

可重构智能表面辅助的非正交多址接入网络鲁棒能量效率资源分配算法

刘期烈^① 辛雅楠^① 高俊鹏^① 周继华^{*②} 黄 东^③ 赵 涛^②

^①(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

^②(航天新通科技有限公司 重庆 400065)

^③(贵州大学现代制造技术教育部重点实验室 贵阳 550025)

摘 要: 为提高非正交多址接入(NOMA)网络的鲁棒性和系统能效(EE), 考虑了不完美信道状态信息, 该文提出一种可重构智能表面辅助的NOMA网络鲁棒能效最大资源分配算法。考虑用户信干噪比(SINR)中断概率约束、基站的最大发射功率约束以及连续相移约束, 建立了一个非线性的能效最大化资源分配模型。用Dinkelbach方法将分式形式的目标函数转换为线性的参数相减的形式, 利用S-procedure方法将含有信道不确定性的SINR中断概率约束转换成确定性形式, 利用交替优化算法将多变量耦合的非凸优化问题分解成多个凸优化子问题, 最后用CVX对分解出的子问题进行求解。仿真结果表明, 在EE方面, 所提算法比无可重构智能表面(RIS)算法提高了7.4%。在SINR中断概率方面, 所提算法比非鲁棒算法降低了85.5%。

关键词: 可重构智能表面; 能效最大化; 非正交多址接入; 鲁棒性; 资源分配

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)00-0001-10

DOI: [10.11999/JEIT210521](https://doi.org/10.11999/JEIT210521)

Robust Energy Efficiency Resource Allocation Algorithm in Reconfigurable Intelligent Surface-assisted Non-Orthogonal Multiple Access Networks

LIU Qilie^① XIN Yanan^① GAO Junpeng^① ZHOU Jihua^②

HUANG Dong^③ ZHAO Tao^②

^①(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

^②(Aerospace New Generation Communications Co. Ltd, Chongqing 400065, China)

^③(Key Laboratory of Advanced Manufacturing Technology, Ministry of Education, Gui Zhou University, Guiyang 550025, China)

Abstract: To improve the robustness and Energy Efficiency (EE) of Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)-based networks, a robust EE maximization-based algorithm is proposed in a reconfigurable intelligent surface-assisted NOMA network with imperfect channel state information, considering the outage probability constraints of users' Signal-to-Interference-to-Noise Ratio (SINR), the maximum transmit power constraints of the base station, and continuous phase shift constraints. A nonlinear EE maximization-based resource allocation model is established. By using Dinkelbach's method the fractional objective function is converted into a linear parameter subtraction form, the S-procedure method is used to transform the outage probability of SINR with channel uncertainty into deterministic form. By using the alternative optimization method, the non-convex optimization problem is converted into several convex optimization subproblems, then the CVX is used to solve

收稿日期: 2021-06-07; 改回日期: 2021-09-05; 网络出版: 2021-09-30

*通信作者: 周继华 jhzhou@ict.ac.cn

基金项目: 重庆市自然科学基金重点项目(cstc2019jcyj-zdxm0008), 重庆市科技创新领军人才支持计划(CSTCCXLJRC201908), 重庆市教委重点项目(KJZD-K201900605)

Foundation Item: Basic and Advanced Research Projects of CSTC (cstc2019jcyj-zdxm0008); Chongqing Science and Technology Innovation Leading Talent Support Program (CSTCCXLJRC201908); The Science and Technology Research Program of Chongqing Municipal Education Commission (KJZD-K201900605)

the subproblems. Simulation results show that the proposed algorithm is 7.4% higher than the without Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) algorithm in terms of EE, the proposed algorithm is 85.5% lower than the non-robust algorithm in terms of the outage probability of SINR.

Key words: Reconfigurable Intelligent Surface(RIS); Energy Efficiency(EE) maximization; Non-Orthogonal Multiple Access(NOMA); Robust; Resource allocation

1 引言

随着5G技术的商业化和6G技术的不断研究与发展,以及手机、平板电脑、穿戴设备和车联网设备等移动接入设备的大量使用,用户对于通信速率的需求与日俱增,大规模天线阵列基站(Base Station, BS)的应用在实现信息高速传输的同时,面临架设成本高、功耗大、效率低、通信死角多等新问题^[1,2],如何提升系统能量效率(Energy Efficiency, EE)和鲁棒性成为值得关注的问题^[3]。为应对此类问题,非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple-Access, NOMA)技术应运而生。具体来说,NOMA通过叠加编码和连续干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)技术,可以在有限的无线电资源上提供大量的连接,从而显著提高频谱效率和EE^[4]。此外,可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)作为一种新兴的通信技术,相较于传统无线通信技术,可以通过调节其相移和幅度来改变用户信道矢量的方向,有效地改变用户信道固定且由传播环境决定的现状^[5],能够进一步提高频谱的利用率和鲁棒性。所以,RIS辅助的NOMA无线通信网络场景下资源分配问题具有重要的研究价值。

目前,对于该网络场景的研究已取得了很多有价值的研究成果。文献^[5]提出了一种多RIS辅助的NOMA网络简单设计,研究了两种不同情况下的波束成形和硬件损伤对RIS-NOMA的影响。文献^[6]研究了上行RIS辅助的NOMA网络,提出了一种以最大化和速率为目标函数,联合优化用户功率和RIS相移的优化问题。为提高和速率,文献^[7]研究了理想和非理想RIS场景,提出了一种新的NOMA解码顺序。文献^[8]研究了一个多用户RIS-NOMA网络,为提高可达速率,提出了联合用户关联、子信道分配、功率分配、相移设计和译码顺序优化问题。文献^[9]研究了一个下行RIS辅助的NOMA网络,提出了一个新的两步交替优化算法。文献^[10]通过优化波束成形向量和相移矩阵来最小化传输功率,提出了一种RIS辅助的改进准退化条件。文献^[11]研究了RIS-NOMA网络的安全传输,提出了一种利用人工噪声保证安全传输的鲁棒波束成形策略。文献^[12]研究了下行RIS辅助的NOMA网络,提出

了一种基于能效最大的算法,从而在和速率最大和总功率消耗最小之间取得良好的平衡。

然而,目前大部分研究都假设,基站(Base Station, BS)可以获得完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)。首先,由于RIS没有功率放大器,不能向BS发送导频信号,不能通过传统的信道估计方法进行信道估计。其次,由于RIS配备了大量的反射元件,当BS也配备了多个天线时,RIS相关的信道系数会非常大。所以,实际中信道估计误差是不可避免的^[13]。

综上所述,目前考虑有界信道不确定性,RIS辅助的NOMA网络鲁棒能效最大的资源分配问题没有得到很好的研究。为了提高网络鲁棒性并降低能量消耗提升系统EE,RIS辅助的NOMA网络能效资源分配算法的研究具有非常重要的现实价值和理论意义。本文的主要贡献如下:

(1)建立了RIS辅助的NOMA无线传输模型,考虑了不完美信道状态信息,最大化系统EE,并满足信干噪比(Signal-to-Interference-Noise Ratio, SINR)中断概率约束、相移约束以及最大传输功率约束。建立了一个非线性、多约束、多变量耦合的EE最大资源分配问题。

(2)由于所提问题的模型中含有分式形式的目标函数且多变量耦合,并存在含有信道估计误差的SINR中断概率约束条件。首先,利用Dinkelbach方法将分式目标函数转换成非分式形式。其次,利用S-procedure方法得到SINR中断概率约束的安全近似。最后,利用交替优化算法将非凸优化问题分解为多个半定规划(Semi-Definite Programming, SDP)子问题,并利用凸优化工具箱CVX求解。

(3)仿真结果表明,所提算法具有良好的收敛性。与无RIS辅助算法和非鲁棒算法相比,所提算法具有良好的鲁棒性和能效。

2 系统模型与问题描述

本文考虑一个RIS辅助的非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)网络,如图1所示。系统中有多个单天线用户、一个RIS和一个BS。其中配备有 M 个发射天线的BS将信号传输给 K 个单天线用户,并由配备有 N 个反射元件的RIS辅助通信,该RIS通过一个软件控制器与基站相

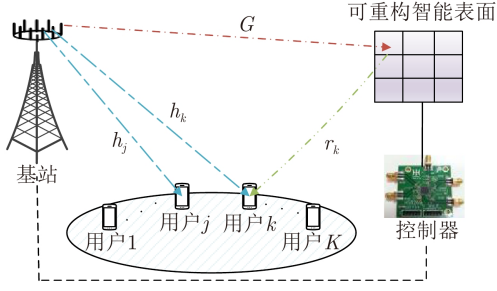


图 1 RIS辅助的NOMA网络

连。定义用户集合和RIS元件集合分别为 $\forall k \in \mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}$ 和 $\forall n \in \mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$ 。令RIS的相移对角矩阵为 $\boldsymbol{\theta} = \text{diag}(\varphi_1, \dots, \varphi_n, \dots, \varphi_N)$ ，其中 $\varphi_n = \beta_n e^{j\theta_n}$ ， $\forall n \in \mathcal{N}$ ， j 表示虚数单位。 $\beta_n \in [0, 1]$ 和 $\theta_n \in [0, 2\pi)$ 分别为RIS第 n 个反射面的反射幅度和相移。在实际应用中，通常需要使RIS反射的信号最大化，所以取 $\beta_n = 1$ 。系统参数见表1。

定义 $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 和 \mathbf{s}_k 分别为波束成形向量和BS发送给第 k 个用户的信号。因此，BS处的传输信号可以表示为 $\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k \mathbf{s}_k$ ， $\mathbb{E}[\mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^H] = 1$ 。其中， $(\cdot)^H$ 和 $\mathbb{E}[\cdot]$ 分别表示共轭转置和随机变量的期望。用户 k 的接收信号可以表示为

$$y_k = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{r}_k^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{G}) \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k \mathbf{s}_k + n_k \quad (1)$$

其中， $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 为用户 k 处均值为0方差为 σ_k^2 的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)。

在下行NOMA通信网络中，信号强度最强的用户先解码，并通过串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)技术来消除信号强度弱的用户的干扰。具体来说，假设用户信道增益的顺序为 $\|\mathbf{h}_1\|_2 \leq \dots \leq \|\mathbf{h}_k\|_2 \leq \dots \leq \|\mathbf{h}_K\|_2$ ^[14]，其

中 $\|\mathbf{h}_k\|_2$ 为BS与用户 k 之间的信道质量。即离BS越远的用户分配的功率越大解码顺序越靠后，离BS越近的用户分配的功率越小解码顺序越靠前。

因此，用户 k 用于解码自身信号的可达SINR可以表示为

$$\text{SINR}_k = \frac{|(\mathbf{h}_k^H + \mathbf{r}_k^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=k+1}^K |(\mathbf{h}_k^H + \mathbf{r}_k^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{G}) \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_k^2} \quad (2)$$

用户 k 用于解码自身信号的可达速率为 $R_k = \log_2(1 + \text{SINR}_k)$ 。

由于不完美CSI会影响实际接收SINR，如果不适当控制会导致严重的中断。所以文中考虑了由不完美CSI引起的中断概率约束。具体来说，用户 k 的中断发生于对自身信号解码失败时，此时用户 k 关于SINR的中断概率约束可以表示为

$$\Pr(\text{SINR}_k \geq \gamma_k^{\text{tar}}) \geq 1 - \rho_k \quad (3)$$

其中， γ_k^{tar} 为用户 k 解码自身信号的目标信噪比， ρ_k 为用户 k 可以接受的最大中断概率。由于BS功率的限制，BS的总发射功率需要满足可用功率阈值

$$\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|_2^2 \leq P_0 \quad (4)$$

其中， P_0 为BS的最大传输功率。BS处的总功耗为

$$P_{\text{BS}} = \xi \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|_2^2 + P_c \quad (5)$$

其中， ξ 为功放系数^[15]， P_c 为电路功率。系统的能量效率(EE)可以表示为

$$\eta = \frac{\sum_{k=1}^K R_k}{P_{\text{BS}}} \quad (6)$$

表 1 系统参数描述

参数	含义	参数	含义
K	用户数	ξ	发射功率放大器的效率
M	基站天线数	\mathbf{s}_k	基站发给用户 k 的期望信号
N	RIS反射振元数	\mathbf{w}_k	基站到用户 k 的波束成形向量
\mathbf{G}	BS到RIS的信道	ρ_k	用户 k 的SINR小于目标SINR的概率
\mathbf{h}_k	BS到用户 k 的信道	P_{BS}	BS总功率消耗
\mathbf{r}_k	RIS到用户 k 的信道	P_c	系统总电路损耗
θ_n	反射系数的相移	$\hat{\mathbf{G}}$	BS到RIS的估计信道
t_k, μ_k	松弛变量	$\Delta \mathbf{G}$	BS到RIS的估计信道误差
$\boldsymbol{\theta}$	相移对角矩阵	$\hat{\mathbf{r}}_k$	RIS到用户 k 的估计信道
γ_k^{tar}	用户 k 的目标SINR	$\Delta \mathbf{r}_k$	RIS到用户 k 的估计信道误差
P_0	BS的最大传输功率	\mathbf{I}_a	大小为 $a \times a$ 的单位矩阵

综上所述, 本文的目标是在相移约束、基站发射功率约束和SINR中断概率约束下, 通过联合优化BS波束成形向量和RIS相移来最大化系统EE。因此, EE最大化模型建立为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{w}_k\}, \boldsymbol{\theta}} \eta \\ \text{s.t.} \quad & C_1: \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|_2^2 \leq P_0, \\ & C_2: 0 \leq \theta_n \leq 2\pi, \\ & C_3: \Pr(\text{SINR}_k \geq \gamma_k^{\text{tar}}) \geq 1 - \rho_k \end{aligned} \quad (7)$$

其中, 约束 C_1 为基站最大发射功率约束。约束 C_2 为RIS的相移约束。约束 C_3 为用户 k 的SINR中断概率约束。

由于RIS没有功率放大器, 不能向BS发送导频信号, 所以不能通过传统的信道估计方法进行信道估计, 尤其是当RIS配备了大量的反射元件, BS也配备了多个天线时, RIS相关的信道系数会非常大, 所以实际中信道估计误差是不可避免的^[13]。因此, 本文考虑了不完美CSI引起的信道估计误差, 并将信道不确定性模型建模为如下加性模型^[16]

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \hat{\mathbf{G}} + \Delta\mathbf{G} \\ \mathbf{r}_k &= \hat{\mathbf{r}}_k + \Delta\mathbf{r}_k \end{aligned} \quad (8)$$

令 $\mathbf{H}_k = [\text{diag}(\mathbf{r}_k^H) \mathbf{G} \quad \mathbf{h}_k^H]^T$, $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{(N+1) \times M}$, $\tilde{\boldsymbol{\theta}} = [\boldsymbol{\theta} \quad \mathbf{1}_N]^H$ 。可以得到 $|\mathbf{h}_k^H + \mathbf{r}_k^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{G} \mathbf{w}_k|^2 = |\tilde{\boldsymbol{\theta}}^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k|^2$ 。至此, BS到RIS的信道和RIS到用户 k 的信道被合并成一个复合信道。假设复合信道的信道不确定性受到BS到RIS的信道不确定性和RIS到用户 k 的信道不确定性的共同影响, 则复合信道不确定性模型可以表示为

$$\mathbf{H}_k = \hat{\mathbf{H}}_k + \Delta\mathbf{H}_k \quad (9)$$

其中, $\hat{\mathbf{H}}_k$ 表示用户 k 的估计的CSI, $\Delta\mathbf{H}_k$ 表示相应的信道估计误差, 服从独立同分布的复高斯分布 $\Delta\mathbf{H}_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 。此时, 用户 k 含有信道估计误差的SINR可以表示为

$$\overline{\text{SINR}}_k = \frac{|\tilde{\boldsymbol{\theta}}^H (\hat{\mathbf{H}}_k + \Delta\mathbf{H}_k) \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i=k+1}^K |\tilde{\boldsymbol{\theta}}^H (\hat{\mathbf{H}}_k + \Delta\mathbf{H}_k) \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_k^2} \quad (10)$$

因此, 考虑信道不确定性, 优化问题式(7)可以重写为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{w}_k\}, \tilde{\boldsymbol{\theta}}} \frac{\sum_{k=1}^K \log_2(1 + \overline{\text{SINR}}_k)}{P_{\text{BS}}}, \\ \text{s.t.} \quad & C_1, C_2, \hat{C}_3: \Pr(\overline{\text{SINR}}_k \geq \gamma_k^{\text{tar}}) \geq 1 - \rho_k \end{aligned} \quad (11)$$

由于优化问题式(11)中存在含有CSI不确定性的SINR中断概率约束条件 \hat{C}_3 , 并且目标函数是分式形式, 所以优化问题式(11)是一个非凸的分式规划优化问题, 要直接求该问题的解析解非常困难。所以, 第3节将转化优化问题式(11), 使其变成一个可解的凸优化问题。

3 优化问题的转换

3.1 中断概率约束转换

将约束 \hat{C}_3 转换为可处理的形式, 首先将约束 \hat{C}_3 中 $\overline{\text{SINR}}_k \geq \gamma_k^{\text{tar}}$ 改写为

$$\begin{aligned} & \frac{|\tilde{\boldsymbol{\theta}}^H (\hat{\mathbf{H}}_k + \Delta\mathbf{H}_k) \mathbf{w}_k|^2}{\gamma_k^{\text{tar}}} \\ & - \sum_{i=k+1}^K |\tilde{\boldsymbol{\theta}}^H (\hat{\mathbf{H}}_k + \Delta\mathbf{H}_k) \mathbf{w}_i|^2 \geq \sigma_k^2 \end{aligned} \quad (12)$$

基于如式(13)的恒等式

$$\left. \begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{B}) &= \text{Vec}(\mathbf{A}^H) \text{Vec}(\mathbf{B}) \\ \text{Vec}(\mathbf{A} \mathbf{X} \mathbf{B}) &= (\mathbf{B}^T \otimes \mathbf{A}) \text{Vec}(\mathbf{X}) \\ \mathbf{A} \otimes \mathbf{B} - \mathbf{C} \otimes \mathbf{B} (\mathbf{A} - \mathbf{C}) \otimes \mathbf{B} \\ k \mathbf{A} \otimes \mathbf{B} &= (k \mathbf{A}) \otimes \mathbf{B} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式(12)可以重写为

$$\text{Vec}(\hat{\mathbf{H}}_k + \Delta\mathbf{H}_k)^H \mathbf{Q}_{k1} \text{Vec}(\hat{\mathbf{H}}_k + \Delta\mathbf{H}_k) - \sigma_k^2 \geq 0 \quad (14)$$

其中, $\mathbf{Q}_{k1} = \left(\frac{\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H}{\gamma_k^{\text{tar}}} - \sum_{i=k+1}^K \mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H \right)^T \otimes (\tilde{\boldsymbol{\theta}} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^H)$, $\mathbf{e}_k = \text{Vec}(\Delta\mathbf{H}_k)$ 。约束 \hat{C}_3 可以进一步转化为

$$\Pr\{\mathbf{e}_k^H \mathbf{Q}_{k1} \mathbf{e}_k + 2\text{Re}\{\mathbf{e}_k^H \mathbf{K}_{k1}\} + c_{k1} \geq 0\} \geq 1 - \rho_k \quad (15)$$

其中, $c_{k1} = \text{Vec}(\hat{\mathbf{H}}_k)^H \mathbf{K}_{k1} - \sigma_k^2$, $\mathbf{K}_{k1} = \mathbf{Q}_{k1} \text{Vec}(\hat{\mathbf{H}}_k)$ 。约束条件式(15)的左边为概率约束的安全近似。

假设有一个集合 \mathfrak{S}_1 满足

$$\Pr\{\mathbf{e}_k \in \mathfrak{S}_1\} \geq 1 - \rho_k \quad (16)$$

则有 $\mathbf{e}_k \in \mathfrak{S}_1$ 满足

$$\mathbf{e}_k^H \mathbf{Q}_{k1} \mathbf{e}_k + 2\text{Re}\{\mathbf{e}_k^H \mathbf{K}_{k1}\} + c_{k1} \geq 0 \quad (17)$$

结合式(16)和式(17)可以得到约束 \hat{C}_3 , 选择一个易于验证条件式(16)的集合 \mathfrak{S}_1 。 \mathbf{e}_k 是在信道估计误差矩阵上执行矩阵向量化算子的结果, 其结果在一定的极限范围内。因此, 可以选择球形边界集合 \mathfrak{S}_1 , 表示为

$$\mathfrak{S}_1 = \{\mathbf{e}_k \mid \|\mathbf{e}_k\|_2 \leq d_{k1}\} \quad (18)$$

其中, $d_{k1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sigma_h^2 F_{\chi_{2MN}}^{-1}(1 - \rho_k)}$, $F_{\chi_m}^{-1}(\cdot)$ 表示具有 m 个自由度的卡方随机变量的逆累积分布函数。

并且, 令 $\mathbf{W}_k = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H$, $\boldsymbol{\Theta} = \hat{\boldsymbol{\theta}} \hat{\boldsymbol{\theta}}^H$, 此时优化问题式(11)可以表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{W}_k\}, \boldsymbol{\Theta}} \frac{\sum_{k=1}^K \bar{R}_k}{\bar{P}_{BS}}, \\ \text{s.t. } & C_2, \tilde{C}_1 : \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \leq P_0, \\ & \tilde{C}_3 : \Pr \{ \mathbf{e}_k^H \mathbf{Q}_{k1} \mathbf{e}_k + 2\text{Re} \{ \mathbf{e}_k^H \mathbf{K}_{k1} \} + c_{k1} \geq 0 \} \\ & \geq 1 - \rho_k, \\ & C_4 : \mathbf{Q}_{k1} = \left(\frac{\mathbf{W}_k}{\gamma_k^{\text{tar}}} - \sum_{i=k+1}^K \mathbf{W}_i \right)^T \otimes \boldsymbol{\Theta}, \\ & C_5 : \mathbf{K}_{k1} = \mathbf{Q}_{k1} \text{Vec}(\hat{\mathbf{H}}_k), \\ & C_6 : c_{k1} = \text{Vec}(\hat{\mathbf{H}}_k)^H \mathbf{Q}_{k1} \text{Vec}(\hat{\mathbf{H}}_k) - \sigma_k^2 \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $\bar{R}_k = \log_2(1 + \overline{\text{SINR}}_k)$, $\bar{P}_{BS} = \xi \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) + P_c$ 。利用 S -procedure^[17] 方法将概率约束转换为一组可处理的约束条件。

命题 1 令 $f_b(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^H \mathbf{Q}_b \mathbf{x} + 2\text{Re} \{ \mathbf{x}^H \mathbf{i}_b \} + s_b$, $b = 0, 1$, 其中, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 且 $(\mathbf{Q}_b, \mathbf{i}_b, s_b) \in \mathbb{Z}^M \times \mathbb{C}^M \times \mathbb{R}^M$, $b = 0, 1$ 。假设存在 $\hat{\mathbf{a}} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 满足 $f_1(\hat{\mathbf{a}}) < 0$ 。则以下陈述相当于, $f_0(\mathbf{x}) \geq 0$ 对于所有 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 都满足 $f_1(\mathbf{x}) \leq 0$; 存在 $t \geq 0$ 满足

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Q}_0 + t\mathbf{Q}_1 & \mathbf{i}_0 + t\mathbf{i}_1 \\ \mathbf{i}_0^H + t\mathbf{i}_1^H & s_0 + ts_1 \end{bmatrix} \preceq 0 \quad (20)$$

结合式(16)、式(17)、式(18)并且应用 S -procedure 方法, 令 $f_0(\mathbf{x}) = \mathbf{e}_k^H \mathbf{Q}_k \mathbf{e}_k + 2\text{Re} \{ \mathbf{e}_k^H \mathbf{K}_k \} + c_{k1}$, $f_1(\mathbf{x}) = \mathbf{e}_k^H \mathbf{e}_k - d_{k1}^2$ 可以将约束 \tilde{C}_3 左边等效的转换为如式(21)的线性矩阵不等式(Linear Matrix Inequality, LMI)形式

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{k1} + t_k \mathbf{I}_{MN+M} & \mathbf{K}_{k1} \\ \mathbf{K}_{k1}^H & c_{k1} - t_k d_{k1}^2 \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (21)$$

其中, $\mathbf{I}_{MN+M} \in \mathbb{C}^{(MN+M) \times (MN+M)}$ 。 \tilde{C}_3 经过转换分解后, 优化问题式(19)可以转换为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{W}_k, t_k\}, \boldsymbol{\Theta}} \frac{\sum_{k=1}^K \bar{R}_k}{\bar{P}_{BS}}, \\ \text{s.t. } & \tilde{C}_1, C_2, C_4 \sim C_6, \\ & C_7 : \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{k1} + t_k \mathbf{I}_{MN+M} & \mathbf{K}_{k1} \\ \mathbf{K}_{k1}^H & c_{k1} - t_k d_{k1}^2 \end{bmatrix} \succeq 0, \\ & C_8 : t_k \geq 0, C_9 : d_{k1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sigma_h^2 F_{\chi_{2MN}}^{-1}(1 - \rho_k)} \end{aligned} \quad (22)$$

3.2 目标函数转换

然而, 分数形式的目标函数难以求解且含有信道不确定性, 优化问题式(22)仍然是一个非凸优化问题。为了解决这个问题, 首先给定一个 λ , 将优化问题式(22)转换为一个关于 λ 参数相减的线性规划问题

$$\begin{aligned} \mathcal{F}(\lambda) = & \max_{\{\mathbf{W}_k, t_k\}, \boldsymbol{\Theta}} \sum_{k=1}^K \bar{R}_k \lambda \bar{P}_{BS}, \\ \text{s.t. } & \tilde{C}_1, C_2, C_4 \sim C_9 \end{aligned} \quad (23)$$

命题 2 假设 λ^* 为 $\mathcal{F}(\lambda)$ 的唯一 0 解, 那么 $\mathcal{F}(\lambda^*)$ 与优化问题式(22)有相同的最优解, 并且当满足 $\sum_{k=1}^K \bar{R}_k^* - \lambda^* P_{BS}^*$ 时, 可以得到最大 EE, 其中 \bar{R}_k^* 和 P_{BS}^* 分别表示最优速率和最优功耗。

证明过程见附录。

基于以上分析, 通过给定 λ 来求解优化问题, 并且利用 Dinkelbach^[18] 方法迭代地寻找最优 λ^* 。但是由于目标函数中仍然含有信道不确定性, 需要通过引入松弛变量 β_k 来转换目标函数中含有的信道不确定性, 所以优化问题式(23)可以转换为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{W}_k, t_k\}, \boldsymbol{\Theta}, \beta_k} \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_k) \lambda^* \bar{P}_{BS}, \\ \text{s.t. } & \tilde{C}_1, C_2, C_4 \sim C_9, \\ & C_{10} : \text{Tr}(\mathbf{W}_k \mathcal{H}_k) - \beta_k \left(\text{Tr} \left(\sum_{i=k+1}^K \mathbf{W}_i \mathcal{H}_k \right) - \sigma_k^2 \right) \leq 0 \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $\mathcal{H}_k = \mathbf{H}_k \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_k^H$ 。然而, C_{10} 仍是一个含有信道不确定性的非凸约束, 为解决这一问题。首先, 利用恒等式(13), 约束 C_{10} 可以转换为

$$\mathbf{e}_k^H \mathbf{Q}_{k2} \mathbf{e}_k + 2\text{Re} \{ \mathbf{e}_k^H \mathbf{K}_{k2} \} + c_{k2} \geq 0 \quad (25)$$

令 $\mathbf{e}_k = \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_k) = \mathbf{R}_k^{\frac{1}{2}} \mathbf{v}_k$, $\mathbf{e}_k \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{R}_k)$, $\mathbf{R}_k \succeq 0$ 为一个半正定矩阵, $\mathbf{v}_k \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I})$ 。令 $\mathbf{Q}_{k2} = \left(\mathbf{W}_k - \beta_k \sum_{i=k+1}^K \mathbf{W}_i \right)^T \otimes \boldsymbol{\Theta}$, $\mathbf{K}_{k2} = \mathbf{Q}_{k2} \mathbf{R}_k^{\frac{1}{2}} \mathbf{v}_k$, 高斯随机向量 \mathbf{v}_k 属于半径为 1 的球型区域 \mathfrak{S}_2

$$\mathfrak{S}_2 = \{ \mathbf{v}_k \mid \|\mathbf{v}_k\|_2 \leq 1 \} \quad (26)$$

此时 $\mathbf{v}_k \in \mathfrak{S}_2$, 约束 C_{10} 可以重写为

$$\mathbf{v}_k^H \mathbf{R}_k^{\frac{1}{2}} \mathbf{Q}_{k2} \mathbf{R}_k^{\frac{1}{2}} \mathbf{v}_k + 2\text{Re} \left\{ \mathbf{v}_k^H \mathbf{R}_k^{\frac{1}{2}} \mathbf{K}_{k2} \right\} + c_{k2} \geq 0 \quad (27)$$

其中, $c_{k2} = \mathbf{v}_k^H \mathbf{R}_k^{\frac{1}{2}} \mathbf{Q}_{k2} \mathbf{R}_k^{\frac{1}{2}} \mathbf{v}_k - \sigma_k^2$ 。此时, 为了将式(27)转换为更易于处理的线性矩阵不等式(Linear Matrix Inequality, LMI)约束。通过使用命题 1 中 S -procedure 方法, 同时引入松弛变量 μ_k , 约束 C_{10} 可以重新表述为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{k2} + \mu_k \mathbf{I}_{MN+M} & \mathbf{K}_{k2} \\ \mathbf{K}_{k2}^H & c_{k2} - \mu_k \end{bmatrix} \succeq 0 \quad (28)$$

结合以上分析, 优化问题式(24)转化为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{W}_k, t_k, \mu_k\}, \Theta, \beta_k} \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_k) \lambda^* \bar{P}_{BS}, \\ & \text{s.t. } \tilde{C}_1, C_2, C_4 \sim C_9, \\ & \tilde{C}_{10} : \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{k2} + \mu_k \mathbf{I}_{MN+M} & \mathbf{K}_{k2} \\ \mathbf{K}_{k2}^H & c_{k2} - \mu_k \end{bmatrix} \succeq 0, \\ & C_{11} : \mathbf{Q}_{k2} = \left(\mathbf{W}_k - \beta_k \sum_{i=k+1}^K \mathbf{W}_i \right)^T \otimes \Theta, \\ & C_{12} : \mathbf{K}_{k2} = \mathbf{Q}_{k2} \mathbf{R}_k^{\frac{1}{2}} \mathbf{v}_k, \\ & C_{13} : c_{k2} = \mathbf{v}_k^H \mathbf{R}_k^{\frac{1}{2}} \mathbf{Q}_{k2} \mathbf{R}_k^{\frac{1}{2}} \mathbf{v}_k - \sigma_k^2, C_{14} : \mu_k \geq 0 \end{aligned} \quad (29)$$

此外, $\mathbf{W}_k = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H$ 等效于 $\mathbf{W}_k \succeq 0, \text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1$, $\Theta = \tilde{\theta} \tilde{\theta}^H$ 等效于 $\Theta \succeq 0, \text{rank}(\Theta) = 1$ 。半定约束条件容易处理, 但是秩一约束不容易处理。为解决这个问题, 采用半定松弛(Semi-Definite Relaxation, SDR)方法处理该约束条件, 得到一个松弛问题

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{W}_k, t_k, \mu_k\}, \Theta, \beta_k} \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_k) \lambda^* \bar{P}_{BS} \\ & \text{s.t. } \tilde{C}_1, C_2, C_4 \sim C_{14}, C_{15} : \mathbf{W}_k \succeq 0, C_{16} : \Theta \succeq 0 \end{aligned} \quad (30)$$

4 鲁棒能效资源分配算法设计

由于问题式(30)中约束 \tilde{C}_{10} 的优化变量 \mathbf{W}_k, Θ 和 β_k 耦合, 所以接下的节中使用交替迭代的方法来求解优化问题式(30)中耦合的优化变量。

4.1 给定 $\Theta^{(i-1)}$ 和 $\beta_k^{(i-1)}$ 求解主动波束成形 $\{\mathbf{W}_k\}$

具体而言, 分别用 $\{\mathbf{W}_k^{(i)}\}, \{t_k^{(i)}\}, \{\mu_k^{(i)}\}, \Theta^{(i)}$ 和 $\beta_k^{(i)}$ 来替换 $\{\mathbf{W}_k\}, \{t_k\}, \{\mu_k\}, \Theta$ 和 β_k 。根据给定的相移矩阵 $\Theta^{(i-1)}$ 和松弛变量 $\beta_k^{(i-1)}$, 问题式(30)第 i 次迭代的子问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\mathbf{W}_k^{(i)}, t_k^{(i)}, \mu_k^{(i)}\}} \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_k^{(i-1)}) - \lambda^* \bar{P}_{BS}, \\ & \text{s.t. } \tilde{C}_1, C_4 \sim C_{14}, \tilde{C}_{15} : \mathbf{W}_k^{(i)} \succeq 0 \end{aligned} \quad (31)$$

问题式(31)是一个半定规划(Semi-Definite Programming, SDP)子问题, 因此它的最优解可以利用CVX^[19]在多项式时间内获得。

4.2 给定 $\{\mathbf{W}_k^{(i)}\}$ 和 $\Theta^{(i-1)}$ 求解松弛变量 β_k

将式(31)求出的 $\mathbf{W}_k^{(i)}$ 和给定的 $\Theta^{(i-1)}$ 代入优化问题式(30)中, 此时式(30)的子问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\beta_k^{(i)}} \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_k^{(i)}) \lambda^* \bar{P}_{BS}, \\ & \text{s.t. } \tilde{C}_{10} \sim C_{14} \end{aligned} \quad (32)$$

与问题式(31)同理, 问题式(32)可以用CVX求解。

4.3 给定 $\{\mathbf{W}_k^{(i)}\}$ 和 $\beta_k^{(i)}$ 求解被动波束成形 Θ

将问题式(31)和式(32)中解出的 $\{\mathbf{W}_k^{(i)}\}, \{t_k^{(i)}\}, \{\mu_k^{(i)}\}$ 和 $\beta_k^{(i)}$ 代入优化问题式(30)中, 重新考虑 $\Theta \succeq 0$ 和 $\text{rank}(\Theta) = 1$, 由于秩一约束难以转换, 与式(31)同理, 利用SDR方法松弛秩一约束。此时求解相移变换矩阵 $\Theta^{(i)}$ 的问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \text{find } \Theta^{(i)}, \\ & \text{s.t. } C_4 \sim C_7, \tilde{C}_{10} \sim C_{14}, \\ & \tilde{C}_{16} : \Theta^{(i)} \succeq 0, C_{17} : \Theta_{n,n}^{(i)} = 1 \end{aligned} \quad (33)$$

问题式(33)的求解方式和问题式(31)和问题式(32)相似, 可以通过凸优化工具箱CVX方法得到最优解。假设问题式(31)和式(32)第 i 次迭代的目标函数分别用 \mathcal{F}_i^1 和 \mathcal{F}_i^2 表示, 第 i 次迭代的系统能效用 η_i 表示, 最大迭代次数为 i_{\max} 。因此, 基于交替迭代的能效最大资源分配算法如表2所示。

4.4 计算复杂度分析

所提算法计算复杂度主要取决于表2中第(2)步、第(3)步和第(4)步, 其计算复杂度的数学表示分别为 $\mathcal{O}(KM^2(M+1))$, $\mathcal{O}((N+1)^{3.5})$, $\mathcal{O}(KN^2(N+1))$ 。因此, 所提算法的计算复杂度 $\mathcal{O}(i_{\max}(KM^2(M+1) + KN^2(N+1) + (N+1)^{3.5}) \log(1/\varepsilon))$ ^[20]。其中, ε 为收敛精度。

由文献[12]的算法可知, 其算法复杂度主要取决于步骤6, 9, 10。步骤6和9的算法复杂度可以表

表2 基于交替迭代的能效资源分配算法

初始化系统参数 $i = 1$; 给定 $\Theta^{(0)}, \beta_k^{(0)}, \lambda^{(0)}, \mathbf{W}_k^{(0)}$; 最大迭代次数 i_{\max} ; 收敛精度 $\varepsilon = 10^{-6}$;	
(1)	for $i = 1, 2, \dots$ do
(2)	根据给定的 $\Theta^{(i-1)}$ 和 $\beta_k^{(i-1)}$ 求解问题式(31)得到主动波束成形 $\{\mathbf{W}_k\}$ 以及 \mathcal{F}_i^1 ;
(3)	根据给定 $\{\mathbf{W}_k^{(i)}\}$ 和 $\Theta^{(i-1)}$ 求解问题式(32)得到松弛变量 β_k 以及 \mathcal{F}_i^2 ;
(4)	根据给定 $\{\mathbf{W}_k\}$ 和 β_k 求解问题式(33)得到被动波束成形 Θ ;
(5)	计算 $i(\lambda^{(i)}), \lambda^{(i)} = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_k^{(i)}) / \xi \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k^{(i)}) + P_c$;
(6)	if $\begin{cases} \mathcal{F}_i^1 - \mathcal{F}_{i-1}^1 / \mathcal{F}_{i-1}^1 \leq \varepsilon \\ \mathcal{F}_i^2 - \mathcal{F}_{i-1}^2 / \mathcal{F}_{i-1}^2 \leq \varepsilon \text{ 或者 } i = i_{\max} \text{ 则} \\ \mathcal{F}_i - \mathcal{F}_{i-1} / \mathcal{F}_{i-1} \leq \varepsilon \end{cases}$
(7)	break ;
(8)	else
(9)	$i = i + 1$;
(10)	end if
(11)	end for

示为 $\mathcal{O}(KM^2(M+1))$ 和 $\mathcal{O}(KN^2(N+1))$ ，步骤10用到奇异值分解或者高随机化算法，所以算法复杂度可以表示为 $\mathcal{O}(N^3)$ 。假设最大迭代次数为 l_{\max} ，则文献[12]的算法复杂度为 $\mathcal{O}\left(l_{\max}(KM^2(M+1)+KN^2(N+1))+N^3\log(1/\varepsilon)\right)$ ，低于所提算法的计算复杂度，其中 K, M, N 和 ε 的含义与本文定义相同。文献[21]提出了两种算法，一是利用连续凸逼近最大化全局能效，复杂度为 $\mathcal{O}\left(\sqrt{2.5K^2+5.5K+6+q_c}\log(1/\varepsilon)\right)$ 。二是利用Dinkelbach算法来最大化全局能效，复杂度为 $\mathcal{O}\left(\sqrt{4K^2+4K+4+q_c}\log(1/\varepsilon)\log(1/\varsigma)\right)$ 比第1种算法复杂度要高，但均低于所提算法复杂度。其中， K 表示用户数量， q_c 为一个常数， ε 和 ς 为精度阈值。综上所述，可以看出所提算法对于能效的提升要明显优于文献[12,21]所提出算法。

5 仿真分析

为验证本文所提算法性能，本节进行了仿真分析。图2为仿真分析设备分布图。网络中基站、智能超表面和用户群圆心位置分别位于 $(0,0,5)$ ， $(5,5,5)$ 和 $(5,5,0)$ 处。仿真参数分别为，用户数量 $K=2$ ，噪声功率 $\sigma_k^2=-30$ dBm，系统带宽band=10 MHz， $\xi=1$ [15]， $\sigma_h^2=-30$ dBm[13]。基站最大发射功率 $P_0=30$ dBm。路损模型为 $L(d)=C_0(d/d_0)^{-\alpha}$ [7]，其中 $C_0=-30$ dB表示路损因子， d 表示设备之间的距离， d_{BI} 、 d_{IU} 和 d_{BU} 分别表示BS到RIS、RIS到用户和BS到用户的距离； α 表示路损指数，BS到RIS、RIS到用户和BS到用户的路损指数分别为 $\alpha_{\text{BI}}=3.5$ ， $\alpha_{\text{IU}}=2.2$ 和 $\alpha_{\text{BU}}=2.2$ [7]。

图3给出了所提算法和传统算法的系统能效收敛性能，传统算法即所提算法无RIS辅助。可以看出，能效随迭代次数的增加而增大，且在很少的迭代次数内达到收敛，说明所提算法具有很好的收敛性。由于所提算法有RIS的辅助，接收机的信号增强，因此所提算法的收敛能效高于无RIS算法的系

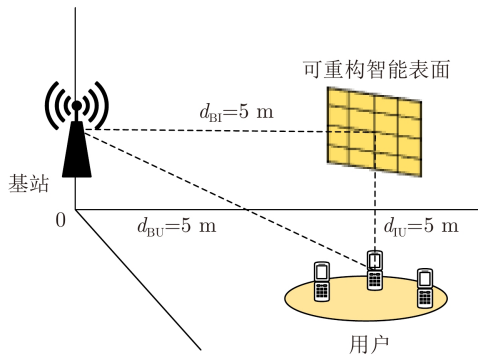


图2 3D示意图

统能效。同时 P_c 也是影响能效的相关指标，通过调整 P_c 的大小可以看到，相同算法中 P_c 越小的系统能效越大。

图4给出了不同算法下，系统能效与最大发射功率的关系。由图4可知，3种算法都会随着最大发射功率的增大而增大，在相同条件下，完美CSI算法没有考虑环境噪声的影响，故能效最大；所提算法提前考虑了信道不确定性引起的信道误差对传输的影响，故能效次之；而无RIS算法能效最低。可以看出，所提算法的能效比无RIS算法的能效约提升7.4%。因此，所提算法有较好的能效。

图5描述了系统能效与发射天线数之间的关系。可以看出，能效随着发射天线的增多而变大，这表明增加基站的天线数目有助于提高系统能效。另外，当发射天线数相同时，RIS元件数越多的系统能效越大。由此可知，RIS元件数的增加对提升系统能效也有积极的作用。

图6描述了系统能效和中断概率的关系。从仿真结果可以看出，两种算法下系统能效随中断概率的增大而减小，即成反比。其原因在于，中断概率增大时功率的利用率较低，需要消耗更多的发射功率才能满足目标信噪比，这会导致系统能效降低。同时，在相同的中断概率下，所提算法比无RIS算法的能效高。另外，RIS离用户越近能效越大。

图7描述了系统能效与目标SINR γ_k^{tar} 的关系。

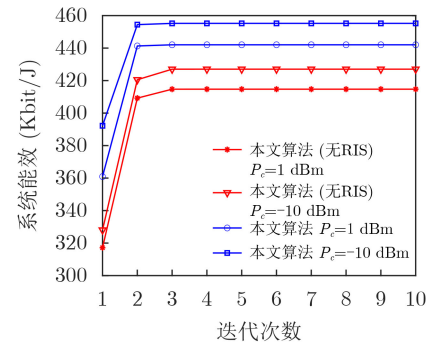


图3 算法1的收敛性能

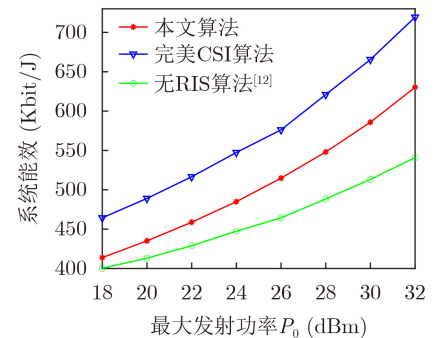


图4 系统能效与最大发射功率的关系

从图7可以看出,系统能效随 γ_k^{tar} 增大而缓慢减小,即成反比。这是因为,目标SINR增大会导致中断发生的概率更高,中断概率的增加最终会导致系统能效的降低。另外,在相同的目标SINR下,基站的最大发射功率门限越大,系统能效越大。因为在一定范围内提高发射功率能够提高基站的传输速率,从而提高系统能效。

图8给出了不同算法下,用户中断概率与目标SINR之间的关系。从图中可以看出,随着用户 γ_k^{tar} 增大,3种算法的中断概率都会增加。其中,所提算法中断概率增加较为缓慢,而无RIS算法和非鲁棒算法的中断概率增加较快,并且所提算法的中断概率始终低于其他两种算法。在 $\gamma_k^{\text{tar}} = 6$ dB时,

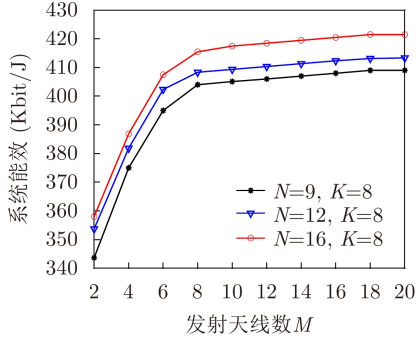


图5 系统能效与发射天线数的关系

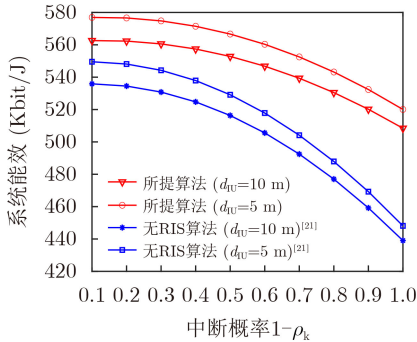


图6 系统能效与中断概率的关系

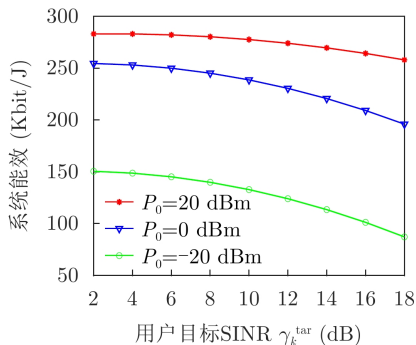


图7 系统能效与用户目标SINR的关系

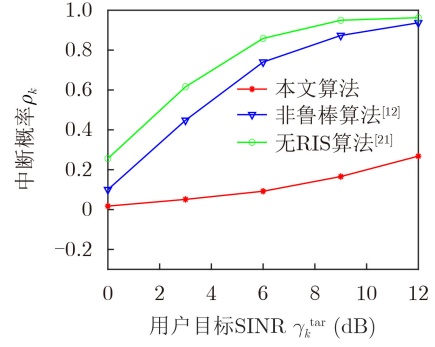


图8 中断概率与用户目标SINR的关系

所提算法比无RIS算法中断概率降低了87.5%，比非鲁棒算法的中断概率降低了85.5%。因此，所提算法有较好的鲁棒性。

6 结论

针对RIS辅助的NOMA无线通信系统,本文研究了系统能效最大化资源分配问题。考虑了SINR中断概率约束、基站最大发射功率约束以及连续相移约束,建立了系统能效最大化模型。利用Dinkelbach方法将目标函数的分式形式转换为参数相减的形式,再利用交替优化算法联合优化基站处的主动波束成形向量和可重构智能表面处被动的相移。仿真结果表明,所提算法的研究具有理论价值和实际意义,且具有较好的能效性和鲁棒性。

附录

命题2证明 首先,定义集合 \mathbb{R}_k 为问题式(22)、式(23)的可行解。由于优化问题的约束是相同的,通过假设 \mathbf{W}_k^* 为问题式(22)的最优解且 $\mathbf{W}_k \in \mathbb{R}_k^{M \times M}$ 可以得到

$$\begin{aligned} \lambda^* &= \frac{\sum_{k=1}^K \bar{R}_k(\mathbf{W}_k^*)}{\xi \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k^*) + P_c} \\ &\geq \frac{\sum_{k=1}^K \bar{R}_k(\mathbf{W}_k)}{\xi \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k^*) + P_c} \end{aligned} \quad (34)$$

令 $X = \sum_{k=1}^K \bar{R}_k(\mathbf{W}_k)$, $X^* = \sum_{k=1}^K \bar{R}_k(\mathbf{W}_k^*)$, $Y = \xi \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) + P_c$, $Y^* = \xi \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k^*) + P_c$ 。因此,存在条件

$$\left. \begin{aligned} X - \lambda^* Y &\leq 0 \\ X^* - \lambda^* Y^* &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

根据式(35)中的不等式，有

$$\max_{\mathbf{W}_k} \{X - \lambda^* Y^*\} = 0 \quad (36)$$

显然，可以用 \mathbf{W}_k^* 获得最大值。满足了充分条件，从而完成了证明的第1部分。此外，考虑证明的第2部分具有必要条件。令 $\mathbf{W}_k^* \in \mathbb{R}^{M \times M}$ 为 $\max_{\mathbf{W}_k} \{X - \lambda^* Y^*\} = 0$ 和 $X^* - \lambda^* Y^* = 0$ ，可以得出如式(37)的结论

$$\left. \begin{aligned} X - \lambda^* Y &\leq 0 \\ X^* - \lambda^* Y^* &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

对于式(36)，很明显 λ^* 为优化问题式(22)中定义的最大目标值，且 $\lambda^* \geq X^*/Y^*$ ， $\mathbf{W}_k \in \mathbb{R}_k^{M \times M}$ 。到此，完成命题2的证明。

参 考 文 献

- [1] ZHANG Shunqing, WU Qingqing, XU Shugong, *et al.* Fundamental green tradeoffs: Progresses, challenges, and impacts on 5G networks[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2017, 19(1): 33–56.
- [2] AKYILDIZ I F, KAK A, and NIE S. 6G and beyond: The future of wireless communications systems[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 133995–134030. doi: [10.1109/ACCESS.2020.3010896](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3010896).
- [3] XU Yongjun, GUAN Gui, GACANIN H, *et al.* A survey on resource allocation for 5G heterogeneous networks: Current research, future trends, and challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2021, 23(2): 668–695.
- [4] DING Zhiguo, PENG Mugen, and POOR H V. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(8): 1462–1465. doi: [10.1109/LCOMM.2015.2441064](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2015.2441064).
- [5] DING Zhiguo and POOR H V. A simple design of IRS-NOMA transmission[J]. *IEEE Communications Letters*, 2020, 24(5): 1119–1123. doi: [10.1109/LCOMM.2020.2974196](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2020.2974196).
- [6] ZENG Ming, LI Xingwang, LI Gen, *et al.* Sum rate maximization for IRS-assisted uplink NOMA[J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(1): 234–238. doi: [10.1109/LCOMM.2020.3025978](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2020.3025978).
- [7] MU Xidong, LIU Yuanwei, GUO Li, *et al.* Exploiting Intelligent reflecting surfaces in NOMA networks: Joint beamforming optimization[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(10): 6884–6898. doi: [10.1109/TWC.2020.3006915](https://doi.org/10.1109/TWC.2020.3006915).
- [8] NI Wanli, LIU Xiao, LIU Yuanwei, *et al.* Resource allocation for multi-cell IRS-aided NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(7): 4253–4268. doi: [10.1109/TWC.2021.3057232](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3057232).
- [9] ZUO Jiakuo, LIU Yuanwei, QIN Zhijin, *et al.* The application of intelligent reflecting surface in downlink NOMA systems[C]. 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), Dublin, Ireland, 2020: 1–6.
- [10] ZHU Jianyue, HUANG Yongming, WANG Jiaheng, *et al.* Power efficient IRS-assisted NOMA[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(2): 900–913. doi: [10.1109/TCOMM.2020.3029617](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.3029617).
- [11] ZHANG Zheng, LV Lu, WU Qingqing, *et al.* Robust and secure communications in intelligent reflecting surface assisted NOMA networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2021, 25(3): 739–743. doi: [10.1109/LCOMM.2020.3039811](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2020.3039811).
- [12] FANG Fang, XU Yanqing, PHAM Q V, *et al.* Energy-efficient design of IRS-NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(11): 14088–14092. doi: [10.1109/TVT.2020.3024005](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.3024005).
- [13] ZHAO Mingmin, LIU An, and ZHANG Rui. Outage-constrained robust beamforming for intelligent reflecting surface aided wireless communication[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 1301–1316. doi: [10.1109/TSP.2021.3056899](https://doi.org/10.1109/TSP.2021.3056899).
- [14] 徐勇军, 刘子隼, 李国权, 等. 基于NOMA的无线携能D2D通信鲁棒能效优化算法[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(5): 1289–1297. doi: [10.11999/JEIT200175](https://doi.org/10.11999/JEIT200175).
- XU Yongjun, LIU Zijian, LI Guoquan, *et al.* Robust energy efficiency optimization algorithm for NOMA-based D2D communication with simultaneous wireless information and power transfer[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, 43(5): 1289–1297. doi: [10.11999/JEIT200175](https://doi.org/10.11999/JEIT200175).
- [15] SHENG Min, WANG Liang, WANG Xijun, *et al.* Energy efficient beamforming in MISO heterogeneous cellular networks with wireless information and power transfer[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(4): 954–968. doi: [10.1109/JSAC.2016.2544538](https://doi.org/10.1109/JSAC.2016.2544538).
- [16] GHARAVOL E A, LIANG Yingchang, and MOUTHAN K. Robust downlink beamforming in multiuser MISO cognitive radio networks with imperfect channel-state information[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 59(6): 2852–2860. doi: [10.1109/TVT.2010.2049868](https://doi.org/10.1109/TVT.2010.2049868).
- [17] WANG Kunyu, SO A M C, CHANG T H, *et al.* Outage constrained robust transmit optimization for multiuser

- MISO downlinks: Tractable approximations by conic optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(21): 5690–5705. doi: [10.1109/TSP.2014.2354312](https://doi.org/10.1109/TSP.2014.2354312).
- [18] DINKELBACH W. On nonlinear fractional programming[J]. *Management Science*, 1967, 13(7): 492–498. doi: [10.1287/mnsc.13.7.492](https://doi.org/10.1287/mnsc.13.7.492).
- [19] BOYD S and VANDENBERGHE L. *Convex Optimization*[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004: 67–113.
- [20] SHEN Hong, XU Wei, JIN Shi, *et al.* Joint transmit and receive beamforming for multiuser MIMO downlinks with channel uncertainty[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(5): 2319–2335. doi: [10.1109/TVT.2013.2290754](https://doi.org/10.1109/TVT.2013.2290754).
- [21] AL-OBIEDOLLAH H M, CUMANAN K, THIYAGALINGAM J, *et al.* Energy efficient beamforming design for MISO non-orthogonal multiple access systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2019, 67(6): 4117–4131. doi: [10.1109/TCOMM.2019.2900634](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2019.2900634).
- 刘期烈: 男, 1974年生, 博士, 博士生导师, 教授, 研究方向为无线传感器网络、无线Mesh网络、卫星通信、车载网络、UWB室内定位、大数据等.
- 辛雅楠: 女, 1996年生, 硕士生, 研究方向为可重构智能表面技术、无线网络资源分配.
- 高俊鹏: 男, 1988年生, 博士生, 研究方向为可重构智能表面技术.
- 周继华: 男, 1979年生, 博士, 博士生导师, 研究员, 研究方向为通信网络、无线通信、数据链、智能集群.
- 黄 东: 男, 1981年生, 博士, 博士生导师, 教授, 研究方向为无线通信、5G、6G等.
- 赵 涛: 男, 1983年生, 硕士, 研究员, 研究方向为无线自组网、5G、6G等.
- 责任编辑: 余 蓉