

可重构智能表面辅助多用户 NOMA 网络 鲁棒资源分配

胡 林^{1,2}, 刘锡炎¹, 齐 倩¹, 陈前斌^{1,2}

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

摘 要: 在不完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)和不完美串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)的场景下,研究了可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)辅助多用户非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)网络的鲁棒资源分配问题. 在考虑两类用户(信息用户和能量用户)服务质量(Quality of Service, QoS)和信息用户 SIC 约束下,建立了基站发射功率最小化的优化问题. 该问题是一个多变量耦合的非凸优化问题. 为了求解该问题,本文使用松弛变量、线性近似、S-程序、符号定性法转化该问题的非凸约束. 然后将优化问题分解为两个子问题,最后使用交替优化方法迭代求解两个子问题,直到发送功率收敛. 仿真结果表明:该文算法具有较好的收敛性,实现了资源的鲁棒分配,同时有效地降低基站发射功率.

关键词: 可重构智能表面;非正交多址接入;不完美信道状态信息;不完美串行干扰消除;传输功率优化;功率最小化

基金项目: 国家自然科学基金(No.U23A20279, No.61901089)

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)10-3359-09

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

DOI: 10.12263/DZXB.20240456

Robust Resource Allocation for Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Multi-User NOMA Networks

HU Lin^{1,2}, LIU Xi-yan¹, QI Qian¹, CHEN Qian-bin^{1,2}

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

2. Chongqing Key Lab of Mobile Communications Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: In the scenario of imperfect channel state information (CSI) and imperfect successive interference cancellation (SIC), the problem of robust resource allocation in reconfigurable intelligent surface (RIS) assisted multi-user non-orthogonal multiple access (NOMA) is studied. Considering the constraints of two types of users (information user and energy user) quality of service (QoS) and information user SIC, a transmit power minimization problem is formulated. This optimization problem is a multi-variable coupled non-convex optimization problem. In this paper, the non-convex constraints of the problem are transformed by using relaxation variables, linear approximation, S-procedure, and sign-definiteness methods. Then, the optimization problem is decomposed into two sub-problems. Finally, the alternate optimization method is used to iteratively solve the above sub-problems. The simulation results show that the proposed approach has a good convergence behavior, realizes the robust allocation of resources and can effectively reduce the transmit power of the base station.

Key words: reconfigurable intelligent surface; non-orthogonal multiple access; imperfect channel state information; imperfect successive interference cancellation; transmit power optimization; power minimization

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.U23A20279, No.61901089)

1 引言

在即将到来的第 6 代移动通信技术中,移动互联网

连接的设备将非常密集,通信系统将会面临巨大的能量消耗问题^[1]. 非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)凭借高接入能力和高频效的特点,

近年来受到广泛的关注^[2]. 功率域 NOMA 确保多个用户同时共享一个正交资源块,并在每个接收端通过串行干扰消除 (Successive Interference Cancellation, SIC) 来解码信息. 可重构智能表面 (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) 可以灵活部署在现有基础设施上,通过对入射信号的角度进行调整,可以以极低的功耗重构无线信道. 在 RIS 辅助的 NOMA 系统中,借助于 RIS 重构信道的能力,可以扩大用户间的信道差异性,从而能够有效的增强 NOMA 的性能^[3].

文献^[4-6]研究了完美信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 和完美 SIC 下 RIS 辅助 NOMA 网络功率最小化问题. 其中,文献[4]提出了调节 RIS 相位来增大用户信道差异性的方案,提高了 NOMA 网络的性能. 文献[5]考虑了 RIS 辅助的多用户 NOMA 网络的功率最小化问题. 文献[6]研究了 NOMA 网络中的用户分组问题,提出了一种不依赖于发送波束赋形和 RIS 相移的低复杂度用户分组配对策略.

然而,上述研究均假设基站能精确的获取 CSI,在实际场景中,完美 CSI 是极难获取的. 基于此,文献^[7-9]研究了不完美 CSI 和完美 SIC 下的 RIS 辅助 NOMA 网络的功率最小化问题. 文献[7]研究了窃听节点不完美 CSI 下的 RIS 辅助 NOMA 网络的鲁棒保密传输问题. 文献[8]考虑了 RIS 辅助多用户 NOMA 网络的鲁棒波束赋形设计,实验结果表明,直连信道的不确定性对于网络有着更大的影响. 文献[9]研究了连续相位和离散相位两种情况下的基站功率最小化问题.

由于接收端硬件能力不足,信息异构等因素的影响,完美 SIC 是很难实现的^[10]. 因此,文献^[11-13]研究了完美 CSI 和不完美 SIC 下的 RIS 辅助 NOMA 网络的性能. 文献[11]研究了在不完美 SIC 下, RIS 辅助上行 NOMA 网络的功率最小化问题,提出了一种新的信号传播方式来消除组间干扰. 文献[12]在 RIS 辅助 NOMA 网络中分析了完美 SIC 和不完美 SIC 对系统性能的影响. 文献[13]将主动 RIS 引入多用户 NOMA 网络中,实验结果表明,相比较被动 RIS,主动 RIS 能更有效降低发射功率.

综上所述,目前对于 RIS 辅助 NOMA 网络的研究往往只考虑不完美 CSI 和不完美 SIC 中的一种对于网络的影响,现有研究中没有考虑同时存在两种不完美因素影响下的 RIS 辅助多用户 NOMA 网络鲁棒资源分配问题的研究. 此外,在现有研究中,通常仅考虑单一的信息用户或能量用户,关于两类用户的异构通信场景的研究不足,较少考虑到未来应用场景下对于信息传输和能量供应的多样化需求.

本文在不完美 CSI 和不完美 SIC 的场景下,构建了一个 RIS 辅助多用户 NOMA 网络框架,基站在 RIS 辅助

下给信息用户和能量用户提供服务. 不完美 CSI 使得用户服务质量 (Quality of Service, QoS) 约束变成含参数摄动的非凸约束,不完美 SIC 在 NOMA 用户端引入额外的干扰功率,使得非凸约束转化变得更加困难. 如何开发出有效可行的算法,使基站在不准确的 CSI 和不完美 SIC 下合理分配功率资源,以最小的功率来满足两类用户的 QoS 需求是本文面临的挑战.

2 系统模型和问题描述

本文建立了 RIS 辅助的多用户 NOMA 下行链路模型,如图 1 所示. 该模型由一个配备 N 根发射天线的基站、一个配备 M 个反射单元的 RIS 以及两个单天线信息用户 (远距离用户 U_1 和近距离用户 U_2) 和一个单天线能量用户 U_3 组成.

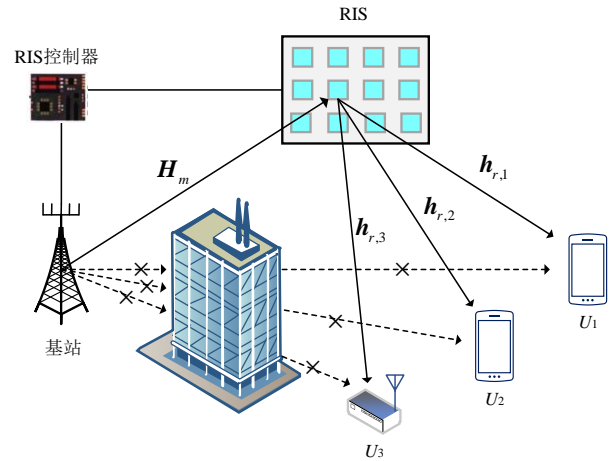


图1 RIS 辅助的多用 NOMA 网络

假设由于障碍物阻挡和严重的路径衰落,基站和用户之间没有直连链路. 令基站到 RIS、RIS 到用户 k ($1 \leq k \leq 3$) 的信道表示为 $\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 、 $\mathbf{h}_{k,r} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$. 定义 RIS 反射相移矩阵为 $\Phi = \text{diag}(\sqrt{a} e^{j\theta_1}, \sqrt{a} e^{j\theta_2}, \dots, \sqrt{a} e^{j\theta_M}) \in \mathbb{C}^{M \times M}$, 其中 $\theta_m \in [0, 2\pi)$, $\forall m \in \{1, 2, \dots, M\}$ 表示反射相移系数. 在实际场景中,通常希望 RIS 可以完全反射入射信号,因此设置振幅 $a=1$.

假设基站处采用线性预编码传输,则基站传输信号可以表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{w}_1 s_1 + \mathbf{w}_2 s_2 \quad (1)$$

其中, $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ($1 \leq k \leq 2$) 表示基站发送给用户 k 的主动波束赋形向量, $s_k \sim \text{CN}(0, 1)$ 表示基站发送给用户 k 的符号信息. 为了便于分析,定义矩阵 $\mathbf{G}_k = \text{diag}(\mathbf{h}_{k,r}^H) \mathbf{H}_m$ 为基站和用户 k ($1 \leq k \leq 3$) 之间的级联信道增益,令 $\mathbf{e} = (e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_M})^H \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, 则信息用户和能量用户的接

收信号分别表示为

$$y_1 = \mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_1 s_1 + \mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_2 s_2 + n_1 \quad (2)$$

$$y_2 = \mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_1 s_1 + \mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_2 s_2 + n_2 \quad (3)$$

$$y_3 = \mathbf{e}^H \mathbf{G}_3 \mathbf{w}_1 s_1 + \mathbf{e}^H \mathbf{G}_3 \mathbf{w}_2 s_2 + n_3 \quad (4)$$

其中, $n_1, n_2, n_3 \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ 表示用户端的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN).

在 NOMA 网络中, 用户之间的解码顺序是由信道增益决定的. 不失一般性, 假设信息用户的信道增益满足 $|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2|^2 \geq |\mathbf{e}^H \mathbf{G}_1|^2$. 为了保证弱信道增益用户的信号首先被解码, 下列不等式应该成立:

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_k \mathbf{w}_2|^2 \leq |\mathbf{e}^H \mathbf{G}_k \mathbf{w}_1|^2, k=1, 2 \quad (5)$$

根据 SIC 解调原理, 用户 U_2 先解调用户 U_1 的信号, 并在解调完成后从叠加信号中删除其信号^[14]. 因此, 用户 U_2 解调用户 U_1 信号的 SINR 为

$$\gamma_{2,1} = \frac{|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_1|^2}{|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_2|^2 + \sigma^2} \quad (6)$$

用户 U_2 从叠加信号中删除用户 U_1 的信号, 再解调自身信号的 SINR 表示为

$$\gamma_{2,2} = \frac{|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_2|^2}{\tau |\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_1|^2 + \sigma^2} \quad (7)$$

其中, $\tau \in [0, 1]$ 代表不完美 SIC 因子, $\tau=0$ 代表完美 SIC, $0 < \tau \leq 1$ 代表不完美 SIC.

用户 U_1 直接解调自身信号. 则用户 U_1 解调自身信号的 SINR 表示为

$$\gamma_{1,1} = \frac{|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_1|^2}{|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_2|^2 + \sigma^2} \quad (8)$$

用户 U_2 解码用户 U_1 信号的速率为 $R_{2,1} = \log_2(1 + \gamma_{2,1})$, 用户 U_2 解码自身信号的速率为 $R_{2,2} = \log_2(1 + \gamma_{2,2})$, 用户 U_1 解码自身信号的速率为 $R_{1,1} = \log_2(1 + \gamma_{1,1})$.

能量用户 U_3 采用无线携能技术进行能量收集, 忽略噪声功率影响, 则能量用户收集的能量表示为

$$E = \eta (|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_3 \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{e}^H \mathbf{G}_3 \mathbf{w}_2|^2) \quad (9)$$

其中, $\eta \in (0, 1)$ 为能量转化因子.

因为 RIS 被动反射的特性, RIS 相关链路的 CSI 是难以获得的, 因此, 本文考虑不完美 CSI 引起的信道估计误差. 基于有界信道误差模型^[15], 则有

$$\mathbf{G}_k = \hat{\mathbf{G}}_k + \Delta \mathbf{G}_k, \|\Delta \mathbf{G}_k\|_F \leq \zeta_k \quad (10)$$

其中, $\hat{\mathbf{G}}_k (1 \leq k \leq 3)$ 代表基站到用户 k 的级联信道估计值; $\Delta \mathbf{G}_k (1 \leq k \leq 3)$ 代表基站到用户 k 的级联信道估计误差; $\zeta_k (1 \leq k \leq 3)$ 代表基站到用户 k 的信道估计误差区域半径.

据上所述, 基于不完美 CSI 和不完美 SIC 的 RIS 辅助多用户 NOMA 网络功率最小化的鲁棒传输问题可以表述为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \mathbf{e}} \left(\|\mathbf{w}_1\|^2 + \|\mathbf{w}_2\|^2 \right) \\ & \text{s.t. C1: } R_{k,k} \geq R_{\text{thk}}, k=1, 2 \\ & \quad \text{C2: } R_{2,1} \geq R_{\text{th1}} \\ & \quad \text{C3: } |\mathbf{e}^H \mathbf{G}_k \mathbf{w}_2|^2 \leq |\mathbf{e}^H \mathbf{G}_k \mathbf{w}_1|^2, k=1, 2 \\ & \quad \text{C4: } \eta \left(|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_3 \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{e}^H \mathbf{G}_3 \mathbf{w}_2|^2 \right) \geq E_{\text{req}} \\ & \quad \text{C5: } |\mathbf{e}_m| = 1, m=1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (11)$$

其中, C1 为信息用户最小速率约束, R_{thk} 代表最小解码速率阈值; C2 和 C3 为 SIC 约束, 保证了 SIC 能够成功执行; C4 为能量用户最小能量收集约束, E_{req} 代表最小能量收集阈值; C5 为 RIS 相移的单位模量约束. 式 (11) 是一个非线性、多变量耦合的非凸优化问题, 不易直接求解.

3 非凸约束的转化和问题重新表述

3.1 引入松弛变量转化约束 C1~C3

为了转换非凸、非线性的约束条件, 将约束 C1 和约束 C2 中速率表达式中的干扰加噪声功率作为松弛变量^[16], 则 C1、C2 可转化为式 (12)~(17), 引入松弛变量 λ_1, λ_2 , 约束 C3 可转化为式 (18)~(21).

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_1|^2 \geq \beta_1 (2^{R_{\text{th1}}} - 1) \quad (12)$$

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_2|^2 + \sigma^2 \leq \beta_1 \quad (13)$$

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_2|^2 \geq \beta_2 (2^{R_{\text{th2}}} - 1) \quad (14)$$

$$\tau |\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_1|^2 + \sigma^2 \leq \beta_2 \quad (15)$$

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_1|^2 \geq \beta_{21} (2^{R_{\text{th1}}} - 1) \quad (16)$$

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_2|^2 + \sigma^2 \leq \beta_{21} \quad (17)$$

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_1|^2 \geq \lambda_1 \quad (18)$$

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_2|^2 \leq \lambda_1 \quad (19)$$

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_1|^2 \geq \lambda_2 \quad (20)$$

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_2 \mathbf{w}_2|^2 \leq \lambda_2 \quad (21)$$

式 (12)~(21) 中的约束是含参数摄动的非凸约束, 难以直接处理. 可以把这些约束归为两类, 分别进行处理.

3.1.1 第一类约束的处理

第一类约束包括式 (12)、(14)、(16)、(18)、(20), 下面以式 (15) 为例. 其余各式转化过程和式 (12) 类似.

为处理式 (12) 中的非凸项, 在定理 1 推导其线性近似.

定理 1 设 $\mathbf{w}_{k,n}$ ($1 \leq k \leq 2$) 和 \mathbf{e}_n 为第 n 次迭代时获得的最优解, 则根据一阶泰勒展开不等式, 得

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_1|^2 \geq 2\text{Re}(\mathbf{e}_n^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_1^H \mathbf{G}_1^H \mathbf{e}_n) - \mathbf{e}_n^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_1^H \mathbf{G}_1^H \mathbf{e}_n \quad (22)$$

将 $\mathbf{G}_1 = \hat{\mathbf{G}}_1 + \Delta \mathbf{G}_1$ 代入到式(22)的右边式子中, 并根据迹的运算等式 $\text{Tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{B}) = \text{vec}^H(\mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{B})$ 和 $\text{Tr}(\mathbf{ABCD}) = (\text{vec}^T(\mathbf{D}))^T (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{B})$, 则可得到 $|\mathbf{e}^H (\hat{\mathbf{G}}_1 + \Delta \mathbf{G}_1) \mathbf{w}_1|^2$ 在 $(\mathbf{w}_{1,n}, \mathbf{e}_n)$ 处的线性近似为

$$\text{vec}^T(\Delta \mathbf{G}_1) \mathbf{A}_1 \text{vec}(\Delta \mathbf{G}_1^*) + 2\text{Re}\{\mathbf{a}_1^T \text{vec}(\Delta \mathbf{G}_1^*)\} + a_1 \quad (23)$$

其中,

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_{1,n}^H \otimes \mathbf{e}^* \mathbf{e}_n^T + \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_1^H \otimes \mathbf{e}_n^* \mathbf{e}^T - \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_{1,n}^H \otimes \mathbf{e}_n^* \mathbf{e}_n^T,$$

$$\mathbf{a}_1 = \text{vec}(\mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_1 \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_1^H) + \text{vec}(\mathbf{e}_n \mathbf{e}^H \hat{\mathbf{G}}_1 \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_{1,n}^H)$$

$$- \text{vec}(\mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_1 \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_{1,n}^H),$$

$$a_1 = 2\text{Re}(\mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_1 \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_1^H \hat{\mathbf{G}}_1^H \mathbf{e}_n) - \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_1 \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_{1,n}^H \hat{\mathbf{G}}_1^H \mathbf{e}_n.$$

式(23)仍含多个线性不等式, 根据定理 2, 可将其转换为确定性约束。

定理 2 (S-程序^[17]) 定义变量 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 的二次函数形式为 $f_i(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^H \mathbf{W}_i \mathbf{x} + 2\text{Re}(\mathbf{w}_i^H \mathbf{x}) + w_i$, 其中 $i = 0, \dots, P$, $\mathbf{W}_i = \mathbf{W}_i^H$. 当且仅当存在 $\forall i, \varpi_i \geq 0$ 时, $\{f_i(\mathbf{x}) \geq 0\}_{i=1}^P \Rightarrow f_0(\mathbf{x}) \geq 0$ 成立, 则有

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W}_0 & \mathbf{w}_0 \\ \mathbf{w}_0^H & w_0 \end{bmatrix} - \sum_{i=1}^P \varpi_i \begin{bmatrix} \mathbf{W}_i & \mathbf{w}_i \\ \mathbf{w}_i^H & w_i \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (24)$$

借助于命题 2 转化式(24). 通过设置定理 2 中的参数来代换约束变量, 引入松弛变量 $\varpi_1 \geq 0$, 并且, 令 $P = 1$, $\mathbf{W}_0 = \mathbf{A}_1$, $\mathbf{w}_0 = \mathbf{a}_1$, $w_0 = a_1 - \beta_1(2^{R_{\text{th}}} - 1)$, $\mathbf{W}_1 = -\mathbf{I}$, $\mathbf{x} = \text{vec}(\Delta \mathbf{G}_1^*)$, $w_1 = \zeta_1^2$, 则可得到

$$\begin{bmatrix} \varpi_1 \mathbf{I}_{MN} + \mathbf{A}_1 & \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_1^T & C_1 \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (25)$$

其中, $C_1 = a_1 - \beta_1(2^{R_{\text{th}}} - 1) - \varpi_1 \zeta_1^2$.

类似式(12)转为式(25)的处理, 式(14)可转为

$$\begin{bmatrix} \varpi_2 \mathbf{I}_{MN} + \mathbf{A}_2 & \mathbf{a}_2 \\ \mathbf{a}_2^T & C_2 \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (26)$$

其中, $\varpi_2 \geq 0$ 是引入的松弛变量,

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{w}_2 \mathbf{w}_{2,n}^H \otimes \mathbf{e}^* \mathbf{e}_n^T + \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_2^H \otimes \mathbf{e}_n^* \mathbf{e}^T - \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_{2,n}^H \otimes \mathbf{e}_n^* \mathbf{e}_n^T,$$

$$\mathbf{a}_2 = \text{vec}(\mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_2^H) + \text{vec}(\mathbf{e}_n \mathbf{e}^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_2 \mathbf{w}_{2,n}^H)$$

$$- \text{vec}(\mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_{2,n}^H),$$

$$a_2 = 2\text{Re}(\mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_2^H \hat{\mathbf{G}}_2^H \mathbf{e}_n) - \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_{2,n}^H \hat{\mathbf{G}}_2^H \mathbf{e}_n,$$

$$C_2 = a_2 - \beta_2(2^{R_{\text{th}}} - 1) - \varpi_2 \zeta_2^2.$$

类似式(12)转为式(25)的处理, 式(16)可转为

$$\begin{bmatrix} \varpi_{21} \mathbf{I}_{MN} + \mathbf{A}_{21} & \mathbf{a}_{21} \\ \mathbf{a}_{21}^T & C_{21} \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (27)$$

其中, $\varpi_{21} \geq 0$ 是引入的松弛变量, $\mathbf{A}_{21} = \mathbf{A}_1$, $\mathbf{a}_{21} = \text{vec}(\mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_1^H) + \text{vec}(\mathbf{e}_n \mathbf{e}^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_{1,n}^H)$

$$+ \text{vec}(\mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_{1,n}^H),$$

$$a_{21} = 2\text{Re}(\mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_1^H \hat{\mathbf{G}}_2^H \mathbf{e}_n) - \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_{1,n}^H \hat{\mathbf{G}}_2^H \mathbf{e}_n,$$

$$C_{21} = a_{21} - \beta_{21}(2^{R_{\text{th}}} - 1) - \varpi_{21} \zeta_{21}^2.$$

类似式(12)转为式(25)的处理, 式(18)可转为

$$\begin{bmatrix} \varpi_3 \mathbf{I}_{MN} + \mathbf{A}_3 & \mathbf{a}_3 \\ \mathbf{a}_3^T & C_3 \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (28)$$

其中, $\varpi_3 \geq 0$ 是引入的松弛变量, $\mathbf{A}_3 = \mathbf{A}_1$, $\mathbf{a}_3 = \mathbf{a}_1$, $C_3 = a_1 - \lambda_1 - \varpi_3 \zeta_1^2$.

类似式(12)转为式(25)的处理, 式(20)可转为

$$\begin{bmatrix} \varpi_4 \mathbf{I}_{MN} + \mathbf{A}_4 & \mathbf{a}_4 \\ \mathbf{a}_4^T & C_4 \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (29)$$

其中, $\varpi_4 \geq 0$ 是引入的松弛变量, $\mathbf{A}_4 = \mathbf{A}_1$, $\mathbf{a}_4 = \mathbf{a}_{21}$, $C_4 = a_{21} - \lambda_2 - \varpi_4 \zeta_2^2$.

3.1.2 第二类约束的处理

第二类约束包含式(13)、(15)、(17)、(19)、(21).

下面以式(13)为例. 其余各式和式(13)转化过程类似.

为了处理式(13)中的信道不确定性, 根据舒尔补引理, 式(13)可先转化为

$$\begin{bmatrix} \beta_1 - \sigma^2 & \hat{t}_1^H \\ \hat{t}_1 & 1 \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (30)$$

其中, $\hat{t}_1 = (\mathbf{e}^H \mathbf{G}_1 \mathbf{w}_2)^H$. 将 $\mathbf{G}_1 = \hat{\mathbf{G}}_1 + \Delta \mathbf{G}_1$ 代入式(30)中, 可得到矩阵不等式约束为

$$\begin{bmatrix} \beta_1 - \sigma^2 & \hat{t}_1^H \\ \hat{t}_1 & 1 \end{bmatrix} \succeq - \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{w}_2^H \end{bmatrix} \Delta \mathbf{G}_1^H \begin{bmatrix} \mathbf{e} & \mathbf{0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{e}^H \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{G}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{w}_2 \end{bmatrix} \quad (31)$$

其中, $\hat{t}_1 = (\mathbf{e}^H \hat{\mathbf{G}}_1 \mathbf{w}_2)^H$.

为了处理式(31)中的不确定性参数, 引入定理 3, 借助符号定性法对其进行处理.

定理 3 (符号定性法^[18]) 对于给定的矩阵 $\mathbf{W} = \mathbf{W}^H$, $\{\mathbf{Y}_i, \mathbf{Z}_i\}_{i=1}^P$, 线性矩阵不等式满足下列不等式 $\mathbf{W} \geq \sum_{i=1}^P (\mathbf{Y}_i^H \mathbf{X}_i \mathbf{Z}_i + \mathbf{Z}_i^H \mathbf{X}_i^H \mathbf{Y}_i)$, $\forall i, \|\mathbf{X}_i\|_F \leq \zeta_i$, 当且仅当存在实数 $\forall i, \mu_i \geq 0$ 时, 有

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W} - \sum_{i=1}^P \mu_i \mathbf{Z}_i^H \mathbf{Z}_i & -\zeta_1 \mathbf{Y}_1^H & \cdots & -\zeta_P \mathbf{Y}_P^H \\ -\zeta_1 \mathbf{Y}_1 & \mu_1 \mathbf{I} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\zeta_P \mathbf{Y}_P & \mathbf{0} & \cdots & \mu_P \mathbf{I} \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (32)$$

基于命题 3, 引入松弛变量 $\mu_1 \geq 0$, 令 $\mathbf{W} =$

$$\begin{bmatrix} \beta_1 - \sigma^2 & \hat{t}_1^H \\ \hat{t}_1 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{Y} = - \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{w}_2 \end{bmatrix}, \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{e} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \mathbf{X} = \Delta \mathbf{G}_1^H, P = 1,$$

则式(32)可转为

$$\begin{bmatrix} \beta_1 - \sigma^2 - \mu_1 M & \hat{t}_1^H & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \hat{t}_1 & 1 & \zeta_1 \mathbf{w}_2^H \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \zeta_1 \mathbf{w}_2 & \mu_1 \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (33)$$

类似式(13)转为(33)的处理,式(15)可转为

$$\begin{bmatrix} \beta_2 - \sigma^2 - \mu_2 M & \hat{t}_2^H & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \hat{t}_2 & 1 & \zeta_2 \sqrt{\tau} \mathbf{w}_1^H \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \zeta_2 \sqrt{\epsilon} \mathbf{w}_1 & \mu_2 \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (34)$$

其中, $\hat{t}_2 = \sqrt{\tau} (\mathbf{e}^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_1)^H$, $\mu_2 \geq 0$ 是松弛变量。

类似式(13)转为(33)的处理,式(17)可转为

$$\begin{bmatrix} \beta_{21} - \sigma^2 - \mu_{21} M & \hat{t}_{21}^H & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \hat{t}_{21} & 1 & \zeta_2 \mathbf{w}_2^H \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \zeta_2 \mathbf{w}_2 & \mu_{21} \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (35)$$

其中, $\hat{t}_{21} = (\mathbf{e}^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_2)^H$, $\mu_{21} \geq 0$ 是松弛变量。

类似式(13)转为(33)的处理,式(19)可转为

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 - \mu_3 M & \hat{t}_3^H & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \hat{t}_3 & 1 & \zeta_1 \mathbf{w}_2^H \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \zeta_1 \mathbf{w}_2 & \mu_3 \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (36)$$

其中, $\hat{t}_3 = (\mathbf{e}^H \hat{\mathbf{G}}_1 \mathbf{w}_2)^H$, $\mu_3 \geq 0$ 是松弛变量。

类似式(13)转为(33)的处理,式(21)可转为

$$\begin{bmatrix} \lambda_2 - \mu_4 M & \hat{t}_4^H & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \hat{t}_4 & 1 & \zeta_2 \mathbf{w}_2^H \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \zeta_2 \mathbf{w}_2 & \mu_4 \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (37)$$

其中, $\hat{t}_4 = (\mathbf{e}^H \hat{\mathbf{G}}_2 \mathbf{w}_2)^H$, $\mu_4 \geq 0$ 是引入的松弛变量。

3.2 最小能量收集约束 C4 的转化

对于约束 C4, 首先将其转化成

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_3 \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{e}^H \mathbf{G}_3 \mathbf{w}_2|^2 \geq \frac{E_{\text{req}}}{\eta} \quad (38)$$

根据定理 1 和导数加法原则^[15], 可以得到

$$|\mathbf{e}^H \mathbf{G}_3 \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{e}^H \mathbf{G}_3 \mathbf{w}_2|^2 \text{ 在 } (\mathbf{w}_{i,n}, \mathbf{e}_n), i=1,2 \text{ 处线性近似为}$$

$$\sum_{i=1}^2 \left(\text{vec}^T(\Delta \mathbf{G}_3) \mathbf{B}_i \text{vec}(\Delta \mathbf{G}_3^*) + 2\text{Re}(\mathbf{b}_i^T \text{vec}(\Delta \mathbf{G}_3^*)) + b_i \right) \quad (39)$$

其中,

$$\mathbf{B}_i = \mathbf{w}_i \mathbf{w}_{i,n}^H \otimes \mathbf{e}^* \mathbf{e}_n^T + \mathbf{w}_{i,n} \mathbf{w}_i^H \otimes \mathbf{e}_n^* \mathbf{e}^T - \mathbf{w}_{i,n} \mathbf{w}_{i,n}^H \otimes \mathbf{e}_n^* \mathbf{e}_n^T,$$

$$\mathbf{b}_i = \text{vec}(\mathbf{e} \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_3 \mathbf{w}_i \mathbf{w}_{i,n}^H) + \text{vec}(\mathbf{e}_n \mathbf{e}^H \hat{\mathbf{G}}_3 \mathbf{w}_i \mathbf{w}_{i,n}^H) - \text{vec}(\mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_3 \mathbf{w}_i \mathbf{w}_{i,n}^H),$$

$$b_i = 2\text{Re}(\mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_3 \mathbf{w}_i \mathbf{w}_{i,n}^H \hat{\mathbf{G}}_3^H \mathbf{e}) - \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_3 \mathbf{w}_i \mathbf{w}_{i,n}^H \hat{\mathbf{G}}_3^H \mathbf{e}_n.$$

定义以下变量转化式(39)

$$\mathbf{A}_5 = \sum_{i=1}^2 \mathbf{B}_i = (\mathbf{w}_1 \mathbf{w}_{1,n}^H + \mathbf{w}_2 \mathbf{w}_{2,n}^H) \otimes \mathbf{e}^* \mathbf{e}_n^T + (\mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_1^H + \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_2^H) \otimes \mathbf{e}_n^* \mathbf{e}^T - (\mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_{1,n}^H + \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_{2,n}^H) \otimes \mathbf{e}_n^* \mathbf{e}_n^T,$$

$$\mathbf{a}_5 = \sum_{i=1}^2 \mathbf{b}_i = \text{vec}(\mathbf{e} \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_3 (\mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_1^H + \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_2^H)) + \text{vec}(\mathbf{e}_n \mathbf{e}^H \hat{\mathbf{G}}_3 (\mathbf{w}_1 \mathbf{w}_{1,n}^H + \mathbf{w}_2 \mathbf{w}_{2,n}^H)) - \text{vec}(\mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_3 (\mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_{1,n}^H + \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_{2,n}^H)),$$

$$\mathbf{a}_5 = \sum_{i=1}^2 \mathbf{b}_i = 2\text{Re}(\mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_3 (\mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_1^H + \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_2^H) \hat{\mathbf{G}}_3^H \mathbf{e}) - \mathbf{e}_n^H \hat{\mathbf{G}}_3 (\mathbf{w}_{1,n} \mathbf{w}_{1,n}^H + \mathbf{w}_{2,n} \mathbf{w}_{2,n}^H) \hat{\mathbf{G}}_3^H \mathbf{e}_n.$$

借助上面定义的变量, 则可以将式(39)改写为

$$\text{vec}^T(\Delta \mathbf{G}_3) \mathbf{A}_5 \text{vec}(\Delta \mathbf{G}_3^*) + 2\text{Re}(\mathbf{a}_5^T \text{vec}(\Delta \mathbf{G}_3^*)) + a_5 \quad (40)$$

根据命题 2, 式(40)可转为

$$\begin{bmatrix} \varpi_5 \mathbf{I}_{MN} + \mathbf{A}_5 & \mathbf{a}_5 \\ \mathbf{a}_5^T & C_5 \end{bmatrix} \succeq \mathbf{0} \quad (41)$$

其中, $\varpi_5 \geq 0$ 是松弛变量, $C_5 = a_5 - \frac{E_{\text{req}}}{\eta} - \varpi_5 \zeta_3^2$.

3.3 优化问题的重新表述

至此, 所有含信道不确定性的约束都转换为确定性约束, 故可将优化问题(11)重新表述为

$$\min_{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \mathbf{e}, \psi} \left(\|\mathbf{w}_1\|^2 + \|\mathbf{w}_2\|^2 \right)$$

s.t. C1: (25)~(29), (33)~(37), (41)

C2: $|\mathbf{e}_m| = 1, m = 1, 2, \dots, M$

C3: $\varpi_1, \varpi_2, \varpi_{21}, \varpi_3, \varpi_4, \varpi_5 \geq 0$

C4: $\mu_1, \mu_2, \mu_{21}, \mu_3, \mu_4 \geq 0$

$\psi =$

$\{\varpi_1, \varpi_2, \varpi_{21}, \varpi_3, \varpi_4, \varpi_5, \mu_1, \mu_2, \mu_{21}, \mu_3, \mu_4, \beta_1, \beta_2, \beta_{21}, \lambda_1, \lambda_2\}$ 为引入的松弛变量。

4 交替优化算法设计

因为式(42)中基站端主动波束赋形向量和 RIS 端被动波束赋形向量是高度耦合的, 直接求解困难, 因此本文将其分解成基站主动波束赋形子问题和 RIS 被动波束赋形子问题, 在两个子问题中采用迭代优化的方式来进行求解。

4.1 基站主动波束赋形子问题

当给定被动波束赋形向量 \mathbf{e} 后, 基站主动波束赋形优化子问题可以表述为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \Psi} \left(\|\mathbf{w}_1\|^2 + \|\mathbf{w}_2\|^2 \right) \\ & \text{s.t. C1: (25)~(29), (33)~(37), (41)} \\ & \quad \text{C2: } \varpi_1, \varpi_2, \varpi_{21}, \varpi_3, \varpi_4, \varpi_5 \geq 0 \\ & \quad \text{C3: } \mu_1, \mu_2, \mu_{21}, \mu_3, \mu_4 \geq 0 \end{aligned} \quad (43)$$

式(43)是一个标准的凸半正定规划(Semi-Definite Programming, SDP)问题,可通过 CVX 工具箱求解。

4.2 RIS 被动波束赋形子问题

当给定主动波束赋形向量 \mathbf{w}_1 和 \mathbf{w}_2 后,被动波束赋形子问题变为被动波束赋形向量 \mathbf{e} 的可行性求解问题。为了使可行性求解问题具有更好的收敛性,引入松弛变量 p_1, p_2, p_{21} 为 SINR 残差,松弛变量 φ 为能量收集残差^[19],使用 $\beta_1(2^{R_{n1}} - 1) + p_1$ 代替式(12)的 $\beta_1(2^{R_{n1}} - 1)$,使用 $\beta_2(2^{R_{n2}} - 1) + p_2$ 代替式(14)中的 $\beta_2(2^{R_{n2}} - 1)$,使用 $\beta_{21}(2^{R_{n1}} - 1) + p_{21}$ 代替式(16)中的 $\beta_{21}(2^{R_{n1}} - 1)$,使用 $E_{\text{req}} + \varphi$ 代替约束 C4 中的 E_{req} 后,可得

$$\begin{aligned} & \max_{p_1, p_2, p_{21}, \varphi, \Psi} \left(p_1 + p_2 + p_{21} + \varphi \right) \\ & \text{s.t. C1: (25)~(29), (33)~(37), (41)} \\ & \quad \text{C2: } |\mathbf{e}_m| = 1, m = 1, 2, \dots, M \\ & \quad \text{C3: } \varpi_1, \varpi_2, \varpi_{21}, \varpi_3, \varpi_4, \varpi_5 \geq 0 \\ & \quad \text{C4: } \mu_1, \mu_2, \mu_{21}, \mu_3, \mu_4 \geq 0 \\ & \quad \text{C4: } |\mathbf{e}_m| = 1, m = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (44)$$

式(44)因为单位模量约束的存在,仍不能求解。本文采用惩罚凸凹过程来找到一个满足单位模量约束的可行解^[20]。首先,将约束 C5 写成 $1 \leq |e_m|^2 \leq 1$,然后将 $1 \leq |e_m|^2$ 在 $e_{m,t}$ 处线性近似为 $|e_{m,t}|^2 - 2\text{Re}(e_m^* e_{m,t}) \leq -1$ 。可得

$$\begin{aligned} & \max_{p_1, p_2, p_{21}, \varphi, \mathbf{g}, \Psi} \left(p_1 + p_2 + p_{21} + \varphi - \chi_t \sum_{m=1}^{2M} g_m \right) \\ & \text{s.t. C1: (25)~(29), (33)~(37), (41)} \\ & \quad \text{C2: } |e_{m,t}|^2 - 2\text{Re}(e_m^* e_{m,t}) \leq g_m - 1, \forall m \in M \\ & \quad \text{C3: } |e_m|^2 \leq 1 + g_{M+m}, \forall m \in M \\ & \quad \text{C4: } \mathbf{g} \geq 0 \\ & \quad \text{C5: } \varpi_1, \varpi_2, \varpi_{21}, \varpi_3, \varpi_4, \varpi_5 \geq 0 \\ & \quad \text{C6: } \mu_1, \mu_2, \mu_{21}, \mu_3, \mu_4 \geq 0 \end{aligned} \quad (45)$$

其中, $\mathbf{g} = (g_1, \dots, g_{2M})^T$ 为单位模量约束等价线性约束的松弛变量, $\sum_{m=1}^{2M} g_m$ 是目标函数中的惩罚项, χ_t 为正则化因子。式(45)是一个标准的凸 SDP 问题,可利用 CVX 工具箱求解。因此,可设计算法 1 求解被动波束赋形子问题。

综上所述,可通过交替优化子问题(43)和子问题(45)来求得原问题(42)的解,具体过程如算法 2 所示。

算法 1 被动波束赋形优化算法

初始化迭代次数 $t=0$, $\mathbf{e}_0, \tau_0 > 1$, 收敛精度 $v_1 = 10^{-3}$, $v_2 = 10^{-3}$ 。
重复。
IF $t < T_{\text{max}}$ 。
根据问题(45)更新 \mathbf{e}_{t+1} 。
 $\chi_{t+1} = \min \{\tau \chi_t, \chi_{\text{max}}\}$ 。
 $t = t + 1$ 。
否则。
重新初始化 $\mathbf{e}_0, \tau_0 > 1, t = 0$ 。
END IF。
直到 $\|\mathbf{g}\| \leq v_1$ 且 $\|\mathbf{e}_t - \mathbf{e}_{t-1}\| \leq v_2$ 。
输出 $\mathbf{e}_{n+1} = \mathbf{e}_t$ 。

算法 2 基于迭代优化的鲁棒功率最小化算法

初始化迭代次数 $n=0$, 波束赋形向量 $\mathbf{w}_{1,0}, \mathbf{w}_{2,0}, \mathbf{e}_0$, 收敛精度 $\tau = 10^{-3}$ 。
重复。
根据 \mathbf{e}_n 求解问题(43), 得到主动波束成形向量 $\mathbf{w}_{1,n}, \mathbf{w}_{2,n}$ 。
根据 $\mathbf{w}_{1,n}, \mathbf{w}_{2,n}$ 求解问题(45), 得到被动波束成形向量 \mathbf{e}_{n+1} 。
 $n = n + 1$ 。
直到 $|P_n - P_{n-1}| \leq \tau$ 。
输出 $\mathbf{w}_{1,n}, \mathbf{w}_{2,n}$, BS 发射总功率 P_n 。

5 性能分析

5.1 收敛性分析

定义问题(42)的目标值为 $F(\mathbf{W}, \mathbf{e})$, 其中, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2]$, 在第 $n+1$ 次迭代时, 有

$$F(\mathbf{W}_n, \mathbf{e}_n) \geq F(\mathbf{W}_{n+1}, \mathbf{e}_n) \quad (46)$$

\mathbf{W}_{n+1} 通过优化子问题(43)得到, 用 CVX 求解子问题(43)后得到最优解 \mathbf{W}_{n+1} , \mathbf{W}_{n+1} 是不大于 \mathbf{W}_n 的, 因此, 式(46)成立。在给定 \mathbf{W}_{n+1} 后, 下列等式成立

$$F(\mathbf{W}_{n+1}, \mathbf{e}_n) = F(\mathbf{W}_{n+1}, \mathbf{e}_{n+1}) \quad (47)$$

\mathbf{e}_{n+1} 是通过优化子问题(45)而来, 用 CVX 求解子问题(45)后得到最优解 \mathbf{e}_{n+1} , 而问题(42)的目标值为 $F(\mathbf{W}, \mathbf{e})$, 不依赖于 \mathbf{e} , 所以等式(47)成立。结合式(46)和式(47), 可得下列不等式

$$F(\mathbf{W}_n, \mathbf{e}_n) \geq F(\mathbf{W}_{n+1}, \mathbf{e}_{n+1}) \quad (48)$$

式(48)表明, 在第 $n+1$ 次迭代时, 问题(42)的目标值是不大于第 n 次迭代时问题(42)的目标值的, 且目标值一定存在下界, 故采用交替优化方法可以保证算法的收敛性。

5.2 复杂度分析

由文献[20]可知, 求解式(43)的复杂度可表示为 $O_w = O[6(MN+1) + 5(N+2)]^{1/2} n_1 [n_1^2 + 6n_1(MN+1)^2 + 5n_1(N+2)^2 + 6(MN+1)^3 + 5(K+2)^3]$, 其中, $n_1 = 2N$ 。求解式(45)的复杂度可表示为 $O_e = [6(MN+1) + 10 + 2M]^{1/2} n_2 [n_2^2 + n_2[6(MN+1)^2 + 20] + 6(MN+1)^3 + 40 + n_2 M]$, 其中, $n_2 = M$ 。因此, 求解式(11)的复杂度为 $O_w + O_e$ 。接下来, 分析 SDR 算法的复杂度。由文献[15]得, SDR

算法求解式 (43) 的复杂度为 $O_{w(\text{SDR})} = O[6(MN+1) + n_3]^2 n_3 [n_3^2 + n_3 (6(MN+1)^2 + n_3) + 2N^3 + 6(MN+1)^3]$, 其中, $n_3 = 2N^2$. SDR 算法求解式 (45) 的复杂度可表示为 $O_{e(\text{SDR})} = O[6(MN+1) + n_4]^{1/2} n_4^2 [n_4^4 + n_4^2 (6(MN+1) + n_4^2) + 6(MN+1)^3 + n_4^3]$, 其中, $n_4 = M$. 因此, SDR 算法求解式 (11) 的复杂度为 $O_{w(\text{SDR})} + O_{e(\text{SDR})}$. 经过比较, 本文算法复杂度略低于 SDR 算法的复杂度.

6 仿真结果及分析

本节通过仿真来测试和验证该文中所提算法的性能. 假设基站位于 (0 m, 0 m) 处, RIS 位于 (50 m, 10 m) 处, 近距离用户位于 (60 m, 0 m) 处, 远距离用户位于 (70 m, 0 m) 处, 能量用户位于 (55 m, 0 m) 处. 假设仿真系统的信道模型包括大尺度衰落和小尺度衰落, 大尺度衰落模型为 $PL_i = -PL_0 - 10\rho_i \log_{10}(d_0)$, $i = 1, 2$, 其中 ρ_i 为路径损耗因子, $\rho_1 = 2.2$ 代表基站到 RIS 的路径损耗因子, $\rho_2 = 2$ 代表 RIS 到用户的路径损耗因子; d_0 为链路距离, 单位是米; $PL_0 = -30$ dB 为参考距离为 1 m 时的路径损耗. 小尺度衰落服从瑞利衰落. 各级联信道的非完美 CSI 的误差半径区域相同, 即 $\xi_1 = \xi_2 = \xi_3 = \xi$. 信息用户最小速率阈值 $R_{th1} = R_{th2} = R_{th}$, 如无特殊声明, 系统仿真参数如表 1 所示. 本文实验结果取自 100 次随机信道的平均值.

表 1 具体仿真参数

参数	数值
N	6
M	6
η	0.7
ζ	10^{-3}
τ	0.1
σ^2	-90/dBm
E_{req}	1×10^{-5} /W
R_{th}	1/(bit/s/Hz)

为了验证本文算法的有效性, 将本文算法与以下两种基准算法进行对比. OMA 鲁棒算法: 使用时分多址 (Time Division Multiple Access, TDMA) 进行复用, 并采用本文算法对 CSI 误差进行了鲁棒设计; 随机相位算法: 在 RIS 辅助多用户 NOMA 网络中, RIS 采用随机相移, 不做优化, 只采用本文算法优化基站主动波束赋形.

图 2 给出了本文算法的收敛性. 可以看出, 本文算法在经过 5 次迭代后可以收敛, 说明本文算法具有较好的收敛性. 此外, 因为用户 U_1 的信道增益弱于用户 U_2 , 为了保证弱用户的数据速率, 所以基站分配给用户 U_1 的功率高于分配给用户 U_2 的功率.

图 3 描述了 RIS 反射单元数量与基站发射功率的关系. 可以看出, 三种算法中基站所需发射功率均随 RIS 反射单元数量的增加而减少, 这表明 RIS 的反射单

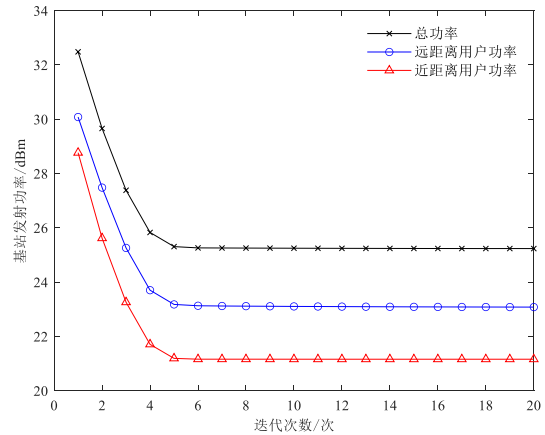


图 2 发射功率收敛图

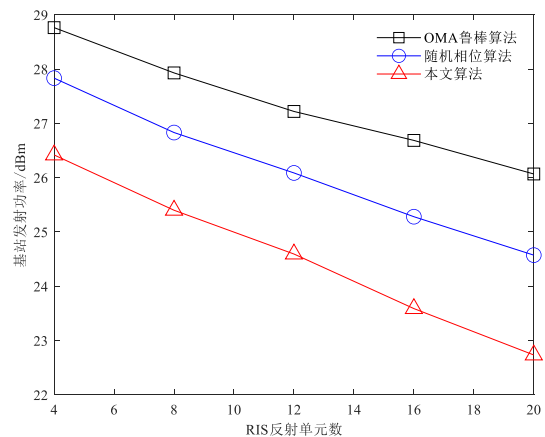


图 3 RIS 反射单元数与发射功率的关系

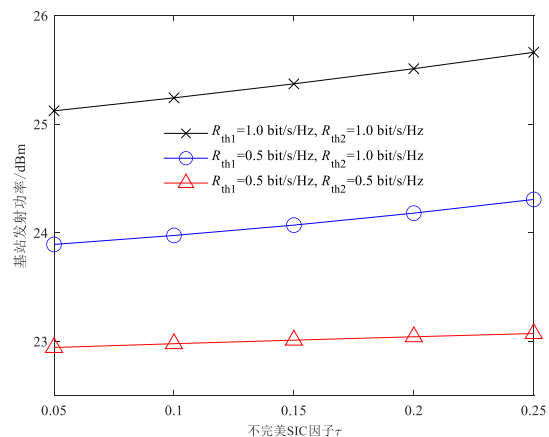


图 4 不完美 SIC 因子与发射功率的关系

元数量越多, 改善信道的效果越明显. 此外, 本文算法的发射功率低于随机相位算法和鲁棒 OMA 算法, 显示了本文算法的优越性.

图 4 绘制了不完美 SIC 因子与基站发射功率的关

系. 可以看出,随着用户最小速率阈值的增大,不完美 SIC 因子增加对于发射功率的影响也变大,这是因为速率越高,SIC 因子的增加导致不完美 SIC 下的残余信号干扰越大,基站需要更多的功率来克服残余信号的干扰来满足用户的速率需求.

图5绘制了误差区域半径和基站发射功率的关系. 可以看出,误差区域半径的增大会导致发射功率的增加. 这是因为误差区域半径增大,意味着估计误差也随之增大,为了满足用户的最小速率需求,基站需要更高的发射功率来克服误差增大带来的影响.

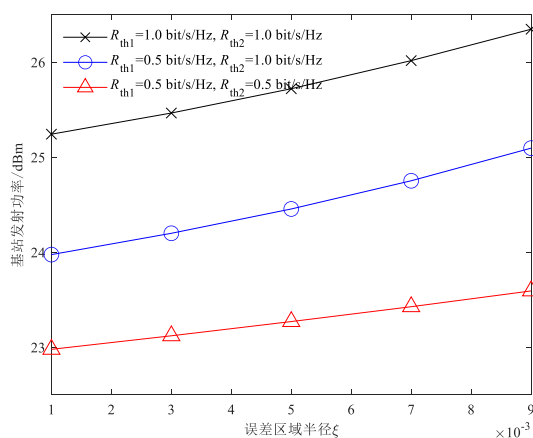


图5 误差区域半径和发射功率的关系

图6绘制了用户最小速率阈值和发射功率的关系. 可以看出,用户最小速率阈值增高会导致基站发射功率增加. 随着不完美 SIC 因子增加,用户最小速率阈值越高,受到的影响也越明显. 这是因为用户速率越高时,不完美 SIC 因子越大,不完美 SIC 下残余信号干扰也越大,基站需要给近距离用户分配更多的功率来克服不完美 SIC 带来的干扰影响.

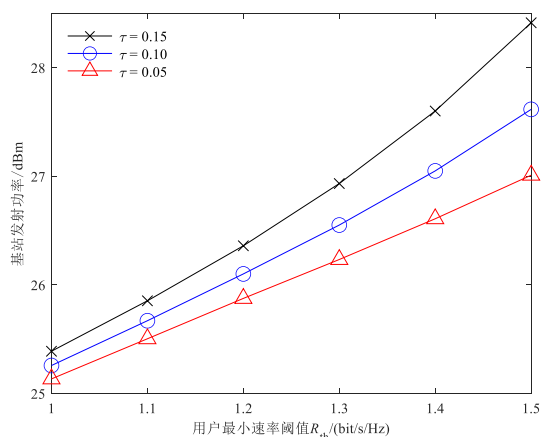


图6 用户最小速率阈值和发射功率的关系

7 结论

本文针对 RIS 辅助多用户 NOMA 网络进行研究,基于不完美 CSI 和不完美 SIC,建立了一个多变量耦合的鲁棒功率最小化问题. 仿真结果表明,本文算法具有较好的收敛性,可以有效降低发射功率. 不完美 CSI 和不完美 SIC 均会导致基站发射功率的增加. 信息用户最小速率阈值越大,不完美 SIC 因子越高,不完美 SIC 对于网络的影响越大. 因此,考虑这两种因素对于网络性能的影响是十分重要的.

参考文献

- [1] NIKITPOULOS K. Massively parallel, nonlinear processing for 6G: Potential gains and further research challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2022, 60(1): 81-87.
- [2] DING Z G, LV L, FANG F, et al. A state-of-the-art survey on reconfigurable intelligent surface-assisted non-orthogonal multiple access networks[J]. Proceedings of the IEEE, 2022, 110(9): 1358-1379.
- [3] WANG W, CAO Y, SHENG M, et al. Secure beamforming for IRS-enhanced NOMA networks[J]. IEEE Wireless Communications, 2023, 30(1): 134-140.
- [4] FU M, ZHOU Y, SHI Y M, et al. Reconfigurable intelligent surface empowered downlink non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(6): 3802-3817.
- [5] 季薇, 赵亚楠, 刘子卿, 等. 面向服务质量的 RIS 辅助的多用户 NOMA 系统功率分配方案[J]. 电子与信息学报, 2023, 45(10): 3603-3611.
JI W, ZHAO Y N, LIU Z Q, et al. QoS-oriented power allocation scheme for multi-user NOMA system assisted by RIS. Journal of Electronics & Information Technology, 2023, 45(10): 3603-3611. (in Chinese)
- [6] 雷维嘉, 于顺洪, 雷宏江, 等. 智能反射表面辅助的非正交多址接入系统用户分组、波束赋形与相移的优化[J]. 电子与信息学报, 2024, 46(3): 858-866.
LEI W J, YU S H, LEI H J, et al. Optimization of user pairing, beamforming and phase-shifting for intelligent reflecting surface assisted non-orthogonal multiple access systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2024, 46(3): 858-866. (in Chinese)
- [7] ZHANG Z, LV L, WU Q Q, et al. Robust and secure communications in intelligent reflecting surface assisted NOMA networks[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(3): 739-743.
- [8] YANG F M, DAI J X, PAN C H, et al. Robust beamforming design for RIS-Aided NOMA networks with imperfect

channels[C]//2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference: (VTC2022-Spring). Piscataway: IEEE, 2022: 1-6.

- [9] LIU X, WEI T, LIANG H, et al. Robust beamforming for RIS-assisted NOMA systems with CSI imperfection and low-resolution phase shifters[C]//2023 6th International Conference on Information Communication and Signal Processing. IEEE, 2023: 654-658.
- [10] CHAUHAN A, GHOSH S, JAISWAL A. RIS partition-assisted non-orthogonal multiple access (NOMA) and quadrature-NOMA with imperfect SIC[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 22(7): 4371-4386.
- [11] WANG H, SHI Z, FU Y R, et al. On intelligent reflecting surface-assisted NOMA uplinks with imperfect SIC[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(7): 1518-1522.
- [12] YUE X W, LIU Y W. Performance analysis of intelligent reflecting surface assisted NOMA networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(4): 2623-2636.
- [13] ZHAI Q, DONG L M, CHENG W, et al. Joint optimization for active IRS-aided multicluster NOMA systems[J]. IEEE Systems Journal, 2023, 17(4): 6691-6694.
- [14] 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.
- [15] ZHANG C Y, HUANG Y, HE C L, et al. Energy optimization for IRS-aided SWIPT under imperfect cascaded channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(9): 11631-11643.
- [16] WANG W, NI W L, TIAN H, et al. Safeguarding NOMA networks via reconfigurable dual-functional surface under imperfect CSI[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2022, 16(5): 950-966.
- [17] KOTHARE M V, BALAKRISHNAN V, MORARI M. Robust constrained model predictive control using linear matrix inequalities[J]. Automatica, 1996, 32(10): 1361-1379.
- [18] GHARAVOL E A, LARSSON E G. The sign-definiteness lemma and its applications to robust transceiver optimization for multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(2): 238-252.
- [19] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [20] ZHOU G, PAN C H, REN H, et al. A framework of ro-

bust transmission design for IRS-aided MISO communications with imperfect cascaded channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 5092-5106.

- [21] 李素月, 刘军怀, 郝鹏昇, 等. 基于自能量回收的全双工用户协作 NOMA 系统性能分析[J]. 电子学报, 2022, 50(2):326-328.
- LI S Y, LIU J H, HAO P S, et al. Performance analysis of self-energy recycling based full duplex user cooperative NOMA systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(2): 326-338. (in Chinese)
- [22] 李信, 李勇军, 赵尚弘. 基于能量效率的星地 NOMA 网络功率分配算法[J]. 电子学报, 2023, 51(5): 1310-1318.
- LI X, LI Y J, ZHAO S H. Power allocation in satellite-terrestrial NOMA network based on energy efficiency[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(5): 1310-1318. (in Chinese)

作者简介



胡 林 男, 1984 年 12 月出生于四川省南部县. 2017 年博士毕业于电子科技大学. 现为重庆邮电大学讲师、硕士生导师. 主要研究方向为多天线技术、物联网、安全通信. 中国电子学会会员编号: E190017176M.
E-mail: linhu@cqupt.edu.cn



刘锡炎 男, 1999 年出生于湖南省湘潭市. 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生. 研究方向为可重构智能表面, 非正交多址接入.
E-mail: liu115226934@qq.com



齐 倩 女, 2001 年出生于安徽省池州市. 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生. 研究方向为可重构智能表面, 人工智能与图像处理.
E-mail: qiqian0516@gmail.com



陈前斌 男, 1967 年 4 月出生于四川省营山县. 现为重庆邮电大学教授、博士生导师. 主要研究方向为通信网理论与技术、无线通信、多媒体信息传输与处理. 中国电子学会会员编号: E190000713S.
E-mail: chenqb@cqupt.edu.cn