

# 基于主被动波束成形联合优化的双 RIS 辅助抗干扰通信方法

郭海燕<sup>1</sup>, 杨震<sup>1</sup>, 邹玉龙<sup>1</sup>, 吕斌<sup>1</sup>, 冯蕴天<sup>2</sup>, 赵玉娟<sup>3</sup>

(1. 南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003; 2. 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 河南 洛阳 471003;  
3. 江苏第二师范学院数学与信息技术学院, 江苏 南京 211200)

**摘要:** 针对双可重构智能表面 (RIS) 辅助的无线通信系统, 提出了基于主被动波束成形联合优化的抗干扰通信方法。以接收信干噪比最大化为目标, 构建主被动波束成形的联合优化问题。基于交替优化算法, 将联合优化问题分解为 3 个子问题来迭代求解。通过半定松弛算法求解各 RIS 的近似最优被动反射向量; 基于广义瑞利商求解基站的最优主动波束成形向量。仿真结果表明, 所提方法优于传统的单 RIS 辅助抗干扰通信方法。

**关键词:** 可重构智能表面; 抗干扰通信; 波束成形; 交替优化

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2022144

## Double-RIS assisted anti-jamming communication method based on joint active and passive beamforming optimization

GUO Haiyan<sup>1</sup>, YANG Zhen<sup>1</sup>, ZOU Yulong<sup>1</sup>, LYU Bin<sup>1</sup>, FENG Yuntian<sup>2</sup>, ZHAO Yujuan<sup>3</sup>

1. School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China  
2. State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System (CEMEE), Luoyang 471003, China  
3. School of Mathematics and Information Technology, Jiangsu Second Normal University, Nanjing 211200, China

**Abstract:** For double-reconfigurable intelligent surface (RIS) assisted wireless communication system, an anti-jamming communication method based on joint active and passive beamforming optimization was proposed. In order to maximize the received signal-to-interference-and-noise ratio (SINR), a joint active and passive beamforming optimization problem was formulated. By using the alternating optimization (AO) algorithm, the formulated joint optimization problem was divided into three subproblems, which were solved iteratively in an alternating manner. Specifically, the quasi-optimal passive beamforming vector of each RIS was obtained by applying the semidefinite relaxation (SDR) algorithm, and the optimal active beamforming vector of the BS was obtained based on the generalized Rayleigh quotient. Simulation results demonstrate that the proposed method outperforms the traditional single-RIS anti-jamming communication methods.

**Keywords:** reconfigurable intelligent surface, anti-jamming communication, beamforming, alternating optimization

## 0 引言

近年来, 可重构智能表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 增强无线通信技术蓬勃发展, 被业

界视为 6G 通信的潜在技术之一<sup>[1]</sup>。RIS 由若干个反射单元和一个微型控制器构成。在微型控制器的控制下, RIS 各反射单元的反射系数能够根据实际通信需求独立地进行自适应调整, 从而辅助构建智能的无线

收稿日期: 2022-04-20; 修回日期: 2022-06-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62071242, No.62071253, No.61901229, No.62071005); 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室开放课题基金资助项目 (No.CEMEE2021Z0102B), 南京邮电大学国家自然科学基金孵化项目 (No.NY220179)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62071242, No.62071253, No.61901229, No.62071005), The Open Research Fund of the State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System (CEMEE) (No.CEMEE2021Z0102B), The Incubation Project of Nanjing University of Posts and Telecommunications for National Natural Science Foundation of China (No. NY220179)

传输环境<sup>[2-3]</sup>。同时, RIS 具有布设方便、成本低廉、绿色节能等优点, 得到了国内外学者的广泛关注<sup>[4-6]</sup>。

已有研究表明, RIS 可以有效提升无线通信系统的抗干扰能力, 其主要思想是通过优化 RIS 反射相移, 缓解恶意干扰攻击对无线通信系统的影响<sup>[7-11]</sup>。文献[7]针对多用户下行通信遭受恶意干扰攻击的场景, 研究 RIS 辅助抗干扰通信的稳健波束成形问题。在多用户中断概率约束下, 联合优化基站编码矩阵和 RIS 反射相移向量, 最小化基站的发送功率。文献[8]针对合法用户同时遭受恶意干扰攻击和窃听攻击的场景, 研究主被动波束成形的联合优化, 在信息泄露小于一定门限的约束下, 最大化合法用户的可达速率。文献[9]面向空中 RIS 辅助的抗干扰无线通信网络提出了无人机飞行轨迹和 RIS 反射相移矩阵的联合优化方法, 使合法用户的可达速率最大化。文献[10]提出了在总功率限制和合法用户服务质量 (QoS, quality of service) 约束下, 采用快速强化学习方法, 联合优化基站功率分配和 RIS 反射相移向量, 使遭受恶意干扰攻击的多个合法用户可达速率和最大化。文献[11]提出了联合优化空中 RIS 位置和 RIS 反射相移向量来缓解恶意干扰攻击, 提升了合法用户的可达速率。

上述 RIS 辅助的抗干扰通信方法只借助单个 RIS 来提升无线通信系统的抗干扰性能。近年来, 学者对双 RIS 增强无线通信技术展开了研究。研究表明, 在 RIS 反射单元总数一定的条件下, 与单 RIS 辅助相比, 双 RIS 辅助能进一步提升无线通信系统性能。这是因为与单个 RIS 辅助方法相比, 采用双 RIS 辅助方法能够增加发送端到接收端的无线链路个数, 并且这些无线链路间相关性较小, 这就使双 RIS 辅助方法能够更好地利用无线链路的多样性设计波束成形向量, 从而提升系统性能。文献[12]研究了双 RIS 反射波束成形的联合优化, 分析了双 RIS 辅助无线通信系统获得的功率增益。文献[13]面向双 RIS 辅助的多用户上行通信场景, 提出了联合优化基站 (BS, base station) 的主动波束成形向量和各 RIS 的被动波束成形向量, 最大化最小信干噪比 (SINR, signal-to-interference-and-noise ratio)。文献[14]面向工作在毫米波频段的多输入多输出通信网络, 研究了双 RIS 辅助的频谱效率提升, 提出了在最小可达速率限制约束下, 联合优化 BS 编码矩阵和 2 个 RIS 的反射相移矩阵, 最大化多用户的加权速率和。文献[15]推导了双 RIS 辅助通信系统的覆盖概率闭式表达式, 提出了联合优化双 RIS 的反射波束成

形矩阵, 最大化系统的覆盖概率。文献[16]研究了双 RIS 辅助的无线安全传输, 提出了基于积黎曼流形的交替优化 (AO, alternating optimization) 算法, 联合优化 BS 主动波束成形向量和双 RIS 被动波束成形向量, 最大化系统的安全速率。

然而, 双 RIS 在增强合法用户通信链路的同时, 也可能对恶意干扰用户的通信链路同步进行增强, 这可能会导致双 RIS 辅助无线通信系统在对抗恶意干扰攻击时表现不佳, 影响双 RIS 辅助无线通信系统的实用化。因此, 有必要针对遭受恶意干扰攻击的双 RIS 辅助无线通信网络展开研究, 并与传统单 RIS 辅助抗干扰通信网络进行性能上的比较。需要注意的是, 采用多个 RIS 辅助能够进一步增加无线链路的多样性, 使系统性能有继续提升的潜力。但是更多的 RIS 会产生多条 RIS 间链路, 使每个 RIS 的反射相移与其他 RIS 的反射相移深度耦合, 这会极大地增加联合优化各 RIS 反射相移的难度, 导致各 RIS 最佳反射相移不易获得。

鉴于此, 综合考虑 RIS 布设成本和 RIS 反射相移优化难度, 本文对双 RIS 辅助的抗干扰通信方法展开研究。具体地, 面向遭受恶意干扰攻击的双 RIS 辅助无线通信网络, 提出联合优化主被动波束成形向量, 最大化系统的接收 SINR。本文的主要研究工作如下。

1) 面向遭受恶意干扰攻击的双 RIS 辅助上行通信网络, 提出基于主被动波束成形联合优化的抗干扰通信方法。构建 BS 主动波束成形向量、近 BS 的 RIS 被动波束成形向量和近用户的 RIS 被动波束成形向量的联合优化问题, 最大化接收 SINR, 并满足 BS 主动波束成形向量约束和各 RIS 被动波束成形向量约束。

2) 利用 AO 算法, 将上述联合优化问题分解为 3 个子问题——BS 主动波束成形向量优化问题、近 BS 的 RIS 被动波束成形向量优化问题、近用户的 RIS 被动波束成形向量优化问题, 迭代优化求解。在每次迭代过程中, 基于广义瑞利商求取 BS 主动波束成形向量的最优解; 采用半定松弛 (SDR, semidefinite relaxation) 算法和高斯随机化方法, 分别求取近 BS 的 RIS 被动波束成形向量和近用户的 RIS 被动波束成形向量的高质量近似最优解。

3) 仿真结果表明, 与传统的近 BS 的单 RIS 辅助抗干扰 (NB-SRIS-AJ, near-BS single-RIS assisted anti-jamming) 通信方法和近用户的单 RIS 辅助抗干扰 (NU-SRIS-AJ, near-user single-RIS assisted anti-jamming) 通信方法相比, 本文提出的基于主被

动波束成形联合优化的双 RIS 辅助抗干扰 (DRIS-AJ, double-RIS assisted anti-jamming) 通信方法能获得更高的系统可达速率。

## 1 系统模型和问题形成

### 1.1 DRIS-AJ 通信系统

考虑由一个基站  $S$ 、2 个 RIS ( $I_1$  和  $I_2$ )、一个合法用户  $U$  和一个恶意干扰用户  $J$  构成的上行无线通信系统, 系统模型如图 1 所示。其中,  $I_1$  布设在  $U$  附近, 有  $M_1$  个反射单元;  $I_2$  布设在  $S$  附近, 有  $M_2$  个反射单元。由于建筑物的遮挡,  $U$  和  $S$  之间无直传链路,  $U$  发送的信号需要在  $I_1$ 、 $I_2$  的辅助下传输至  $S$ 。在图 1 中,  $J$  位于  $U$  附近区域, 以保证它与  $U$  类似, 在  $I_1$ 、 $I_2$  的辅助下将其发送的干扰信号传输至  $S$ 。因此,  $J$  和  $U$  一样, 也靠近  $I_1$ 。同时,  $J$  在  $U$  附近选择不被障碍物遮挡的位置, 使发送的干扰信号还可以通过  $J$ - $S$  直传链路到达  $S$ 。在图 1 中,  $S$  配置  $N$  根天线,  $U$  和  $J$  均为单天线用户。

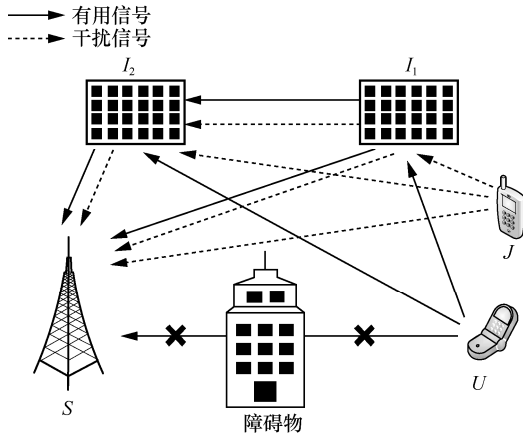


图 1 系统模型

### 1.2 信道模型

记  $U$  至  $I_1$ 、 $I_2$  的信道参数分别为  $\mathbf{h}_{u,1} \in C^{M_1 \times 1}$ 、 $\mathbf{h}_{u,2} \in C^{M_2 \times 1}$ ,  $I_1$ 、 $I_2$  至  $S$  的信道参数分别为  $\mathbf{G}_1 \in C^{N \times M_1}$ 、 $\mathbf{G}_2 \in C^{N \times M_2}$ ,  $I_1$  与  $I_2$  间的信道参数为  $\mathbf{D} \in C^{M_2 \times M_1}$ ,  $I_1$ 、 $I_2$  的反射系数向量分别为  $\boldsymbol{\theta}_1 \in C^{M_1 \times 1}$ 、 $\boldsymbol{\theta}_2 \in C^{M_2 \times 1}$ 。为简便起见, 假设  $|\theta_{1,m}|=1, \forall m \in \{1, \dots, M_1\}$ ,  $|\theta_{2,m}|=1, \forall m \in \{1, \dots, M_2\}$ , 其中,  $\theta_{1,m}$  和  $\theta_{2,m}$  分别表示  $\boldsymbol{\theta}_1$  的第  $m$  个元素和  $\boldsymbol{\theta}_2$  的第  $m$  个元素,  $|\cdot|$  表示复数的模。记  $\boldsymbol{\Theta}_1 = \text{diag}(\boldsymbol{\theta}_1) \in C^{M_1 \times M_1}$ 、 $\boldsymbol{\Theta}_2 = \text{diag}(\boldsymbol{\theta}_2) \in C^{M_2 \times M_2}$ , 其中,  $\text{diag}(\cdot)$  表示由向量获得的对角矩阵, 其对角元

素为向量的各元素, 则  $U-I_1-I_2-S$  级联链路的信道参数可表示为

$$\mathbf{g}_{U-I_1-I_2-S} = \mathbf{G}_2 \boldsymbol{\Theta}_2 \mathbf{D} \boldsymbol{\Theta}_1 \mathbf{h}_{u,1} = \mathbf{G}_2 \boldsymbol{\Theta}_2 \mathbf{D}_u \boldsymbol{\theta}_1 \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{D}_u = \mathbf{D} \text{diag}(\mathbf{h}_{u,1}) = [d_{u,1}, d_{u,2}, \dots, d_{u,M_1}]$ ,  $d_{u,m} \in C^{M_2 \times 1} (\forall m \in \{1, 2, \dots, M_1\})$  为  $\mathbf{D}_u$  的第  $m$  列。将式(1)等价地写为<sup>[13]</sup>

$$\mathbf{g}_{U-I_1-I_2-S} = \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{Q}_{u,m} \boldsymbol{\theta}_2 \theta_{1,m} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{Q}_{u,m} = \mathbf{G}_2 \text{diag}(d_{u,m})$  表示  $U-I_1$  的第  $m$  个反射单元- $I_2-S$  级联链路的信道参数。

$U-I_1-S$  级联链路和  $U-I_2-S$  级联链路的信道参数可分别表示为

$$\mathbf{g}_{U-I_1-S} = \mathbf{G}_1 \boldsymbol{\Theta}_1 \mathbf{h}_{u,1} = \mathbf{G}_1 \text{diag}(\mathbf{h}_{u,1}) \boldsymbol{\theta}_1 \quad (3)$$

$$\mathbf{g}_{U-I_2-S} = \mathbf{G}_2 \boldsymbol{\Theta}_2 \mathbf{h}_{u,2} = \mathbf{G}_2 \text{diag}(\mathbf{h}_{u,2}) \boldsymbol{\theta}_2 \quad (4)$$

记  $\mathbf{R}_{1,u} = \mathbf{G}_1 \text{diag}(\mathbf{h}_{u,1})$ ,  $\mathbf{R}_{2,u} = \mathbf{G}_2 \text{diag}(\mathbf{h}_{u,2})$ , 则式(3)和式(4)可分别简写为

$$\mathbf{g}_{U-I_1-S} = \mathbf{R}_{1,u} \boldsymbol{\theta}_1 \quad (5)$$

$$\mathbf{g}_{U-I_2-S} = \mathbf{R}_{2,u} \boldsymbol{\theta}_2 \quad (6)$$

考虑到  $I_2$  的反射波束指向  $S$  侧, 而  $I_1$  不在  $S$  侧, 故  $I_2$  的反射波束经无线传播到达  $I_1$  的可能性很小。同时, 由于二次反射链路的无线传输距离大大增加 (二次反射的传输路径为  $U-I_1-I_2-I_1-I_2-S$ ), 导致经由二次反射链路传输的路径损耗很大, 因此  $S$  接收到的经二次反射链路传输的信号强度很小。鉴于此, 本文忽略  $I_2$  与  $I_1$  间的二次反射<sup>[12-16]</sup>。

综合式(2)、式(5)和式(6),  $U$  至  $S$  总链路的信道参数可表示为

$$\mathbf{g}_u = \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{Q}_{u,m} \boldsymbol{\theta}_2 \theta_{1,m} + \mathbf{R}_{1,u} \boldsymbol{\theta}_1 + \mathbf{R}_{2,u} \boldsymbol{\theta}_2 \quad (7)$$

同理, 记  $J$  至  $I_1$ 、 $I_2$  的信道参数分别为  $\mathbf{h}_{j,1} \in C^{M_1 \times 1}$ 、 $\mathbf{h}_{j,2} \in C^{M_2 \times 1}$ ,  $J$  至  $S$  的信道参数为  $\mathbf{h}_{j,s} \in C^{N \times 1}$ 。  $\mathbf{D}_j = \mathbf{D} \text{diag}(\mathbf{h}_{j,1}) = [d_{j,1}, d_{j,2}, \dots, d_{j,M_1}]$ , 其中,  $d_{j,m} \in C^{M_2 \times 1} (\forall m \in \{1, 2, \dots, M_1\})$  为  $\mathbf{D}_j$  的第  $m$  列, 则  $J$  至  $S$  总链路的信道参数可表示为

$$\mathbf{g}_j = \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{Q}_{j,m} \boldsymbol{\theta}_2 \theta_{1,m} + \mathbf{R}_{1,j} \boldsymbol{\theta}_1 + \mathbf{R}_{2,j} \boldsymbol{\theta}_2 + \mathbf{h}_{j,s} \quad (8)$$

其中,  $\mathbf{Q}_{j,m} = \mathbf{G}_2 \text{diag}(d_{j,m})$  表示  $J-I_1$  的第  $m$  个反射

单元- $I_2$ - $S$  级联链路的信道参数， $\mathbf{R}_{1,j} = \mathbf{G}_1 \text{diag}(\mathbf{h}_{j,1})$ ， $\mathbf{R}_{2,j} = \mathbf{G}_2 \text{diag}(\mathbf{h}_{j,2})$ 。

### 1.3 问题构建

$U$  发送方差为 1 的信息信号  $x_u$ ，经  $U-I_1-I_2-S$  链路、 $U-I_1-S$  链路和  $U-I_2-S$  链路传输至  $S$ 。同时， $J$  发送方差为 1 的干扰信号  $x_j$ ，经  $J-I_1-I_2-S$  链路、 $J-I_1-S$  链路、 $J-I_2-S$  链路和  $J-S$  链路传输至  $S$ 。记  $S$  的接收波束成形向量为  $\mathbf{w}^H \in C^{1 \times N}$  ( $\mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1$ )，其中， $(\cdot)^H$  表示向量的共轭转置。 $U$  的发送功率为  $P_u$ ， $J$  的发送功率为  $P_j$ ，则  $S$  接收到的信号为

$$y = \mathbf{w}^H \left( \sqrt{P_u} \mathbf{g}_u x_u + \sqrt{P_j} \mathbf{g}_j x_j + \mathbf{n}_s \right) \quad (9)$$

其中， $\mathbf{n}_s \in C^{N \times 1}$  为  $S$  接收到的高斯噪声向量，均值为零向量，协方差矩阵为  $\delta_n^2 \mathbf{I}_{N \times N}$ ， $\mathbf{I}_{N \times N}$  为  $N \times N$  维的单位阵。

综合式(7)~式(9)可得， $S$  的接收 SINR 为

$$\gamma(\mathbf{w}, \boldsymbol{\theta}_2, \boldsymbol{\theta}_1) = \frac{P_u \left| \mathbf{w}^H \left( \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{Q}_{u,m} \boldsymbol{\theta}_2 \theta_{1,m} + \mathbf{R}_{1,u} \boldsymbol{\theta}_1 + \mathbf{R}_{2,u} \boldsymbol{\theta}_2 \right) \right|^2}{P_j \left| \mathbf{w}^H \left( \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{Q}_{j,m} \boldsymbol{\theta}_2 \theta_{1,m} + \mathbf{R}_{1,j} \boldsymbol{\theta}_1 + \mathbf{R}_{2,j} \boldsymbol{\theta}_2 + \mathbf{h}_{j,s} \right) \right|^2} + \delta_n^2 \quad (10)$$

以最大化  $\gamma(\mathbf{w}, \boldsymbol{\theta}_2, \boldsymbol{\theta}_1)$  为目标，构建基站  $S$  的主动波束成形向量  $\mathbf{w}$ 、 $I_1$  的被动波束成形向量  $\boldsymbol{\theta}_1$  和  $I_2$  的被动波束成形向量  $\boldsymbol{\theta}_2$  的联合优化问题如下

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}, \boldsymbol{\theta}_2, \boldsymbol{\theta}_1} \gamma(\mathbf{w}, \boldsymbol{\theta}_2, \boldsymbol{\theta}_1) \\ \text{s.t. } & C_1: |\boldsymbol{\theta}_{i,m}| = 1, \forall i \in \{1, 2\}, \forall m \in \{1, 2, \dots, M_i\} \\ & C_2: \mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1 \end{aligned} \quad (11)$$

## 2 联合主被动波束成形优化设计

本节研究优化问题式(11)的求解。具体地，采用 AO 算法，迭代优化  $\boldsymbol{\theta}_2$ 、 $\boldsymbol{\theta}_1$  和  $\mathbf{w}$ 。先分别研究  $\boldsymbol{\theta}_2$ 、 $\boldsymbol{\theta}_1$  和  $\mathbf{w}$  的优化方法，再列出整体的 AO 算法流程，并给出系统可达速率的闭式表达式。

### 2.1 被动波束成形向量 $\boldsymbol{\theta}_2$ 的优化

本节研究如何在  $\mathbf{w}$ 、 $\boldsymbol{\theta}_1$  固定的情况下，优化  $\boldsymbol{\theta}_2$ 。

记  $\mathbf{q}_u^H = \sqrt{P_u} \mathbf{w}^H \left( \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{Q}_{u,m} \boldsymbol{\theta}_{1,m} + \mathbf{R}_{2,u} \right)$ ， $\mathbf{q}_j^H = \sqrt{P_j} \mathbf{w}^H \cdot$

$\left( \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{Q}_{j,m} \boldsymbol{\theta}_{1,m} + \mathbf{R}_{2,j} \right)$ ， $\bar{q}_u = \sqrt{P_u} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{1,u} \boldsymbol{\theta}_1$ ， $\bar{q}_j = \sqrt{P_j} \mathbf{w}^H \cdot \mathbf{R}_{1,j} \boldsymbol{\theta}_1 + \sqrt{P_j} \mathbf{w}^H \mathbf{h}_{j,s}$ 。当  $\mathbf{w}$ 、 $\boldsymbol{\theta}_1$  固定时， $\mathbf{q}_u^H$ 、 $\mathbf{q}_j^H$ 、 $\bar{q}_u$ 、 $\bar{q}_j$  均为已知量。根据式(10)和式(11)，可将优化  $\boldsymbol{\theta}_2$  的子问题表示为

$$\begin{aligned} & \min_{\boldsymbol{\theta}_2} \frac{1}{\gamma(\mathbf{w}, \boldsymbol{\theta}_2, \boldsymbol{\theta}_1)} = \frac{|\mathbf{q}_j^H \boldsymbol{\theta}_2 + \bar{q}_j|^2 + \delta_n^2}{|\mathbf{q}_u^H \boldsymbol{\theta}_2 + \bar{q}_u|^2} \\ \text{s.t. } & C_3: |\boldsymbol{\theta}_{2,m}| = 1, \forall m \in \{1, 2, \dots, M_2\} \end{aligned} \quad (12)$$

记  $\mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_u \mathbf{q}_u^H & \bar{q}_u \mathbf{q}_u \\ \bar{q}_u^H \mathbf{q}_u^H & 0 \end{bmatrix} \in C^{(M_2+1) \times (M_2+1)}$ ， $\mathbf{B}_j =$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{q}_j \mathbf{q}_j^H & \bar{q}_j \mathbf{q}_j \\ \bar{q}_j^H \mathbf{q}_j^H & 0 \end{bmatrix} \in C^{(M_2+1) \times (M_2+1)}$$
， $\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_2 \\ 1 \end{bmatrix} \in C^{(M_2+1) \times 1}$ ，

可将优化问题式(12)等价地改写为

$$\begin{aligned} & \min_{\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2} \frac{\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H \mathbf{B}_j \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 + \bar{q}_j^H \bar{q}_j + \delta_n^2}{\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H \mathbf{B}_u \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 + \bar{q}_u^H \bar{q}_u} \\ \text{s.t. } & C_3: |\boldsymbol{\theta}_{2,m}| = 1, \forall m \in \{1, 2, \dots, M_2\} \end{aligned} \quad (13)$$

令  $\boldsymbol{\Psi}_2 = \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H$ ，可得  $\boldsymbol{\Psi}_2$  为半正定矩阵，即  $\boldsymbol{\Psi}_2 \geq 0$ ，且  $\text{rank}(\boldsymbol{\Psi}_2) = 1$ ，其中  $\text{rank}(\cdot)$  表示矩阵的秩。将  $\text{rank}(\boldsymbol{\Psi}_2) = 1$  这个非凸条件松弛，由  $\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H \mathbf{B}_j \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 = \text{tr}(\mathbf{B}_j \boldsymbol{\Psi}_2)$ ， $\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H \mathbf{B}_u \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 = \text{tr}(\mathbf{B}_u \boldsymbol{\Psi}_2)$ ，其中  $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹，可将优化问题式(13)转化为

$$\begin{aligned} & \min_{\boldsymbol{\Psi}_2} \frac{\text{tr}(\mathbf{B}_j \boldsymbol{\Psi}_2) + |\bar{q}_j|^2 + \delta_n^2}{\text{tr}(\mathbf{B}_u \boldsymbol{\Psi}_2) + |\bar{q}_u|^2} \\ \text{s.t. } & C_4: \boldsymbol{\Psi}_2 \geq 0 \\ & C_5: [\boldsymbol{\Psi}_2]_{n,n} = 1 \end{aligned} \quad (14)$$

其中， $[\cdot]_{n,n}$  表示矩阵的第  $n$  行第  $n$  列元素。

定义

$$t_2 = \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{B}_u \boldsymbol{\Psi}_2) + |\bar{q}_u|^2} \quad (15)$$

经分析可得， $t_2 > 0$ ，证明详见附录 1。定义

$$\boldsymbol{\Phi}_2 = \frac{\boldsymbol{\Psi}_2}{\text{tr}(\mathbf{B}_u \boldsymbol{\Psi}_2) + |\bar{q}_u|^2} \quad (16)$$

由式(15)和式(16)可得

$$\Psi_2 = \frac{\Phi_2}{t_2} \quad (17)$$

$$\left( \text{tr}(\mathbf{B}_j \Psi_2) + |\bar{q}_u|^2 \right) t_2 = 1 \quad (18)$$

由式(17)可得

$$\text{tr}(\mathbf{B}_j \Psi_2) = \frac{1}{t_2} \text{tr}(\mathbf{B}_j \Phi_2) \quad (19)$$

$$\text{tr}(\mathbf{B}_u \Psi_2) = \frac{1}{t_2} \text{tr}(\mathbf{B}_u \Phi_2) \quad (20)$$

综合式(17)~式(20)和  $t_2 > 0$ ，可将优化问题式(14)转化为

$$\begin{aligned} & \min_{\Phi_2, t_2} t_2 \left( \delta_n^2 + |\bar{q}_j|^2 \right) + \text{tr}(\mathbf{B}_j \Phi_2) \\ & \text{s.t. } C_6 : \Phi_2 \geq 0 \\ & C_7 : [\Phi_2]_{n,n} = t_2 \\ & C_8 : \text{tr}(\mathbf{B}_u \Phi_2) + |\bar{q}_u|^2 t_2 = 1 \end{aligned} \quad (21)$$

问题式(21)是一个凸 SDR 问题<sup>[17]</sup>，可以用 CVX 工具<sup>[18]</sup>求得其最优解  $[\Phi_2^{\text{opt}}, t_2^{\text{opt}}]$ ，进而得到优化问题式(14)的最优解  $\Psi_2^{\text{opt}} = \frac{\Phi_2^{\text{opt}}}{t_2^{\text{opt}}}$ 。由于  $\Psi_2^{\text{opt}}$  不满足秩为 1 的条件，采用高斯随机化方法<sup>[19]</sup>获得  $\Psi_2^{\text{opt}}$  的高质量近似矩阵  $\Psi_2^\#$ ，其中  $\text{rank}(\Psi_2^\#) = 1$ ，并恢复出相应的  $\tilde{\theta}_2^\#$ 。为克服  $\tilde{\theta}_2^\#$  的最后一位元素不一定为 1 的问题，对  $\tilde{\theta}_2^\#$  的相位进行简单调整<sup>[20]</sup>，最终得到优化问题式(13)的高质量近似最优解  $\theta_2^{\text{q-opt}}$ 。

## 2.2 被动波束成形向量 $\theta_1$ 的优化

本节研究如何在  $\mathbf{w}$ 、 $\theta_2$  固定的情况下，优化  $\theta_1$ 。令  $\mathbf{V}_u = [\mathbf{Q}_{u,1}\theta_2 \quad \mathbf{Q}_{u,2}\theta_2 \quad \cdots \quad \mathbf{Q}_{u,M_2}\theta_2]$ ， $\mathbf{V}_j = [\mathbf{Q}_{j,1}\theta_2 \quad \mathbf{Q}_{j,2}\theta_2 \quad \cdots \quad \mathbf{Q}_{j,M_2}\theta_2]$ ， $\mathbf{p}_u^H = \sqrt{P_u} \mathbf{w}^H (\mathbf{V}_u + \mathbf{R}_{1,u})$ ， $\mathbf{p}_j^H = \sqrt{P_j} \mathbf{w}^H (\mathbf{V}_j + \mathbf{R}_{1,j})$ ， $\bar{p}_u = \sqrt{P_u} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{2,u} \theta_2$ ， $\bar{p}_j = \sqrt{P_j} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{2,j} \theta_2 + \sqrt{P_j} \mathbf{w}^H \mathbf{h}_{j,s}$ ，与 2.1 节类似，构建优化  $\theta_1$  的子问题如下

$$\begin{aligned} & \min_{\theta_1} \frac{|\mathbf{p}_j^H \theta_1 + \bar{p}_j|^2 + \delta_n^2}{|\mathbf{p}_u^H \theta_1 + \bar{p}_u|^2} \\ & \text{s.t. } C_9 : |\theta_{1,m}| = 1, \forall m \in \{1, 2, \dots, M_1\} \end{aligned} \quad (22)$$

$$\text{记 } \mathbf{A}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_u \mathbf{p}_u^H & \bar{p}_u \mathbf{p}_u \\ \bar{p}_u^H \mathbf{p}_u^H & 0 \end{bmatrix} \in C^{(M_1+1) \times (M_1+1)}, \quad \mathbf{A}_j =$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{p}_j \mathbf{p}_j^H & \bar{p}_j \mathbf{p}_j \\ \bar{p}_j^H \mathbf{p}_j^H & 0 \end{bmatrix} \in C^{(M_1+1) \times (M_1+1)}, \quad \tilde{\theta}_1 = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ 1 \end{bmatrix} \in C^{(M_1+1) \times 1},$$

可将优化问题式(22)等价地改写为

$$\begin{aligned} & \min_{\theta_1} \frac{\tilde{\theta}_1^H \mathbf{A}_j \tilde{\theta}_1 + \bar{p}_j^H \bar{p}_j + \delta_n^2}{\tilde{\theta}_1^H \mathbf{A}_u \tilde{\theta}_1 + \bar{p}_u^H \bar{p}_u} \\ & \text{s.t. } C_9 : |\theta_{1,m}| = 1, \forall m \in \{1, 2, \dots, M_1\} \end{aligned} \quad (23)$$

令  $\Psi_1 = \tilde{\theta}_1 \tilde{\theta}_1^H$ ，可得  $\Psi_1 \geq 0$ ，且  $\text{rank}(\Psi_1) = 1$ 。与 2.1 节类似，将  $\text{rank}(\Psi_1) = 1$  这个非凸条件松弛，可将优化问题式(23)转化为

$$\begin{aligned} & \min_{\Psi_1} \frac{\text{tr}(\mathbf{A}_j \Psi_1) + |\bar{p}_j|^2 + \delta_n^2}{\text{tr}(\mathbf{A}_u \Psi_1) + |\bar{p}_u|^2} \\ & \text{s.t. } C_{10} : \Psi_1 \geq 0 \\ & C_{11} : [\Psi_1]_{n,n} = 1 \end{aligned} \quad (24)$$

定义

$$t_1 = \frac{1}{\text{tr}(\mathbf{A}_u \Psi_1) + |\bar{p}_u|^2} \quad (25)$$

经分析可得， $t_1 > 0$ （过程与  $t_2 > 0$  的证明过程类似）。

定义

$$\Phi_1 = \frac{\Psi_1}{\text{tr}(\mathbf{A}_u \Psi_1) + |\bar{p}_u|^2} \quad (26)$$

与 2.1 节类似，可将优化问题式(24)转化为

$$\begin{aligned} & \min_{\Phi_1, t_1} t_1 \left( \delta_n^2 + |\bar{p}_j|^2 \right) + \text{tr}(\mathbf{A}_j \Phi_1) \\ & \text{s.t. } C_{12} : \Phi_1 \geq 0 \\ & C_{13} : [\Phi_1]_{n,n} = t_1 \\ & C_{14} : \text{tr}(\mathbf{A}_u \Phi_1) + |\bar{p}_u|^2 t_1 = 1 \end{aligned} \quad (27)$$

采用 SDR 算法可求出优化问题式(27)的最优解  $[\Phi_1^{\text{opt}}, t_1^{\text{opt}}]$ 。在此基础上，采用与 2.1 节类似的处理方法，得到优化问题式(23)的高质量近似最优解  $\theta_1^{\text{q-opt}}$ 。

## 2.3 主动波束成形向量 $\mathbf{w}$ 的优化

本节研究如何在  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  固定的情况下，优化  $\mathbf{w}$ 。当  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  固定时， $U$  至  $S$  总链路的信道参数  $\mathbf{g}_u$  和  $U$  至  $S$  总链路的信道参数  $\mathbf{g}_j$  已知。综合式(7)、式(8)、式(10)和式(11)，可构建优化  $\mathbf{w}$  的子问题如下

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}} \frac{P_u |\mathbf{w}^H \mathbf{g}_u|^2}{P_j |\mathbf{w}^H \mathbf{g}_j|^2 + \delta_n^2} \\ & \text{s.t. } C_2: \mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1 \end{aligned} \quad (28)$$

优化问题式(28)可等价地改写为

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{g}_u \mathbf{g}_u^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \left( \mathbf{I} + \frac{P_j}{\delta_n^2} \mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H \right) \mathbf{w}} \\ & \text{s.t. } C_2: \mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1 \end{aligned} \quad (29)$$

由于  $\text{rank}(\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H) = 1$ , 可得  $\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H$  只有一个非零特征值, 其非零特征值为  $\text{tr}(\mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H)$ , 即  $\|\mathbf{g}_j\|_2^2$ , 其中  $\|\cdot\|_2$  表示向量的 L2 范数。从而可得  $\mathbf{I} + \frac{P_j}{\delta_n^2} \mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H$  的特征值分别为  $1 + \frac{P_j}{\delta_n^2} \|\mathbf{g}_j\|_2^2, 1, \dots, 1$ , 均大于 0。因此,  $\mathbf{I} + \frac{P_j}{\delta_n^2} \mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H$  为正定矩阵。

根据广义瑞利商<sup>[21]</sup>, 优化问题式(29)的最优解为

$$\mathbf{w}^{\text{opt}} = \mu_{\max} \left[ \left( \mathbf{I} + \frac{P_j}{\delta_n^2} \mathbf{g}_j \mathbf{g}_j^H \right)^{-1} (\mathbf{g}_u \mathbf{g}_u^H) \right] \quad (30)$$

其中,  $\mu_{\max}(\cdot)$  表示矩阵最大特征值对应的特征向量,  $(\cdot)^{-1}$  表示矩阵的逆。

## 2.4 AO 算法

基于 2.1~2.3 节, 本节给出联合主被动波束成形优化的 AO 算法流程, 具体如算法 1 所示。

**算法 1** 联合主被动波束成形优化的 AO 算法

初始化  $\boldsymbol{\theta}_1 = \boldsymbol{\theta}_1^{(0)}$ ,  $\boldsymbol{\theta}_2 = \boldsymbol{\theta}_2^{(0)}$ ,  $\mathbf{w} = \mathbf{w}^{(0)}$  和迭代次数  $K$ , 其中  $\boldsymbol{\theta}_1^{(0)}$  和  $\boldsymbol{\theta}_2^{(0)}$  为随机向量,  $\mathbf{w}^{(0)}$  为各元素相等的向量。

for  $k=1:1:K$

1) 固定  $\boldsymbol{\theta}_1$ 、 $\mathbf{w}$ , 优化  $\boldsymbol{\theta}_2$ :

① 计算参数  $B_u$ 、 $B_j$ 、 $\bar{p}_u$ 、 $\bar{p}_j$ , 采用 CVX 工具求解问题式(21)的最优解  $[\boldsymbol{\Phi}_2^{\text{opt}}, t_2^{\text{opt}}]$ ;

② 计算  $\boldsymbol{\Psi}_2^{\text{opt}} = \frac{\boldsymbol{\Phi}_2^{\text{opt}}}{t_2^{\text{opt}}}$ ;

③ 采用高斯随机化方法, 求取  $\boldsymbol{\Psi}_2^{\text{opt}}$  的高质量近似矩阵  $\boldsymbol{\Psi}_2^{\#}$ , 其中  $\text{rank}(\boldsymbol{\Psi}_2^{\#}) = 1$ , 并恢复出相应

的  $\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^{\#}$ ;

④ 对  $\tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^{\#}$  进行相位调整, 获得优化问题式(13)的高质量近似最优解  $\boldsymbol{\theta}_2^{\text{q-opt}}$ ;

⑤ 更新  $\boldsymbol{\theta}_2 = \boldsymbol{\theta}_2^{\text{q-opt}}$ 。

2) 固定  $\boldsymbol{\theta}_2$ 、 $\mathbf{w}$ , 优化  $\boldsymbol{\theta}_1$ :

① 计算参数  $A_u$ 、 $A_j$ 、 $\bar{p}_u$ 、 $\bar{p}_j$ , 采用 CVX 工具求解问题式(27)的最优解  $[\boldsymbol{\Phi}_1^{\text{opt}}, t_1^{\text{opt}}]$ ;

② 计算  $\boldsymbol{\Psi}_1^{\text{opt}} = \frac{\boldsymbol{\Phi}_1^{\text{opt}}}{t_1^{\text{opt}}}$ ;

③ 采用高斯随机化方法, 求取  $\boldsymbol{\Psi}_1^{\text{opt}}$  的高质量近似矩阵  $\boldsymbol{\Psi}_1^{\#}$ , 其中  $\text{rank}(\boldsymbol{\Psi}_1^{\#}) = 1$ , 并恢复出相应的  $\tilde{\boldsymbol{\theta}}_1^{\#}$ ;

④ 对  $\tilde{\boldsymbol{\theta}}_1^{\#}$  进行相位调整, 获得问题式(23)的高质量近似最优解  $\boldsymbol{\theta}_1^{\text{q-opt}}$ ;

⑤ 更新  $\boldsymbol{\theta}_1 = \boldsymbol{\theta}_1^{\text{q-opt}}$ 。

3) 固定  $\boldsymbol{\theta}_1$ 、 $\boldsymbol{\theta}_2$ , 优化  $\mathbf{w}$ :

① 根据式(30), 计算  $\mathbf{w}^{\text{opt}}$ ;

② 更新  $\mathbf{w} = \mathbf{w}^{\text{opt}}$ 。

end for

由于被动波束成形向量  $\boldsymbol{\theta}_2$  和  $\boldsymbol{\theta}_1$  的优化均通过 SDR 算法<sup>[17]</sup>求解, 故可得在每次迭代中, 优化求解  $\boldsymbol{\theta}_2$  和  $\boldsymbol{\theta}_1$  的计算复杂度分别约为  $O((M_2 + 1)^{4.5})$  和  $O((M_1 + 1)^{4.5})$ 。由式(30)可知, 主动波束成形向量  $\mathbf{w}$  的闭式表达式主要涉及矩阵的运算, 经简单分析可得, 在每次迭代中, 求解  $\mathbf{w}$  的计算复杂度约为  $O(N^3)$ 。因此所提 AO 算法的计算复杂度约为  $K \left[ O((M_2 + 1)^{4.5}) + O((M_1 + 1)^{4.5}) + O(N^3) \right]$ 。需要注意的是, 在单 RIS 辅助抗干扰通信方案中, 只涉及反射单元数为  $M_1 + M_2$  的单个 RIS 被动波束成形向量的优化和主动波束成形向量的优化, 采用类似方法分析可得, 单 RIS 辅助抗干扰通信方案中相应优化问题求解的计算复杂度约为  $K \left[ O((M_1 + M_2 + 1)^{4.5}) + O(N^3) \right]$ 。容易看出, 本文所提 AO 算法的计算复杂度与传统单 RIS 辅助方案中算法的计算复杂度相当。

将求得的高质量近似最优被动波束成形向量  $\boldsymbol{\theta}_1^{\text{q-opt}}$ 、 $\boldsymbol{\theta}_2^{\text{q-opt}}$  和最优主动波束成形向量  $\mathbf{w}^{\text{opt}}$  分别替换式(10)中的  $\boldsymbol{\theta}_1$ 、 $\boldsymbol{\theta}_2$  和  $\mathbf{w}$ , 可以得到  $S$  的最大接收 SINR 为

$$\gamma(\mathbf{w}^{\text{opt}}, \boldsymbol{\theta}_2^{\text{q-opt}}, \boldsymbol{\theta}_1^{\text{q-opt}}) = \frac{P_u \left| (\mathbf{w}^{\text{opt}})^H \left( \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{Q}_{u,m} \boldsymbol{\theta}_2^{\text{q-opt}} \boldsymbol{\theta}_{1,m}^{\text{q-opt}} + \mathbf{R}_{1,u} \boldsymbol{\theta}_1^{\text{q-opt}} + \mathbf{R}_{2,u} \boldsymbol{\theta}_2^{\text{q-opt}} \right) \right|^2}{P_j \left| (\mathbf{w}^{\text{opt}})^H \left( \sum_{m=1}^{M_1} \mathbf{Q}_{j,m} \boldsymbol{\theta}_2^{\text{q-opt}} \boldsymbol{\theta}_{1,m}^{\text{q-opt}} + \mathbf{R}_{1,j} \boldsymbol{\theta}_1^{\text{q-opt}} + \mathbf{R}_{2,j} \boldsymbol{\theta}_2^{\text{q-opt}} + \mathbf{h}_{j,s} \right) \right|^2 + \delta_n^2} \quad (31)$$

其中,  $\boldsymbol{\theta}_{1,m}^{\text{q-opt}}$  表示  $\boldsymbol{\theta}_1^{\text{q-opt}}$  的第  $m$  个元素。进而, 得到系统可达速率为

$$R = \text{lb} \left[ 1 + \gamma(\mathbf{w}^{\text{opt}}, \boldsymbol{\theta}_2^{\text{q-opt}}, \boldsymbol{\theta}_1^{\text{q-opt}}) \right] \quad (32)$$

### 3 仿真分析

为了验证本文所提基于主被动波束成形优化的 DRIS-AJ 通信方法的有效性, 将其与传统的 NB-SRIS-AJ 通信方法和 NU-SRIS-AJ 通信方法进行对比。为了公平起见, 在 NB-SRIS-AJ 通信方法和 NU-SRIS-AJ 通信方法中, 单个 RIS 的反射单元数与 DRIS-AJ 通信方法中双 RIS 的反射单元总数相同。另外, 在 NB-SRIS-AJ 通信方法和 NU-SRIS-AJ 通信方法中, BS 的主动波束成形向量和单 RIS 的被动波束成形向量均采用 AO 算法进行联合优化。

$U$  和  $S$  三维坐标分别设置为  $[1, 50, 0]$  m 和  $[1, 0, 2]$  m。在 DRIS-AJ 通信方法中, 靠近  $U$  布置的  $I_1$  和靠近  $S$  布置的  $I_2$  的三维坐标分别设置为  $[0, 49.5, 1]$  m 和  $[0, 0.5, 1]$  m。为了公平起见, NU-SRIS-AJ 通信方法中的单 RIS 坐标与 DRIS-AJ 通信方法中靠近  $U$  的 RIS 坐标相同, 为  $[0, 49.5, 1]$  m; NS-SRIS-AJ 通信方法中的单 RIS 坐标与 DRIS-AJ 通信方法中靠近  $S$  的 RIS 坐标相同, 为  $[0, 0.5, 1]$  m。

与距离  $d$  相关的路径损耗建模为  $\varepsilon = \frac{\varepsilon_0}{d^\alpha}$ , 其中,

$\varepsilon_0 = -30$  dB 为参考距离  $d_0 = 1$  m 处的路径损耗,  $\alpha$  为路径损耗指数, 具体地, 将  $U-I_1$  链路、 $J-I_1$  链路和链路的路径损耗指数设置为 2.2, 其余链路的路径损耗指数设置为 3<sup>[13]</sup>。 $J-S$  链路的信道参数建模为瑞利衰落模型, 其余链路的信道参数均建模为莱斯衰落模型, 莱斯因子为  $\kappa$ 。噪声方差设置为  $\delta_n^2 = -74$  dBm。 $J$  的三维坐标设置为  $[5, 40, 0]$  m。综合考虑计算复杂度和算法收敛, 将迭代次数  $K$  设置为 100。若无特别说明,  $I_1$  反射单元数  $M_1$  与  $I_2$  反射单元数  $M_2$  相同, 其余参数设置如下:  $P_u = 15$  dBm,  $P_j = 15$  dBm,  $\kappa = 10$  dB,  $M_1 = M_2 = 24$ ,  $N = 5$ 。采用 AO 算法, 先联合优化主被动波束成形向量, 再由式(32)获得系统

可达速率。下面各仿真图中的系统可达速率均为 100 次随机信道参数下系统可达速率的平均值。

图 2 给出了系统可达速率与合法用户发送功率  $P_u$  之间的关系曲线。从图 2 可以看出, 与传统的 NU-SRIS-AJ 通信方法和 NB-SRIS-AJ 通信方法相比, 本文提出的 DRIS-AJ 通信方法始终能获得更高的系统可达速率, 这说明双 RIS 辅助在提升通信系统抗干扰性能上具有优势。分析其可能原因如下: 与单 RIS 辅助方式相比, 双 RIS 辅助方式增加了合法/干扰用户至 BS 链路的多样性, 且各链路相关性较小, 因此在联合优化主波束成形向量时, 能更好地利用空间分集, 从而提升系统的性能。从图 2 可以看出, 随着  $P_u$  的增大, 系统可达速率也随之增大, 这是因为 BS 接收到的有用信号功率随  $P_u$  增大而增大。

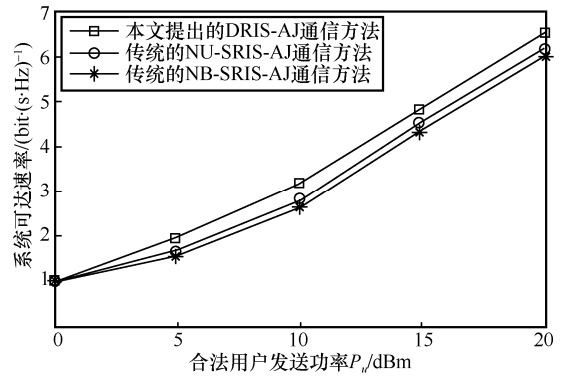


图 2 系统可达速率与合法用户发送功率  $P_u$  之间的关系

图 3 给出了系统可达速率与恶意干扰用户发送功率  $P_j$  之间的关系曲线。从图 3 可以看出, 无论  $P_j$  取何值, 本文提出的 DRIS-AJ 通信方法总是优于传统的 NU-SRIS-AJ 通信方法和 NB-SRIS-AJ 通信方法, 进一步验证了双 RIS 辅助在提升无线通信系统抗干扰性能方面的优势。另外, 从图 3 还可以看出, 随着  $P_j$  的增加, 系统可达速率降低, 但降低的幅度有限。这说明通过 RIS 被动波束成形的优化, 可有效地抑制 BS 接收的干扰信号功率。

图 4 给出了不同反射单元总数下的系统可达速率曲线。从图 4 可以看出, 无论双 RIS 反射单元总数  $M_1 + M_2$  取何值, 本文提出的 DRIS-AJ 通信方法始终

优于传统的 NU-SRIS-AJ 通信方法和 NB-SRIS-AJ 通信方法,这也验证了采用双 RIS 辅助能有效提高无线通信系统的抗恶意干扰攻击能力。同时,从图 4 还可以看出,系统可达速率随  $M_1 + M_2$  的增加而增大,这意味着可以通过增加双 RIS 的反射单元总数,进一步提升本文提出的 DRIS-AJ 通信方法的抗干扰性能。当  $M_1 + M_2 < 40$  时,传统的 NB-SRIS-AJ 通信方法性能优于传统的 NU-SRIS-AJ 通信方法;当  $M_1 + M_2 > 40$  时,传统的 NU-SRIS-AJ 通信方法性能优于传统的 NB-SRIS-AJ 通信方法。这表明在本文场景和图 4 参数设置中,当 RIS 单元数较少时,将 RIS 布设在 BS 附近,无线通信系统的抗干扰性能更优;当 RIS 单元数较多时,将 RIS 布设在合法用户附近,无线通信系统的抗干扰性能更优。

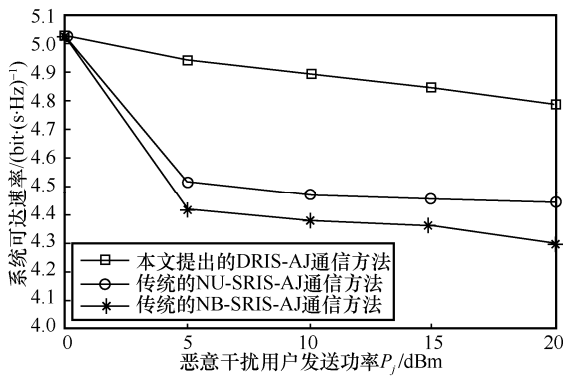


图 3 系统可达速率与恶意干扰用户发送功率  $P_j$  之间的关系

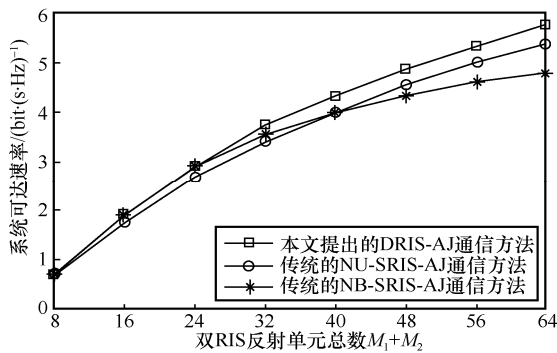


图 4 系统可达速率与双 RIS 反射单元总数  $M_1 + M_2$  之间的关系

图 5 给出了系统可达速率与  $I_1$  反射单元总数  $M_1$  之间的关系曲线。在图 5 中,  $I_1$ 、 $I_2$  的反射单元总数固定为 48, 即  $M_1 + M_2 = 48$ 。为了便于比较,图 5 也给出了传统的 NU-SRIS-AJ 通信方法下的系统可达速率曲线和传统的 NB-SRIS-AJ 通信方法下的系统可达速率曲线。在 NU-SRIS-AJ 通信方法中,  $M_1 = 48$ ,  $M_2 = 0$ ; 在 NB-SRIS-AJ 通信方法中,  $M_1 = 0$ ,  $M_2 = 48$ 。

需要注意的是,当  $[M_1, M_2] = [0, 48]$  和  $[M_1, M_2] = [48, 0]$  时, DRIS-AJ 通信方法分别等同于 NB-SRIS-AJ 通信方法和 NU-SRIS-AJ 通信方法。从图 5 可以看出,在  $M_1 + M_2 = 48$  的条件下,当  $M_1 \neq 0$  且  $M_2 \neq 0$  时,各离散  $[M_1, M_2]$  取值 (具体为  $[M_1, M_2] = [8, 40]$ 、 $[M_1, M_2] = [16, 32]$ 、 $[M_1, M_2] = [24, 24]$ 、 $[M_1, M_2] = [32, 16]$  和  $[M_1, M_2] = [40, 8]$ ) 下 DRIS-AJ 通信方法下的系统可达速率均高于传统的 NU-SRIS-AJ 通信方法和传统的 NB-SRIS-AJ 通信方法,这也验证了与单 RIS 辅助方式相比,双 RIS 辅助方式更能提升无线通信系统的抗干扰性能。另外,图 5 还表明,随着  $M_1$  的增加,本文提出的 DRIS-AJ 通信方法下的系统可达速率先增大再减小,这表明存在最优的  $[M_1, M_2]$ , 使 DRIS-AJ 通信方法的系统可达速率最大。

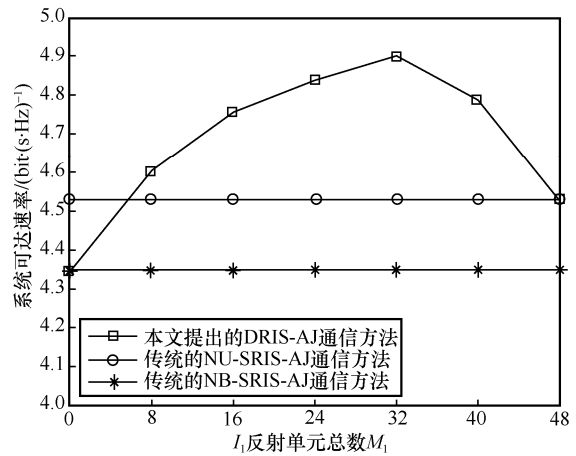


图 5 系统可达速率与  $I_1$  反射单元总数  $M_1$  之间的关系

图 6 给出了系统可达速率与莱斯因子之间的关系曲线。从图 6 可以看出,当  $\kappa > 0$  时,本文提出的 DRIS-AJ 通信方法性能始终优于传统的 NU-SRIS-AJ 通信方法和 NB-SRIS-AJ 通信方法。同时,图 6 表明随着莱斯因子值的增大,3 种方法下的系统可达速率均随之增大。这表明在布设 RIS 时,应尽可能地增大各信道的直传链路分量,以进一步提升无线通信系统的抗干扰性能。

图 7 给出了系统可达速率与恶意干扰用户  $y$  轴坐标值之间的关系曲线。在图 7 中,  $J$  的位置坐标设置方法如下:  $x$  轴坐标值和  $z$  轴坐标值分别固定为 5 m 和 0 m,  $y$  轴坐标值范围为 [40, 60] m。图 7 表明,无论  $J$  的位置坐标如何,本文提出的 DRIS-AJ 通信方法性能始终优于传统的 NU-SRIS-AJ 通信方法和 NB-SRIS-AJ 通信方法,这进一步验证了所提 DRIS-AJ 通信方法的优势。

从图 7 可以看出,  $J$  位置坐标对系统可达速率的影响不大, 其原因是在图 7 的仿真参数下, 采用 AO 算法联合优化主被动波束成形向量后,  $J$  在不同位置时  $S$  接收到的有用信号功率波动范围不大, 干扰功率一般都非常小, 与噪声功率  $\delta_n^2$  相比可以忽略, 故  $J$  的位置坐标对接收 SINR 的影响不大, 对系统可达速率没有明显影响。同时, 在图 7 中, 系统可达速率曲线出现了轻微波动, 这是由  $J$  位于不同位置时与  $J$  相关的信道小尺度衰落参数随机产生造成的。

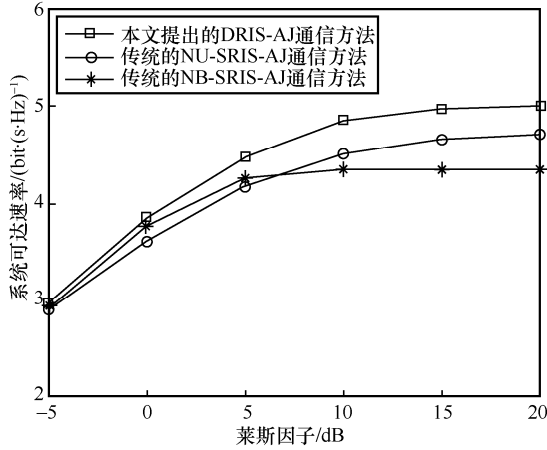


图 6 系统可达速率与莱斯因子之间的关系

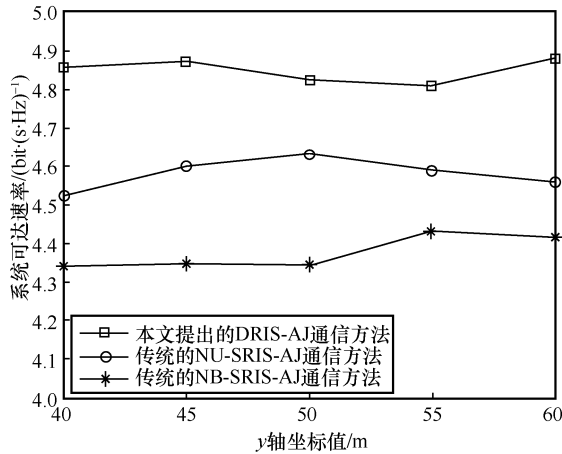


图 7 系统可达速率与恶意干扰用户  $y$  轴坐标值之间的关系

## 4 结束语

本文对双 RIS 辅助无线通信网络的抗干扰性能进行研究, 提出了一种基于主被动波束成形联合优化的 DRIS-AJ 通信方法。考虑 BS 主动波束成形向量约束和各 RIS 被动波束成形向量约束, 以最大化接收 SINR 为目标, 构建了主被动波束成形的联合优化问题。采用 AO 算法, 将联合优化问题分解为

3 个子问题来迭代优化。采用 SDR 算法和高斯随机化方法, 求解各 RIS 的高质量近似最优被动波束成形向量; 基于广义瑞利商, 求解 BS 的最优主动波束成形向量。仿真结果表明, 与传统的 NB-SRIS-AJ 通信方法和 NU-SRIS-AJ 通信方法相比, 本文提出的基于主被动波束成形优化的 DRIS-AJ 通信方法能获得更高的系统可达速率。

## 附录 1 $t_2 > 0$ 的证明

将  $B_u = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_u \mathbf{q}_u^H & \bar{\mathbf{q}}_u \mathbf{q}_u \\ \bar{\mathbf{q}}_u^H \mathbf{q}_u^H & 0 \end{bmatrix}$  表示为

$$B_u = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_u \\ \bar{\mathbf{q}}_u^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q}_u^H & \bar{\mathbf{q}}_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M_2 \times M_2} & \mathbf{0}_{M_2 \times 1} \\ 0 & |\bar{\mathbf{q}}_u|^2 \end{bmatrix} \quad (33)$$

其中,  $\mathbf{0}_{a \times b}$  表示  $a \times b$  维的零矩阵。将式(33)和  $\Psi_2 = \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H$  代

入  $B_u \Psi_2$ , 令  $\tilde{\mathbf{q}}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_u \\ \bar{\mathbf{q}}_u^H \end{bmatrix}$ , 可得

$$B_u \Psi_2 = \tilde{\mathbf{q}}_u \tilde{\mathbf{q}}_u^H \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M_2 \times M_2} & \mathbf{0}_{M_2 \times 1} \\ |\tilde{\mathbf{q}}_u|^2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H & |\tilde{\mathbf{q}}_u|^2 \end{bmatrix} \quad (34)$$

由于  $\tilde{\mathbf{q}}_u^H \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2$  为  $1 \times 1$  维向量, 可得

$$\text{tr}(\tilde{\mathbf{q}}_u \tilde{\mathbf{q}}_u^H \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H) = \tilde{\mathbf{q}}_u^H \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 \text{tr}(\tilde{\mathbf{q}}_u \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H) = \tilde{\mathbf{q}}_u^H \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2 (\tilde{\mathbf{q}}_u^H \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2)^H = |\tilde{\mathbf{q}}_u^H \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2|^2 \quad (35)$$

又

$$\text{tr} \left( \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M_2 \times M_2} & \mathbf{0}_{M_2 \times 1} \\ |\tilde{\mathbf{q}}_u|^2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2^H & |\tilde{\mathbf{q}}_u|^2 \end{bmatrix} \right) = |\tilde{\mathbf{q}}_u|^2 \quad (36)$$

综合式(34)~式(36)可得

$$\text{tr}(B_u \Psi_2) = |\tilde{\mathbf{q}}_u^H \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2|^2 - |\tilde{\mathbf{q}}_u|^2 \quad (37)$$

故

$$\text{tr}(B_u \Psi_2) + |\tilde{\mathbf{q}}_u|^2 = |\tilde{\mathbf{q}}_u^H \tilde{\boldsymbol{\theta}}_2|^2 > 0 \quad (38)$$

因此  $t_2 = \frac{1}{\text{tr}(B_u \Psi_2) + |\tilde{\mathbf{q}}_u|^2} > 0$ 。

证毕。

## 参考文献:

- [1] PAN C H, REN H, WANG K Z, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for 6G systems: principles, applications, and research directions[J]. IEEE Communications Magazine, 2021, 59(6): 14-20.
- [2] 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.
- [3] GONG S M, LU X, HOANG D T, et al. Toward smart wireless communications via intelligent reflecting surfaces: a contemporary survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2020, 22(4): 2283-2314.

- [4] TANG W K, CHEN M Z, CHEN X Y, et al. Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: path loss modeling and experimental measurement[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(1): 421-439.
- [5] 吕斌, 曹怡, 李健, 等. IRS 辅助的认知反向散射通信网络性能增强方案[J]. *通信学报*, 2021, 42(12): 172-181.  
LYU B, CAO Y, LI J, et al. Performance enhancement scheme for IRS-assisted cognitive backscatter communication network[J]. *Journal on Communications*, 2021, 42(12): 172-181.
- [6] 朱政宇, 徐金雷, 孙钢灿, 等. 基于 IRS 辅助的 SWIPT 物联网系统安全波束成形设计[J]. *通信学报*, 2021, 42(4): 185-193.  
ZHU Z Y, XU J L, SUN G C, et al. Secure beamforming design for IRS-assisted SWIPT Internet of Things system[J]. *Journal on Communications*, 2021, 42(4): 185-193.
- [7] SUN Y F, AN K, LUO J S, et al. Outage constrained robust beamforming optimization for multiuser IRS-assisted anti-jamming communications with incomplete information[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2022, PP(99): 1.
- [8] SUN Y F, AN K, LUO J S, et al. Intelligent reflecting surface enhanced secure transmission against both jamming and eavesdropping attacks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(10): 11017-11022.
- [9] HOU Z F, CHEN J, HUANG Y Z, et al. Joint trajectory and passive beamforming optimization in IRS-UAV enhanced anti-jamming communication networks[J]. *China Communications*, 2022, 19(5): 191-205.
- [10] YANG H L, XIONG Z H, ZHAO J, et al. Intelligent reflecting surface assisted anti-jamming communications: a fast reinforcement learning approach[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(3): 1963-1974.
- [11] TANG X, WANG D W, ZHANG R N, et al. Jamming mitigation via aerial reconfigurable intelligent surface: passive beamforming and deployment optimization[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(6): 6232-6237.
- [12] HAN Y T, ZHANG S W, DUAN L J, et al. Cooperative double-IRS aided communication: beamforming design and power scaling[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(8): 1206-1210.
- [13] ZHENG B X, YOU C S, ZHANG R. Double-IRS assisted multi-user MIMO: cooperative passive beamforming design[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(7): 4513-4526.
- [14] NIU H H, CHU Z, ZHOU F H, et al. Double intelligent reflecting surface-assisted multi-user MIMO mmWave systems with hybrid precoding[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(2): 1575-1587.
- [15] PAPAFAEIROPOULOS A, KOURTESSIS P, CHATZINOTAS S, et al. Coverage probability of double-IRS assisted communication systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2022, 11(1): 96-100.
- [16] DONG L M, WANG H M, BAI J L, et al. Double intelligent reflecting surface for secure transmission with inter-surface signal reflection[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(3): 2912-2916.
- [17] LUO Z Q, MA W K, SO A M C, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2010, 27(3): 20-34.
- [18] BOYD S, VANDENBERGHE L. *Convex optimization*[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [19] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network: joint active and passive beamforming design[C]//*Proceedings of 2018 IEEE Global Communications Conference*. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [20] YOU C S, ZHENG B X, ZHANG R. Intelligent reflecting surface with discrete phase shifts: channel estimation and passive beamforming[C]//*Proceedings of 2020 IEEE International Conference on Communications*. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [21] 张贤达. 矩阵分析与应用: 第 2 版[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.  
ZHANG X D. *Matrix analysis and applications*[M]. 2nd ed. China: Tsinghua University Press, 2013.

## [作者简介]



郭海燕 (1983-), 女, 湖北钟祥人, 博士, 南京邮电大学副教授, 主要研究方向为协作通信、无线安全传输、现代语音信号处理等。



杨震 (1961-), 男, 江苏武进人, 博士, 南京邮电大学教授, 主要研究方向为无线通信与网络信号处理、语音处理与现代语音通信等。



邹玉龙 (1984-), 男, 江西新干人, 博士, 南京邮电大学教授, 主要研究方向为认知无线电、协作通信、异构无线网络传输技术等。



吕斌 (1989-), 男, 江苏连云港人, 博士, 南京邮电大学副教授, 主要研究方向为网络性能优化、无线供电通信等。

冯蕴天 (1990-), 男, 河南洛阳人, 博士, 电子信息系复杂电磁环境效应国家重点实验室工程师, 主要研究方向为电磁大数据、智能博弈推演等。

赵玉娟 (1979-), 女, 山东青岛人, 博士, 江苏第二师范学院副教授, 主要研究方向为压缩感知、人脸识别等。