

基于多智能超表面的信道空间内生抗干扰方法

朱勇刚¹, 孙艺夫^{1,2}, 姚富强¹, 李程¹, 郭文龙¹, 安康¹

(1. 国防科技大学第六十三研究所, 江苏 南京 210007; 2. 国防科技大学电子科学学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 针对现有基于干扰认知的无线通信抗干扰方法难以有效应对未知干扰和智能干扰的问题, 构建了一种基于多智能超表面的动态异构冗余信道抗干扰模型, 为利用信道资源抵抗未知干扰提供基础。在此基础上, 提出了一种基于多智能超表面优化与选择的信道空间内生抗干扰方法。所提方法由多智能超表面优化和多智能超表面选择两步组成, 首先, 对发射波束、智能超表面反射系数和接收波束等参数进行解耦, 并在交替优化的框架下推导了各参数的最优闭式解; 然后, 采用贪婪算法选择最优智能超表面用于通信, 以获得最佳抗干扰性能; 最后, 分析了所提方法的收敛性和计算复杂度。理论分析与仿真结果表明, 所提方法能够有效抵抗不确定性干扰的影响。

关键词: 通信抗干扰; 内生抗干扰; 信道空间; 多智能超表面

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2023207

Channel-space endogenous anti-jamming method based on multi-reconfigurable intelligent surface

ZHU Yonggang¹, SUN Yifu^{1,2}, YAO Fuqiang¹, LI Cheng¹, GUO Wenlong¹, AN Kang¹

1. The Sixty-third Research Institute, National University of Defense Technology, Nanjing 210007, China

2. College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China

Abstract: In view of the concern that the traditional anti-jamming method based on jamming recognition is challenging to defend against both the unknown and the intelligent jamming attacks, a dynamic, heterogeneous, and redundant channel-space anti-jamming technique was proposed by adopting multiple reconfigurable intelligent surface (RIS), which facilitated the exploitation of channels' resources for combating with the unknown jamming attacks. To elaborate, a channel-space endogenous anti-jamming method was proposed by leveraging the optimization of both the RIS' coefficients and the multiple RIS' on-off status. Firstly, after decoupling the tightly coupled variables, the optimal closed-form solutions of transmit precoder, RIS' coefficients, and receive decoder could be derived under the alternative optimization framework. Then, the greedy algorithm was adopted to optimize the multiple RIS' on-off status for obtaining better anti-jamming communications, and the convergence and the computation complexity of the proposed method was analyzed. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed method can effectively defend against the uncertain jamming attacks.

Keywords: communication anti-jamming, endogenous anti-jamming, channel-space, multi-reconfigurable intelligent surface

0 引言

抗干扰是保密无线通信与一般无线通信的根本区别之一^[1]。到目前为止, 通信抗干扰技术主要

经历了常规扩谱抗干扰和智能抗干扰 2 个发展阶段。其中, 常规扩谱抗干扰技术以香农信息论为基础, 通过扩展通信信号频谱来分散干扰方的干扰功率; 智能抗干扰技术遵循“敌变我变”策略, 在精

收稿日期: 2023-07-11; 修回日期: 2023-10-11

通信作者: 孙艺夫, sunyifu_nudt@163.com

基金项目: 湖南省研究生科研创新基金资助项目 (No.CX20220008)

Foundation Item: The Graduate Innovation Program of Hunan Province (No.CX20220008)

确认知干扰信号的基础上, 有针对性地动态调整通信信号参数, 以适应变化的干扰环境。常规扩谱抗干扰和智能抗干扰都是通信抗干扰方在有限的通信信号空间内与通信干扰方的对抗博弈, 主要差别在于两者的智能化程度有所不同。然而, 随着干扰变化规律和电磁环境的日益复杂, 现有抗干扰技术遇到了性能提升的瓶颈, 例如, 当干扰信号的维度和功率充满整个通信信号空间时, 上述 2 种抗干扰方法将失效。文献[2]通过重新审视无线通信系统的构成, 提出了无线通信内生抗干扰的概念, 即无线通信系统中能够挖掘和利用的内生抗干扰属性主要包括语义空间、通信信号空间和通信信道空间, 通过构建动态异构冗余的抗干扰空间, 使无线通信系统具备自身鲁棒的先天免疫能力, 从而在不需精确认知干扰的条件下, 有效抵抗各种已知或未知干扰的影响, 为突破现有无线通信抗干扰性能的瓶颈提供了方向, 也为无线通信抗干扰理论与技术发展提供了丰富的想象空间。

近年来, 由于智能超表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 可为构建智能无线环境带来可能, 因此作为 6G 候选技术受到广泛关注^[3-5]。智能超表面由大量精心设计的电磁单元组成^[6], 通过对电磁单元上的可调元件施加控制信号, 可以动态控制电磁单元的电磁性质, 进而对空间电磁波进行智能调控, 形成幅度、相位、极化和频率等参数动态控制的电磁场。在一般无线通信应用中, RIS 主要用于增大信号覆盖范围、热点增流、安全通信和频谱共享等。在保密无线通信应用中, 智能超表面为开发和利用通信信道空间, 进而实现通信信道空间内生抗干扰提供了基本手段^[2]。需要指出的是, 与一般无线通信相比, RIS 在保密无线通信抗干扰中的应用至少存在以下两点区别: 一是作为非合作方, 干扰方到接收机和 RIS 的信道信息往往难以准确获取, 这给 RIS 反射系数的优化带来困难; 二是为了获得足够的“信道维”内生抗干扰能力^[2], 必须尽可能开发和利用信道空间, 即研究多 RIS 辅助的通信抗干扰方法, 然而, 现有基于单 RIS 的通信抗干扰方法难以扩展到多 RIS 的场景^[7-11]。

针对基于单智能超表面的抗干扰应用场景, 文献[7]提出了一种低复杂度解码算法, 以及 RIS 反射系数和发射功率交替优化方法。文献[8]分析了 RIS 单元个数对多用户通信系统性能的影响, 结果表明, 当单元个数大于 $2K(K-1)$ 时, RIS 能够有效降

低多个用户之间的互扰。文献[9]提出了一种基于发射波束和 RIS 相移联合优化的抗干扰方法。在此基础上, 文献[10-11]进一步研究了同时存在干扰和窃听攻击时, 基于 RIS 的无线通信系统性能。但是, 以上文献假设通信抗干扰准确已知干扰功率或干扰信道等信息, 该假设在实际应用中往往难以成立。文献[12-13]分别研究了存在干扰感知误差和干扰来波方向不确定条件下的 RIS 参数优化与调控方法。文献[14]研究了干扰与通信信号之间的相关性对通信系统性能的影响, 结果表明, 当干扰信道与通信信道之间的空间相关矩阵渐进正交时, 接收机信噪比与智能超表面单元数的二次方成正比; 否则, 接收机信噪比与智能超表面单元数呈线性关系。因此, 为了充分挖掘信道空间内生抗干扰能力, 还需重点研究分布于电波传播环境中不同位置的多个 RIS 对抗干扰性能的影响^[2]。在基于多 RIS 的无线通信系统模型和性能研究方面, 文献[15]分析了多 RIS 辅助通信系统, 提出了从多个 RIS 中选择一个最优 RIS 用于辅助通信时的等效信道模型, 结果表明, 上述 2 种情形都可以采用 Gamma 分布和 Log-Normal 分布有效刻画等效信道系数。文献[16]分析了由 2 个 RIS 构成的并联信道和级联信道的传输模型, 验证了多 RIS 能够显著改善室内、室外等场景下的误码性能和可达速率。文献[17-18]分别研究了多 RIS 辅助的通信系统以及从多个 RIS 中选择一个最优 RIS 用于辅助通信的系统性能, 结果表明, 在发射功率一定的前提下, 多 RIS 辅助的通信系统误符号率显著低于无 RIS 辅助的通信系统, 且随着 RIS 个数和 RIS 的单元个数增加而减小。通过在 RIS 中嵌入主动单元, 文献[19]提出了一种从多个 RIS 中选择一个最优 RIS 用于辅助通信的方案。然而, 目前还未见基于多 RIS 的通信抗干扰研究报道。

本文将 RIS 的应用扩展到无线通信抗干扰, 提出了一种基于多智能超表面的信道空间内生抗干扰方法。其基本思路是通过分别优化位于电磁空间中的智能超表面反射系数、发射波束和接收波束, 使智能超表面成为增强通信信号和抑制干扰信号的可控信道; 通过调整各智能超表面的开关状态, 使发射机-RIS_{*l*}($1 \leq l \leq L$)-接收机之间构成一种动态异构冗余的无线信道空间, 为无线通信抗干扰提供了新的维度。同时, 针对干扰信息往往难以准确获取的问题, 本文所提方法对不确定干扰信息进行

了鲁棒化处理，为实现不以干扰精确认知为前提的抗干扰提供了技术支撑。

1 系统模型

本文考虑的系统模型如图 1 所示。该模型包括一个发射机、一个接收机、一个干扰机以及 L ($L \geq 1$) 个开关状态受发射机控制的智能超表面。假设发射机与接收机之间直射链路受阻，且发射机和接收机分别配备 N_T 根和 N_U 天线，第 l ($1 \leq l \leq L$) 个智能超表面含有 $N_{R,l}$ 个反射单元并与一个开关控制器相连，发射机可以通过开关控制器来控制 RIS_l 的工作状态 $x_l \in \{0,1\}$ ，其中，“0”表示 RIS_l 关闭，“1”表示 RIS_l 开启。

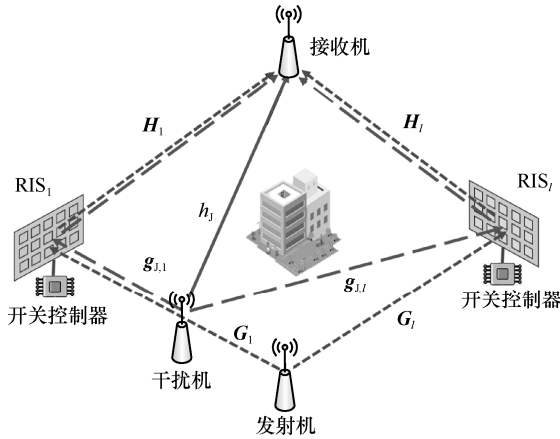


图 1 多智能超表面辅助的通信抗干扰系统模型

假设发射机到 RIS_l 、干扰机到 RIS_l 、 RIS_l 到接收机、干扰机到接收机的信道系数分别为 $\mathbf{G}_l \in \mathbb{C}^{N_{R,l} \times N_T}$ 、 $\mathbf{g}_{j,l} \in \mathbb{C}^{N_{R,l} \times 1}$ 、 $\mathbf{H}_l \in \mathbb{C}^{N_U \times N_{R,l}}$ 、 $\mathbf{h}_j \in \mathbb{C}^{N_U \times 1}$ ，其中 $l \in \{1, \dots, L\}$ 。在本文中，假设所涉及信道均采用文献[10-11]中的莱斯信道模型。令 RIS_l 的相移矩阵为 $\mathbf{P}_l = \text{diag}(\mathbf{p}_l) = \text{diag}(e^{j\theta_{l,1}}, \dots, e^{j\theta_{l,N_{R,l}}}) \in \mathbb{C}^{N_{R,l} \times N_{R,l}}$ ，其中 $\theta_{l,n} \in [0, 2\pi)$ 表示 RIS_l 中第 $i \in \{1, \dots, N_{R,l}\}$ 个单元的反射相位， $\mathbf{f} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ 和 $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_U \times 1}$ 分别表示发射机波束和接收机波束。令 $\|\mathbf{v}\|^2 = 1$ ，则接收机的接收信号为

$$y = \mathbf{v}^H \left[\sqrt{p_j} \mathbf{h}_j + \sum_{l=1}^L x_l \mathbf{H}_l \mathbf{P}_l (\sqrt{p_j} \mathbf{g}_{j,l} s_j + \mathbf{G}_l \mathbf{f} s) + \mathbf{n} \right] \quad (1)$$

其中， $s \in \mathbb{C}$ 与 $s_j \in \mathbb{C}$ 分别为发射机与干扰机的发射信号，令 $|s|^2 = 1$ ， $|s_j|^2 = 1$ ，且 $\mathbf{n} \sim \text{CN}(\mathbf{0}_N, \delta^2 \mathbf{I}_N) \in \mathbb{C}^{N_U \times 1}$ 为接收机的噪声， δ^2 为噪声的平均功率。

由式(1)可知，接收机接收信干噪比为

$$\gamma = \frac{\left| \mathbf{v}^H \sum_{l=1}^L x_l \mathbf{H}_l \mathbf{P}_l \mathbf{G}_l \mathbf{f} \right|^2}{p_j \left| \mathbf{v}^H \left(\mathbf{h}_j + \sum_{l=1}^L x_l \mathbf{H}_l \mathbf{P}_l \mathbf{g}_{j,l} \right) \right|^2} + \delta^2 \quad (2)$$

与现有基于多 RIS 辅助的无线通信系统模型^[15,17]相比，图 1 所示的系统模型主要存在两点区别：一是考虑了干扰的影响；二是在每个智能超表面中增加了开关状态控制变量 x_l 。理论上，通过优化智能超表面的相移矩阵 \mathbf{P}_l ，发射机- RIS_l -接收机之间将构成一条可控的无线信道；通过动态调控各智能超表面的开关状态 x_l ，可在收发两端生成多条可控的无线信道，当各信道之间的相关性足够弱时，则可以构建可控的动态异构冗余信道空间，为信道空间内生抗干扰提供支撑^[2]。

在上述模型中，智能超表面的优化和调控不可避免地受到干扰的影响，然而，由于干扰机与通信方之间的非合作关系，干扰信道信息往往很难被准确获取，因此，如何在干扰信息不确定性条件下对多智能超表面进行优化和调控成为问题的关键。为此，本文将不确定性干扰建模为干扰机与接收机和干扰机与 RIS_l 之间的信道 \mathbf{h}_j 和 $\mathbf{g}_{j,l}$ 的不确定性区域^[11]，即

$$\Delta = \left\{ \mathbf{h}_j, \mathbf{g}_{j,l} \mid \theta \in [\theta_L, \theta_U], \varphi \in [\varphi_L, \varphi_U], \forall l \right\} \quad (3)$$

其中， θ, φ 分别为信道的方向角和仰角， (θ_L, φ_L) 和 (θ_U, φ_U) 分别为对应角度的上下限，也即将干扰建模为位于 Δ 范围内的随机变量。值得注意的是，本文仅需获取干扰信道仰角和方向角分布范围作为先验信息，不需要获取干扰样式等其他干扰参数。由此，基于智能超表面的抗干扰问题转化为在干扰信息不确定性区域 Δ 条件下和满足最大发射功率、 RIS 幅度和接收波束等约束下，联合优化发射波束 \mathbf{f} 、接收波束 \mathbf{v} 和智能超表面相移矩阵 \mathbf{P}_l 及其开关状态 x_l ，使频谱效率最大化，即

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{f}, \mathbf{P}_l, \mathbf{v}, x_l} \min_{\Delta} \text{lb}(1 + \gamma) \\ \text{C1: } & \|\mathbf{f}\|^2 \leq P_{\max} \\ \text{C2: } & \left[\mathbf{P}_l \right]_{n,n} = 1, \forall l, n \\ \text{C3: } & \|\mathbf{v}\|^2 = 1 \\ \text{C4: } & x_l \in \{0, 1\}, \forall l \end{aligned} \quad (4)$$

其中, C1 为发射机功率约束, P_{\max} 为最大发射功率约束; C2 为智能超表面相移矩阵幅度约束; C3 为接收机天线波束幅度约束; C4 为智能超表面工作状态约束。

2 多智能超表面的优化与选择算法

本节提出了一种基于块坐标下降 (BCD, block coordinate descent) 的低复杂度算法求解式(4), 即通过对干扰信息不确定性区域 Δ 离散化处理得到鲁棒干扰信道, 然后采用交替优化方法将多个优化变量解耦并分别优化得到对应闭式解, 最后利用贪婪算法优化 RIS 开关变量。

2.1 不确定干扰的鲁棒化处理

为将含有不确定性区域 Δ 的难以求解的优化问题式(4)转化为可求解的问题, 本节将 Δ 离散化为 S ($S > 1$) 个样本集合, 定义为^[11]

$$\tilde{\Delta} = \{ \mathbf{h}_{1,1}, \dots, \mathbf{h}_{1,S}, \mathbf{g}_{1,1}, \dots, \mathbf{g}_{1,S} \} \quad (5)$$

当 $S \rightarrow \infty$ 时, 离散化的 $\tilde{\Delta}$ 逼近于连续的 Δ 。此时, 在干扰信息不确定性区域 Δ 内的任何干扰产生的信道矩阵均可以由 $\tilde{\Delta}$ 中元素的线性组合表示。进一步将式(3)中矩阵元素的方向角与仰角均匀离散化

$$\begin{aligned} \theta^{(p)} &= \theta_L + (k-1)\Delta\theta, \quad k=1, \dots, Q_1 \\ \varphi^{(q)} &= \varphi_L + (m-1)\Delta\varphi, \quad m=1, \dots, Q_2 \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\theta^{(k)}$ 和 $\varphi^{(m)}$ 分别表示信道 $\mathbf{h}_j^{(k,m)}$ 和 $\mathbf{g}_{j,l}^{(k,m)}$ 的方向角和仰角, $\Delta\theta = \frac{\theta_U - \theta_L}{Q_1 - 1}$ 和 $\Delta\varphi = \frac{\varphi_U - \varphi_L}{Q_2 - 1}$ 分别为对干扰信道方向角和仰角误差范围进行离散化的个数, 其中 $Q_1 \geq 1$ 和 $Q_2 \geq 1$ 。在未知干扰分布的条件下, 本文假设干扰在 Δ 内均匀分布, 由此得到鲁棒化处理后的干扰信道 $\tilde{\mathbf{h}}_j = \sum_{k=1}^{Q_1} \sum_{m=1}^{Q_2} \left(\frac{1}{Q_1 Q_2} \right) \mathbf{h}_j^{(k,m)}$ 和 $\tilde{\mathbf{g}}_{j,l} = \sum_{k=1}^{Q_1} \sum_{m=1}^{Q_2} \left(\frac{1}{Q_1 Q_2} \right) \mathbf{g}_{j,l}^{(k,m)}$ 。将鲁棒化处理后的干扰代入式(4)

的目标函数, 则可以解决 Δ 的最小化问题。

2.2 多智能超表面相移矩阵与收发射机波束优化

本节主要给出基于循环坐标下降 (CCD, cyclic coordinate descent) 法^[20]的多智能超表面相移矩阵优化算法, 以及发射波束和接收波束的最优闭式解。需要指出, 尽管半正定松弛 (SDR, semidefinite relaxation)^[21-22]、连续凸优化 (SCA, successive convex approximation)^[23]等通用的优化方法也可对本节中的

优化变量进行求解, 但上述方法往往需要引入大量辅助变量进行近似处理, 计算复杂度较高^[24-25]。

首先, 优化 RIS_l 的相移矩阵。定义中间变量 $\mathbf{c}_{1,l}^H = \mathbf{v}^H \mathbf{H}_l \text{diag}(\mathbf{G}_l \mathbf{f})$, $\mathbf{c}_{2,l}^H = \sqrt{p_l} \mathbf{v}^H \mathbf{H}_l \text{diag}(\tilde{\mathbf{g}}_{1,l})$, $\hat{\mathbf{p}} = [p_1, \dots, p_L]$, 同时由于对数函数的单调性质, 式(4)的目标函数可以写成

$$\max_{f, \mathbf{p}_l, \mathbf{v}_l, x_l} \gamma = \frac{|\hat{\mathbf{c}}_1^H \hat{\mathbf{p}}|^2}{|\mathbf{h}_1 + \hat{\mathbf{c}}_2^H \hat{\mathbf{p}}|^2 + \delta^2} \quad (7)$$

其中, $\hat{\mathbf{c}}_1^H \hat{\mathbf{p}} = \sum_{l=1}^L x_l \mathbf{c}_{1,l}^H \mathbf{p}_l$, $\hat{\mathbf{c}}_2^H \hat{\mathbf{p}} = \sum_{l=1}^L x_l \mathbf{c}_{2,l}^H \mathbf{p}_l$, $\mathbf{h}_j = \sqrt{p_j} \mathbf{v}^H \tilde{\mathbf{h}}_j$ 。式(7)是非凸的二次分式, 为了对其求解, 首先采用 Dinkelbach 法^[26]将式(7)的右边转换成如下的等价形式

$$\hat{\mathbf{p}}^H \mathbf{C}_1 \hat{\mathbf{p}} - \eta \left(|\mathbf{h}_j|^2 + 2\Re(\mathbf{h}_j \hat{\mathbf{c}}_2^H \hat{\mathbf{p}}) + \hat{\mathbf{p}}^H \mathbf{C}_2 \hat{\mathbf{p}} + \delta^2 \right) \quad (8)$$

其中, η 为非负的 Dinkelbach 参数, $\mathbf{C}_1 = \hat{\mathbf{c}}_1 \hat{\mathbf{c}}_1^H$, $\mathbf{C}_2 = \hat{\mathbf{c}}_2 \hat{\mathbf{c}}_2^H$, $\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 - \eta \mathbf{C}_2$, $\tilde{\mathbf{c}}_2^H = \eta \mathbf{h}_j \hat{\mathbf{c}}_2^H$ 。去掉式(8)中不影响问题求解的常数项, 得到 RIS 相移矩阵优化子问题

$$\begin{aligned} \max_{\hat{\mathbf{p}}} \hat{\mathbf{p}}^H \mathbf{C} \hat{\mathbf{p}} - 2\Re(\tilde{\mathbf{c}}_2^H \hat{\mathbf{p}}) \\ \text{s.t. C2: } |\mathbf{p}_l|_n = 1, \forall l, n \end{aligned} \quad (9)$$

针对优化问题式(9), 采用 CCD 算法求解, 即将 Dinkelbach 参数 η 和优化向量 $\hat{\mathbf{p}}$ 构成新的长度为 $N_R + 1$ 的优化向量 $[\eta; \hat{\mathbf{p}}]$, 其中 $N_R = \sum_{l=1}^L N_{R,l}$ 为多智能超表面单元个数之和; 然后, 依次对 $N_R + 1$ 个变量分别优化, 直至算法收敛。具体来说, 先将式(9)中的目标函数展开

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{p}}^H \mathbf{C} \hat{\mathbf{p}} - 2\Re(\tilde{\mathbf{c}}_2^H \hat{\mathbf{p}}) = & \\ \sum_{j=1}^{N_R} \sum_{i=1}^{N_R} \hat{p}_i^* C_{(i,j)} \hat{p}_j - 2\Re \left(\sum_{i=1}^{N_R} \tilde{c}_{2,i}^* \hat{p}_i \right) = & \\ \sum_{i=1}^{N_R} \hat{p}_i^* C_{(i,i)} \hat{p}_i + \sum_{j \neq i} \sum_{i=1}^{N_R} \hat{p}_i^* C_{(i,j)} \hat{p}_j - & \\ 2\Re \left(\sum_{i=1}^{N_R} \tilde{c}_{2,i}^* \hat{p}_i \right) = \sum_{i=1}^{N_R} C_{(i,i)} + & \\ \Re \left\{ \sum_{i=1}^{N_R} \hat{p}_i^* (C_{(i)} - 2\tilde{c}_{2,i}) \right\} & \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $C_{(i)} = \sum_{j=1}^{j < i} C_{(i,j)} \hat{p}_j + \sum_{j > i} C_{(i,j)} \hat{p}_j$ 。此时可以得到

$N_R + 1$ 个变量的子问题, 并通过 CCD 算法更新

$$\left\{ \begin{array}{l} \eta^{(i_d+1)} = \frac{|\hat{\mathbf{c}}_1^H \hat{\mathbf{p}}^{(i_d)}|^2}{|h_j + \hat{\mathbf{c}}_2^H \hat{\mathbf{p}}^{(i_d)}|^2 + \delta^2} \\ \hat{p}_1^{(i_d+1)} = \arg \max_{\hat{p}_1 \in \mathcal{A}} q(\eta^{(i_d+1)}, \hat{p}_1, \hat{p}_2^{(i_d)}, \dots, \hat{p}_{N_R}^{(i_d)}) \\ \vdots \\ \hat{p}_i^{(i_d+1)} = \arg \max_{\hat{p}_i \in \mathcal{A}} q(\eta^{(i_d+1)}, \hat{p}_1^{(i_d+1)}, \dots, \hat{p}_{i-1}^{(i_d+1)}, \hat{p}_i, \hat{p}_{i+1}^{(i_d)}, \dots, \hat{p}_{N_R}^{(i_d)}) \\ \vdots \\ \hat{p}_{N_R}^{(i_d+1)} = \arg \max_{\hat{p}_{N_R} \in \mathcal{A}} q(\eta^{(i_d+1)}, \hat{p}_1^{(i_d+1)}, \hat{p}_2^{(i_d+1)}, \dots, \hat{p}_{N_R-1}^{(i_d+1)}, \hat{p}_{N_R}) \end{array} \right. \quad (11)$$

其中, $\mathcal{A} = \{z | |z| = 1, z \text{ 为复数}\}$; $q(\cdot)$ 为式(10)去掉常数

项的部分, 即 $q(\cdot) = \Re \left\{ \sum_{i=1}^{N_R} \hat{p}_i^* (C_{(i)} - 2\tilde{c}_{2,i}) \right\}$ 。由此,

式(11)中优化变量 \hat{p}_i 可以用式(12)进行求解

$$\begin{aligned} \max_{\hat{p}_i} \Re \left\{ \hat{p}_i^* \left(\sum_{j=1}^{j < i} C_{(i,j)} \hat{p}_j^{(i_d+1)} + \sum_{j>i}^{N_R} C_{(i,j)} \hat{p}_j^{(i_d)} - 2\tilde{c}_{2,i} \right) \right\} \\ \text{s.t. } C2: |\hat{p}_i| = 1, \forall i \end{aligned} \quad (12)$$

根据共轭函数的性质, 可得式(12)的闭式解为

$$\hat{p}_i^* = \exp \left\{ \text{jarg} \left(\sum_{j=1}^{j < i} C_{(i,j)} \hat{p}_j^{(i_d+1)} + \sum_{j>i}^{N_R} C_{(i,j)} \hat{p}_j^{(i_d)} - 2\tilde{c}_{2,i} \right) \right\} \quad (13)$$

交替更新 η 和 $\hat{\mathbf{p}}$, 可以得到多智能超表面相移矩阵的最优闭式解。

其次, 优化发射波束 \mathbf{f} 。结合式(2)和式(4)可知, 使频谱效率最大的发射波束是使式(2)的分子最大的发射波束。因此, 在发射功率约束条件下, 容易得到发射机的最佳发射波束为

$$\mathbf{f}^* = \sqrt{P_{\max}} \frac{\sum_{l=1}^L x_l \mathbf{G}_l^H \mathbf{P}_l^H \mathbf{H}_l^H \mathbf{v}}{\left| \sum_{l=1}^L x_l \mathbf{G}_l^H \mathbf{P}_l^H \mathbf{H}_l^H \mathbf{v} \right|} \quad (14)$$

最后, 优化接收波束 \mathbf{v} 。结合式(2)和式(4), 可以得到最小均方误差准则^[27]下的接收波束 \mathbf{v} 最优闭式解为

$$\mathbf{v}^* = \frac{\left(\overline{\mathbf{f}} \overline{\mathbf{f}}^H + p_j \overline{\mathbf{f}}_j \overline{\mathbf{f}}_j^H + \delta^2 \mathbf{I}_{N_U} \right)^+ \overline{\mathbf{f}}}{\left\| \left(\overline{\mathbf{f}} \overline{\mathbf{f}}^H + p_j \overline{\mathbf{f}}_j \overline{\mathbf{f}}_j^H + \delta^2 \mathbf{I}_{N_U} \right)^+ \overline{\mathbf{f}} \right\|} \quad (15)$$

其中, $\overline{\mathbf{f}} = \sum_{l=1}^L x_l \mathbf{H}_l \mathbf{P}_l \mathbf{G}_l \mathbf{f}$, $\overline{\mathbf{f}}_j = \left(\mathbf{h}_j + \sum_{l=1}^L x_l \mathbf{H}_l \mathbf{P}_l \mathbf{g}_{j,l} \right)$ 。

2.3 多智能超表面的选择

在优化智能超表面相移矩阵 \mathbf{P}_l 、发射波束 \mathbf{f} 和接收波束 \mathbf{v} 之后, 问题式(4)转化为以多智能超表面开关状态为变量的非线性整数优化问题。一般地, 非线性整数优化问题是 NP-hard 问题, 难以得到全局最优解。本节给出一种贪婪的多智能超表面选择算法, 如算法 1 所示。其基本思路是首先开启所有智能超表面, 然后逐个关闭智能超表面 RIS_l , 并比较关闭前后的目标函数, 用以判断开启该智能超表面是否有利于抗干扰, 直至遍历所有智能超表面。

算法 1 贪婪的多智能超表面选择算法

- 1) 初始化 $\mathbf{x} = \underbrace{[1, \dots, 1]}_L$, 即 $x_l = 1, \forall l \in L$
- 2) 计算目标函数式(7)得到 γ_0
- 3) 如果 $\mathbf{x} \neq \mathbf{0}$, 令 $l=1$, 执行步骤 4); 否则执行步骤 6)
- 4) 如果 $l \leq L$, 循环执行 $x_l = 0$, $l = l+1$, 计算目标函数式(7)得到 γ_l ; 否则执行步骤 5)
- 5) 计算 $k = \arg \max_{j \in L \cup \{0\}} \gamma_j$, 如果 $k \neq 0$, 则令 $\gamma_0 = \gamma_k$, 令 $x_k = 0$, 执行步骤 3); 否则执行步骤 6)
- 6) 输出 \mathbf{x}

算法 1 中, 步骤 1)初始化 RIS 的开关矩阵 \mathbf{x} ; 步骤 4)计算关闭 RIS_l 后的目标值 γ_l ; 步骤 5)比较新的目标值与初始目标值的大小, 如果 $k \neq 0$, 表示关闭 RIS_k 可以获得更高的频谱效率提升, 然后令 $x_k = 0$, 并更新下一次迭代的初始值, 如果 $k=0$, 这意味着关闭任何一个 RIS 都不可能提高频谱效率, 此时需要终止循环并输出最优开关矩阵 \mathbf{x} 。

最后, 给出本文所提方法的整体流程, 如算法 2 所示。

算法 2 基于多智能超表面的信道空间内生抗干扰方法

- 1) 初始化 $\mathbf{P}_0, \mathbf{f}_0, \mathbf{v}_0, x_l = 1, \forall l \in L$, 定义 ξ
- 2) 计算目标函数(7)得到 γ_0
- 3) 计算式(11)得 \mathbf{P} , 计算式(14)得到 \mathbf{f} , 计算式(15)得到 \mathbf{v} , 执行算法 1 得到 \mathbf{x} , 计算目标函数式(7)得到 γ
- 4) 如果 $|\gamma - \gamma_0| \geq \xi$, 令 $\gamma = \gamma_0$, 并返回步骤 3); 否则执行步骤 5)
- 5) 输出 $\mathbf{P}, \mathbf{f}, \mathbf{v}, \mathbf{x}$

算法 2 中, 步骤 1)初始化 RIS 相移矩阵 \mathbf{P}_0 、发射机波束 \mathbf{f}_0 、接收机波束 \mathbf{v}_0 、开关状态 x_l , 并定义误差 ξ ; 步骤 3)和步骤 4)根据 CCD 算法、发射机波束和

接收机波束的闭式解、算法 1 以及目标函数式(7)不断更新 $\mathbf{P}, \mathbf{f}, \mathbf{v}, \mathbf{x}, \gamma$ ，直到 γ 收敛时输出 $\mathbf{P}, \mathbf{f}, \mathbf{v}, \mathbf{x}$ 的最优解。

3 收敛性和复杂度分析

本文所提方法对智能超表面相位矩阵采用迭代优化方法求解，因此需分析其收敛性。本节通过证明 η 与 \mathbf{P}_l 的单调性推导出递增收敛至式(9)的 KKT 解。

首先，证明式(11)中目标函数 η 与 \mathbf{P}_l 的单调性。令 $\bar{q}(\eta, \mathbf{P}_l) = -q(\eta, \mathbf{P}_l)$ 且假设 $q(\eta^{(i_d)}, \mathbf{P}_l^{(i_d)})$ 为 $\eta^{(i_d)}$ 与 $\mathbf{P}_l^{(i_d)}$ 的关系函数，则有

$$\begin{aligned} \bar{q}(\eta^{(i_d)}, \mathbf{P}_l^{(i_d)}) &\stackrel{(a)}{\geq} \bar{q}(\eta^{(i_d+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_d)}) = \\ \bar{q}(\mathbf{P}_l^{(i_d)}; \eta^{(i_d+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_d)}) &\stackrel{(c)}{\geq} \bar{q}(\mathbf{P}_l^{(i_d+1)}; \\ \eta^{(i_d+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_d+1)}) &\stackrel{(d)}{\geq} \bar{q}(\mathbf{P}_l^{(i_d+1)}; \eta^{(i_d+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_d+1)}) \end{aligned} \quad (16)$$

其中，不等式(a)因 η 的更新而成立；等式(b)和不等式(c)因优化 \mathbf{P}_l 而成立；不等式(d)因最大最小问题的下降性质而成立。由此可见，序列 $\{\bar{q}(\eta^{(i_d)}, \mathbf{P}_l^{(i_d)})\}$ 是单调递减的。

其次，证明 CCD 算法生成的序列收敛至式(9)的 KKT (Karush-Kuhn-Tucker) 点。对于 η 的收敛性，用以下的不等式证明，即

$$\begin{aligned} \bar{q}(\eta^{(i_m)}, \mathbf{P}_l^{(i_m)}) &\stackrel{(a_1)}{\geq} \bar{q}(\eta^{(i_m+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_m)}) \stackrel{(b_1)}{\geq} \\ \bar{q}(\eta^{(i_m+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_m+1)}) &\stackrel{(d)}{\geq} \bar{q}(\eta^{(i_m+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_m+1)}) \end{aligned} \quad (17)$$

不等式(17)可由式(16)的单调递减特性推导而得。当 $m \rightarrow \infty$ ，依据 $\{\bar{q}(\eta^{(i_m)}, \mathbf{P}_l^{(i_m)})\}$ 的收敛性以及 $\bar{q}(\eta, \mathbf{P}_l)$ 和 $\bar{q}(\mathbf{P}_l^{(i_d)}; \eta^{(i_d+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_d)})$ 的连续性可得 $\bar{q}(\eta, \mathbf{P}_l^{(\infty)}) \geq \bar{q}(\eta^{(\infty)}, \mathbf{P}_l^{(\infty)})$ 。因此， $\eta^{(\infty)}$ 是 $q(\eta, \mathbf{P})$ 的极小值，即 $\partial_\eta \bar{q}(\eta^{(\infty)}, \mathbf{P}_l^{(\infty)}) = 0$ 。

接下来，证明 \mathbf{P}_l 的收敛性。根据文献[28]可以得到

$$\eta^{(i_m+1)} \geq \eta^{(i_m)}, \lim_{i_m \rightarrow \infty} \eta^{(i_m)} = \eta^{(i_m+1)} > \eta^{(\infty)} \quad (18)$$

因此 \mathbf{P}_l 满足以下不等式

$$\begin{aligned} \bar{q}(\mathbf{P}_l; \eta^{(i_m+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_m)}) &\stackrel{(a_2)}{\geq} \bar{q}(\mathbf{P}_l^{(i_m+1)}; \eta^{(i_m+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_m)}) \stackrel{(b_2)}{\geq} \\ \bar{q}(\eta^{(i_m+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_m+1)}) &\stackrel{(c_2)}{\geq} \bar{q}(\eta^{(i_m+1)}, \mathbf{P}_l^{(i_m+1)}) \end{aligned} \quad (19)$$

不等式(19)因式(16)和优化函数上界性质而成立。当 $m \rightarrow \infty$ ，结合 η 的收敛性，可以得出

$$\bar{q}(\mathbf{P}_l; \eta^{(\infty)}, \mathbf{P}_l^{(\infty)}) \geq \bar{q}(\mathbf{P}_l^{(\infty)}; \eta^{(\infty)}, \mathbf{P}_l^{(\infty)}) \quad (20)$$

很明显， $\mathbf{P}_l^{(\infty)}$ 是 \bar{q} 函数中极小值点，可以表示为

$$\begin{aligned} \partial_{\mathbf{P}_l} \bar{q}(\mathbf{P}_l^{(\infty)}; \eta^{(\infty)}, \mathbf{P}_l^{(\infty)}) + 2\alpha \odot \mathbf{P}_l^{(\infty)} &= 0 \\ \partial_{\mathbf{P}_l} \bar{q}(\eta^{(\infty)}, \mathbf{P}_l^{(\infty)}) + 2\alpha \odot \mathbf{P}_l^{(\infty)} &= 0 \end{aligned} \quad (21)$$

其中， α 是与单位模量约束相关的双变量。最后，结合部分 KKT 条件和式(21)，可得

$$\begin{bmatrix} \partial_\eta \bar{q}(\eta^{(\infty)}, \mathbf{P}_l^{(\infty)}) \\ \partial_{\mathbf{P}_l} \bar{q}(\eta^{(\infty)}, \mathbf{P}_l^{(\infty)}) \end{bmatrix} + 2 \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} \eta \\ \mathbf{P}_l \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (22)$$

结合式(16)和式(22)，可得 $\{\bar{q}(\eta^{(i_d)}, \mathbf{P}_l^{(i_d)})\}$ 递减收敛至 KKT 解，进而可得 $\{q(\eta^{(i_d)}, \mathbf{P}_l^{(i_d)})\}$ 递增收敛至式(9)的 KKT 解。由此， \mathbf{P}_l 的收敛性得证。

因此，目标函数 $\gamma(\mathbf{f}, \mathbf{P}_l, \mathbf{v}, \mathbf{x})$ 是一个单调递增的序列，它可以表示为

$$\begin{aligned} \gamma(\mathbf{f}^{(n)}, \mathbf{P}_l^{(n)}, \mathbf{v}^{(n)}, \mathbf{x}^{(n)}) &\leq \\ \gamma(\mathbf{f}^{(n+1)}, \mathbf{P}_l^{(n)}, \mathbf{v}^{(n)}, \mathbf{x}^{(n)}) &\leq \\ \gamma(\mathbf{f}^{(n+1)}, \mathbf{P}_l^{(n+1)}, \mathbf{v}^{(n+1)}, \mathbf{x}^{(n+1)}) &\leq \\ \gamma(\mathbf{f}^{(n+1)}, \mathbf{P}_l^{(n+1)}, \mathbf{v}^{(n+1)}, \mathbf{x}^{(n+1)}) &\end{aligned} \quad (23)$$

此外，由于约束 C1 和 C2 的存在，优化框架存在上限，即收敛至最优值。

下面通过算法复杂度来比较所提方法与现有算法的时效性。具体来说，所提方法的复杂度主要来自 3 个方面：一是求解式(9)的 CCD 算法；二是收发数字波束 \mathbf{f} 和 \mathbf{v} 的计算；三是选择最优智能超表面的贪婪算法。令 I_1 和 ε_1 分别表示所提方法外层循环和 CCD 算法的容错精度，由文献[20]可知，更新式(11)中单个 \hat{p}_l 的复杂度为 $\mathcal{O}(N_R)$ ，那么求解式(9)

的 CCD 算法的总复杂度为 $\mathcal{O}\left[\left(\frac{1}{\varepsilon_1^2}\right)(N_R^2 + 1)\right]$ ；接着，由文献[29]可知，通过式(14)和式(15)计算 \mathbf{f} 和 \mathbf{v} 的复杂度分别为 $\mathcal{O}(N_U N_R)$ 和 $\mathcal{O}(N_T N_R)$ ；最后，贪婪算法的复杂度主要来自计算目标函数式(7)，根据文献[29]可得，其总复杂度为 $\mathcal{O}(L^2 N_T N_R N_U)$ 。因此，所提方法的总复杂度为

$$\mathcal{O}_{\text{所提方法}} = \mathcal{O}\left\{I_1 \left\{ \left[\frac{1}{\varepsilon_1^2} (N_R^2 + 1) + \mathcal{O}_1 \right] \right\} \right\} \quad (24)$$

其中， $\mathcal{O}_1 = L^2 (N_R N_U + 1) + N_R$ 。

此外，广泛采用的 SDR 和 SCA 算法与所提方法的区别在于式(9)的求解算法不同，对应的复杂度也不同。对于 SDR 算法，求解式(9)的复杂度来自

用 CVX 工具求解变量为 $\hat{\mathbf{P}} = \hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}^H$ 且具有 N_R 个约束的优化问题, 根据文献[10], 其总复杂度为

$$\mathcal{O}_{\text{SDR}} = \mathcal{O}\left\{I_1 \left\{ (N_R^2 + N_R)^{3.5} + \mathcal{O}_1 \right\}\right\} \quad (25)$$

对于 SCA 算法, 求解式(9)的复杂度来自用 CVX 工具求解具有 $N_R + 3$ 个优化变量和 N_R 个约束的优化问题, 根据文献[29], 其总复杂度为

$$\mathcal{O}_{\text{SCA}} = \mathcal{O}\left\{I_1 \left\{ \left(\frac{1}{\varepsilon_1^2} \right) N_R (N_R + 2)^2 + \mathcal{O}_1 \right\}\right\} \quad (26)$$

对比式(24)~式(26)可得 $\mathcal{O}_{\text{SDR}} \sim N_R^7$ 、 $\mathcal{O}_{\text{SCA}} \sim N_R^3$ 和 $\mathcal{O}_{\text{所提算法}} \sim N_R^2$, 由此可知上述 3 种算法的复杂度关系满足 $\mathcal{O}_{\text{SDR}} \gg \mathcal{O}_{\text{SCA}} > \mathcal{O}_{\text{所提算法}}$ 。第 4 节将通过仿真进一步验证计算复杂度。

4 仿真结果与分析

本节通过数值仿真来评估所提方法的性能。仿真参数设置如下: 智能超表面个数 $L = 2$, 且每个智能超表面的单元数为 $N_{R,1} = N_{R,2} = 64$, 接收噪声功率 $\delta^2 = 10^{-11}$ W, 发射机和接收机天线数和功率分别为 $N_T = 36$, $N_U = 16$, $P_{\max} = 1$ W, $P_j = 20$ W。此外发射机、干扰机、RIS₁、RIS₂ 和接收机分别部署在 (0 m, 0 m, 100 m), (9 m, 9 m, 78 m), (18 m, 18 m, 57 m), (-30 m, 30 m, 75 m), (-4 m, 55 m, 31 m)。在该位置部署中, RIS₁ 在发射机与干扰机所在直线的延长线上。另外, 干扰信道的不确定角度为 $\phi_j = \theta_U - \theta_L = \varphi_U - \varphi_L = 4^\circ$ 。本文采用文献[11]中的信道模型对干扰信道和合法信道进行建模, 即

$$\mathbf{H} = \mathbf{g}_0 \mathbf{a}_p(\theta_0^{\text{Rx}}, \varphi_0^{\text{Rx}}) \mathbf{a}_p^H(\theta_0^{\text{Tx}}, \varphi_0^{\text{Tx}}) + \sqrt{\frac{1}{\text{MP}}} \sum_{d=1}^{\text{MP}} \mathbf{g}_d \mathbf{a}_p(\theta_d^{\text{Rx}}, \varphi_d^{\text{Rx}}) \mathbf{a}_p^H(\theta_d^{\text{Tx}}, \varphi_d^{\text{Tx}}) \quad (27)$$

$$\mathbf{h} = \mathbf{g}_0 \mathbf{a}_p(\theta_0^{\text{Rx}}, \varphi_0^{\text{Rx}}) + \sqrt{\frac{1}{\text{MP}}} \sum_{d=1}^{\text{MP}} \mathbf{g}_d \mathbf{a}_p(\theta_d^{\text{Rx}}, \varphi_d^{\text{Rx}}) \quad (28)$$

其中, \mathbf{H} 和 \mathbf{h} 分别为信道矩阵和向量, $\theta^{\text{Tx}}(\theta^{\text{Rx}})$ 表示发射(接收)仰角, $\varphi^{\text{Tx}}(\varphi^{\text{Rx}})$ 表示发射(接收)方位角, 多径总数 ML 为 5, 衰落因子 \mathbf{g}_d ($d = 0, \dots, \text{MP}$) 服从均值为 0、方差为 $10^{\frac{\text{PL}}{10}}$ 的复

高斯分布, 即 $\mathbf{g}_d \sim \mathcal{CN}\left(0, 10^{\frac{\text{PL}}{10}}\right)$, $\text{PL} = -30.18 - 26 \lg d_s$

(单位为 dB), d_s (单位为 m) 为链路距离。除此之外, $\mathbf{a}_p(\theta, \varphi)$ 表示均匀面阵的阵列响应

$$\mathbf{a}_p(\theta, \varphi) = \left[1, e^{j \frac{2\pi d_1}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi}, \dots, e^{j \frac{2\pi d_1 (N_1 - 1)}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi} \right]^T \otimes \left[1, e^{j \frac{2\pi d_2}{\lambda} \cos \theta}, \dots, e^{j \frac{2\pi d_2 (N_2 - 1)}{\lambda} \cos \theta} \right]^T \quad (29)$$

其中, $d = \frac{\lambda}{2}$ 表示天线阵相邻单元之间的距离。仿真对比的通信场景和方法介绍如下。

- 1) 无 RIS 辅助。收发射机之间存在直射链路, 且没有 RIS 辅助。
- 2) 多 RIS+CCD。收发射机之间无直接链路, 但存在多个处于开启状态的 RIS, 利用 CCD 算法优化 RIS 相移矩阵的通信场景。
- 3) 多 RIS+CCD+RIS 开关控制 (本文所提方法)。收发射机之间无直接链路但存在多个 RIS, 利用 CCD 算法优化 RIS 相移矩阵后, 再利用 RIS 开关优化算法优化 RIS 工作状态的通信场景。
- 4) 单 RIS+CCD。收发射机之间无直接链路且只存在单个智能超表面, 即 RIS₁, 利用 CCD 算法优化 RIS 相移矩阵的通信场景。为了便于比较, 设置此场景下 RIS₁ 的单元个数为 $N_R = 128$ 。

图 2 给出了不同干扰功率下的频谱效率随干扰功率的变化情况。从图 2 可以看出, 当干扰功率 $P_j = 0$ 时, 单 RIS+CCD 辅助的通信场景具有最高的频谱效率, 但是随着干扰功率的增加, 其频谱效率急剧下降, 而本文所提方法始终保持较高的频谱效率。这是因为在本文仿真场景下, 由于单 RIS 只存在一条双衰落路径, 且 RIS 集中部署单元个数多时, 能更好地补偿双衰落。但是当存在干扰时, 由于单 RIS 场景中干扰信道和通信信道正相关, 调节 RIS 反射波束会同时增强合法通信信号和干扰信号强度, 因此通信性能急剧下降。而本文所提方法可以通过调控 RIS 开关构建动态异构冗余的信道抗干扰空间, 使通信信道与干扰信道不相关, 进而优化 RIS 波束相位在合法通信信号强度增强的同时零陷干扰信号, 从而在高干扰功率下实现鲁棒通信抗干扰。

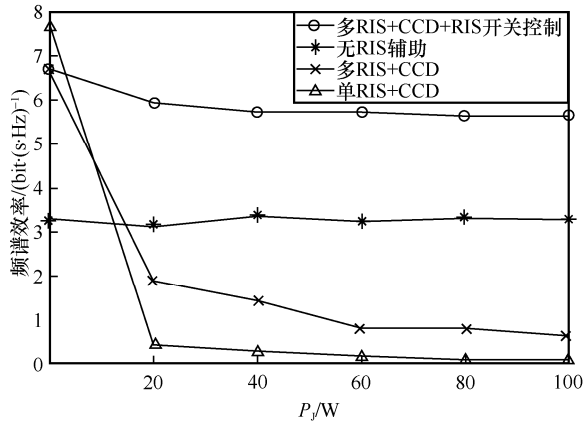


图 2 不同干扰功率下的频谱效率随干扰功率的变化情况

图 3 给出了不同 RIS 单元个数下不同方法的频谱效率。在该仿真中， $N_{R,1} = N_{R,2} = N$ ，对于单 RIS+CCD 方法的仿真场景，其单元个数设置为 $N_R = 2N$ 。可以看出，本文所提方法的频谱效率远高于其他算法，且其频谱效率随着 RIS 单元个数的增加而提升，而其他方法的频谱效率基本保持不变。这是因为发射信号与干扰信号方向一致，RIS 无法分辨信号与干扰，从而无法提升频谱效率，而本文所提方法利用冗余信道空间，通过关闭 RIS_1 ，识别发射信号与干扰信号，从而提升频谱效率。

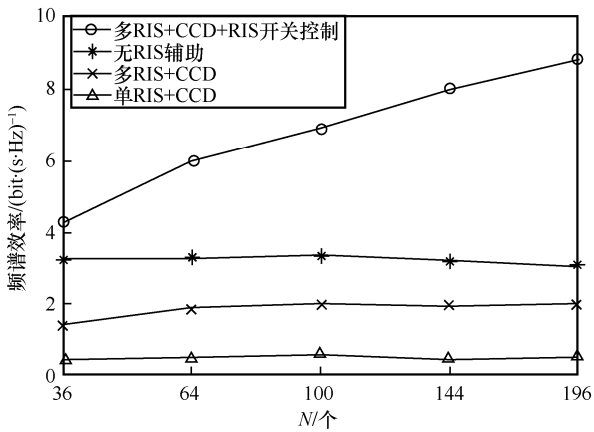


图 3 不同 RIS 单元个数下不同方法的频谱效率

图 4 给出了不同发射与接收天线个数下的频谱效率。从图 4 可以看出，所提方法与无 RIS 辅助的频谱效率随着发射机与接收机的天线数的增加而增加，且所提方法始终高于其他方法。这是因为增加天线个数能提高阵列增益与分集增益，从而提高频谱效率。但其他对比方法由于无法分辨信号与干扰，频谱效率提升不大。

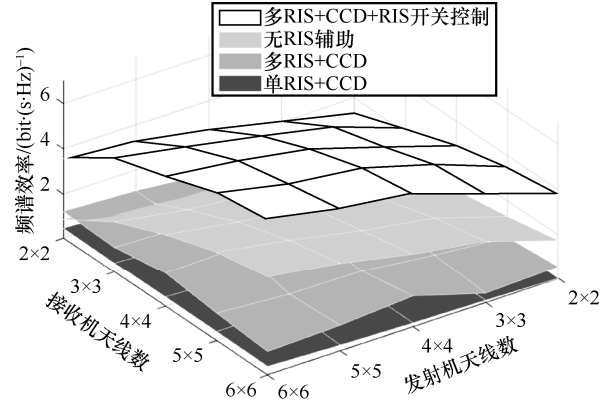


图 4 不同发射与接收天线个数下的频谱效率

图 5 给出了不同信道不确定度 ϕ_1 下的频谱效率。从图 5 可以看出，随着信道不确定度的增加，所有方法的频谱效率几乎没有下降。这是因为所有算法都采用了本文的不确定干扰鲁棒化处理。这说明不确定干扰鲁棒化处理不仅适于本文所提方法，也适用于其他方法，且能够有效降低干扰不确定性带来的影响。

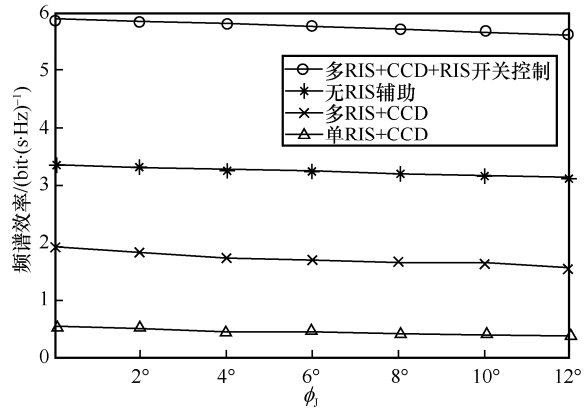


图 5 不同信道不确定度 ϕ_1 下的频谱效率

为了进一步验证第 3 节中复杂度分析的正确性和所提方法的时效性，本文采用当前智能超表面系统广泛使用的运行时间作为评判指标来衡量算法复杂度^[30]。图 6 给出了不同 RIS 单元个数下不同方法的运行时间。从图 6 可以看出，由于所提方法直接给出了最优闭式解，而常规 SDR 和 SCA 优化算法需要引入大量辅助变量进行近似处理，因此随着单元个数增加，所提方法所需运行时间缓慢增加 (0.3~0.8 s)，且与 SDR 和 SCA 方法运行时间之差急剧增大，这与第 3 节中复杂度分析相吻合。上述结果表明所提方法具有较高的时效性，有利于抗干扰性能的提升。

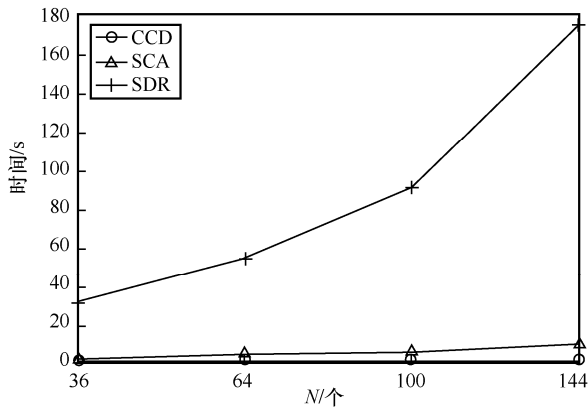


图 6 不同 RIS 单元个数下不同方法的运行时间

5 结束语

本文提出了一种基于多智能超表面的信道空间内生抗干扰方法，与已有方法相比，所提方法的主要优势是能够在不精确认知干扰的条件下有效抵抗干扰，可用于未知干扰和智能干扰等应用场景，为实现信道空间内生抗干扰提供了技术支撑。理论分析与仿真结果验证了所提方法的有效性。需要指出的是，尽管本文所提方法能够有效抵抗信道信息存在不确定性的干扰，但依然需要已知干扰的变化范围，且对 RIS 的调控信息同样面临干扰威胁。下一步需要重点在如下 3 个方面展开研究，一是研究不需要任何干扰信息的信道空间内生抗干扰方法；二是将信道空间与信号空间、语义空间相结合，研究多维空间联合的内生抗干扰方法；三是结合实际应用场景设计多 RIS 联合调控方法。

参考文献：

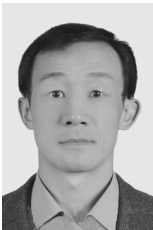
- [1] 姚富强. 通信抗干扰工程与实践[M]. 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2012.
YAO F Q. Communication anti-jamming engineering and practice[M]. 2nd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2012.
- [2] YAO F Q, ZHU Y G, SUN Y F, et al. Wireless communications “N+1 dimensionality” endogenous anti-jamming: theory and techniques[J]. Security and Safety, 2023, 2: 2023003.
- [3] RENZO M D, DEBBAH M, PHAN-HUY D T, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable AI meta-surfaces: an idea whose time has come[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2019, 2019(1): 1-20.
- [4] 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.
- [5] GACANIN H, RENZO M D. Wireless 2.0: toward an intelligent radio environment empowered by reconfigurable meta-surfaces and artificial intelligence[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2020, 15(4): 74-82.
- [6] 崔铁军, 金石, 章嘉懿, 等. 智能超表面技术研究报告[R]. 2021.
CUI T J, JIN S, ZHANG J Y, et al. Research report on intelligent supersurface technology[R]. 2021.
- [7] LAI P H, DING H Y, HU L, et al. Reconfigurable intelligent surface-enabled spectrum-sharing communications based on successive interference cancellation[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(1): 116-120.
- [8] JIANG T, YU W. Interference nulling using reconfigurable intelligent surface[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(5): 1392-1406.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] THANH P D, GIANG H T H, HONG I P. Anti-jamming RIS communications using DQN-based algorithm[J]. IEEE Access, 2022, 10: 28422-28433.
- [13] SUN Y F, ZHU Y G, AN K, et al. Robust design for RIS-assisted anti-jamming communications with imperfect angular information: a game-theoretic perspective[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(7): 7967-7972.
- [14] TORRES A D J, SANGUINETTI L, BJÖRNSSON E. Electromagnetic interference in RIS-aided communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(4): 668-672.
- [15] DO T N, KADDOUM G, NGUYEN T L, et al. Multi-RIS-aided wireless systems: statistical characterization and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(12): 8641-8658.
- [16] YILDIRIM I, UYRUS A, BASAR E. Modeling and analysis of reconfigurable intelligent surfaces for indoor and outdoor applications in future wireless networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(2): 1290-1301.
- [17] PHAN V D, NGUYEN B C, HOANG T M, et al. Performance of cooperative communication system with multiple reconfigurable intelligent surfaces over nakagami-m fading channels[J]. IEEE Access, 2022, 10: 9806-9816.
- [18] YANG L, YANG Y, COSTA D B D, et al. Outage probability and capacity scaling law of multiple RIS-aided networks[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(2): 256-260.
- [19] MENSİ N, RAWAT D B. Reconfigurable intelligent surface selection for wireless vehicular communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(8): 1743-1747.
- [20] ARORA A, TSINOS C G, SHANKAR M R B, et al. Efficient algorithms for constant-modulus analog beamforming[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2021, 70: 756-771.
- [21] 林志, 林敏, 黄清泉, 等. 能效最大化准则下的星地融合网络的安

全波束成形算法[J]. 电子学报, 2022, 50(1): 124-134.

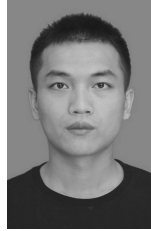
LIN Z, LIN M, HUANG Q Q, et al. Secure beamforming algorithm in satellite-terrestrial integrated networks with energy efficiency maximization criterion[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(1): 124-134.

- [22] LIN Z, NIU H H, AN K, et al. Refracting RIS-aided hybrid satellite-terrestrial relay networks: joint beamforming design and optimization[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2022, 58(4): 3717-3724.
- [23] LIN Z, LIN M, CHAMPAGNE B, et al. Secrecy-energy efficient hybrid beamforming for satellite-terrestrial integrated networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(9): 6345-6360.
- [24] CUI M, ZHANG G C, ZHANG R. Secure wireless communication via intelligent reflecting surface[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(5): 1410-1414.
- [25] DONG L M, WANG H M, BAI J L. Active reconfigurable intelligent surface aided secure transmission[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(2): 2181-2186.
- [26] 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.
- [27] WONG V W S, SCHOBER R, NG D W K, et al. Key technologies for 5G wireless systems[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2017.
- [28] BJÖRNSON E, ÖZDOĞAN Ö, LARSSON E G. Intelligent reflecting surface versus decode-and-forward: how large surfaces are needed to beat relaying?[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(2): 244-248.
- [29] YANG Z H, CHEN M Z, SAAD W, et al. Energy-efficient wireless communications with distributed reconfigurable intelligent surfaces[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(1): 665-679.
- [30] 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.

[作者简介]



朱勇刚 (1982-)，男，湖北天门人，博士，国防科技大学第六十三研究所副研究员、硕士生导师，主要研究方向为通信抗干扰、智能超表面和通信信号处理。



孙艺夫 (1997-)，男，重庆人，国防科技大学博士生，主要研究方向为通信抗干扰、智能超表面。



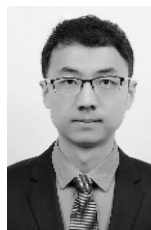
姚富强 (1957-)，男，安徽枞阳人，博士，中国工程院院士，国防科技大学第六十三研究所研究员、博士生导师，主要研究方向为通信抗干扰。



李程 (1985-)，男，湖北武汉人，博士，国防科技大学第六十三研究所助理研究员，主要研究方向为通信抗干扰、信号处理和电磁对抗。



郭文龙 (1993-)，男，河南洛阳人，博士，国防科技大学第六十三研究所站博士后，主要研究方向为电磁超表面及其在低频段无线通信中的应用、新型微波功能材料。



安康 (1989-)，男，新疆石河子人，博士，国防科技大学第六十三研究所副研究员、硕士生导师，主要研究方向为通信抗干扰、物理层安全和空天一体化网络。