



研究与开发

## 可重构智能表面辅助的通信抗干扰性能优化

李亚鹏, 马骏宇, 李强, 葛晓虎

(华中科技大学电子信息与通信学院, 湖北 武汉 430074)

**摘 要:** 面向高功率全频段干扰场景, 可通过部署可重构智能表面提高通信系统抗干扰能力。为了最大化合法信号的信干噪比, 综合考虑发射功率、可重构智能表面反射相移等多重约束, 构建发射波束成形矢量和可重构智能表面反射系数矩阵的联合优化问题。具体地, 在视距通信链路不被阻塞的情况下, 针对优化问题高维变量间的复杂耦合性, 提出了一种基于交替迭代的优化方案, 即将原始高维度、多变量、强耦合的非凸分式规划问题分解为多个子问题, 进而利用多维复二次变化、半正定松弛等方法, 将各非凸子问题转化为易于求解的凸优化问题, 从而进行有效求解。大量仿真分析验证, 所提方案能够显著增强无线通信系统的通信抗干扰性能, 并在不同系统参数与网络节点位置分布下均展现出良好的鲁棒性和适应性。

**关键词:** 可重构智能表面; 抗干扰通信; 交替优化; 凸优化

**中图分类号:** TP393

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2025162

## Performance optimization on RIS-assisted communication for anti-jamming

LI Yapeng, MA Junyu, LI Qiang, GE Xiaohu

School of Electronic Information and Communications, Huazhong University of Science and Technology,  
Wuhan 430074, China

**Abstract:** In the context of high-power jamming scenarios, the anti-jamming ability of communication systems can be enhanced by deploying reconfigurable intelligent surface (RIS). In order to maximize the signal to interference-plus-noise ratio(SINR) of the legitimate signals, a joint optimization problem of the transmit beamforming vector and the reflection coefficient matrix of RIS was formulated, considering multiple constraints such as transmit power and reflection phase shift of RIS. Specifically, in the case where line of sight communication is not blocked, an optimization scheme based on alternating iteration to address the complex coupling between high-dimensional variables in optimization problems was proposed. By decomposing the original high-dimensional, multi-variable and strongly coupled non-convex fractional programming problem into multiple sub-problems, and then transforming each non-

收稿日期: 2025-03-03; 修回日期: 2025-06-03

通信作者: 李强, qli\_patrick@hust.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.U24A20212); 华中科技大学“交叉研究支持计划”项目 (No.2024JCYJ022)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.U24A20212), Interdisciplinary Research Program of HUST (No.2024JCYJ022)



convex sub-problem into a solvable convex optimization problem through methods such as multi-dimensional complex quadratic transformation and semi-definite relaxation, the solution was obtained efficiently. Extensive simulations analysis validated that the proposed scheme could significantly enhance the communication anti-jamming performance of wireless communication systems and exhibit excellent robustness and adaptability under various system parameters and network node configurations.

**Key words:** reconfigurable intelligent surface, anti-jamming communication, alternate optimization, convex optimization

## 0 引言

随着移动通信技术的高速发展,通信安全与隐私方面的挑战正逐渐成为下一代无线移动通信系统拟解决的关键问题之一<sup>[1]</sup>。针对这一问题,业界提出的传统解决方案包括频率跳变、扩频技术和多天线技术等<sup>[2-9]</sup>。频率跳变技术通过快速改变发射信号的载波频率,使干扰者难以预测和跟踪,从而达到抗干扰的目的<sup>[4]</sup>。但是,这种方法对频率资源的管理和分配提出了较高要求,且在高密度频谱环境中效果有限<sup>[5]</sup>。扩频技术将信号扩展到较宽的频带上,使得干扰信号的能量分散在较宽的频带上,从而降低干扰的影响<sup>[6]</sup>。尽管扩频技术在抗干扰方面表现出色,但其传输速率较低,且在高功率干扰下仍可能失效<sup>[7]</sup>。多天线技术利用多个天线实现信号的发射和接收,并通过空间分集和波束成形技术提高系统的抗干扰能力<sup>[8]</sup>。然而,多天线系统对硬件和计算资源的需求较高,且在复杂电磁环境中容易受到多径效应的影响<sup>[9]</sup>。

鉴于以上传统方法的局限性,本文考虑引入可重构智能表面(reconfigurable intelligent surface, RIS)技术,以提高通信系统在高频谱密度、高干扰功率等复杂电磁环境下的抗干扰性能。RIS通过部署大量低成本、低功耗的无源反射单元,能够以高能效的方式灵活、智能化地调控无线信号的传播路径,从而实现对电磁环境的灵活动态管理<sup>[10]</sup>。与传统相控天线阵列相比,RIS不仅成本更低、体积更小,而且可以实

现对大范围空间电磁环境的精细管理<sup>[11]</sup>。结合多天线技术、带通滤波技术,RIS可以有效地提高通信系统的抗干扰能力,增强通信可靠性,并克服跳频、扩频等传统技术难以应对的全频段干扰问题。文献[12]提出了一种基于RIS的单天线盲抗干扰方案,在高自由度条件下利用独立成分分析算法分离期望信号与干扰,实现了盲干扰抑制。文献[13]在接收方信干噪比(signal to interference plus noise ratio, SINR)约束和连续相移约束下,通过建立非线性、多变量耦合的功率最小化资源分配模型,实现了频谱和能效性能的双向提升。在单RIS辅助的基础上,文献[14]针对双RIS辅助的无线通信系统提出了基于主动被动波束成形联合优化的抗干扰通信方法。针对干扰源信道信息受限场景,文献[15]提出了一种基于超表面天线的自适应抗干扰方案,根据期望信号和干扰信号的入射方向判断干扰的类型并制定针对性抗干扰方案。针对空中-地面网络,文献[16]提出了一种多功能的RIS辅助的语义抗干扰通信和计算框架。针对多元化安全场景,文献[17]提出了一种基于RIS辅助的混合波束成形设计,用于对抗无线通信中的同时干扰和窃听攻击。进一步地,在低空经济背景下,文献[18]提出了一种空中RIS与全双工无人机的双机协同解决方案,旨在提升面对面窃听时的通信安全性和效率。

虽然上述方法已经取得了较好的抗干扰效果,然而其适用场景较为单一,大多仅考虑RIS辅助的反射链路影响,而忽视了直射链路叠加带

来的复杂耦合特性。针对同时存在直射链路和反射链路的场景, 本文在优化问题构建、优化算法设计、优化算法复杂度和优化收益等方面均与仅考虑反射链路的现有工作有显著不同。就全连接链路场景而言, 直射链路传播信号的加入会使得优化问题中 RIS 反射系数矩阵和发射波束成形矢量间的耦合关系变得更加复杂, 导致优化问题的目标函数难以求解。具体地, 由于 RIS 反射系数矩阵和发射波束成形矢量间更复杂的耦合关系, 在进行交替优化时, 现有优化算法不再适用, 需要设计新的优化算法。此外, 相较于直射链路, RIS 辅助链路经历了“发送方-RIS-接收方”共两次收发过程, 由此带来的“双衰落效应”<sup>[19]</sup>将导致 RIS 辅助链路路径损耗急剧增加, 使得 RIS 辅助链路信号强度远低于直射链路<sup>[20]</sup>。在高功率干扰下, 这一影响将更加显著, 从而使通信系统抗干扰优化效果变差。

综上所述, 亟须开展针对全连接链路场景的 RIS 辅助通信系统抗干扰性能优化研究。本文的主要工作如下。

(1) 在发送方发射功率、RIS 反射系数矩阵等多重约束下, 以 SINR 为衡量系统抗干扰性能的关键指标, 构建最大化合法信号 SINR 的联合优化问题, 对发射波束成形矢量和 RIS 反射系数矩阵进行联合优化设计。

(2) 针对所构建的高维度、多变量、强耦合的非凸分式规划问题, 提出基于交替优化 (alternate optimization, AO)、多维复二次变换 (multi-dimensional complex quadratic transform, MCQT)、半正定松弛 (semidefinite relaxation, SDR) 的联合优化算法进行求解, 并通过 MATLAB、Python 等软件工具进行仿真, 比较不同基准方案的抗干扰能力。

(3) 对所提 AO 算法的复杂度进行理论分析, 证明算法收敛性, 比较所提最优化方案与仅最大化合法信号、仅最小化干扰信号等次优方案的性

能差异。仿真分析验证了 RIS 辅助通信系统相较于无 RIS 辅助通信系统在抗干扰性能提升方面的显著性。全面评估网络节点相对位置及重要系统参数对系统抗干扰性能的影响, 进一步验证了所提方法的鲁棒性和适应性。

## 1 系统模型

### 1.1 RIS 辅助的通信抗干扰系统模型

基于 RIS 辅助的多输入单输出 (multiple-input single-output, MISO) 通信抗干扰场景, 配备  $M$  根天线的发送方与单天线接收方进行下行通信, 而配备了  $L$  根天线的恶意干扰源对该接收方进行全频段干扰, 干扰发送的是宽带噪声干扰, 其来源为人为发送的恶意干扰, 其特性为功率谱密度平坦, 可以覆盖通信频段, 且噪声干扰的幅度、相位和频率通常具有随机性。RIS 由  $N$  个无源反射单元组成, 由发送方通过 RIS 控制器进行控制。综合考虑直射链路和反射链路同时存在的全连接链路传播场景, 即合法信号与干扰信号均分别通过直射链路和 RIS 辅助的反射链路到达接收方。RIS 辅助的通信抗干扰系统模型及对比拓扑方案如图 1 所示。

鉴于不同网络拓扑下通信系统抗干扰性能的巨大差异<sup>[21]</sup>, 为研究鲁棒性高、适应性强的通信抗干扰优化策略, 除了图 1 (a) 中发送方与恶意干扰源分别位于接收方与 RIS 连线两侧的情况, 还考虑了图 1 (b) 中发送方与恶意干扰源位于接收方与 RIS 连线同一侧的情况。以下系统建模、性能分析及优化算法设计具有泛化性, 能够广泛适用于图 1 及其他的网络拓扑, 不同网络拓扑间的区别仅在于优化效果不同。

由于路径损耗对信号强度影响较大, 假设经过多次反射后到达 RIS 的信号功率可以忽略不计<sup>[1]</sup>。为了提高通信抗干扰的性能增益, 假设可以准确地检测和获取各通信节点处的信道状态信息 (channel state information, CSI)<sup>[10]</sup>。合法信

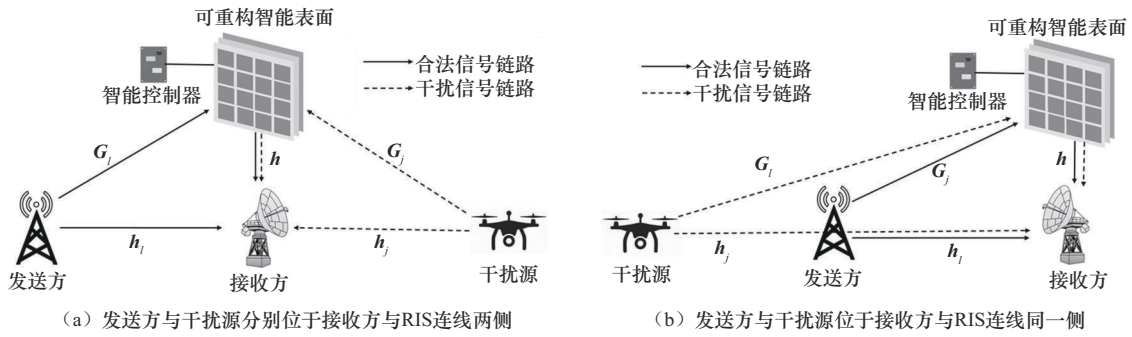


图1 RIS辅助的通信抗干扰系统模型及对比拓扑方案

号传播信道的CSI, 可以通过导频的常规方式获取<sup>[9]</sup>。而非合作的干扰信号传播信道的CSI, 可以为RIS部署一些有源传感器以估计与RIS关联的CSI, 通过主动发射激励信号并分析目标反射/散射的反馈信号来探测和感知信道<sup>[22]</sup>。进一步地, RIS可以工作于感应模式, 通过使用基于子空间的总最小二乘信号参数估计方法, 并使用多重信号分类算法配对有效的二维波达方向, 从而实现对于干扰源位置的配合信道估计<sup>[11]</sup>。此外, 对于极端情况无法获取干扰源CSI的情况, 可以采用最大化合法信号功率并调整RIS位置等方式来对抗干扰。从发送方到RIS、从干扰源到RIS、从发送方到接收方、从干扰源到接收方、从RIS到接收方的有效基带信道模型分别表示为 $\mathbf{G}_l \in \mathbb{C}^{N \times M}$ ,  $\mathbf{G}_j \in \mathbb{C}^{N \times L}$ ,  $\mathbf{h}_l \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ,  $\mathbf{h}_j \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ ,  $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。不失一般性, 假设所有信道 $\mathbf{H}$ 均服从莱斯信道模型, 即 $\mathbf{H} = \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}} \mathbf{H}_{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}} \mathbf{H}_{\text{NLoS}}$ 。其中,  $\kappa$ 为莱斯因子 (K-factor), 表征LoS路径与散射路径的功率比;  $\mathbf{H}_{\text{LoS}}$ 为确定性视距路径分量, 为阵列响应向量的外积;  $\mathbf{H}_{\text{NLoS}}$ 为瑞利分布的散射分量, 服从复高斯分布。假设所有RIS反射单元均用于增强合法信号与对抗干扰<sup>[1]</sup>, RIS的反射系数矩阵可以分别表示为 $\Phi_l \triangleq \text{diag}(\Gamma_{l,1}, \Gamma_{l,2}, \dots, \Gamma_{l,n}, \dots, \Gamma_{l,N}) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 和 $\Phi_j \triangleq \text{diag}(\Gamma_{j,1}, \Gamma_{j,2}, \dots, \Gamma_{j,n}, \dots, \Gamma_{j,N}) \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 。其中,  $\Gamma_{l,n} = e^{-j\varphi_{l,n}}$ 和 $\Gamma_{j,n} = e^{-j\varphi_{j,n}}$ 分别表示第 $n$ 个反射单元对合法信号和

干扰信号的反射系数, 幅度不变, 相移分别为 $\varphi_{l,n}$ 、 $\varphi_{j,n}$ 。 $\mathbf{w}_l \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 、 $\mathbf{w}_j \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 分别是发送方和干扰源的发射波束成形矢量。通过加权调整天线相位和幅度, 输出信号为 $\mathbf{w}_l^H \mathbf{x}(t)$ 、 $\mathbf{w}_j^H \mathbf{x}_j(t)$ , 发送端与干扰端的波束成形矢量需要满足最大功率约束 $\|\mathbf{w}_l\|^2 < P_{l,\max}$ 和 $\|\mathbf{w}_j\|^2 < P_{j,\max}$ 。通过二者实际功率 $P_l$ 和 $P_j$ 实现标称化, 即 $\mathbf{w}_l = \sqrt{P_l} \tilde{\mathbf{w}}_l$ ,  $\mathbf{w}_j = \sqrt{P_j} \tilde{\mathbf{w}}_j$ , 其中 $\|\tilde{\mathbf{w}}_l\| = 1$ 、 $\|\tilde{\mathbf{w}}_j\| = 1$ 。

结合信号的实际传输过程, 接收方的接收信号可以表示为:

$$y = (\mathbf{h}_l^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_l) \mathbf{w}_l + (\mathbf{h}_j^H + \mathbf{h}^H \Phi_j \mathbf{G}_j) \mathbf{w}_j + n \quad (1)$$

其中,  $(\mathbf{h}_l^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_l) \mathbf{w}_l$ 表示接收方的合法信号,  $(\mathbf{h}_j^H + \mathbf{h}^H \Phi_j \mathbf{G}_j) \mathbf{w}_j$ 表示接收方的干扰信号。

实际通信中, 干扰信号会尽力而为地攻击合法信号, 而无法作为有效信息被接收, 同时难以被预测,  $n$ 是接收方的高斯白噪声, 方差为 $\sigma^2$ 。因此, 接收方合法信号的SINR可以表示为:

$$\gamma = \frac{\left| (\mathbf{h}_l^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_l) \mathbf{w}_l \right|^2}{\left| (\mathbf{h}_j^H + \mathbf{h}^H \Phi_j \mathbf{G}_j) \mathbf{w}_j \right|^2 + \sigma^2} \quad (2)$$

## 1.2 最大化合法信号SINR的联合优化问题

为了提高所考虑通信系统的抗干扰能力, 在发射功率、RIS反射相移等多重约束条件下, 构建针对发射波束成形矢量和RIS反射系数矩阵的最大化合法信号SINR优化问题, 其数学式如下。



$$\begin{aligned}
& \max_{\mathbf{w}_l, \Phi_l, \Phi_j} \gamma \\
\text{s.t.} \quad & \text{C1: } \|\mathbf{w}_l\|^2 \leq P_{l, \max} \\
& \text{C2: } \varphi_{l, n} \in [0, 2\pi), \varphi_{j, n} \in [0, 2\pi) \\
& \text{C3: } S_U \geq S_{\min}
\end{aligned} \quad (3)$$

其中, C1 是关于发送方波束成形矢量的发射功率约束, 具体而言, 发送方发射功率不得超过  $P_{l, \max}$ ; C2 是关于 RIS 反射系数矩阵的相移约束, 假设反射后信号幅度不变, 调整连续相移位于  $0 \sim 2\pi$ ; C3 是接收方灵敏度要求, 保证接收方的信号质量满足相关服务质量 (quality of service, QoS) 要求<sup>[23]</sup>。

由于干扰源发出的是全频段干扰, 而合法信号仅在一定的频段上, 可以认为干扰与合法信号始终处于同一频段, RIS 对两者的反射矩阵相同<sup>[10]</sup>, 因此, 假设  $\Phi_l = \Phi_j$ , 则式 (3) 可以转换为:

$$\begin{aligned}
& \max_{\mathbf{w}_l, \Phi_l} \gamma \\
\text{s.t.} \quad & \text{C1: } \|\mathbf{w}_l\|^2 \leq P_{l, \max} \\
& \text{C2: } \varphi_{l, n} \in [0, 2\pi) \\
& \text{C3: } S_U \geq S_{\min}
\end{aligned} \quad (4)$$

显然, 从式 (4) 中可以看出, 优化变量  $\mathbf{w}_l$  和  $\Phi_l$  维度较高且二者紧密耦合, 而关于 RIS 相移的约束 C2 是非凸的秩 1 约束, 且式 (4) 中的目标函数是非凸的分数阶函数。同时, 由于存在直射链路, 接收的合法信号与干扰信号在形式上会更加复杂。具体地, 式 (4) 对应一类高维度、多变量、紧密耦合的非凸分式规划问题, 这一 NP 难问题无法直接求解。鉴于此, 在第 2 节中, 将提出一种高效的 AO 算法来对该问题进行求解。

## 2 算法设计

### 2.1 AO 算法求解最大化 SINR 问题

同时增强合法信号和减小干扰信号, 理论上可以实现 SINR 最大化, 但由于式 (4) 中  $\mathbf{w}_l$  和  $\Phi_l$  紧密耦合, 难以同时优化, 并且, 式 (4) 中的约束条件彼此相互独立, 因此, 提出一种 AO

算法 (AO 算法允许误差定义为  $\text{err1}$ ), 将复杂的原始问题拆解成多个独立的子问题, 并通过迭代进行求解<sup>[24]</sup>。由于 RIS 仅做被动反射, 控制信号消耗的功率一般忽略不计<sup>[1]</sup>。由于是对抗干扰, 仅考虑最坏的情况, 即干扰源波束成形矢量始终以最大功率进行干扰, 因此可以得到接收信号 SINR 的性能下界。由于 C3 中的灵敏度最终直接取决于接收方的 SINR, 因此接收方灵敏度的约束不再作为优化问题的约束条件, 而是在求解完成后, 再衡量所得解是否满足 QoS 需求<sup>[25]</sup>。

式 (4) 可以转换为:

$$\begin{aligned}
& \max_{\mathbf{w}_l, \Phi_l} \gamma \\
\text{s.t.} \quad & \text{C1: } \|\mathbf{w}_l\|^2 \leq P_{l, \max} \\
& \text{C2: } \varphi_{l, n} \in [0, 2\pi)
\end{aligned} \quad (5)$$

采用 AO 算法将式 (5) 分解为 2 个子问题。

- 子问题 1: 固定 RIS 反射系数  $\Phi_l$ , 优化发送方波束成形矢量  $\mathbf{w}_l$ 。
- 子问题 2: 固定发送方波束成形矢量  $\mathbf{w}_l$ , 优化 RIS 反射系数  $\Phi_l$ 。

对优化变量  $\Phi_l$ 、 $\mathbf{w}_l$  进行交替迭代优化, 直到达到收敛。具体优化过程如下。

#### 2.1.1 子问题 1 优化过程

定义  $\mathbf{h}_a^H = \mathbf{h}_l^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_l$ , 由于式 (2) 优化目标  $\gamma$  的分母中没有  $\mathbf{w}_l$  相关项, 因此优化分子部分即可使接收方合法信号功率最大。由于分母在优化  $\mathbf{w}_l$  的过程中不会被改变, 在优化子问题 1 时, 忽略与  $\mathbf{w}_l$  无关的分母部分, 因此子问题 1 可以表示为:

$$\begin{aligned}
& \max_{\mathbf{w}_l} \left| \mathbf{h}_a^H \mathbf{w}_l \right|^2 \\
\text{s.t.} \quad & \|\mathbf{w}_l\|^2 \leq P_{l, \max}
\end{aligned} \quad (6)$$

为了对  $\mathbf{w}_l$  进行归一化, 以便后续得到最优的  $\mathbf{w}_l^{\text{opt}}$ , 令  $\mathbf{w}_l \triangleq \sqrt{P_l} \tilde{\mathbf{w}}_l$ , 其中  $\|\tilde{\mathbf{w}}_l\| = 1$ 。利用 Cauchy-Schwarz 不等式, 得到  $\tilde{\mathbf{w}}_l^{\text{opt}} = \frac{\mathbf{h}_a}{\|\mathbf{h}_a\|}$ , 因此  $\mathbf{w}_l^{\text{opt}} =$



$\sqrt{P_{l,\max}} \frac{h_a}{\|h_a\|}$ , 即最大比传输 (maximum rate transmission, MRT) 的波束成形矢量。

### 2.1.2 子问题2优化过程

令  $\Phi_l = [\Gamma_1, \dots, \Gamma_N]^H \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ,  $H_{lru} \triangleq \text{diag}(h^H)$   
 $G_l w_l \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ,  $H_{jru} \triangleq \text{diag}(h^H) G_j w_j \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ,  $h_{lu} \triangleq h_l^H$   
 $w_l \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ ,  $h_{ju} \triangleq h_j^H w_j \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ , 子问题2可以表示为:

$$\max_{\Phi_l} \frac{|h_{lu} + \Phi_l^H H_{lru}|^2}{|h_{ju} + \Phi_l^H H_{jru}|^2 + \sigma^2} \quad (7)$$

$$\text{s.t.} \quad \Phi_l(n) = \Gamma(n), \forall n = 1, \dots, N$$

通过 MCQT 方法, 引入辅助变量  $\mu \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ , 由于  $\mu$  是一个复数, 因此可以将式 (7) 转换为:

$$\max_{\Phi_l} f_1(\Phi_l, \mu) = 2\text{Re} \left[ \mu^H (h_{lu} + \Phi_l^H H_{lru}) \right] - |\mu|^2 (|h_{ju} + \Phi_l^H H_{jru}|^2 + \sigma^2) \quad (8)$$

$$\text{s.t.} \quad \Phi_l(n) = \Gamma(n), \forall n = 1, \dots, N$$

对于式 (8), 继续交替优化变量  $\Phi_l$  和  $\mu$ , 可以分解为以下 2 个子问题。

(1) 固定  $\Phi_l$ , 优化  $\mu$ : 显然, 这是一个关于  $\mu$  的二次问题, 易得:

$$\mu^{\text{opt}} = \frac{h_{lu} + \Phi_l^H H_{lru}}{|h_{ju} + \Phi_l^H H_{jru}|^2 + \sigma^2} \quad (9)$$

(2) 固定  $\mu$ , 优化  $\Phi_l$ : 展开  $|h_{ju} + \Phi_l^H H_{jru}|^2 = |\Phi_l^H H_{jru}|^2 + 2\text{Re}\{h_{ju}^H \Phi_l^H H_{jru}\} + |h_{ju}|^2$ 。由于本文重点聚焦的是高功率干扰下的噪声受限情况, 因此本文忽略噪声影响<sup>[26]</sup>。忽略噪声项  $\sigma^2$ , 将展开的  $|h_{ju} + \Phi_l^H H_{jru}|^2$  代入式 (8), 同时将相移相关约束改写为 RIS 反射系数矩阵对角线元素模值均为 1 的形式, 则式 (8) 可以进一步表示为:

$$\max_{\Phi_l} f_1(\Phi_l, \mu) = 2\text{Re}\{\Phi_l^H O\} - \Phi_l^H P \Phi_l \quad (10)$$

$$\text{s.t.} \quad |\Phi_l(n)| = 1, \forall n = 1, \dots, N$$

其中,  $O = \mu^H H_{lru} - |\mu|^2 h_{ju}^H H_{jru} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ , 而  $P = |\mu|^2 H_{jru} H_{jru}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 。显然,  $P$  是一个对称矩阵, 而式 (10) 属于一个二次约束二次规划 (quadratically constrained quadratic programming, QCQP) 问题, 可以使用 SDR 方法求解。求解过程如下。

引入辅助变量  $t=1$ , 使  $\bar{\Phi}_l = \begin{bmatrix} \Phi_l \\ t \end{bmatrix}$ , 令  $R = \begin{bmatrix} -P & O \\ O^H & 0 \end{bmatrix}$ ,  $V = \bar{\Phi}_l \bar{\Phi}_l^H$ , 由于  $\bar{\Phi}_l^H R \bar{\Phi}_l$  实际是一个常数, 因此根据矩阵迹的循环不变性, 有  $\text{tr}(-\Phi_l^H P \Phi_l + 2\text{Re}\{\Phi_l^H O\}) = \text{tr}(RV)$ , 此时式 (10) 可以写成:

$$\max_{\Phi_l} f_1(\Phi_l, \mu) = \text{tr}(RV) \quad (11)$$

$$\text{s.t.} \quad |V(n, n)| = 1, \forall n = 1, \dots, N+1$$

由于上述变换已经将原优化问题转换为一个标准的凸半正定规划 (semidefinite programming, SDP) 问题, 因此可以用基于内点法等经典凸优化方法的 CVX 求解器进行求解, 其误差定义为 err2。具体的算法在算法 1 中给出。

#### 算法 1 RIS 辅助通信抗干扰性能优化的 AO 算法

输入: 信道状态信息  $G_l$ 、 $G_j$ 、 $h_l$ 、 $h_j$ 、 $h$

输出: 最优  $w_l$ 、 $\Phi_l$

初始化  $w_l$ 、 $\Phi_l$

初始化 err1 = 1

当 (err1 > 0.001) 执行

给定  $w_l$ , 更新  $\mu$

初始化 err2 = 1

当 (err2 > 0.001) 执行

求解 SDR 转换后的 SDP 问题, 更新  $\Phi_l$

计算 err2 =  $f_{1,\text{new}} - f_{1,\text{old}}$

结束

计算 err1 =  $\gamma_{\text{new}} - \gamma_{\text{old}}$

结束

## 2.2 次优通信抗干扰策略

为了满足不同应用场景中抗干扰性能和复杂度之间的差异化折中需求, 提出低复杂度的次优算法, 包括仅最大化合法信号和仅最小化干扰信号策略。

### 2.2.1 仅最大化合法信号

针对一些特定场景, 尤其是 RIS 部署位置距离合法信号源较近, 而距离干扰源较远的情况, 此时仅最大化合法信号是一个很好的解决方案。

为了最大化接收方合法信号功率, 优化问题可以表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{w}_l, \Phi_l} \left| \left( \mathbf{h}_l^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_l \right) \mathbf{w}_l \right|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \|\mathbf{w}_l\|^2 \leq P_{l, \max} \\ & \text{C2: } \varphi_{l, m} \in [0, 2\pi), \varphi_{j, m} \in [0, 2\pi) \\ & \text{C3: } S_U \geq S_{\min} \end{aligned} \quad (12)$$

使用与第 1.2.1 节中相似的思路和算法框架, 交替优化  $\mathbf{w}_l$  和  $\Phi_l$ , 使接收方合法信号功率最大化。具体流程如下。

(1) 固定  $\Phi_l$ , 优化  $\mathbf{w}_l$ , 由于分母与合法信号无关, 以 MRT 模拟最优发射波束成形解, 即:

$$\mathbf{w}_l^{\text{opt}} = \sqrt{P_l} \frac{\left( \mathbf{h}_l^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_l \right)^H}{\left| \mathbf{h}_l^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_l \right|} \quad (13)$$

(2) 固定  $\mathbf{w}_l$ , 优化  $\Phi_l$ , 相应的优化问题可以表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\Phi_l} \left| \mathbf{h}_l^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_l \right|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \left| \Phi_l(n, n) \right| = 1, \forall n = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (14)$$

对于反射矩阵  $\Phi_l$  的秩 1 约束, 令  $\mathbf{v} = [v_1, \dots, v_N]^H$ 。其中  $v_n = e^{j\theta_n}$ , 将式 (14) 中的秩 1 约束转换为  $|v_n| = 1, \forall n = 1, \dots, N$ 。令  $\mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_l = \mathbf{v}^H \Theta$ ,  $\Theta = \text{diag}(\mathbf{h}^H) \mathbf{G}_l$ ,  $\left| \mathbf{h}_l^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_l \right|^2 = \left| \mathbf{v}^H \Theta + \mathbf{h}_l^H \right|^2$ , 式 (14) 可以进一步表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{v}} \mathbf{v}^H \Theta \Theta^H \mathbf{v} + \mathbf{v}^H \Theta \mathbf{h}_l + \mathbf{h}_l^H \Theta^H \mathbf{v} \\ \text{s.t.} \quad & \left| \mathbf{v}(n) \right| = 1, \forall n = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (15)$$

同样的, 式 (15) 是一个 QCQP 问题, 可以使用 SDR 算法进行求解。具体的, 引入辅助变量  $t=1$ , 使  $\bar{\Phi}_l = \begin{bmatrix} \Phi_l \\ t \end{bmatrix}$ , 令  $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \Theta \Theta^H & \Theta \mathbf{h}_l \\ \mathbf{h}_l^H \Theta^H & 0 \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{V} = \bar{\Phi}_l \bar{\Phi}_l^H$ , 由于  $\bar{\Phi}_l^H \mathbf{R} \bar{\Phi}_l$  实际是一个常数, 因此根据矩阵迹的循环不变性,  $\text{tr}(\bar{\Phi}_l^H \mathbf{R} \bar{\Phi}_l) = \text{tr}(\mathbf{R} \mathbf{V})$ 。因此, 式 (15) 可以进一步表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{\Phi_l} f_1(\Phi_l, \mu) = \text{tr}(\mathbf{R} \mathbf{V}) \\ \text{s.t.} \quad & \left| \mathbf{V}(n, n) \right| = 1, \forall n = 1, \dots, N+1 \end{aligned} \quad (16)$$

显然, 式 (16) 是一个 SDP 问题, 可以用相应的凸优化方法和 CVX 求解器进行求解。

### 2.2.2 仅最小化干扰信号

针对一些特定场景, 尤其是 RIS 部署位置距离干扰源较近, 而距离合法信号源较远的情况, 此时仅优化干扰信号, 利用多径尽可能消除干扰, 使之最小化, 是一个很好的解决方案。

为了最小化接收方处于干扰信号功率, 优化问题可以表示为:

$$\begin{aligned} & \min_{\Phi_l} \left| \left( \mathbf{h}_j^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_j \right) \mathbf{w}_j \right|^2 \\ \text{s.t.} \quad & 0 < \theta_n < 2\pi, \forall n = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (17)$$

值得注意的是, 由于在现实场景中无法控制干扰源, 因此将考虑最坏的情况, 此时  $\mathbf{w}_j^* = \sqrt{P_j} \frac{\left( \mathbf{h}_j^H + \mathbf{h}^H \Phi_j \mathbf{G}_j \right)^H}{\left| \mathbf{h}_j^H + \mathbf{h}^H \Phi_j \mathbf{G}_j \right|}$ , 即干扰源始终以最优发射矢量进行干扰, 以达到干扰最大化。与此同时, 合法用户则通过优化  $\Phi_l$  来使干扰最小化。将  $\mathbf{w}_j^*$  代入式 (17) 的目标函数, 可以得到:

$$\begin{aligned} & \min_{\Phi_l} \left| \mathbf{h}_j^H + \mathbf{h}^H \Phi_l \mathbf{G}_j \right|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \left| \Phi_l(n, n) \right| = 1, \forall n = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (18)$$

类似的, 可以使用 SDR 等凸优化方法和 CVX 求解器求解式 (18)。



### 3 性能分析

#### 3.1 算法复杂度分析

所提AO算法的核心复杂度,即使用SDR后求解SDP问题时的复杂度。使用内点法,在给定计算精度 $\varepsilon$  ( $\varepsilon < 1$ )的条件下,每次求解SDP问题的计算复杂度为 $\mathcal{O}\left((K^3L + K^2L^2 + L^3)\sqrt{K} \lg \varepsilon^{-1}\right)$ ,其中 $K$ 是变量维度, $L$ 是约束个数,一般 $\varepsilon$ 是一个确定的常数(本文设为0.001),因此复杂度可以记为 $\mathcal{O}\left((K^3L + K^2L^2 + L^3)\sqrt{K}\right)$ 。在此基础上,由于 $L$ 表示约束个数,而式(11)中矩阵 $\mathbf{R}$ 对角线上各元素互相独立,因此初始状态下 $L=1$ ;由于秩1算法每进行1次约束条件会增加1个,因此最终可得复杂度为 $\mathcal{O}(i_n K^{3.5})$ 。采用内点法求解SDP问题,由于矩阵具有块对角结构,可以使维度 $K$ 降低至 $\mathcal{O}(N)$ ,因此复杂度为 $\mathcal{O}(i_n N^{3.5})$ <sup>[27]</sup>,其中 $i_n$ 是SDR迭代计算次数,而 $N$ 是RIS单元数,代表优化问题中变量的维度。由于原始优化问题采用AO算法迭代求解2个子问题,经历了 $i_m$ 次循环,因此AO算法的整体复杂度可以表示为 $\mathcal{O}(i_m i_n N^{3.5})$ 。

相较于第2.1节中最大化SINR的算法分别对 $\mathbf{w}_l$ 和 $\Phi_l$ 、 $\Phi_l$ 和 $\mu$ 做了2次交替优化,第2.2节中仅最大化合法信号和仅最小化干扰信号优化算法在固定 $\mathbf{w}_l$ 、优化 $\Phi_l$ 时,不需要进行第二次交替优化,即可以直接使用SDR方法求解,相当于仅对 $\mathbf{w}_l$ 和 $\Phi_l$ 作了一次交替优化。因此,算法整体复杂度为 $\mathcal{O}(i_l N^{3.5})$ 和 $\mathcal{O}(i_j N^{3.5})$ ,其中 $i_l$ 、 $i_j$ 分别是第2.2.1节和第2.2.2节算法中SDR迭代计算次数, $N$ 是RIS单元数,也是SDR运算中的变量维度。

#### 3.2 算法收敛性分析

本文中,RIS反射系数的优化问题是通过通过对RIS反射矩阵与发射波束成形矢量进行交替优化

求解的。AO算法的收敛性依赖于每个子问题的凸性和目标函数的单调性。由于SDR方法能够保证每个子问题的凸性,因此AO算法在本文中的应用能够保证整体算法的收敛性。SDR方法通过松弛秩约束,将非凸的QCQP问题转化为凸的SDP问题。尽管松弛后的SDP问题不一定与原问题等价,但SDR方法能够提供一个接近最优的解。同时,由于目标函数SINR受到发射功率和RIS反射系数的影响,而发射功率和反射系数的模都是有界的,因此目标函数的值也是有界的。根据单调收敛定理,一个有界且单调非减的函数序列必然收敛<sup>[28]</sup>。

#### 3.3 不同抗干扰方案优化效果差异分析

无线通信信号在传播过程中会因遇到障碍物、距离增加等出现能量损耗,即路径损耗<sup>[25]</sup>。随着距离增加,路径损耗呈幂函数增长,对于本文考虑的网络模型而言,网络节点相对位置变化带来的路径损耗变化是影响抗干扰优化效果的关键因素<sup>[29]</sup>。具体地,由于路径损耗的影响,当RIS靠近干扰源时,通过RIS智能调节相移,能够使RIS辅助链路与直射链路传播的干扰信号相消除,从而有效消除或抑制干扰。反之,当RIS部署在更靠近合法信号源的位置时,通过RIS智能调节相移,能够使RIS辅助链路信号与直射链路信号相位相同,从而增强合法信号。

上述内容讨论了如何根据RIS部署位置选取合适的抗干扰策略,而RIS部署位置的优化则需要进一步关注网络节点的相对位置分布。对于图1(a)所示网络拓扑,当RIS部署在干扰源附近时,仅最小化干扰信号方案理论上可以最大限度地消除干扰,从而取得较好的抗干扰效果;当RIS部署在合法信号源附近时,仅最大化合法信号的方案理论上可以最大限度地增强合法信号,从而取得较好的抗干扰效果。

对于图1(b)所示网络拓扑,当RIS部署在



干扰源附近时，与图 1 (a) 情况类似，仅最小化干扰方案可以达到较好的抗干扰效果。而当 RIS 部署在合法信号源附近时，情况则有很大不同。具体而言，由于图 1 (b) 中干扰源和合法信号源在同一侧，此时 RIS 不仅靠近合法信号源，也距离干扰源不远，且干扰强度远大于噪声，因此仅最小化干扰信号方案仍然优于仅最大化合法信号方案。

## 4 仿真与分析

为了全面评估所提通信抗干扰优化方案的性能，将对以下 4 种方案进行仿真分析。

(1) 最大化 SINR：第 2.1 节中采用的 AO 算法，使接收合法信号 SINR 最大化的方案。

(2) 仅最大化合法信号：第 2.2.1 节中使得接收合法信号功率最大化的方案。

(3) 仅最小化干扰信号：第 2.2.2 节中使得接收干扰信号功率最小化的方案。

(4) 无 RIS：未部署 RIS，仅存在直射链路时的通信方案。

此外，为了更贴近实际并更好地控制变量，仿真实验中还使用了 2 种额外的优化方案作对比，它们是离散相位方案和随机相位方案。其中，离散相位方案采用 2-bit 量化，使 RIS 相移离散化，实际中一般采用 PIN 二极管通过切换导通/截止状态改变单元等效电路参数，实现离散相位跳变。随机相位方案用于探究不做任何优化时 RIS 系统的抗干扰能力并与其他方案进行对比。

### 4.1 参数设定

模拟图 1 (a) 通信场景，为了更好地对比不同方案的效果，在优化一个系统参数时，固定其他参数。为实现最优优化效果，考虑最坏的情况，即干扰源波束成形矢量始终以最大功率进行干扰，仿真实验中的相关系统参数设定及其默认值见表 1。

本文采用 2D 坐标描述通信系统节点位置，各网络节点坐标见表 2。作为对照，对不同 RIS 部署位置的系统分别进行仿真并对比。研究关键系统参数如发送方天线数  $M$ 、RIS 单元数  $N$ ，将分别对 RIS 横坐标位于  $d=10$  和  $d=-10$  时进行仿真。仿真实验中，考虑级联路径损耗，分别建模 BS-RIS 和 RIS-UE 链路的路径损耗，路径损耗指数均为 2.5，不考虑多普勒频移与阴影衰落。在仿真中，由于假设的高干扰环境中为存在较强的直射链路，因此信道的莱斯因子  $k=4$ 。

表 1 仿真实验中的相关系统参数设定及其默认值

| 参数名                             | 默认参数值 |
|---------------------------------|-------|
| 发射功率 ( $P_T$ ) /dBm             | 80    |
| 干扰功率 ( $P_J$ ) /dBm             | 80    |
| 热噪声 ( $P_{\text{noise}}$ ) /dBm | 0     |
| 发送方天线数 ( $M$ )                  | 8     |
| 干扰源天线数 ( $L$ )                  | 8     |
| RIS 单元 ( $N$ )                  | 100   |

表 2 图 1(a)各网络节点坐标

| 名称  | 坐标/m        | 备注      |
|-----|-------------|---------|
| 发送方 | (-20, 0)    |         |
| 干扰源 | (20, 0)     |         |
| RIS | ( $d$ , 20) | $d$ 为变量 |
| 接收方 | (0, 0)      |         |

### 4.2 算法收敛性

在第 3.2 节中分析了算法收敛的理论条件，基于以上条件，RIS 单元数不同时，本文所提 AO 算法的收敛速度如图 2 所示。由图 2 可以看到，随着 RIS 单元数的增加、变量维度的增加，SINR 随着迭代次数增加始终呈上升趋势且最终趋于稳定，说明该算法达到了较好的收敛性。

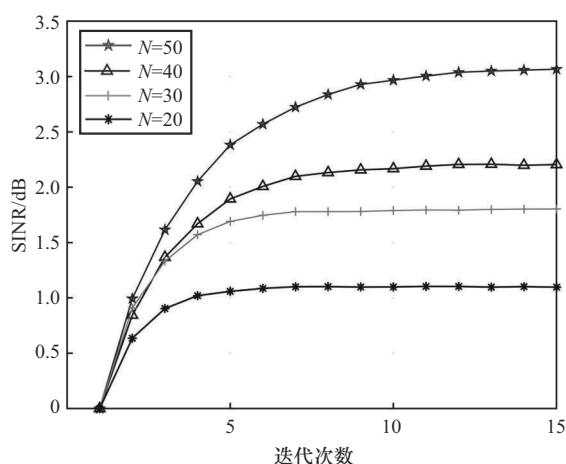
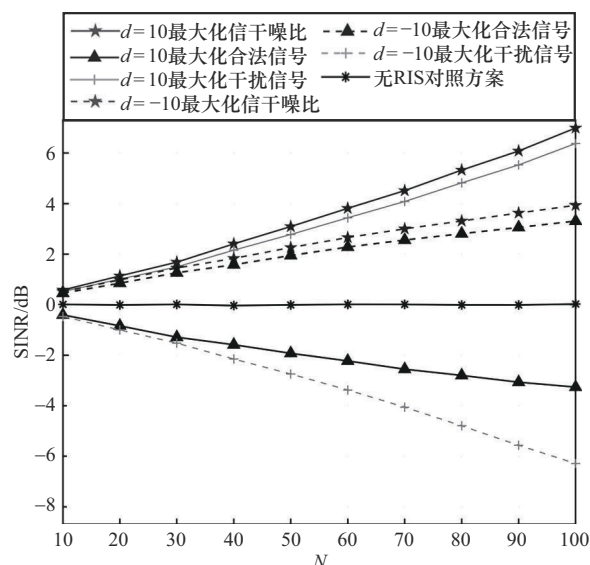


图2 RIS单元数不同时AO算法的收敛速度

### 4.3 系统参数对抗干扰性能的影响

系统SINR与RIS单元( $N$ )之间的关系如图3所示。随着RIS单元数的增加,无RIS方案的SINR保持不变,本文所提RIS辅助的优化方案的SINR变化显著。其原因是RIS为优化提供了额外的空间自由度,这些空间自由度所提供的干扰抑制能力上限随着RIS单元数量的增加而增加。而仅最大化合法信号策略与仅最小化干扰信号策略的抗干扰性能则需要分情况来看。在 $d=10$ 时,RIS距离合法信号源较远,距离干扰源较近,由于路径损耗与距离正相关,因此减小干扰信号的优化效果起到主导作用,仅最小化干扰信号方案得到与最大化SINR的最优方案相近的SINR。反之,当 $d=-10$ 时,增强合法信号的优化效果起到了主导作用,仅最大化合法信号方案得到了与最大化SINR方案相近的SINR。值得注意的是,仅最大化合法信号和仅最小化干扰信号的次优方案在特定情况下会达到较差的SINR,导致实际的抗干扰能力低于无RIS的情况。具体而言,一方面,当RIS部署在靠近干扰源而远离合法信号源的时候,尽管仅最大化合法信号增大了合法信号,但由于干扰信号也会被RIS反射,干扰信号实际上会通过RIS辅助链路到达接收方,且此时RIS距离干扰源较近,因此干扰信号路径损耗远低于合法信

号,从而严重影响优化效果。另一方面,当RIS部署在靠近合法信号源而远离干扰源的时候,尽管仅最小化干扰信号降低了干扰,但由于对合法信号没有做任何优化,此时被RIS反射的合法信号无法得到有效的利用,反而会成为新的干扰,导致系统抗干扰能力降低。

图3 SINR与RIS单元( $N$ )之间的关系

SINR与发送方天线数( $M$ )之间的变化关系如图4所示。从图4可以看出,增加发送方天线数量,所有方案的SINR都会增加。这是因为增加发送方天线数量可以提高多天线的空间分集增益,从而增强信号传输性能。这也代表信号在使用波束成形传输过程中,能量可以通过波束更集中地指向接收方,从而显著增加接收方处的SINR。

SINR与合法信号、干扰信号功率之间的变化关系如图5所示。其中,图5(a)显示了随着发送方发射功率( $P_t$ )的增加,各方案的SINR均随之增加,这是因为合法信号功率的增大会使 $w_l$ 的幅值增大,进而增强接收处信号。在不同发射功率下,相比于无RIS的方案,本文方案SINR有7 dB( $d=10$ )和4 dB( $d=-10$ )的提高,这证明了优化效果的稳定性。图5(b)显示了各方案的SINR随干扰功率( $P_j$ )的增大而减小,最优

方案的 SINR 增益在位置不同时分别稳定在 7 dB ( $d=10$ ) 和 4 dB ( $d=-10$ )。这是因为干扰功率增大会导致接收方干扰部分功率增大, 进而使接收方 SINR 降低。

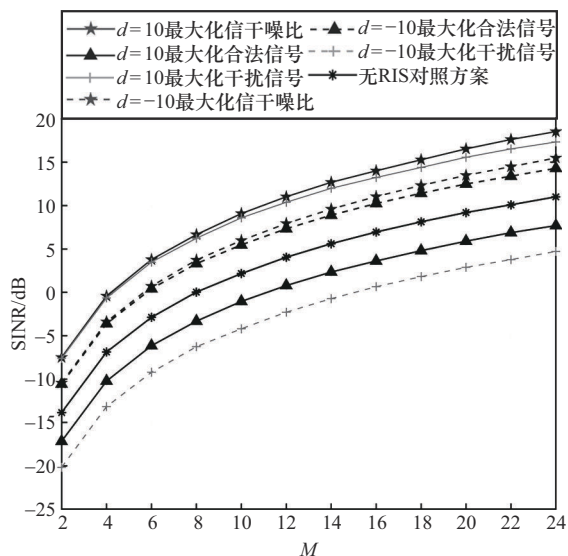
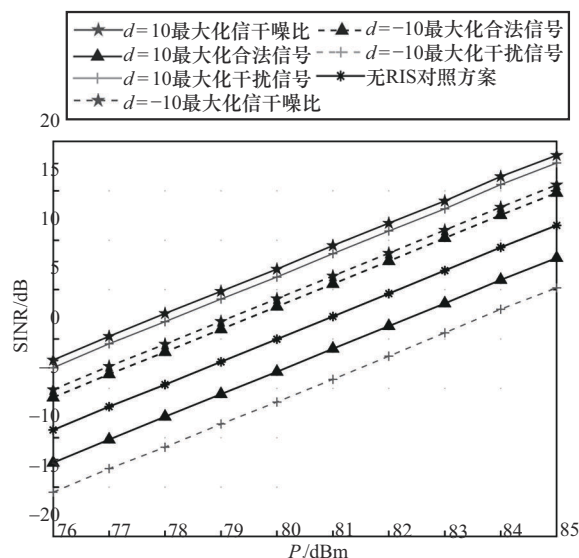


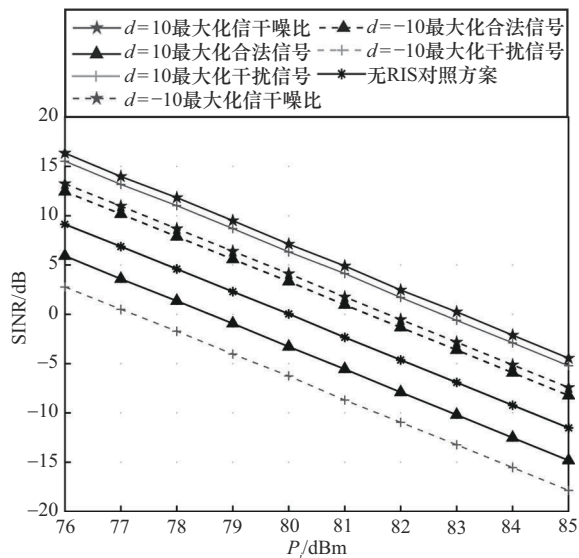
图4 SINR与发送方天线数( $M$ )之间的变化关系

由于路径损耗带来的双衰落, 合理部署 RIS 将成为决定抗干扰优化效果的关键因素。第 2.2 节分析证明了仅最小化干扰信号和仅最大化合法信号的次优方案在 RIS 部署在特定位置时其 SINR 可以接近最优方案。为了进一步验证 RIS 部署位置对抗干扰性能的影响, 将比较不同网络拓扑条件下, 改变 RIS 部署位置对 SINR 的影响。除了图 1 (a) 所示的通信场景, 也考虑了如图 1 (b) 所示的通信场景, 即在其他条件相同的情况下评估网络拓扑的改变对 RIS 辅助通信系统 SINR 的影响。图 1 (b) 各网络节点坐标见表 3。不同网络拓扑下 SINR 与 RIS 横坐标之间的关系如图 6 所示。

图 6 (a) 显示了在图 1 (a) 通信场景下, RIS 部署位置横坐标对系统 SINR 的影响。可以看到, 最大化 SINR 的效果始终是最好的。同时, 仅最大化合法信号和仅最小化干扰信号这两种方案分别在 RIS 靠近合法信号源和干扰源时取得接近最大化 SINR 方案的优化效果。



(a) SINR与合法信号功率之间的变化关系



(b) SINR与干扰信号功率之间的变化关系

图5 SINR与合法信号功率、干扰信号功率之间的变化关系

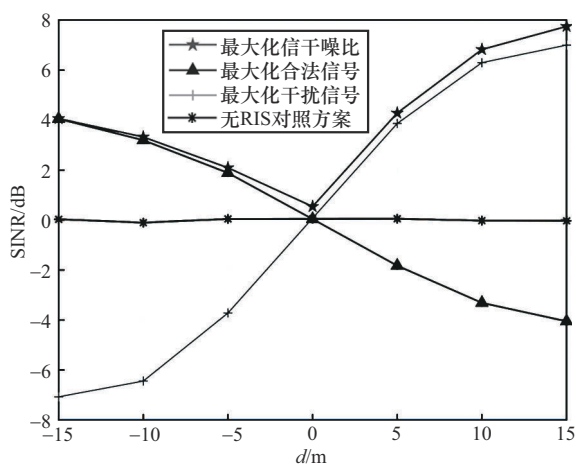
由图 6 (b) 可知, 当发送方、干扰源位于接收方与 RIS 连线的同一侧且 RIS 距干扰源更远时, 此时消除干扰信号占主导地位, 仅最大化合法信号显然 SINR 较差, 而仅最小化干扰信号优化效果接近于最大化 SINR 方案。与图 6 (a) 相比, 图 6 (b) 中 SINR 和 RIS 部署位置变化之间的关系有很大不同。这表明了不同网络拓扑下优化策略选择的巨大差异, 也证明了不同的 RIS 部署方案对 RIS 辅助通信抗干扰系统的性能有明显影



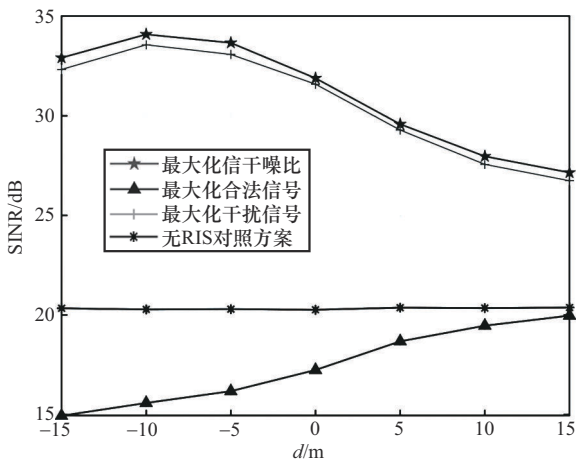
响, 这为在实际通信环境中优化 RIS 的部署位置并为其配置相应的优化算法提供了重要依据。

表3 图1(b)各网络节点坐标

| 名称  | 坐标/m        | 备注      |
|-----|-------------|---------|
| 发送方 | (-20, 0)    |         |
| 干扰源 | (-40, 0)    |         |
| RIS | ( $d$ , 20) | $d$ 为变量 |
| 接收方 | (0, 0)      |         |



(a) 图1(a)中SINR与RIS横坐标之间的关系



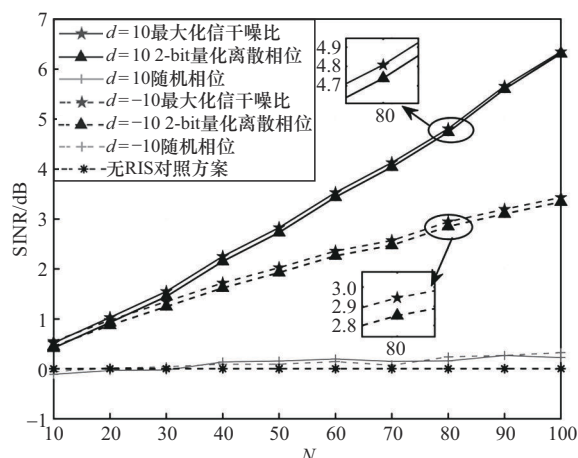
(b) 图1(b)中SINR与RIS横坐标之间的关系

图6 不同网络拓扑下SINR与RIS横坐标之间的关系

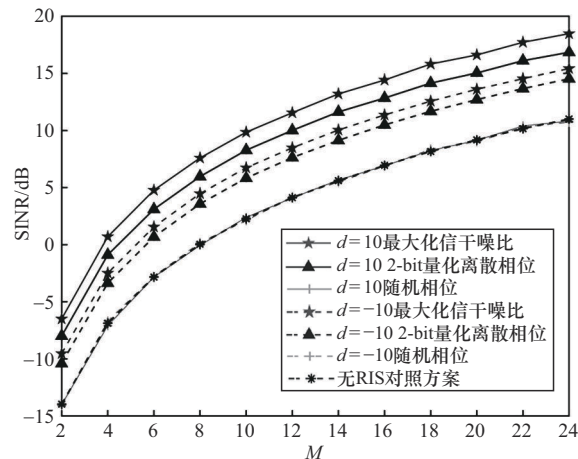
#### 4.4 不同方案优化效果对比

不同优化方案下, SINR 与 RIS 单元数、发送方天线数间的变化关系如图7所示。与无 RIS、随机相位 RIS、离散相位 RIS 等基准方案进行对

比, 最大 SINR 方案随着 RIS 单元数 ( $N$ )、发射天线数量 ( $M$ ) 的增加均可以有效提升系统 SINR。同时, 2-bit 离散相位 RIS 在不同网络拓扑条件下均接近最大化 SINR 方案的优化效果。



(a) SINR随RIS单元数增加的变化



(b) SINR随发送方天线数的变化

图7 不同优化方案下, SINR 与 RIS 单元数、发送方天线数间的变化关系

#### 4.5 仿真实验结论

从以上仿真实验结果可以看到, 在通信系统中部署无源 RIS 对系统通信抗干扰性能带来了一定的增益, 且合理调整 RIS 部署位置、适度增加发送方天线数量、RIS 单元数量可以进一步提高系统的通信抗干扰性能。与离散相位方案、随机相位方案进行对比, 本文提出的最大 SINR 方案在实际通信场景中仍保持了较好的通信抗干扰性水平, 且相较于不做优化时有了显著的提高。



然而,在发射功率、RIS 单元数受限的情况下,无源 RIS 对通信抗干扰能力的影响是相对较弱的,尤其是考虑到成本和实际部署原因。此外,全连接链路场景下的双衰落效应使得 RIS 辅助链路强度显著弱于直射链路,导致无源 RIS 在不同部署位置的优化效果有较大差异,需根据应用场景合理选择部署位置。本文所提算法结合了最大化合法信号与最小化干扰信号这两种次优策略的优势,在不同的 RIS 部署位置情况下保持了最优的优化效果。

从仿真结果来看,第 2.1 节中提出的 RIS 反射矩阵与波束成形矢量联合优化算法的优化效果是稳定的,不受干扰功率、发射功率等因素的影响,同时也证明了第 3.2 节中对算法收敛性的分析。调整 RIS 和发送方天线数量可以在一定程度上增强通信抗干扰性能,但由于会增加成本,因此需要平衡成本与增益之间的折衷关系。除了通信系统的各个参数以外,网络拓扑,尤其是发送方、接收方、干扰源、RIS 部署位置四者之间的位置关系也会对优化效果、优化方法的选择产生决定性影响。

对于未知干扰,其干扰信号常呈现非平稳特性。在缺乏干扰历史数据时,干扰协方差矩阵估计误差会显著增大,此时无法通过传统方法有效对抗、消除干扰,而利用强化学习的方法应对干扰的动态变化可能是一种有效的方式。

## 5 结束语

本文针对高功率全频段干扰场景,研究了 RIS 辅助的通信抗干扰性能优化问题,提出了一种基于 RIS 的全连接链路通信抗干扰系统模型。通过构建波束成形矢量和 RIS 反射系数矩阵的联合优化问题,以最大化接收方合法信号 SINR。为解决全连接链路场景下直射链路信号加入带来的优化变量间的复杂耦合性,还提出了一种基于 MCQT 和 SDR 的 AO 算法,通过将高维度、多变

量的非凸分式规划问题转化为对应的凸优化子问题进行有效求解。大量的仿真结果验证了本文所提方案相较于其他基准方案的有效性,在 RIS 部署位置不同时,本文所提方案均表现出了优秀的适应能力,且始终表现出了较好的抗干扰效果。仿真结果表明,本文所提方案能够显著增强无线通信系统的通信抗干扰性能,并在不同系统参数和网络节点位置分布下具有良好的鲁棒性和适应性。未来,针对 RIS 规模更大、干扰变化更快且干扰功率更高的复杂问题,可以考虑通过部署有源 RIS 并应用强化学习方法来进行求解。

## 参考文献:

- [1] DI RENZO M, ZAPPONE A, DEBBAH M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: how it works, state of research, and the road ahead[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38 (11): 2450-2525.
- [2] VISHWAKARMAN K, SINGH R K. Design and implementation of FHSS (frequency hopping spread spectrum) synthesizer[C]// Proceedings of the 2021 7th International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC). Piscataway: IEEE Press, 2021: 151-155.
- [3] DURAISAMY P, NGUYEN L. Performance of self-encoded spread spectrum under pulsed-noise jamming[C]// Proceedings of the 2010 IEEE 11th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Piscataway: IEEE Press, 2010: 170-174.
- [4] HAYKIN S. Cognitive radar: a way of the future[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2006, 23(1): 30-40.
- [5] RAHMANIL M. Frequency hopping in cognitive radio networks: a survey[C]// Proceedings of the 2015 IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-6.
- [6] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital communication over fading channels: second edition[M]. New York: John Wiley & Sons, 2004.
- [7] ZHANG Y, ZHENG X H, YANG S, et al. Modeling and performance analysis of frequency hopping spread spectrum communication system[C]// Proceedings of the 2nd International Conference on Information Science and Engineering. Piscataway:



- IEEE Press, 2010: 2184-2187.
- [8] ZENG H C. Demo abstract: an anti-jamming wireless communication system[C]//Proceedings of the IEEE INFOCOM 2018-IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-2.
- [9] PIRAYESH H, ZENG H C. Jamming attacks and anti-jamming strategies in wireless networks: a comprehensive survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(2): 767-809.
- [10] WU Q Q, ZHANG R. Toward smart and reconfigurable environment: intelligently reconfigurable surface aided wireless network[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.
- [11] 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.
- [12] 楼洋明, 金梁. 基于可重构智能表面的单天线盲干扰方案[J]. 信息工程大学学报, 2023, 24(4): 406-414.
- LOU Y M, JIN L. Single-antenna blind anti-jamming based on reconfigurable intelligent surface[J]. Journal of Information Engineering University, 2023, 24(4): 406-414.
- [13] 孙艺夫, 安康, 朱勇刚, 等. 基于智能反射面的无线抗干扰通信方法[J]. 电波科学学报, 2021, 36(6): 877-886.
- SUN Y F, AN K, ZHU Y G, et al. Intelligent reflecting surface assisted anti-jamming approach for wireless communications[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2021, 36(6): 877-886.
- [14] 郭海燕, 杨震, 邹玉龙, 等. 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[J]. 通信学报, 2022, 43(7): 21-30.
- GUO H Y, YANG Z, ZOU Y L, et al. Double-RIS assisted anti-jamming communication method based on joint active and passive beamforming optimization[J]. Journal on Communications, 2022, 43(7): 21-30.
- [15] 郭予泽, 金梁, 许晓明, 等. 基于超表面天线的自适应抗干扰方案[J]. 电信科学, 2024, 40(7): 51-62.
- GUO Y Z, JIN L, XU X M, et al. Adaptive anti-jamming scheme based on meta-surface antenna[J]. Telecommunications Science, 2024, 40(7): 51-62.
- [16] SUN Y F, LIN Z, AN K, et al. Multi-functional RIS-assisted semantic anti-jamming communication and computing in integrated aerial-ground networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2024, 42(12): 3597-3617.
- [17] SUN Y F, AN K, ZHU Y G, et al. RIS-assisted robust hybrid beamforming against simultaneous jamming and eavesdropping attacks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(11): 9212-9231.
- [18] 罗俊松, 黄平, 罗欣悦, 等. 空中可重构智能表面辅助的全双工无人机安全通信[J]. 电信科学, 2024, 40(7): 34-50.
- LUO J S, HUANG P, LUO X Y, et al. Aerial reconfigurable intelligent surfaces-assisted full-duplex UAV secure communication[J]. Telecommunications Science, 2024, 40(7): 34-50.
- [19] ZHANG Z J, DAI L L, CHEN X B, et al. Active RIS vs. passive RIS: which will prevail in 6G? [J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(3): 1707-1725.
- [20] LONG R Z, LIANG Y C, PEI Y Y, et al. Active reconfigurable intelligent surface-aided wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(8): 4962-4975.
- [21] REN Y Q, ZHOU R Y, TENG X K, et al. On deployment position of RIS in wireless communication systems: analysis and experimental results[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(10): 1756-1760.
- [22] MUTLU U, KABALCI Y, CENGİZ A. Channel estimation in RIS-aided multi-user OFDM communication systems[C]//Proceedings of the 2024 6th Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM). Piscataway: IEEE Press, 2024: 765-770.
- [23] IVASHINA M V, MAASKANT R, WOESTENBURG B. Equivalent system representation to model the beam sensitivity of receiving antenna arrays[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008, 7: 733-737.
- [24] SOUDEN M, BENESTY J, AFFES S. On optimal beamforming for noise reduction and interference rejection[C]//Proceedings of the 2009 IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics. Piscataway: IEEE Press, 2009: 109-112.
- [25] GUNTHER J, MOON T. An interior point method for a semi-definite relaxation based equalizer incorporating prior information[C]//Proceedings of the 2011 4th IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP). Piscataway: IEEE Press, 2011: 149-152.
- [26] BOULOGGEORGOS A A, ALEXIOU A. Pathloss modeling of reconfigurable intelligent surface assisted THz wireless systems[C]//Proceedings of the ICC 2021 - IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [27] 李浩, 彭华. 基于半正定松弛的MIMO盲检测[J]. 电子与信息

息学报, 2016, 38(11): 2893-2899.

LI H, PENG H. Blind detection of MIMO via semidefinite relaxation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(11): 2893-2899.

[28] SHEN K M, YU W. Fractional programming for communication systems: part I: power control and beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(10): 2616-2630.

[29] ISSA M, ARTAIL H. Using reflective intelligent surfaces for indoor scenarios: channel modeling and RIS placement[C]//Proceedings of the 2021 17th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob). Piscataway: IEEE Press, 2021: 277-282.

#### [作者简介]



**李亚鹏** (2001-), 男, 华中科技大学电子信息与通信学院硕士生, 主要研究方向为可重构智能表面、通感一体化等。



**马骏宇** (2000-), 男, 华中科技大学电子信息与通信学院硕士生, 主要研究方向为可重构智能表面、物理层安全等。



**李强** (1984-), 男, 博士, 华中科技大学电子信息与通信学院教授, 主要研究方向为无线通信传输、网络性能优化等。



**葛晓虎** (1972-), 男, 博士, 华中科技大学电子信息与通信学院教授, 主要研究方向为绿色通信与网络、信息热力学通信等。