dBm/Hz, 带宽为 200 kHz, 最小信干噪比为 0.1 dB, 同时为了方便 CVX 求解, 将噪声归一化处理, 并将信道增益增大同等倍数, 权值 ω_k 为 $1/K$ 。为了验证所提方法对波束形成的有效性, 在 RIS 相位控制位数为 2 bit, 即 F_D 中 $q = 4$ 的条件下, 采用了 4 种方案进行波束形成, 方案 1: SCA 进行相位控制的 RIS 与 SIC 相结合; 方案 2: 单独使用 SCA 进行相位控制的 RIS; 方案 3: 随机进行相位控制的 RIS 与 SIC 相结合; 方案 4: 单独使用随机进行相位控制的 RIS。

为了说明所提方法带来的功率增益, 固定 $N = 100$, $M = 4$, 将各方案在不同 BS 发射功率下进行

WSR 的对比,结果如图 2 所示。由图 2 可知,随着发射功率的增加,各方案 WSR 均有提升,相较于随机相位控制的方案,SCA 进行相位控制的方案能显著地改善信道条件,以此提升 WSR,并在 SIC 的作用下,用户可获得更大的信干噪比,从而进一步提升 WSR。

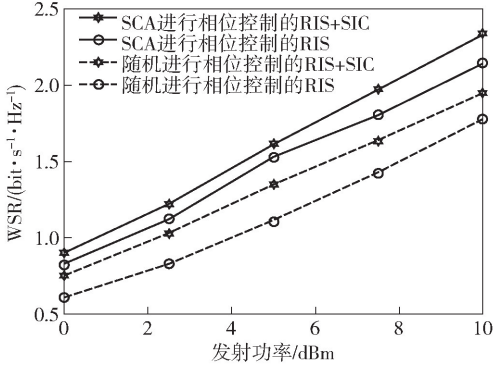


图2 各方案的 WSR 随 BS 发射功率的变化

由 BS-RIS-用户的信道可知,随着 RIS 反射单元数量的增加,可选择的相位调整方案也随之增加,即范数约束 $\|\boldsymbol{\theta}\| \leq N$ 的范围增加。为了说明被动波束形成带来的信道增益,固定 $P_A = 5$ dBm, $M = 4$,将各方案在不同反射单元数量下进行 WSR 的对比,结果如图 3 所示。由图 3 可知,随着反射单元数量的增加,各方案呈线性增长的趋势,相较于随机进行相位控制的方案,SCA 进行相位控制的方案可更有效地提高的信道增益,以此提升 WSR,并且在 SIC 的作用下,用户能消除部分同信道干扰,从而进一步提升 WSR。

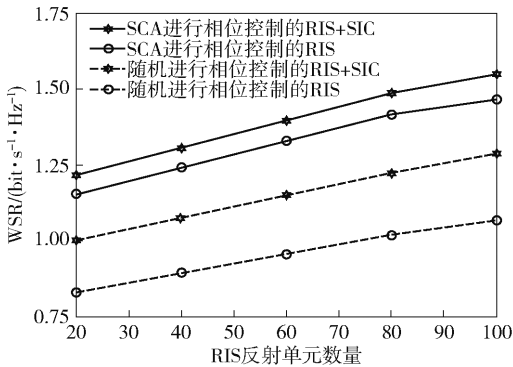


图3 各方案的 WSR 随 RIS 反射单元数量的变化

由用户的信道与分配资源乘积的模平方可知,随着 BS 天线数量的增加,资源分配向量与子信道数量随之增加。为了说明所提方法带来的天线增益,固定 $N = 100$, $P_A = 5$ dBm,将各方案在不同天线

数量下进行 WSR 的对比,结果如图 4 所示。由图 4 可知,随着天线数量的增加,各方案的 WSR 均呈增长趋势,相较于随机相位控制的方案,SCA 进行相位控制的方案减小了功率损耗,以此提升 WSR,且在 SIC 的作用下,用户间干扰更小,有利于主动波束形成,从而进一步提升 WSR。

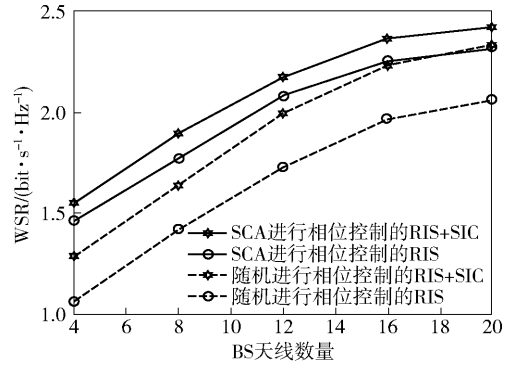


图4 各方案的 WSR 随 BS 发射天线数量的变化

为了验证 SCA 与直接求解 QCQP 方法的性能差异,固定 $N = 100$, $P_A = 10$ dBm,利用 FP 优化主动波束形成,分别利用 SCA、ADMM 和 SDR 优化连续相位控制约束下的被动波束形成并进行 WSR 的对比,结果如图 5 所示。由图 5 可知,SCA 存在对原函数拟合之后的误差,性能略低于直接求解 QCQP 的方法,但可有效地减少迭代次数,以此降低系统复杂度。

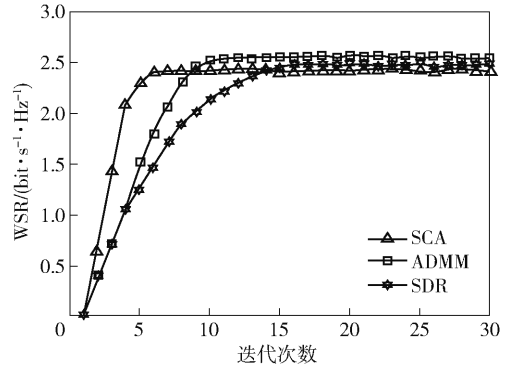


图5 各被动波束形成方法的 WSR 随迭代次数的变化

4 结束语

针对下行 RIS-NOMA 传输系统中最大化 WSR 的问题,提出了 FP 和 SCA 结合交替优化主被动波束形成的方法,将复杂的最大化 WSR 问题转化为多个凸优化问题解决。仿真结果表明,所提优化方法可有效地提升 WSR,并降低系统复杂度。尽管 FP

是目前优化主动波束形成最好的方法之一,但主被动波束形成的两个变量高度耦合,SCA 优化被动波束产生的性能损失必然影响整个系统的性能,未来的研究将寻找更高效的方法优化被动波束形成以获得更高的 WSR 提升。

参考文献:

- [1] WU Q Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless interwork[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.
- [2] ELMOSSALLAMY M A, ZHANG H L, SONG L Y, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for wireless communications: principles, challenges, and opportunities[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2020, 6(3): 990-1002.
- [3] TAN X, SUN Z, JORNET J M, et al. Increasing indoor spectrum sharing capacity using smart reflect-array[C]//2016 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [4] LIASKOS C, NIE S, TSIOLARIDOU A, et al. A new wireless communication paradigm through software-controlled meta-surfaces[J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56(9): 162-169.
- [5] DI R M, NTONIN K, SONG J, et al. Reconfigurable intelligent surfaces vs relaying: differences, similarities, and performance comparison[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2020, 1: 798-807.
- [6] BJÖRNSON E, ÖZDOĞAN Ö, LARSSON E G. Reconfigurable intelligent surfaces: three myths and two critical questions[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(12): 90-96.
- [7] 田心记, 蒋清丽. 下行 NOMA 系统中最大化能量效率的功率分配方案[J]. 北京邮电大学学报, 2021, 44(1): 38-44.
TIAN X J, JIANG Q L. Power allocation scheme for maximizing energy efficiency in downlink NOMA systems[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2021, 44(1): 38-44.
- [8] ZHENG B X, WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface-assisted multiple access with user pairing: NOMA or OMA? [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(4): 753-757.
- [9] MU X D, LIU Y W, GUO L, et al. Exploiting intelligent reflecting surfaces in NOMA networks: joint beamforming optimization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(10): 6884-6898.
- [10] WU Q Q, ZHOU X B, SCHÖBER R. IRS-assisted wireless powered NOMA: do we really need different phase shifts in DL and UL? [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(7): 1493-1497.
- [11] ZENG M, LI X W, LI G, et al. Sum rate maximization for IRS-assisted uplink NOMA[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(1): 234-238.
- [12] 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.
- [13] XIE H L, XU J, LIU Y F. Max-min fairness in IRS-aided multi-cell MISO systems with joint transmit and reflective beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 20(2): 1-6.
- [14] SHI Q J, RAZAVIYAYN M, LUO Z Q, et al. An iteratively weighted MMSE approach to distributed sum-utility maximization for a MIMO interfering broadcast channel[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(9): 4331-4340.
- [15] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network: joint active and passive beamforming design[C]//2018 IEEE Global Communication Conference (GLOBECOM). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [16] GUO H Y, LIANG Y C, CHEN J, et al. Weighted sum-rate maximization for intelligent reflecting surface enhanced wireless networks[C]//2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [17] YU X H, XU D F, SCHÖBER R. MISO wireless communication systems via intelligent reflecting surface[C]//2019 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2019: 735-740.