

基于硬件损伤和非完美CSI的IRS辅助NOMA网络鲁棒传输算法

刘期烈, 方家成, 辛雅楠, 陈前斌
(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要: 为提升非正交多址接入 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 网络的鲁棒性并减少其能量消耗, 考虑了收发器的硬件损伤 (HWI, hardware impairment) 和非完美的信道状态信息 (CSI, channel state information), 提出了智能反射面 (IRS, intelligent reflecting surface) 辅助的 NOMA 网络传输功率最小化算法。考虑了用户服务质量 (QoS, quality of service) 约束、串行干扰消除约束以及 IRS 的反射相移约束, 基于 HWI 和非完美 CSI 建立了基站主动波束成形和 IRS 被动波束成形联合优化问题模型。为求解该非凸优化问题, 首先利用线性近似和 S-Procedure 方法对 QoS 约束进行转换, 然后将优化问题分解为两个子问题, 并且利用逐次凸逼近 (SCA, successive convex approximation) 方法求解主动波束成形子问题, 利用惩罚凸凹过程算法求解被动波束成形子问题, 最后利用交替优化将子问题交替迭代得到最终解。仿真结果表明, 在传输功率方面, 所提算法比正交多址鲁棒算法降低了 17.05%; 在系统鲁棒性方面, 所提算法相较于 HWI 鲁棒算法和 CSI 鲁棒算法, 分别提升了 20.69% 和 31.14%。

关键词: 智能反射面; 非正交多址接入; 硬件损伤; 信道状态信息; 鲁棒性

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-3750.2024.00370

Robust transmission algorithm for IRS-assisted NOMA network with hardware impairments and imperfect CSI

LIU Qilie, FANG Jiacheng, XIN Yanan, CHEN Qianbin

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

Abstract: To improve the robustness and reduce the energy consumption of non-orthogonal multiple access (NOMA) networks, based on hardware impairments (HWI) of transceiver and non-perfect channel state information (CSI), an intelligent reflecting surface (IRS) assisted transmission power minimization algorithm for NOMA networks was proposed. The joint optimization problem of active beam assignment at the base station and passive beam assignment at the IRS was modeled based on HWI and non-perfect CSI. The system considered the user quality of service (QoS) constraint, the serial interference cancellation constraint and the reflection phase shift constraint of the IRS. To solve this nonconvex optimization problem, the QoS constraints were firstly transformed using linear approximation and S-Procedure methods. Then the optimization problem was decomposed into two subproblems. The active beam assignment subproblem was solved using the successive convex approximation (SCA) method. The passive beam assignment subproblem was solved using the penalized convex-concave process algorithm. Finally, the final solution was obtained by iterating the subproblems alternately using alternating optimization. The simulation results show that the proposed algorithm reduces 17.05% compared to the or-

收稿日期: 2023-08-09; 修回日期: 2023-10-23

通信作者: 辛雅楠, D220101022@stu.cqupt.edu.cn

基金项目: 重庆市自然科学基金资助项目 (No. cstc2019jcyj-zdxm0008); 重庆市科技创新领军人才支持计划 (No. CSTCCXLJRC201908); 重庆市教委科技研究项目 (No. KJZD-K201900605)

Foundation Items: The Natural Science Foundation of Chongqing (No. cstc2019jcyj-zdxm0008), Chongqing Science and Technology Innovation Leading Talent Support Program (No. CSTCCXLJRC201908), The Science and Technology Research Program of Chongqing Municipal Education Commission (No. KJZD-K201900605)

thogonal multiple access robust algorithm in terms of transmitted power. In terms of system robustness, the proposed algorithm improves by 20.69% and 31.14% compared to the HWI robust algorithm and the CSI robust algorithm, respectively.

Key words: intelligent reflecting surface, non-orthogonal multiple access, hardware impairment, channel state information, robustness

0 引言

为满足移动互联网和万物互联的发展需要，未来6G网络将支持全息和高精度通信^[1]。为此，需要在接近实时的情况下处理极大的数据量，通信系统将会面临巨大的能量消耗和通信不稳定等问题^[2]。在此背景下，如何在提升通信系统鲁棒性的基础上实现低功耗传输已经成为了无线通信领域需要研究的问题^[3]。近年来，非正交多址接入（NOMA, non-orthogonal multiple access）技术被认为是提升频谱效率的有效技术^[4]。具体而言，NOMA可利用叠加编码技术和串行干扰消除（SIC, successive interference cancellation）技术在同一资源块中服务多个用户，但NOMA网络仍然存在通信不稳定等问题^[4]。智能反射面（IRS, intelligent reflecting surface）技术被视为未来无线通信系统的关键技术之一^[5]。IRS是由大量可重构无源反射元件组成的平面，每个元件都能够独立地对入射信号改变其幅值与相位，从而有效地改善信号传播环境^[6]。因此，为提升NOMA网络的系统性能，IRS辅助NOMA网络的应用场景成为了学者们所关注的热点^[5]。

文献[7]将IRS与NOMA网络相结合来提高通信覆盖率和能量效率，并提出了一种节能算法，在用户和速率与总能耗之间得到了良好的权衡。文献[8]建立了IRS辅助的上行NOMA网络模型，研究了在用户服务质量（QoS, quality of service）的约束下，最大化用户和速率的问题，并揭示了IRS反射元件数量与用户和速率的关系。文献[9]构建了一个综合多播和单播的IRS辅助NOMA下行网络系统，问题模型在保证多播数据率的前提下，通过优化IRS的被动波束成形向量来最大化单播数据率。然而，现有的研究成果大多都假设了完美的收发器硬件和信道状态信息（CSI, channel state information），这在实践中并不现实；同时，所得结论并未考虑通信系统的鲁棒性，只能当作系统的性能上限。

在实际的应用场景中，往往会出现收发器硬件

老化、振荡器噪声以及低分辨率数模转换器等问题，这使得基站（BS, base station）和用户设备都存在硬件损伤（HWI, hardware impairment）^[10]。文献[11]研究了BS、IRS与用户设备都存在HWI时IRS辅助NOMA网络的性能表现，并与IRS辅助正交多址（OMA, orthogonal multiple access）网络进行了性能比较。文献[12]研究了HWI对IRS辅助的NOMA网络产生的性能影响，提出了以中断概率为性能指标的解析表示式，并且评估了系统参数对中断概率的影响。文献[13]研究了HWI对IRS辅助的NOMA网络保密性的影响，建立了单窃听者的IRS辅助下行NOMA网络系统模型，并推导出了用户保密中断概率的闭式表达式。

此外，因为遮挡等问题会对信号传播环境产生干扰，CSI更新时延会对信道估计产生影响，所以信号传播过程中存在非完美的CSI^[14]。文献[15]研究了在非完美CSI下，IRS辅助的认知无线电NOMA网络性能表现，为了实现频谱效率与能源效率之间的平衡，提出了一个多目标优化方案。文献[16]研究了在非完美CSI下IRS辅助NOMA网络的物理层安全问题，提出了一种利用人工噪声的鲁棒波束成形方案来保证其安全性。文献[17]假设了窃听者的信道具有非完美CSI，建立了具有被动窃听者的IRS辅助NOMA网络传输模型，并以保密中断概率为性能指标，研究了最大化用户间最小保密率的问题。

综上所述，目前对IRS辅助NOMA网络的鲁棒性研究往往只考虑了HWI与非完美CSI的某一方面特性，对同时考虑了HWI与非完美CSI的IRS辅助NOMA网络鲁棒低功率传输问题并未得到很好的研究。为了让通信系统更符合实际应用场景、在保证通信系统鲁棒性的同时实现低功率传输，本文提出了基于HWI和非完美CSI的IRS辅助NOMA网络鲁棒传输算法，具体工作如下。

1) 基于HWI与非完美CSI建立了IRS辅助下行NOMA网络的系统传输模型。考虑了SIC约束、用户QoS约束以及IRS的反射相移约束。通过联合优

化BS主动波束成形和IRS被动波束成形，建立了BS总传输功率最小化的非凸优化问题。

2) 为求得上述非凸优化问题，提出了鲁棒传输功率最小化算法。首先，利用线性近似和S-Procedure方法将QoS约束转换为凸约束条件；然后，将优化问题分解为两个子问题，并且利用逐次凸逼近（SCA, successive convex approximation）方法求解主动波束成形子问题，利用惩罚凸凹过程（CCP, convex-concave procedure）算法求解被动波束成形子问题；最后，利用交替优化将子问题交替迭代得到最终解。同时，给出了具体算法步骤和计算复杂度分析。

3) 仿真结果表明，本文算法具有很好的收敛性。本文算法与传统OMA鲁棒算法相比，能有效降低传输功率；与HWI鲁棒算法、CSI鲁棒算法以及非鲁棒算法相比，本文算法具有更好的鲁棒性。

1 系统模型

本文建立了IRS辅助的NOMA下行多输入单输出（MISO, multiple-input single-output）系统模型，基于HWI和非完美CSI的IRS辅助NOMA网络如图1所示。该模型由一个配备了 N 根发射天线的BS、一个配备了 L 个反射单元的智能反射面以及 K 个单天线用户组成，并且IRS通过一个微型控制器与BS相连接。定义用户集合为 $\forall k \in \mathcal{K} = \{1, 2, \dots, K\}$ ；定义IRS的反射相移矩阵为 $\Phi = \text{diag}(\theta) \in \mathbf{C}^{L \times L}$ ， $\theta = [e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_L}]$ ，其中 $\theta_l = [0, 2\pi]$ ， $\forall l \in \mathcal{L} = \{1, 2, \dots, L\}$ 表示反射相移系数。假设IRS与BS天线具有足够的高度，两者之间存在直连链路，令BS到用户 k 、IRS到用户 k 、BS到IRS的信道分别表示为 $\mathbf{h}_{d,k} \in \mathbf{C}^{N \times 1}$ 、 $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathbf{C}^{L \times 1}$ 、 $\mathbf{G} \in \mathbf{C}^{L \times N}$ 。此外，考虑路径损耗的问题，被IRS反射两次或两次以上的信

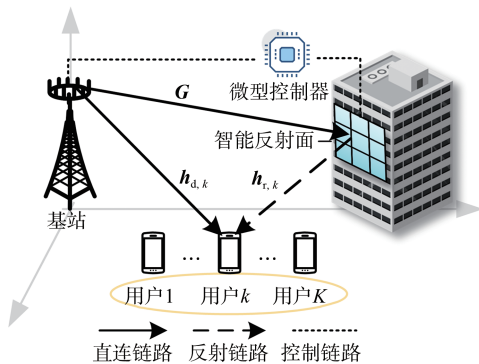


图1 基于HWI和非完美CSI的IRS辅助NOMA网络

号将忽略不计^[18]。

在实际的IRS辅助NOMA通信网络中，由于存在功率放大器误差、振荡器噪声等问题，因此所建模型考虑了BS与用户设备的HWI^[10]；此外，在该网络中存在SIC残留误差、无线信道随机性等因素，因此所建模型考虑了非完美CSI^[14]。

BS处采用线性传输预编码，对于每个用户都具有专用的信息波束^[18]。因此，BS的传输信号可表示为

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k + \mathbf{n}_t \quad (1)$$

其中， $s_k \sim \text{CN}(0, 1)$ 表示BS发送给用户 k 的符号信息， $\mathbf{w}_k \in \mathbf{C}^{N \times 1}$ 表示BS发送给用户 k 的主动波束成形向量。BS处的HWI表示为 $\mathbf{n}_t \sim \text{CN}\left(0, \alpha_t \sum_{k=1}^K \text{diag}(\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H)\right)$ ，其中 $\alpha_t \in (0, 1)$ 表示BS处HWI的比例系数^[19]。

用户端接收到的信号可表示为

$$y_k = (\mathbf{h}_{d,k}^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x} + n_0 + n_{a,k} \triangleq \tilde{y}_k + n_{a,k} \quad (2)$$

其中， $n_0 \sim \text{CN}(0, \delta^2)$ 表示用户 k 接收端的加性高斯白噪声； $n_{a,k} \sim \text{CN}\left(0, \alpha_{a,k} \mathbb{E}\left\{|\tilde{y}_k|^2\right\}\right)$ 表示用户 k 接收端的HWI，其中 $\alpha_{a,k} \in (0, 1)$ 表示用户 k 接收端HWI的比例系数^[19]。

定义矩阵 $\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \text{diag}(\mathbf{h}_{r,k}^H) \mathbf{G} \\ \mathbf{h}_{d,k}^H \end{bmatrix}$ 作为BS到用户 k 的复合信道矩阵，令 $\mathbf{e} = [\theta \ 1]^H$ ，从而得到^[20]

$$\mathbf{e}^H \mathbf{H}_k = \mathbf{h}_{d,k}^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G} \quad (3)$$

同时，利用有界误差模型来表示复合信道的不确定性^[20]

$$\begin{cases} \mathbf{H}_k = \hat{\mathbf{H}}_k + \Delta \mathbf{H}_k \\ \|\Delta \mathbf{H}_k\|_F \leq \zeta_{h,k} \end{cases} \quad (4)$$

其中， $\hat{\mathbf{H}}_k$ 表示复合信道的估计值， $\Delta \mathbf{H}_k$ 表示复合信道的估计误差； $\zeta_{h,k}$ 表示误差区域的半径值。

在NOMA网络中，用户之间的最优解码顺序是由信道增益所决定的，即信道增益较强的用户会优先解码信道增益较弱的用户信号^[21]。

令 $\Omega(k)$ 表示用户 k 的解码顺序，则 $\Omega(k) = k$ 表示用户 k 是第 k 个解码的信号。因此，用户 k 首先依次按照解码顺序 $\Omega(k) > \Omega(c)$ 解码每个用户 c 的信号，然后解码自身的信号；同时，把解码顺序为 $\Omega(i) > \Omega(k)$ 的每个用户 i 的信号视为干扰。因

此，用户 k 解码自身信号的信噪比 (SINR, signal-to-interference-plus-noise ratio) 可表示为^[21]

$$\text{SINR}_{k \rightarrow k} = \frac{|e^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |e^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_i|^2 + \mathbb{E}\{n_k n_k^*\}} \quad (5)$$

其中, $n_k = (e^H \mathbf{H}_k) \mathbf{n}_i + n_0 + n_{a,k}$ 为用户 k 接收到的总噪声, n_k^* 表示为 n_k 的共轭, $\mathbb{E}\{n_k n_k^*\}$ 为用户 k 的总噪声功率^[19], 具体表达式为

$$|e^H \mathbf{H}_k|^2 \left(\alpha_{a,k} \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H + (1 + \alpha_{a,k}) \alpha_{i,k} \sum_{k=1}^K \text{diag}\{\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H\} \right) + (1 + \alpha_{a,k}) \delta^2 = \mathbb{E}\{n_k n_k^*\} \triangleq A_k \quad (6)$$

因此, 用户 k 相应的解码速率可表示为 $R_{k \rightarrow k} = \log_2(1 + \text{SINR}_{k \rightarrow k})$ 。

与式(5)同理, 对于任意满足解码顺序 $\Omega(j) > \Omega(k)$ 的用户 k 和用户 j , 用户 j 解码用户 k 信号的信噪比可表示为^[21]

$$\text{SINR}_{j \rightarrow k} = \frac{|e^H \mathbf{H}_j \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |e^H \mathbf{H}_j \mathbf{w}_i|^2 + \mathbb{E}\{n_j n_j^*\}} \quad (7)$$

其中, n_j 为用户 j 接收到的总噪声, $\mathbb{E}\{n_j n_j^*\} \triangleq A_j$ 为用户 j 的总噪声功率^[19]。则用户 j 解码用户 k 信号的解码速率可表示为 $R_{j \rightarrow k} = \log_2(1 + \text{SINR}_{j \rightarrow k})$ 。

对于同时考虑收发器HWI与非完美的CSI的网络模型, 系统在确保用户通信稳定的同时, 所需要的传输功率也将增大^[18]。因此, 本文在SIC约束、用户QoS约束以及IRS的反射相移约束基础上, 通过联合优化BS处的主动波束成形向量 $\{\mathbf{w}_k\}$ 和被动波束成形向量 \mathbf{e} 来最小化BS发射的总传输功率。优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{e}, \{\mathbf{w}_k\}} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \\ & \text{s.t. C1: } R_{k \rightarrow k} \geq R_{\min} \\ & \quad \text{C2: } R_{j \rightarrow k} \geq R_{k \rightarrow k}, \Omega(j) > \Omega(k) \\ & \quad \text{C3: } |e_l|^2 = 1, e_l \in \mathbf{e} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, R_{\min} 表示用户最小速率阈值, $e_l, \forall l \in \mathcal{L}$ 表示矩阵 \mathbf{e} 的元素。

约束C1保证了用户的QoS速率不小于 R_{\min} ; 约束C2保证了用户信号可以顺利解码; 约束C3表示IRS反射相移具有模1约束。显然, 由于约束条件的影响, 式(8)优化问题是一个非线性、多变量耦合的非凸优化问题, 不容易直接获得波束成形的解析解。

2 算法设计

2.1 优化问题的转换

由于C1为非凸、非线性的约束条件, 且没有简单的闭式表达式, 需要对C1约束条件进行转换^[22]。将约束条件C1改写为

$$|e^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k|^2 \geq \lambda_k (2^{R_{\min}} - 1) \quad (9)$$

其中, $\lambda_k = \left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |e^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_i|^2 + A_k \right)$ 表示用户 k 的干扰加噪声 (IN, interference-plus-noise) 功率。

式(9)为非凸的半无限不等式, 需要进一步处理。首先对非凸的接收信号功率进行线性近似, 然后利用S-Procedure方法处理半无限不等式。

假设 $\mathbf{w}_k^{(n)}$ 、 $\mathbf{e}^{(n)}$ 分别为主动波束成形向量和被动波束成形向量迭代 n 次得到的解, 并将式(4)代入式(9)不等式左侧, 则接收信号功率可以线性近似为^[20]

$$|e^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k|^2 = \text{vec}^T(\Delta \mathbf{H}_k) \mathbf{A}_{k,k} \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_k^*) + 2\text{Re}\{\mathbf{a}_{k,k}^T \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_k^*)\} + a_{k,k} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{A}_{k,k} = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^{(n),H} \otimes \mathbf{e}^* \mathbf{e}^{(n),T} + \mathbf{w}_k^{(n)} \mathbf{w}_k^H \otimes \mathbf{e}^{(n),*} \mathbf{e}^T - (\mathbf{w}_k^{(n)} \mathbf{w}_k^{(n),H} \otimes \mathbf{e}^{(n),*} \mathbf{e}^{(n),T})$, $\mathbf{a}_{k,k} = \text{vec}\left(\mathbf{e}\left(\mathbf{e}^{(n),H} \hat{\mathbf{H}}_k\right) \mathbf{w}_k^{(n)} \mathbf{w}_k^H\right) + \text{vec}\left(\mathbf{e}^{(n)}\left(\mathbf{e}^H \hat{\mathbf{H}}_k\right) \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^{(n),H}\right) - \text{vec}\left(\mathbf{e}^{(n)}\left(\mathbf{e}^{(n),H} \hat{\mathbf{H}}_k\right) \mathbf{w}_k^{(n)} \mathbf{w}_k^{(n),H}\right)$, $a_{k,k} = 2\text{Re}\left\{\left(\mathbf{e}^{(n),H} \hat{\mathbf{H}}_k\right) \mathbf{w}_k^{(n)} \mathbf{w}_k^{(n),H} \left(\hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{e}\right)\right\} - \left|\mathbf{e}^{(n),H} \hat{\mathbf{H}}_k\right|^2 \mathbf{w}_k^{(n),H}$ 。

将式(10)代入式(9)的不等式, 式(9)可重新表述为

$$\begin{aligned} & \text{vec}^T(\Delta \mathbf{H}_k) \mathbf{A}_{k,k} \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_k^*) + \\ & 2\text{Re}\{\mathbf{a}_{k,k}^T \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_k^*)\} + a_{k,k} \geq \lambda_k (2^{R_{\min}} - 1) \end{aligned} \quad (11)$$

可根据定理1, 利用S-Procedure方法来处理式(11)中的半无限不等式。具体而言, 通过设置定理1中的参数来代换约束变量, 令 $U=1$, $\mathbf{V}_0 = \mathbf{A}_{k,k}$, $\mathbf{v}_0 = \mathbf{a}_{k,k}$, $v_0 = a_{k,k} - \lambda_k (2^{R_{\min}} - 1)$, $\mathbf{z} = \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_k^*)$, $\mathbf{V}_1 = -\mathbf{I}$, $v_1 = \zeta_{h,k}^2$ 。其中, \mathbf{I} 表示为单位矩阵。

定理1 (一般S-Procedure^[23]): 定义向量 \mathbf{z} 的二次函数

$$f_u(\mathbf{z}) = \mathbf{z}^H \mathbf{V}_u \mathbf{z} + 2\text{Re}\{\mathbf{v}_u^H \mathbf{z}\} + v_u \quad (12)$$

其中, $\mathbf{V}_u = \mathbf{V}_u^H, \forall u \in \mathcal{U} = \{0, \dots, U\}$ 。当且仅当存在 $\forall u$ 使得 $\begin{bmatrix} \mathbf{V}_0 & \mathbf{v}_0 \\ \mathbf{v}_0^H & v_0 \end{bmatrix} - \sum_{u=1}^U n_u \begin{bmatrix} \mathbf{V}_u & \mathbf{v}_u \\ \mathbf{v}_u^H & v_u \end{bmatrix} \geq 0$ 时, 条件 $\{f_u(\mathbf{z}) \geq 0\}_{u=1}^U \Rightarrow f_0(\mathbf{z}) \geq 0$ 成立。

因此, 式(11)可被转化为如下线性矩阵不等式

(LMI, linear matrix inequality) [23]

$$\begin{bmatrix} \eta_{h,k} \mathbf{I}_{(L \times N)} + \mathbf{A}_{k,k} & \mathbf{a}_{k,k} \\ \mathbf{a}_{k,k}^T & \mathbf{C}_k \end{bmatrix} \geq 0 \quad (13)$$

其中, $\boldsymbol{\eta}_h = [\eta_{h,1}, \dots, \eta_{h,K}]^T \geq 0$ 为松弛变量, $\mathbf{C}_k = \mathbf{a}_{k,k} - \lambda_k(2^{R_{k,\min}} - 1) - \eta_{h,k} \boldsymbol{\zeta}_{h,k}^2$

由于HWI与功率成正比,当HWI的比例系数为0时,硬件为理想状态,不存在功率损失;当HWI的比例系数为1时,噪声功率将最大。从而存在最坏IN约束为[19]

$$A_k + \sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |e^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_i|^2 \leq \lambda_k \quad (14)$$

考虑式(14)中 $\{\mathbf{H}_k\}$ 的不确定性,可利用Schur定理将式(14)转换为如下LMI[24]

$$\begin{bmatrix} \lambda_k - (1 + \alpha_{a,k}) \delta^2 & e^H \mathbf{H}_k \boldsymbol{\omega}_k \\ \boldsymbol{\omega}_k^H e \mathbf{H}_k^H & \mathbf{I} \end{bmatrix} \geq 0 \quad (15)$$

其中, $\boldsymbol{\omega}_k = [\boldsymbol{w}_{k+1}, \dots, \boldsymbol{w}_K]$ 。

将信道误差式(4)代入式(15)可得

$$\begin{bmatrix} \lambda_k - (1 + \alpha_{a,k}) \delta^2 & e^H \hat{\mathbf{H}}_k \boldsymbol{\omega}_k \\ \boldsymbol{\omega}_k^H e \hat{\mathbf{H}}_k^H & \mathbf{I} \end{bmatrix} \geq \begin{bmatrix} 0 \\ \boldsymbol{\omega}_k^H \end{bmatrix} \Delta \mathbf{H}_k^H \begin{bmatrix} e & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e^H \\ 0 \end{bmatrix} \Delta \mathbf{H}_k \begin{bmatrix} 0 & \boldsymbol{\omega}_k \end{bmatrix} \quad (16)$$

同理,利用S-Procedure方法,通过设置定理1中的参数来代换约束变量,则最坏IN约束可等价于式(17)的LMI

$$\begin{bmatrix} \lambda_k - (1 + \alpha_{a,k}) \delta^2 & e^H \hat{\mathbf{H}}_k \boldsymbol{\omega}_k & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \boldsymbol{\omega}_k^H e \hat{\mathbf{H}}_k^H & \mathbf{I}_{(K-k)} & \boldsymbol{\zeta}_{h,k} \boldsymbol{\omega}_k^H \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \boldsymbol{\zeta}_{h,k} \boldsymbol{\omega}_k & \boldsymbol{\mu}_{h,k} \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \geq 0 \quad (17)$$

其中, $\boldsymbol{\mu}_h = [\mu_{h,1}, \dots, \mu_{h,K}]^T \geq 0$ 表示为松弛变量。

根据上述分析,可将优化问题式(8)转换为

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{e}, \{\boldsymbol{w}_k\}, \boldsymbol{\eta}_h, \boldsymbol{\mu}_h} \sum_{k=1}^K \|\boldsymbol{w}_k\|^2 \\ \text{s.t. C2, C3} \end{aligned}$$

$$\text{C4: } \begin{bmatrix} \eta_{h,k} \mathbf{I}_{(L \times N)} + \mathbf{A}_{k,k} & \mathbf{a}_{k,k} \\ \mathbf{a}_{k,k}^T & \mathbf{C}_k \end{bmatrix} \geq 0 \quad (18)$$

$$\text{C5: } \begin{bmatrix} \lambda_k - (1 + \alpha_{a,k}) \delta^2 & e^H \hat{\mathbf{H}}_k \boldsymbol{\omega}_k & \mathbf{0}_{1 \times N} \\ \boldsymbol{\omega}_k^H e \hat{\mathbf{H}}_k^H & \mathbf{I}_{(K-k)} & \boldsymbol{\zeta}_{h,k} \boldsymbol{\omega}_k^H \\ \mathbf{0}_{N \times 1} & \boldsymbol{\zeta}_{h,k} \boldsymbol{\omega}_k & \boldsymbol{\mu}_{h,k} \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \geq 0$$

$$\text{C6: } \boldsymbol{\eta}_h \geq 0, \boldsymbol{\mu}_h \geq 0$$

此时, C2、C3 依旧为非凸约束条件,且主动波束成形向量 $\{\boldsymbol{w}_k\}$ 和被动波束成形向量 \boldsymbol{e} 在 $\mathbf{A}_{k,k}$ 、

$\mathbf{a}_{k,k}$ 中耦合。因此优化问题式(18)仍然为非凸优化问题。

2.2 鲁棒传输功率最小化算法设计

本节首先将优化问题式(18),将其分解为两个单优化变量的子问题;在子问题优化其中一个变量时固定另一个优化变量,并对其进一步转换和求解;最后利用交替优化将两个子问题交替迭代得到优化问题式(18)的解[25]。

2.2.1 主动波束成形向量 $\{\boldsymbol{w}_k\}$ 优化子问题

当给定被动波束成形向量 \boldsymbol{e} 时,主动波束成形向量 $\{\boldsymbol{w}_k\}$ 优化子问题可表示为

$$\begin{aligned} \min_{\{\boldsymbol{w}_k\}, \boldsymbol{\eta}_h, \boldsymbol{\mu}_h} \sum_{k=1}^K \|\boldsymbol{w}_k\|^2 \\ \text{s.t. C2, C4, C5, C6} \end{aligned} \quad (19)$$

对非凸约束条件C2进行处理。首先,将约束条件C2不等式两边取对数可得

$$\begin{aligned} \ln \left(|e^H \mathbf{H}_j \boldsymbol{w}_k|^2 \right) - \ln \left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |e^H \mathbf{H}_j \boldsymbol{w}_i|^2 + A_j \right) - \\ \ln \left(|e^H \mathbf{H}_k \boldsymbol{w}_k|^2 \right) + \ln \left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |e^H \mathbf{H}_k \boldsymbol{w}_i|^2 + A_k \right) \geq 0, \Omega(j) > \Omega(k) \end{aligned} \quad (20)$$

在不等式(20)中, $\ln \left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |e^H \mathbf{H}_j \boldsymbol{w}_i|^2 + A_j \right)$ 和 $\ln \left(|e^H \mathbf{H}_k \boldsymbol{w}_k|^2 \right)$ 为非凸项,可利用线性近似和SCA对非凸项进行转换。根据式(10),可同理对 $|e^H \mathbf{H}_j \boldsymbol{w}_i|^2$ 进行线性近似处理

$$\begin{aligned} |e^H \mathbf{H}_k \boldsymbol{w}_k|^2 = \text{vec}^T(\Delta \mathbf{H}_k) \mathbf{A}_{k,k} \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_k^*) + \\ 2\text{Re} \{ \mathbf{a}_{k,k}^T \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_k^*) \} + a_{k,k} \triangleq \Gamma_{k,k} \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} |e^H \mathbf{H}_j \boldsymbol{w}_i|^2 = \text{vec}^T(\Delta \mathbf{H}_j) \mathbf{A}_{i,j} \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_j^*) + \\ 2\text{Re} \{ \mathbf{a}_{i,j}^T \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_j^*) \} + a_{i,j} \triangleq \Gamma_{i,j} \end{aligned} \quad (22)$$

其中, $\mathbf{A}_{i,j} = \boldsymbol{w}_i \boldsymbol{w}_i^{(n),H} \otimes \boldsymbol{e}^* \boldsymbol{e}^{(n),T} + \boldsymbol{w}_i^{(n)} \boldsymbol{w}_i^H \otimes \boldsymbol{e}^{(n),*} \boldsymbol{e}^T - (\boldsymbol{w}_i^{(n)} \boldsymbol{w}_i^{(n),H} \otimes \boldsymbol{e}^{(n),*} \boldsymbol{e}^{(n),T})$, $\mathbf{a}_{i,j} = \text{vec} \left(\boldsymbol{e} \left(\boldsymbol{e}^{(n),H} \hat{\mathbf{H}}_j \right) \boldsymbol{w}_i^{(n)} \boldsymbol{w}_i^H \right) + \text{vec} \left(\boldsymbol{e}^{(n)} \left(\boldsymbol{e}^H \hat{\mathbf{H}}_j \right) \boldsymbol{w}_i \boldsymbol{w}_i^{(n),H} \right) - \text{vec} \left(\boldsymbol{e}^{(n)} \left(\boldsymbol{e}^{(n),H} \hat{\mathbf{H}}_j \right) \boldsymbol{w}_i^{(n)} \boldsymbol{w}_i^{(n),H} \right)$, $a_{i,j} = 2\text{Re} \left\{ \left(\boldsymbol{e}^{(n),H} \hat{\mathbf{H}}_j \right) \boldsymbol{w}_i^{(n)} \boldsymbol{w}_i^{(n),H} \left(\hat{\mathbf{H}}_j^H \boldsymbol{e} \right) \right\} - \left| \boldsymbol{e}^{(n),H} \hat{\mathbf{H}}_j \right|^2 \boldsymbol{w}_i^{(n)} \boldsymbol{w}_i^{(n),H}$ 。

再分别利用SCA方法来获得式(20)非凸项的上界[26]

$$\ln\left(|\mathbf{e}^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k|^2\right) \leq \ln(\Gamma_{k,k}) + \text{Tr}\left(\left(\frac{1}{\Gamma_{k,k}}\right)^H (\mathbf{w}_k - \mathbf{w}_k^{(n)})\right) \triangleq \hat{f}_1(\mathbf{w}_k), \Omega(j) > \Omega(k) \quad (23)$$

$$\ln\left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |\mathbf{e}^H \mathbf{H}_j \mathbf{w}_i|^2 + A_j\right) \leq \ln\left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} (\Gamma_{ij} + A_j)\right) + \sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} \times \text{Tr}\left(\left(\frac{1}{\Gamma_{ij}}\right)^H (\mathbf{w}_i - \mathbf{w}_i^{(n)})\right) \triangleq \hat{f}_2(\mathbf{w}_i), \Omega(j) > \Omega(k) \quad (24)$$

故约束条件C2可改写为^[26]

$$\hat{f}_1(\mathbf{w}_k) - \ln\left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |\mathbf{e}^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_i|^2 + A_k\right) - \ln\left(|\mathbf{e}^H \mathbf{H}_j \mathbf{w}_k|^2\right) + \hat{f}_2(\mathbf{w}_i) \leq 0, \Omega(j) > \Omega(k) \quad (25)$$

此时，优化问题式(19)可以改写为

$$\begin{aligned} & \min_{\{\mathbf{w}_k\}, \eta_k, \mu_k, p} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \\ & \text{s.t. C4, C5, C6} \\ & \text{C7: } \hat{f}_1(\mathbf{w}_k) - \ln\left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |\mathbf{e}^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_i|^2 + A_k\right) - \\ & \quad \ln\left(|\mathbf{e}^H \mathbf{H}_j \mathbf{w}_k|^2\right) + \hat{f}_2(\mathbf{w}_i) \leq 0, \Omega(j) > \Omega(k) \end{aligned} \quad (26)$$

式(26)是一个标准的半定规划 (SDP, semidefinite programming) 问题，可利用CVX工具箱来求得主动波束成形向量优化子问题的解 $\{\mathbf{w}_k\}$ ^[27]。

2.2.2 被动波束成形向量 \mathbf{e} 优化子问题

当给定主动波束成形向量 $\{\mathbf{w}_k\}$ 时，优化子问题将变为被动波束成形向量 \mathbf{e} 可行性求解问题。为使原优化问题具有更好的收敛性，以及得到更有效的解来降低传输功率。根据文献[25]，定义松弛变量 $\mathbf{p} = [p_1, \dots, p_K]^T$ 为用户的SINR残差，将被动波束成形向量 \mathbf{e} 优化子问题表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{e}, \eta_k, \mu_k, \mathbf{p}} \sum_{k=1}^K p_k \\ & \text{s.t. C2, C3, C4, C5, C6} \\ & \quad \text{C8: } \mathbf{p} \geq 0 \end{aligned} \quad (27)$$

对非凸约束条件C2进行处理。与式(20)同理，在条件C2中， $\ln\left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |\mathbf{e}^H \mathbf{H}_j \mathbf{w}_i|^2 + A_j\right)$ 和 $\ln\left(|\mathbf{e}^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k|^2\right)$ 为非凸项，可利用线性近似和SCA对其进行转换^[26]

$$\ln\left(|\mathbf{e}^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k|^2\right) \leq \ln(\Gamma_{k,k}) + \text{Tr}\left(\left(\frac{1}{\Gamma_{k,k}}\right)^H (\mathbf{e}^H - \mathbf{e}^{(n),H})\right) \triangleq \hat{g}_1(\mathbf{e}), \Omega(j) > \Omega(k) \quad (28)$$

$$\ln\left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |\mathbf{e}^H \mathbf{H}_j \mathbf{w}_i|^2 + A_j\right) \leq \ln\left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} \Gamma_{ij} + A_j\right) + \sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} \times \text{Tr}\left(\left(\frac{1}{\Gamma_{ij}}\right)^H (\mathbf{e}^H - \mathbf{e}^{(n),H})\right) \triangleq \hat{g}_2(\mathbf{e}), \Omega(j) > \Omega(k) \quad (29)$$

故约束条件C2可表达为

$$\hat{g}_1(\mathbf{e}) - \ln\left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |\mathbf{e}^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_i|^2 + A_k\right) - \ln\left(|\mathbf{e}^H \mathbf{H}_j \mathbf{w}_k|^2\right) + \hat{g}_2(\mathbf{e}) \leq 0, \Omega(j) > \Omega(k) \quad (30)$$

此时，优化问题式(27)可以重新表述为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{e}, \eta_k, \mu_k, \mathbf{p}} \sum_{k=1}^K p_k \\ & \text{s.t. C3, C4, C5, C6, C8} \\ & \text{C9: } \hat{g}_1(\mathbf{e}) - \ln\left(\sum_{\Omega(i) > \Omega(k)} |\mathbf{e}^H \mathbf{H}_k \mathbf{w}_i|^2 + A_k\right) - \\ & \quad \ln\left(|\mathbf{e}^H \mathbf{H}_j \mathbf{w}_k|^2\right) + \hat{g}_2(\mathbf{e}) \leq 0, \Omega(j) > \Omega(k) \end{aligned} \quad (31)$$

优化问题式(31)由于存在非凸的模1约束条件C3，故不能直接求解。如果利用传统的半定松弛 (SDR, semi-definite relaxation) 方法来求解式(31)，所求解的可行解在不满足秩1条件时，可能与用户QoS约束相矛盾^[28]。为此，本文将采用惩罚CCP算法来更有效地求解式(31)。首先将约束C3改写为 $1 \leq |e_l|^2 \leq 1$ ；然后将非凸部分在 $e_l^{[m]}$ 处线性化，可表示为 $|e_l^{[m]}|^2 - 2\text{Re}(e_l^* e_l^{[m]}) \leq -1$ 。此时，式(31)可转化为如下凸优化问题^[28]

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{e}, \eta_k, \mu_k, \mathbf{p}, \mathbf{q}} \sum_{k=1}^K p_k - \chi^{[m]} \sum_{l=1}^{2L} q_l \\ & \text{s.t. C4, C5, C6, C8, C9} \\ & \text{C10: } |e_l^{[m]}|^2 - 2\text{Re}(e_l^* e_l^{[m]}) \leq q_l - 1 \quad (32) \\ & \text{C11: } |e_l|^2 \leq 1 + q_{L+l} \\ & \text{C12: } \mathbf{q} \geq 0 \end{aligned}$$

其中， $\mathbf{q} = [q_1, \dots, q_{2L}]^T$ 表示为等价线性约束的松弛变量； $\|\mathbf{q}\|_1 = \sum_{l=1}^{2L} q_l$ 表示目标函数中的惩罚项； $\chi^{[m]}$ 为正规范化因子，可对 $\|\mathbf{q}\|_1$ 进行放缩来控制约束的可行性。

式(32)是一个标准的SDP问题,可利用CVX工具箱来求解^[27]。被动波束成形向量 \mathbf{e} 优化子问题的具体求解过程可见算法1。

算法 1 基于惩罚CCP的被动波束成形向量 \mathbf{e} 优化算法

初始化 $\mathbf{e}^{[0]} > \mathbf{0}$, $\tau^{[0]} > \mathbf{0}$, 令循环次数 $m=0$, 收敛精度 $\varsigma = 1.0 \times 10^{-6}$, $v = 1.0 \times 10^{-6}$;

循环

If $m < M_{\max}$

根据式(26)来更新迭代 $\mathbf{e}^{[m+1]}$;

$$\chi^{[m+1]} = \min \{ \tau \chi^{[m]}, \chi_{\max} \};$$

$m = m + 1$;

else

重新随机初始化 $\mathbf{e}^{[0]}$, $\tau^{[0]} > \mathbf{0}$, 并设置循环次数 $m=0$;

end if

直到 $\|\mathbf{q}\|_1 \leq v$ 且 $\|\mathbf{e}^{[m]} - \mathbf{e}^{[m-1]}\|_1 \leq \varsigma$;

输出 $\mathbf{e}^{(n+1)} = \mathbf{e}^{[m]}$ 。

在算法1中, $\chi^{[m+1]} = \min \{ \tau \chi^{[m]}, \chi_{\max} \}$ 确保了 $\chi^{[m]}$ 迭代收敛时有可行解;对于收敛条件, $\|\mathbf{q}\|_1 \leq v$ 保证了原问题式(31)中C3的模1约束, $\|\mathbf{e}^{[m]} - \mathbf{e}^{[m-1]}\|_1 \leq \varsigma$ 确保了收敛精度。

综上所述,可在交替优化的框架下,通过迭代求解优化子问题式(26)和式(31)来求得原问题式(18)的解,具体过程如算法2所示。

算法 2 基于交替优化的鲁棒传输功率最小化算法

初始化迭代次数 $n = 0$ 以及波束成形向量 $\mathbf{e}^{(0)}$ 、 $\{\mathbf{w}_k\}^{(0)}$; 设置收敛精度为 $\varepsilon = 1.0 \times 10^{-6}$;

循环

根据给定的被动波束成形向量 $\mathbf{e}^{(n)}$ 求解式(26), 得到主动波束成形向量 $\{\mathbf{w}_k\}^{(n+1)}$;

根据所求得的主动波束成形向量 $\{\mathbf{w}_k\}^{(n+1)}$ 求解式(31), 得到被动波束成形向量 $\mathbf{e}^{(n+1)}$;

$n = n + 1$;

直到 $\sum_{k=1}^K \left\{ \|\mathbf{w}_k^{(n)}\|^2 / \|\mathbf{w}_k^{(n-1)}\|^2 \right\} \leq \varepsilon$;

输出主动波束成形向量 $\{\mathbf{w}_k\}^{(n)}$, 被动波束成形向量 $\mathbf{e}^{(n)}$, BS发射总功率 $\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k^{(n)}\|^2$ 。

算法1为算法2被动波束成形向量 $\mathbf{e}^{(n+1)}$ 求解的内部循环过程,在算法1的框架中迭代更新被动波

束成形向量 $\mathbf{e}^{(n+1)}$ 。

2.3 算法计算复杂度分析

算法2的计算复杂度主要取决于主动波束成形向量 $\{\mathbf{w}_k\}^{(n+1)}$ 、被动波束成形向量 $\mathbf{e}^{(n+1)}$ 的求解过程,由于主动波束成形向量 $\{\mathbf{w}_k\}^{(n+1)}$ 通过SDP求得,根据文献[25]可知,优化问题式(26)的计算复杂度表示为 $O_w(KN^3)$;此外,被动波束成形向量 $\mathbf{e}^{(n+1)}$ 通过惩罚CCP算法求得,根据文献[28]可知,优化问题式(31)的计算复杂度可表示为 $O_e(LK [K(LN + K + 1) + 2L]^{0.5} [L^2 + LK((LN + 1)^2 + K^2)])$ 。因此,本文算法2的计算复杂度为 $O_w + O_e$ 。经过比较,本文算法的计算复杂度略低于传统的SDR求解的算法计算复杂度 $O_{\text{SDR}}(K^2 N^{3.5} + (L + 1)^{4.5})$,同时所得解更具有有效性^[28]。

3 仿真分析

本节通过数值仿真分析了本文算法的性能表现。系统仿真如图2所示,系统中BS天线、IRS的坐标分别位于(0 m, 0 m, 20 m)和(60 m, 20 m, 20 m), K 个用户设备随机分布于以坐标(100 m, 10 m, 1 m)为圆心、水平半径为10 m的范围内。假设仿真系统的信道模型具有大尺度衰落和小尺度衰落,大尺度衰落模型可利用3GPP微型城市(UML, urban micro)路径损耗模型建模为 $B(d) = -\text{PL}_0 - 10\sigma_0 \lg d$,其中 PL_0 表示距离为1 m时的路径损耗, σ_0 为路径损耗指数, d 为两节点之间的距离。当载波频率为3.5 GHz时, $\text{PL}_0 = 40$ dB,链路的路径损耗指数 $\sigma_0 = 4$ 。小尺度衰落建模为一般的莱斯衰落模型,将各链路的路莱斯因子均设为3。假设BS与用户设备具有相同的损伤程度,即 $\alpha_t = \alpha_{a,k} = \alpha$;各级联信道的非完美CSI的误差区域半径相同,即 $\zeta_{n,1} =$

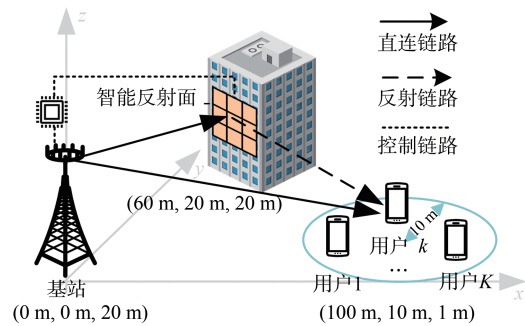


图2 系统仿真

$\zeta_{h,2} = \dots = \zeta_{h,K} = \zeta$ 。如非特殊说明，系统仿真参数见表1。

表1 系统仿真参数

参数	取值
基站发射天线数 N	4
总用户数 K	8
误差区域半径 ζ [20]	0.1
HWI系数 α [19]	0.02
用户最小速率阈值 $R_{\min}/(\text{bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1})$	2
IRS 元件数量 L	12
系统带宽/MHz	10
高斯白噪声 n_0/dBm	-10

为验证本文算法的有效性，将本文算法与以下4种基准算法进行对比。

1) HWI鲁棒算法[12]：在IRS辅助NOMA网络鲁棒传输系统中，考虑了收发器HWI所产生的影响，并对HWI进行鲁棒设计。

2) CSI鲁棒算法[16]：在IRS辅助NOMA网络鲁棒传输系统中，考虑了系统非完美的CSI，并对其进行鲁棒设计。

3) 非鲁棒算法[21]：在IRS辅助NOMA网络传输系统中，系统CSI的误差以及收发器HWI均未采用鲁棒设计。

4) OMA鲁棒算法[29]：在正交频分复用（OFDMA, orthogonal frequency division multiple access）网络传输系统中，同时对系统CSI的误差以及收发器HWI进行了鲁棒设计。

迭代次数与BS总传输功率的关系如图3所示，可以看出，BS总传输功率随着迭代次数的增加而减小，并在3次的迭代次数内收敛，说明了

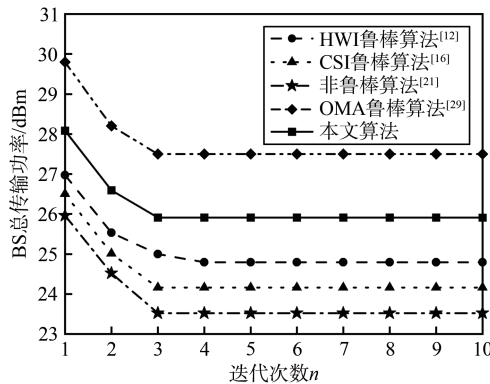


图3 迭代次数与BS总传输功率的关系

本文算法有很好的收敛性。由于IRS可改善信号传播环境，并在多用户场景下NOMA网络相较于OMA提升了信息传输效率[30]。因此，本文算法收敛后的传输功率要低于OMA鲁棒算法[29]的传输功率。

IRS元件数量与BS总传输功率的关系如图4所示。随着IRS元件数量的增加，传输功率随之减小。原因在于，IRS元件数量的增多会改善信号传播环境并提升信号传输效率，从而导致了传输功率的降低[31]。除此之外，当IRS元件数量相同时，BS的天线数量增加也会导致BS总传输功率的降低。这表明，BS天线数量的增加有利于减少系统总传输功率。

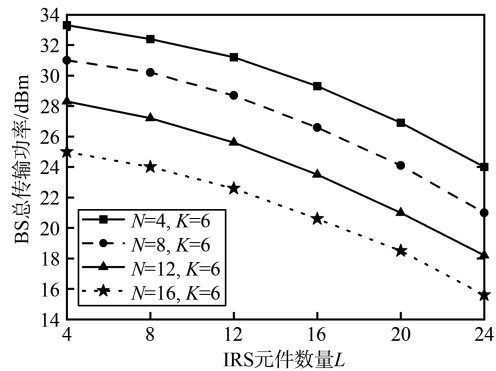


图4 IRS元件数量与BS总传输功率的关系

用户最小速率阈值与BS总传输功率的关系如图5所示，可以看出，4种算法的BS总传输功率随着用户最小速率阈值的增加而增大。这是因为，信息速率越大，所需要的传输功率也就越大。在相同条件下，本文算法相比于OMA鲁棒算法[29]，BS总传输功率降低了17.05%；本文算法相比于HWI鲁棒算法[12]、CSI鲁棒算法[16]，BS总传输功率分别仅增加了2.16%和3.16%。

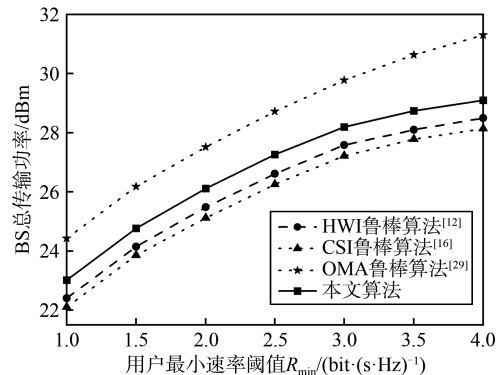


图5 用户最小速率阈值与BS总传输功率的关系

可行率定义为满足用户 QoS 需求的信道数与总信道数之比，可以有效地表征系统的鲁棒性^[20]。HWI 比例系数与可行率的关系如图 6 所示，随着 HWI 比例系数的增大，本文算法、HWI 鲁棒算法^[12]以及 CSI 鲁棒算法^[16]的可行率有着不同程度的减小，非鲁棒算法^[21]的可行率始终为 0。这是因为，HWI 比例系数的增加会导致信号质量的降低，使得系统可行率的下降。本文算法的可行率始终大于 HWI 鲁棒算法^[12]和 CSI 鲁棒算法^[16]。此外，CSI 鲁棒算法^[16]由于忽略了收发器 HWI 对信号产生的负作用，因此 HWI 系数对其可行率的影响幅度较大。

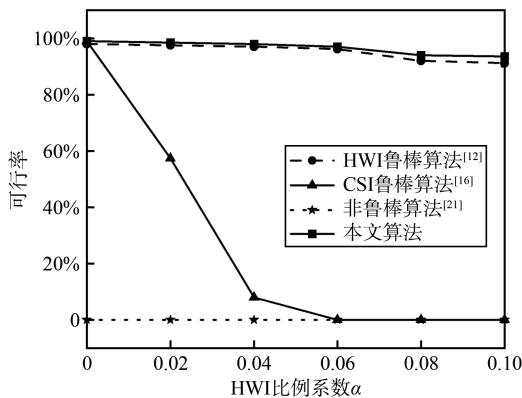


图6 HWI比例系数与可行率的关系

误差区域半径与可行率的关系如图 7 所示。随着 CSI 误差区域半径的增加，HWI 鲁棒算法^[12]的可行率逐渐减小。CSI 的估计误差的增大会影响信号的传输速率，使得满足 QoS 的用户信道减少，从而导致可行率的降低。相比之下，本文算法与 CSI 鲁棒算法^[16]由于考虑了非完美 CSI 的误差，故可行率保持不变。本文算法的可行率始终为 1，并且优于其他算法。

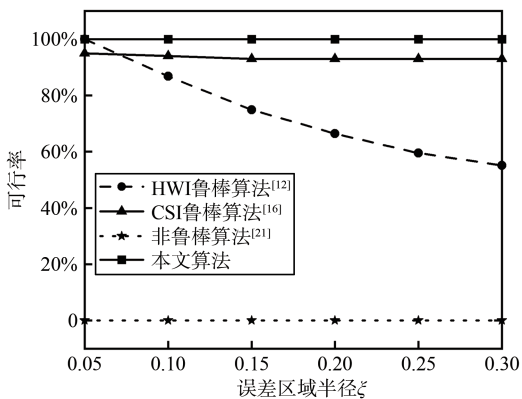


图7 误差区域半径与可行率的关系

用户数量与可行率的关系如图 8 所示。随着用户数量的增加，各算法的可行率逐渐减小。本文算法的可行率下降最为缓慢；HWI 鲁棒算法^[12]和 CSI 鲁棒算法^[16]相继次之；非鲁棒算法^[21]的可行率下降最快，并且在用户数大于 8 时下降到 0。这是因为，用户数量的增加会导致信道数量的增多，并且会使得 BS 与 IRS 的负荷增加，从而导致系统可行率降低^[32]。本文算法的可行率相比于 HWI 鲁棒算法^[12]增加了 20.69%，相比 CSI 鲁棒算法^[16]的可行率增加了 31.14%。

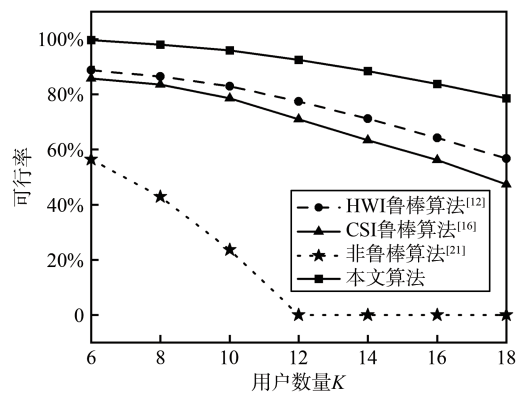


图8 用户数量与可行率的关系

4 结束语

本文对基于 HWI 与非完美 CSI 的 IRS 辅助 NOMA 网络的鲁棒性和传输功率进行了研究。考虑用户 QoS 约束、SIC 约束以及 IRS 的反射相移约束，建立 BS 主动波束成形和 IRS 被动波束成形联合优化问题模型。利用线性近似和 S-Procedure 方法对 QoS 约束进行转换；将优化问题分解为两个子问题，利用 SCA 方法求解主动波束成形子问题，利用惩罚 CCP 算法求解被动波束成形子问题；利用交替优化将子问题交替迭代得到原优化问题的解。仿真结果表明，相比于现有算法，本文算法具有较好的鲁棒性和传输性能。

参考文献:

[1] ZHANG Z Q, XIAO Y, MA Z, et al. 6G wireless networks: vision, requirements, architecture, and key technologies[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2019, 14(3): 28-41.

[2] 赵亚军, 郁光辉, 徐汉青. 6G 移动通信网络: 愿景、挑战与关键技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2019, 49(8): 963-987.

ZHAO Y J, YU G H, XU H Q. 6G mobile communication net-

- works: vision, challenges, and key technologies[J]. *Scientia Sinica (Informationis)*, 2019, 49(8): 963-987.
- [3] 尤肖虎, 尹浩, 郭贺铨. 6G与广域物联网[J]. *物联网学报*, 2020(1): 3-11.
- YOU X H, YIN H, WU H Q. On 6G and wide-area IoT[J]. *Chinese Journal on Internet of Things*, 2020(1): 3-11.
- [4] MAKKI B, CHITTI K, BEHRAVAN A, et al. A survey of NOMA: current status and open research challenges[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2020(1): 179-189.
- [5] PAN C H, ZHOU G, ZHI K D, et al. An overview of signal processing techniques for RIS/IRS-aided wireless systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2022, 16(5): 883-917.
- [6] WU Q Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2020, 58(1): 106-112.
- [7] FANG F, XU Y Q, PHAM Q V, et al. Energy-efficient design of IRS-NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(11): 14088-14092.
- [8] 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.
- [9] XIE Y, DING Z G, DAI X C. Integrated multicast and unicast transmission in IRS-NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(4): 5473-5478.
- [10] LI X W, LI J J, LIU Y W, et al. Residual transceiver hardware impairments on cooperative NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(1): 680-695.
- [11] SHAIKH M H N, BOHARA V A, SRIVASTAVA A, et al. A downlink RIS-aided NOMA system with hardware impairments: performance characterization and analysis[J]. *IEEE Open Journal of Signal Processing*, 2022(3): 288-305.
- [12] HEMANTH A, UMAMAHESWARI K, POGAKU A C, et al. Outage performance analysis of reconfigurable intelligent surfaces-aided NOMA under presence of hardware impairment[J]. *IEEE Access*, 2020(8): 212156-212165.
- [13] CHEN Q, LI M L, YANG X X, et al. Impact of residual hardware impairment on the IoT secrecy performance of RIS-assisted NOMA networks[J]. *IEEE Access*, 2021(9): 42583-42592.
- [14] ZHAO M M, WU Q Q, ZHAO M J, et al. Exploiting amplitude control in intelligent reflecting surface aided wireless communication with imperfect CSI[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(6): 4216-4231.
- [15] WU Y H, ZHOU F H, WU W, et al. Multi-objective optimization for spectrum and energy efficiency tradeoff in IRS-assisted CRNs with NOMA[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(8): 6627-6642.
- [16] 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.
- [17] ZHANG Z, CHEN J, WU Q Q, et al. Securing NOMA networks by exploiting intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(2): 1096-1111.
- [18] WU Q Q, GUAN X R, ZHANG R. Intelligent reflecting surface-aided wireless energy and information transmission: an overview[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2022, 110(1): 150-170.
- [19] SHEN H, XU W, GONG S L, et al. Beamforming optimization for IRS-aided communications with transceiver hardware impairments[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(2): 1214-1227.
- [20] ZHOU G, PAN C H, REN H, et al. A framework of robust transmission design for IRS-aided MISO communications with imperfect cascaded channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020(68): 5092-5106.
- [21] 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.
- [22] 卢汉成, 王亚正, 赵丹, 等. 智能反射表面辅助的无线通信系统的物理层安全综述[J]. *通信学报*, 2022, 43(2): 171-184.
- LU H C, WANG Y Z, ZHAO D, et al. Survey of physical layer security of intelligent reflecting surface-assisted wireless communication systems[J]. *Journal on Communications*, 2022, 43(2): 171-184.
- [23] KOTHARE M V, BALAKRISHNAN V, MORARI M. Robust constrained model predictive control using linear matrix inequalities[J]. *Automatica*, 1996, 32(10): 1361-1379.
- [24] PASQUALETTI F, ZAMPIERI S, BULLO F. Controllability metrics, limitations and algorithms for complex networks[J]. *IEEE Transactions on Control of Network Systems*, 2014, 1(1): 40-52.
- [25] 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.
- [26] LI Z D, CHEN W, WU Q Q, et al. Joint beamforming design and power splitting optimization in IRS-assisted SWIPT NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(3): 2019-2033.
- [27] ADIONEL GUIMARAES D, FARIA FLORIANO G H, SILVESTRE CHAVES L. A tutorial on the CVX system for modeling and solving convex optimization problems[J]. *IEEE Latin America Transactions*, 2015, 13(5): 1228-1257.
- [28] ZHOU G, PAN C H, REN H, et al. Robust beamforming design for intelligent reflecting surface aided MISO communication systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(10): 1658-1662.
- [29] BOUHLEL A, DOMOUCHTSIDIS S G, IKKI S S, et al. Performance of OFDM-IM under joint hardware impairments and channel estimation errors over correlated fading channels[J]. *IEEE Ac-*

cess, 2017(5): 25342-25352.

- [30] 孙巍, 宋清洋, 郭磊. 智能反射表面辅助的无线携能通信网络资源分配算法[J]. 通信学报, 2022, 43(2): 34-43.

SUN W, SONG Q Y, GUO L. Resource allocation algorithm for intelligent reflecting surface-aided SWIPT networks[J]. Journal on Communications, 2022, 43(2): 34-43.

- [31] YU X H, XU D F, NG D W K, et al. IRS-assisted green communication systems: provable convergence and robust optimization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(9): 6313-6329.

- [32] NIU H H, CHU Z, ZHOU F H, et al. Robust design for intelligent reflecting surface-assisted secrecy SWIPT network[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(6): 4133-4149.

[作者简介]



刘期烈(1974-), 男, 博士, 重庆邮电大学通信与信息工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为无线传感器网络、智能反射面、卫星通信、车载网络、UWB室内定位、大数据等。



方家成(1998-), 男, 重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士生, 主要研究方向为智能反射面、无线通信等。



辛雅楠(1996-), 女, 重庆邮电大学通信与信息工程学院博士生, 主要研究方向为智能反射面、无线通信等。



陈前斌(1967-), 男, 博士, 重庆邮电大学通信与信息工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信与网络。