arXiv:2303.03014v1 [cs.IT] 6 Mar 2023

RIS 辅助的 MIMO 干扰信道中的干扰泄漏最小化

Ignacio Santamaria[1], *Mohammad Soleymani*[2],*Eduard Jorswieck*[3],*Jes ´us Guti ´errez*[4]

[1]通信工程系，坎塔布里亚大学，39005 桑坦德，西班牙[2]信号与系统理论组，帕德博恩大学，¨at 帕德博恩，33098 德国[3]通信技术研究所，不伦瑞克工业大学，¨at 布伦瑞克，38106 德国[4]IHP——莱布尼茨创新微电子研究所，15236 奥得河畔法兰克福，德国

摘要

我们研究了可重构智能表面（RIS）辅助的 K用户多输入多输出（MIMO）干扰信道（IC）中的干扰泄漏（IL）最小化问题。我们提出了一种基于块坐标下降的迭代算法，以最小化干扰泄漏代价函数。通过对问题进行重新表述，我们给出了其几何解释，并揭示了它与包络预编码和仅相位迫零波束成形问题之间的有趣联系。基于这一分析，我们推导出了一组必要但不充分的条件，以使相位优化 RIS 能够在 K用户 MIMO 干扰信道中完全消除干扰。

索引词— 可重构智能表面（RIS）、干扰信道、多输入多输出、干扰泄漏最小化

1. 引言

可重构智能表面（RIS）能够反射信号，使其在目标接收机处相干叠加以增强信号功率，或在非目标接收机处抑制干扰，因此已广泛应用于RIS辅助无线通信系统 [1, 2, 3, 4, 5]。

在本文中，我们考虑由RIS辅助的干扰信道（IC），这类信道近年来受到了广泛关注。在 [6] 中，作者研究了具有信道扩展或符号扩展（时变信道）的 K用户RIS辅助单输入单输出（SISO）干扰信道的自由度（DoF）。在 [7]中，作者刻画了具有 K 个用户且每个用户由一个RIS辅助的多输入单输出（MISO）干扰信道的可达速率区域。在 [8] 中，作者通过优化RIS来最大化 K用户多输入多输出干扰信道的自由度，但考虑了符号扩展。在 [9] 中，采用考虑RIS单元之间互耦的加权最小均方误差（wMMSE）方法来最大化和速率。

本文聚焦于不进行符号扩展的 K 用户多输入多输出（MIMO）干扰信道（IC），其中 RIS 的目标是对齐、消除或抵消干扰。作为代价函数，我们考虑所有接收机处的总干扰功率；在干扰对齐文献中，这种代价函数称为干扰泄漏 （IL）[10]。通过联合设计预编码器/解码器与 RIS，或仅通过 RIS，均可最小化 IL。我们考虑有源可重构智能表面，其幅度和相位可以独立优化；也考虑无源无损可重构智能表面，其相移可以优化[6, 11]。下文将后者简称为 RIS。我们证明，在 RIS 单元数量满足一个宽松条件时，有源 RIS 总能完全消除干扰（零干扰泄漏），且该问题存在简单的闭式解。当只能优化相位时，则需要采用某种迭代算法来最小化 IL。对可重构智能表面辅助系统中的 IL 最小化问题进行重新表述，可以对该问题给出几何解释，并揭示其与包络预编码和仅相位零迫波束成形问题之间有趣的联系 [12],[13],[14]。基于这项分析，我们推导出一组必要（但不充分）条件，用以判断相位优化 RIS 是否能够完全消除 K 用户多输入多输出干扰信道中的干扰。

I. Santamaria 的研究工作获得了 MCIN/AEI 资助的项目 PID2019-104958RB-C43 (ADELE)（资助编号：/10.13039/501100011033）的支持。E. Jorswieck 和 J. Gutierrez 的研究工作部分获得了德国联邦教育与研究部（BMBF）的支持，资助项目为 6G研究与创新集群 6G-RIC，资助编号分别为 16KISK031 和 16KISK026。

2. 可重构智能表面辅助系统中的干扰泄漏最小化 EMS

2.1. 系统模型

我们考虑一个由可重构智能表面辅助的 K 用户多输入多输出干扰信道，该表面可促进或实现干扰对齐 (IA) [15] 或干扰中和 [16]。第 k 个用户具有 T_k 根发射天线、R_k 根接收天线，并传输 d_k 条数据流。按照常用记法，我们将多输入多输出干扰信道简称为 $(T_k \times R_k,\ d_k)^K$。我们关注的是在没有可重构智能表面辅助时干扰对齐不可行的情形，这意味着仅通过优化预编码器和解码器，无法在所有非目标接收机处完全消除干扰 [17]。从第 l 个发射机到第 k 个接收机的等效多输入多输出信道为

$$\widetilde{\mathbf{H}}_{lk} = \mathbf{H}_{lk} + \mathbf{F}_k^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}_l, \tag{1}$$

其中，$\mathbf{H}_{lk} \in \mathbb{C}^{R_k \times T_l}$ 是 (l,k) MIMO 干扰信道，$\mathbf{G}_l \in \mathbb{C}^{M \times T_l}$ 是第 l个发射机到可重构智能表面的信道，$\mathbf{F}_k \in \mathbb{C}^{M \times R_k}$ 是可重构智能表面到第 k个接收机的信道，而$\boldsymbol{\Theta} = \text{diag}\,(\mathbf{r})$ 是 $M \times M$ 对角可重构智能表面矩阵，其对角元素为$\mathbf{r} = (r_1, r_2, \ldots, r_M)^T$，其中 $|r_m|$和 $\arg(r_m) \in [-\pi, \pi)$ 分别是第 m个反射单元的振幅和相移。

2.2. 干扰泄漏代价函数

干扰泄漏最小化问题是求解预编码器 $\mathbf{V}_l \in \mathbb{C}^{T_l \times d_l}$，其中$l = 1, \ldots, K$；解码器 $\mathbf{U}_k \in \mathbb{C}^{R_k \times d_k}$，其中 $k = 1, \ldots, K$；以及可重构智能表面

使 IL 最小化的单元 $\boldsymbol{\Theta} = \text{diag}(\mathbf{r})$

$$IL(\{\mathbf{V}_l\},\{\mathbf{U}_k\},\boldsymbol{\Theta}) = \sum_{l\neq k} \|\mathbf{U}_k^H \left(\mathbf{H}_{lk} + \mathbf{F}_k^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}_l\right) \mathbf{V}_l\|_F^2, \quad (2)$$

其中，求和中的每一项都是式 (1) 中从第 l 个发射机到第 k 个接收机的等效 MIMO 干扰信道经过预编码和解码后的弗罗贝尼乌斯范数平方。

式 (2) 的最小化可通过三步交替优化过程完成。在每一步中，优化一组变量（解码器、预编码器或 RIS），同时固定其他变量:

1. Optimize $\{\mathbf{U}_k\}_{k=1}^K$ for fixed $(\{\mathbf{V}_l\}_{l=1}^K, \boldsymbol{\Theta})$.
2. 在 $(\{\mathbf{U}_k\}_{k=1}^K, \boldsymbol{\Theta})$ 固定时，优化 $\{\mathbf{V}_l\}_{l=1}^K$。
3. 在 $(\{\mathbf{U}_k\}_{k=1}^K, \{\mathbf{V}_l\}_{l=1}^K)$ 固定时，优化 $\boldsymbol{\Theta}$。

步骤 1 和 2 用于求得使 IL 最小化的预编码器和解码器，同时保持 RIS 单元固定；这些步骤可通过应用现有的一些方法 [10, 18] 求解。因此，本文主要关注在预编码器和解码器固定时对 RIS 进行优化（上文的步骤 3）。设 $\bar{\mathbf{F}}_k = \mathbf{F}_k\mathbf{U}_k$ 为 RIS 到接收机经解码后的$M \times d_k$ 等效信道，$\mathbf{G}_l = \mathbf{G}_l\mathbf{V}_l$ 为发射机到 RIS 经预编码后的 $M \times d_l$ 等效信道，并设 $\bar{\mathbf{H}}_{lk} = \mathbf{U}_k^H\mathbf{H}_{lk}\mathbf{V}_l$ 为预编码-解码后的 $d_k \times d_l$ 等效信道矩阵。因此，仅以 RIS 单元为变量的 IL 表达式为 [2]

$$\begin{aligned} IL(\boldsymbol{\Theta}) = & \sum_{l\neq k} \|\bar{\mathbf{H}}_{lk} + \bar{\mathbf{F}}_k^H \boldsymbol{\Theta} \bar{\mathbf{G}}_l\|_F^2 \\ = & \ \text{tr}(\mathbf{T}) + \mathbf{r}^H \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{r} + 2\text{Re}(\mathbf{r}^H \mathbf{s}) \end{aligned} \quad (3)$$

其中，$\mathbf{T} = \sum_{l\neq k} \bar{\mathbf{H}}_{lk}^H \bar{\mathbf{H}}_{lk}$，$\mathbf{s} = \sum_{l\neq k} \text{diag}(\bar{\mathbf{F}}_k \bar{\mathbf{H}}_{lk} \bar{\mathbf{G}}_l^H)$，且$\boldsymbol{\Sigma} = \sum_{l\neq k} \bar{\mathbf{F}}_k \bar{\mathbf{F}}_k^H \odot \left(\bar{\mathbf{G}}_l \bar{\mathbf{G}}_l^H\right)^*$（其中，$\odot$ 表示 Hadamard 乘积，$(\cdot)^H$ 表示厄米特，$(\cdot)^*$ 表示复共轭）。显然，$\mathbf{Q}_{F_k} = \bar{\mathbf{F}}_k \bar{\mathbf{F}}_k^H$和 $\mathbf{Q}_{G_l} = \left(\bar{\mathbf{G}}_l \bar{\mathbf{G}}_l^H\right)^*$ 分别是秩为d_k 和秩为d_l 的正定矩阵（我们假设 $M > \max(d_k, d_l)\ \forall k,l$）。因此，$\mathbf{Q}_{F_k} \odot \mathbf{Q}_{G_l}$ 也是一个秩为 $d_k d_l$ [19]的半正定矩阵，而 $\boldsymbol{\Sigma} = \sum_{l\neq k} \mathbf{Q}_{F_k} \odot \mathbf{Q}_{G_l}^*$ 的秩为 $g = \sum_{l\neq k} d_k d_l$。

假设 $M > g$，这并非限制性条件，因为 g 通常远小于 RIS 单元的数量。在此假设下，$\boldsymbol{\Sigma}$ 是一个秩亏半正定 $M \times M$ 矩阵，其特征值分解为

$$\boldsymbol{\Sigma} = \begin{bmatrix}\mathbf{U}_{\text{signal}} & \mathbf{U}_{\text{noise}}\end{bmatrix} \begin{bmatrix}\text{diag}(\lambda_1,\ldots,\lambda_g) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0}\end{bmatrix} \begin{bmatrix}\mathbf{U}_{\text{signal}}^H \\ \mathbf{U}_{\text{noise}}^H\end{bmatrix}.$$

我们分别将 $\mathbf{U}_{\text{signal}} \in \mathbb{C}^{M\times g}$ 和 $\mathbf{U}_{\text{noise}} \in \mathbb{C}^{M\times(M-g)}$ 称为信号子空间和噪声子空间。此外，我们可以写作 $\boldsymbol{\Sigma} = \mathbf{U}_{\text{signal}}\boldsymbol{\Lambda}\mathbf{U}_{\text{signal}}^H$，其中 $\boldsymbol{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1,\ldots,\lambda_g)$。

2.3. 最小化干扰泄漏的可重构智能表面

在本小节中，我们考虑优化 RIS 单元以最小化干扰泄漏的问题。我们考虑有源 RIS 和无源无损 RIS。采用有源 RIS 时，无论预编码器和解码器如何，都可以实现零干扰，并且干扰泄漏最小化问题有一个简单的闭式解。当只能优化 RIS 的相位时，则需要应用某种迭代算法。具体而言，我们描述一种基于交替优化过程的算法，该算法保证收敛到一个驻点。

2.3.1. 有源RIS

对于有源 RIS，在假设 $M > g$ 下，无论预编码器和解码器如何，都可以完全消除干扰泄漏。根据 $\mathbf{s} = \sum_{l\neq k} \text{diag}(\bar{\mathbf{F}}_k \bar{\mathbf{H}}_{lk} \bar{\mathbf{G}}_l^H)$ 的定义，可知 $\mathbf{s} \in \text{colspan}(\boldsymbol{\Sigma})$，因此 RIS 系数的最优无约束解为

$$\mathbf{r}_{unc} = -\boldsymbol{\Sigma}^\sharp \mathbf{s} = -\mathbf{U}_{\text{signal}}\boldsymbol{\Lambda}^{-1}\mathbf{U}_{\text{signal}}^H \mathbf{s} = \mathbf{U}_{\text{signal}}\boldsymbol{\alpha},$$

其中 $\boldsymbol{\Sigma}^\sharp$ 表示 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的伪逆，并且我们将$\mathbf{r}_{unc}$ 在信号子空间基中的坐标定义为 $\boldsymbol{\alpha} = -\boldsymbol{\Lambda}^{-1}\mathbf{U}_{\text{signal}}^H\mathbf{s}$。由于 $\boldsymbol{\Sigma}\boldsymbol{\Sigma}^\sharp$ 是投影到由 $\mathbf{U}_{\text{signal}}$ [20, pp.389],的列张成的信号子空间上的秩为 g 的投影矩阵，且 $\mathbf{s} \in \text{colspan}(\boldsymbol{\Sigma})$，因此

$$2\text{Re}(\mathbf{r}^H\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{r}_{unc}) = -2\text{Re}(\mathbf{r}^H\boldsymbol{\Sigma}\boldsymbol{\Sigma}^\sharp\,\mathbf{s}) = -2\text{Re}(\mathbf{r}^H\mathbf{s}).$$

此外，容易验证 $\text{tr}(\mathbf{T}) = \mathbf{r}_{unc}^H\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{r}_{unc}$。因此，干扰泄漏代价函数 (3) 可改写为

$$IL(\mathbf{r}) = (\mathbf{r}-\mathbf{r}_{unc})^H\boldsymbol{\Sigma}(\mathbf{r}-\mathbf{r}_{unc}),$$

并且显然，最优无约束解 $\mathbf{r}_{unc}$ 满足 $IL(\mathbf{r}_{unc}) = 0$。

注 1。注意，可以将约束 $|r_m| \leq 1, \forall m$，或约束 $\|\mathbf{r}\|_2^2 \leq 1$ 作为无约束解的正则化版本 $-\mathbf{U}^{signal}(\boldsymbol{\Lambda} + \mu\mathbf{I})^{-1}\mathbf{U}_{signal}^H\mathbf{s}$来施加，其中 $\mu \geq 0$ 是一个正的正则化参数，可通过二分法选取，以满足所需约束。

2.3.2. $|r| = 1$ 时的无源RIS

满足 $|r_m| = 1, \forall m$ 的可重构智能表面（RIS）的解可通过求解以下问题获得

$$\begin{aligned}(\mathcal{P}_1): \min_{\mathbf{r}} \ & (\mathbf{r}-\mathbf{r}_{unc})^H\boldsymbol{\Sigma}(\mathbf{r}-\mathbf{r}_{unc}) \\ \text{s.t. } & |r_m| = 1, \forall m.\end{aligned} \quad (4)$$

这是一个单位模二次规划问题。待最小化的函数是凸函数，但约束不是凸的。文献中已有若干算法可用于求解类似于 (4) 的二次规划问题 [21, 2, 22, 14]。接下来，我们介绍一种计算效率较高的块坐标下降法。每次迭代中，我们固定 $\mathbf{r}$ 的所有值，仅更新 $r_m = e^{j\theta_m}$。记 $\bar{m} = \{1,\ldots,m-1,m+1,\ldots,M\}$，则 IL 可表示为关于 r_m 的函数:

$$IL(r_m) = C + 2\text{Re}(r_m^*(s_m + \boldsymbol{\Sigma}_{\bar{m}}^H\mathbf{r}_{\bar{m}})),$$

其中，C 是一个正常数，$\boldsymbol{\Sigma}_{\bar{m}}$ 表示移除 $\boldsymbol{\Sigma}$的第 m个元素后得到的第 m列，并且

$$\mathbf{r}_{\bar{m}} = (r_1,\ \ldots,\ r_{m-1},\ r_{m+1},\ \ldots,\ r_M)^T.$$

优化问题为

$$\begin{aligned}\min_{r_m} \ & \text{Re}(r_m^*(s_m + \boldsymbol{\Sigma}_{\bar{m}}^H\mathbf{r}_{\bar{m}})) \\ \text{s.t. } & |r_m| = 1,\end{aligned}$$

其闭式解如下

$$\theta_m = \angle\left(s_m + \boldsymbol{\Sigma}_{\bar{m}}^H\mathbf{r}_{\bar{m}}\right) - \pi.$$

该算法属于块坐标下降（BCD）方法。由于每次 BCD 步骤所求解的问题均为单变量问题（即每一步只更新可重构智能表面的一个元素），且极小化解唯一，因此可以保证算法收敛至驻点 [23, 24]。

3. 零干扰泄漏 RIS

本节将讨论如何利用无源RIS和 $|r_m| = 1$，针对任意预编码器和解码器实现零干扰泄漏的可行性问题。以下引理概述了本研究的主要技术贡献，并给出了RIS能够完全消除干扰所需的一组必要（但不充分）条件。

引理 1. 考虑一个 *RIS*辅助干扰信道$(T_k \times R_k, d_k)^K$，其预编码器和解码器任意。*RIS* 有 $M > g = \sum_{l \neq k} d_k d_l$ 个单元，因此无约束解为$\mathbf{r}_{unc} = \mathbf{U}_{signal}\boldsymbol{\alpha}$。那么，对于存在能够实现零干扰泄漏的无源无损或单位模 *RIS*，以下是必要条件：

$$\alpha_i \in \mathcal{D}_i, \quad i = 1, \ldots, g,$$

其中，每个 $\mathcal{D}_i$ 都表示一个内半径和外半径已知的环形区域。

证明。 由于 $M > g$ 任何满足 (4) 中 $\mathcal{P}_1$ 的解 that

$$\mathbf{r} = \mathbf{r}_{unc} + \mathbf{U}_{\text{noise}}\boldsymbol{\beta} = \mathbf{U}_{\text{signal}}\boldsymbol{\alpha} + \mathbf{U}_{\text{noise}}\boldsymbol{\beta} \tag{5}$$

不会改变代价函数的值，因此也是一个能够实现零干扰泄漏的解。在 (5) 中， $\boldsymbol{\alpha}$是一个 $g \times 1$复向量 $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1, \ldots, \alpha_g)^T$，而 $\boldsymbol{\beta} = (\beta_1, \ldots, \beta_{M-g})^T$是一个 $(M-g)\times 1$复向量。可行性问题归结为回答以下问题：是否存在某个$\mathbf{r}$，或者等价地，某个 $\boldsymbol{\beta} \in \mathbb{C}^{(M-g)\times 1}$，使得向量$\mathbf{U}_{\text{signal}}\boldsymbol{\alpha} + \mathbf{U}_{\text{noise}}\boldsymbol{\beta}$具有单位模分量？为尝试回答这个问题，可将问题重新表述如下。令$\mathbf{r} = (e^{j\theta_1}, \ldots, e^{j\theta_M})^T$为一个包含 RIS 单元的向量，并令$\mathbf{U} = [\mathbf{U}_{\text{signal}} \quad \mathbf{U}_{\text{noise}}] = [\mathbf{u}_1 \cdots \mathbf{u}_g \; \mathbf{u}_{g+1} \cdots \mathbf{u}_M]$为通过对秩亏矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}$进行特征分解得到的一组基。将 (5) 左乘$\mathbf{U}_{\text{signal}}$的任一 g 基向量，可得以下非线性方程组

$$\mathbf{u}_i^H \mathbf{r} = \sum_{m=1}^{M} u_i^*(m) e^{j\theta_m} = \alpha_i, \quad i = 1, \ldots, g, \tag{6}$$

其中 $\alpha_i = \mathbf{u}_i^H \mathbf{r}_{unc}$对于 $i = 1, \ldots, g$为已知复数值，而可重构智能表面的相位 θ_m对于 $m = 1, \ldots, M$为未知量。注意，如果存在一个满足（6）的可重构智能表面，则由于 $\mathbf{U}_{\text{signal}}$ 与$\mathbf{U}_{\text{noise}}$之间的正交性，方程$\mathbf{U}_{\text{noise}}^H \mathbf{r} = \boldsymbol{\beta}$ 会自动满足，其中 $\|\boldsymbol{\beta}\|_2^2 = M - \|\boldsymbol{\alpha}\|_2^2$。因此，对于固定的预编码器和解码器，可重构智能表面辅助的干扰中和问题归结为寻找满足（6）的相位 θ_m对于 $m = 1, \ldots, M$。

为方便记号，我们将 $g_{i,m} = |u_{i,m}| \cdot \phi_m = \theta_m - \angle u_{i,m}, \; m = 1, \ldots, M$ (), () 记为 , , 。不失一般性，假设各模值已按 $g_{i,1} \geq g_{2,m} \geq \cdots \geq g_{i,M}$ 的顺序排列。那么，零干扰泄漏 RIS 可行性问题就是确定是否存在一组相位 ϕ_m、 $m = 1, \ldots, M$，使其满足

$$(\mathcal{P}_2): \sum_{m=1}^{M} g_{i,m} e^{j\phi_m} = \alpha_i, \quad i = 1, \ldots, g. \tag{7}$$

给定式（7）中的向量（$g_{i,1}$，……，$g_{i,M}$），通过改变可重构智能表面的相位，可以刻画复平面中可达的区域。更形式化地说，该集合定义为

$$\mathcal{D}_i = \left\{ \sum_{m=1}^{M} g_{i,m} e^{j\phi_m} \;\middle|\; \phi_m \in [0, 2\pi), \; m = 1, \ldots M \right\}.$$

若 $\alpha_i \in \mathcal{D}_i$，则存在（可能是连续无穷多个）满足$\sum_{m=1}^{M} g_{i,m} e^{j\phi_m} = \alpha_i$的相位。区域 $\mathcal{D}_i$ 最早是在恒包络预编码问题 [25], 的背景下研究的，当时证明了 $\mathcal{D}_i$ 是一个环形区域，其定义为

$$\mathcal{D}_i = \{\alpha_i \in \mathbb{C} \;\mid\; r_i \leq |\alpha_i| \leq R_i\},$$

其中外半径为 $R_i = \sum_{m=1}^{M} g_{i,m}$。内圆半径的显式表达式已在 [26] 中推导得出。[26] 中的定理 1 表明， $r_i = \max\{g_{i,1} - \sum_{m=2}^{M} g_{i,m}, 0\}$。如果差值为负，则内半径为零，环形区域会变为半径为 R_i 的圆盘。作为这些结果的直接应用，引理 1 指出，如果任意一个 α_i 不属于其对应区域 $\mathcal{D}_i$，那么 (7) 中的问题 $\mathcal{P}_2$ 不可行。 □

从另一个角度来看，(7) 中的每个方程都可以解释为复平面上一个边长已知（$g_{i,1}$，……，$g_{i,M}$，$|\alpha_i|$）的多边形方程。给定边长能否构成多边形这一问题，近期已在包络预编码 [12, 13] 以及通过仅相位迫零（ZF）波束成形实现安全通信 [14] 的研究中得到探讨。因此，可以根据问题中每个方程所对应的边长能否构成多边形，写出一组等价的必要条件，以判断 (7) 是否可行。

注 2. 不妨考虑最简单的情形，即 $M = 2$ 和 $g = 1$，此时 $\boldsymbol{\Sigma}$ 是一个秩一 2×2 矩阵。 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的一维信号子空间和噪声子空间分别为$\mathbf{u}_{signal}$ 和$\mathbf{u}_{noise}$。例如，这个简单示例可以表示由可重构智能表面辅助的单输入单输出认知无线电场景：可重构智能表面仅包含 $M = 2$ 个单元，位于主接收机附近，试图消除次级发射机产生的干扰（只有一条干扰流，因此 $g = 1$）。无约束有源可重构智能表面解为$\mathbf{r}_{unc} = \mathbf{u}_{signal}\,\alpha$。此外，根据论文中引入的记号， $g_1 = |\mathbf{u}^{signal}(1)|$，且 $g_2 = |\mathbf{u}^{signal}(2)|$。本节的结果可具体化为 $M = 2$，如下所示。存在能够完全消除干扰的无源纯相位可重构智能表面的一个必要条件（在本例中也是充分条件）是 α 属于区域

$$\mathcal{D} = \{\alpha \in \mathbb{C} \;\mid\; |g_1 - g_2| \leq |\alpha| \leq g_1 + g_2\}.$$

或者说，该条件等价于：可以构成边长为（g_1、 g_2、 $|\alpha|$）的三角形。此外，容易证明，在这种情况下，问题（4）恰有两个解，分别为

$$\mathbf{r} = \mathbf{u}_s \alpha + \mathbf{u}_n \sqrt{2 - |\alpha|^2} e^{j\theta_\beta},$$

其中

$$\theta_\beta = \pm \cos^{-1}\left(\frac{1 - |a|^2 - |b|^2}{2|a||b|}\right) + \theta_a - \theta_b,$$

其中

$$|a| e^{j\theta_a} = \alpha \mathbf{u}_{signal}(1),$$
$$|b| e^{j\theta_b} = \sqrt{2 - |\alpha|^2}\,\mathbf{u}_{noise}(1).$$

4. 仿真结果

我们考虑由可重构智能表面辅助的 $(3 \times 3,\ 2)^K$ 多输入多输出干扰信道，其中可重构智能表面包含 M 个单元，服务于 $K = 3$ 个用户和 $K = 2$ 个用户。若没有可重构智能表面的辅助，该网络无法实现干扰对齐，也就是说，仅通过优化预编码器和解码器无法达到零干扰泄漏

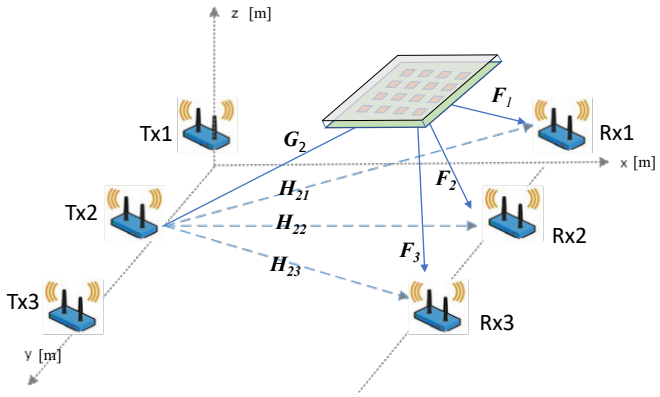

图 1。可重构智能表面辅助的多输入多输出干扰信道的仿真设置。

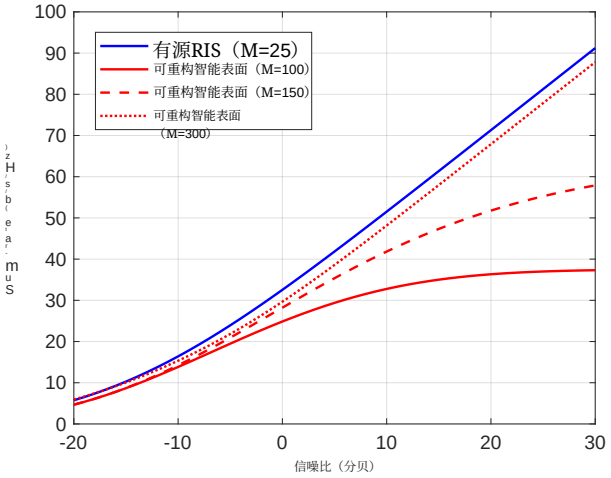

图 2。在具有不同数量元件的可重构智能表面和有源RIS下，多输入多输出干扰信道的和速率与信噪比的关系（3×3，2）^{K}。

[17]。三个发射机的坐标 $(x,\ y,\ z)$（单位：米）分别为 (0, 0, 2)、(0, 25, 2) 和 (0, 50, 2)。接收机位于 (50, 0, 2)、(50, 25, 2) 和 (50, 50, 2)。只有一个可重构智能表面，位于 (40, 25, 15)（参见图 1）。对于 $K = 2$ 个用户，图 1 中从 Tx2 到 Rx2 的链路被移除。以分贝为单位的大尺度路径损耗表示为

$$PL = -30 - 10\beta \log_{10}(d),$$

其中，d 是链路距离，β 是路径损耗指数。假设直达发射机-接收机链路 $\mathbf{H}_{lk}$ 为非视距信道（NLOS），其路径损耗指数为 $\beta = 3.75$，并具有小尺度瑞利衰落。假设发射机-RIS-接收机链路 $\mathbf{F}_k$ 和$\mathbf{G}_l$为视距信道（LOS），其路径损耗指数为 $\beta = 2$，并具有莱斯因子为 $\gamma = 3$ 的小尺度莱斯衰落。关于系统参数的更详细说明见 [27]。

图 2 比较了可重构智能表面辅助的（3×3，2）^{3} 多输入多输出干扰信道中达到的和速率：i）使用含有 $M = 25$ 个元素的有源RIS；ii）使用含有 $M = 100$、$M = 150$ 和 $M = 300$ 个单位模元素的可重构智能表面。在此示例中，预编码器和解码器均为酉随机矩阵。曲线是对多输入多输出干扰信道的 1000 次独立实现取平均后得到的。对于此示例，$g =$

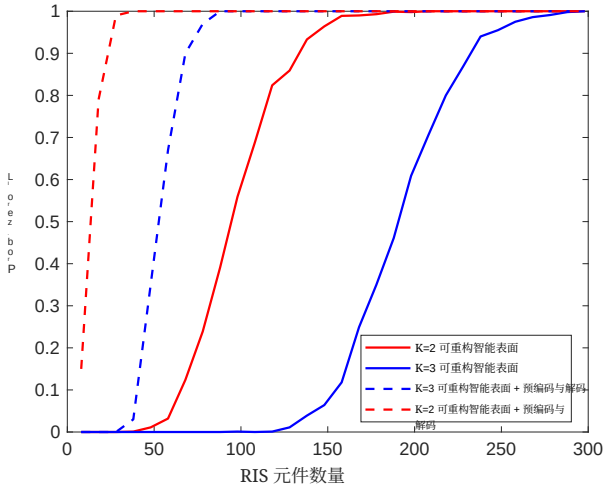

图 3。问题 $\mathcal{P}_2$（参见式 (7)）可行的概率与 RIS 单元数量的关系。

$\sum_{l \neq k} d_k d_l = 24$，因此含有 $M = 25$ 个元素的有源RIS可实现 $IL = 0$。然而，如果只优化相位，则需要近 $M = 300$ 个元素才能完全消除干扰，从而提取该干扰信道的全部自由度。和速率随信噪比变化的曲线也隐含地反映了不同算法的干扰泄漏性能。和速率曲线趋于饱和的情况（图 2 中含有 $M = 100$ 和 $M = 150$ 的情况）表明干扰泄漏未收敛至 0，系统达到 0 个自由度，且干扰对齐不可行。图 2 中含有 $M = 300$ 的情况或使用有源RIS的情况达到最大斜率（最大自由度数），由此隐含地表明干扰泄漏已收敛至 0。

图 3 研究了无源无损 RIS 实现零干扰泄漏的概率（即式 (7) 中问题 $\mathcal{P}_2$ 的可行性）与 RIS 单元数量之间的关系。对于每个信道实现，若优化算法得到的干扰泄漏小于 10^{-8}，则判定问题可行；否则判定为不可行。图 3 中，实线表示仅优化 RIS相位的情况（此时采用随机预编码器和解码器），虚线表示对预编码器、解码器和 RIS 进行优化以最小化干扰泄漏的情况。显然，当预编码器和解码器也经过优化时，实现零干扰泄漏所需的 RIS 单元数量会显著减少。仅优化 RIS相位时，具有 $M \geq 150$ 个单元的 RIS 以较高概率实现零干扰泄漏（$K = 2$）；而要完全消除干扰，则需要 $K = 3$ $M \geq 300$ 个单元。

5. 结论

在可重构智能表面辅助干扰信道中实现零干扰泄漏（即实现完美干扰消除）的问题，可以从几何角度加以解释，并与包络预编码和仅相位迫零问题联系起来。进而，我们可以推导出该问题可行性的一组必要条件。仿真结果表明，当 RIS 单元数量足够多时，以较高概率即可在所有接收机处完美消除或抵消干扰。

6. 参考文献

[1] M. Di Renzo 等，“可重构智能表面赋能的智能无线电环境：工作原理、研究现状与未来方向”，等，*IEEE*通信领域精选期刊，第38卷，第11期，第2450–2525页，2020年。[2] C. Pan、H. Ren、K. Wang、W. Xu、M. Elkashlan、A. Nallanathan 和 L. Hanzo，“基于智能反射表面的多小区MIMO通信”，*IEEE*无线通信汇刊，第19卷，第8期，第5218–5233页，2020年。[3] C. Huang、A. Zappone、G. C. Alexandropoulos、M. Debbah 和 C. Yuen，“面向无线通信能量效率的可重构智能表面”，*IEEE*无线通信汇刊，第18卷，第4157–4170页，2019年。[4] Q. Wu 和 R. Zhang，“通过联合有源和无源波束成形增强无线网络的智能反射表面”，*IEEE*无线通信汇刊，第18卷，第5394–5409页，2019年。[5] M. Soleymani、I. Santamaria 和 E. Jorswieck，“存在硬件损伤和非圆信号传输时 MIMO RIS辅助系统中的速率分裂”，*IEEE*车辆技术汇刊，2022年。[6] A. H. Abdollahi Bafghi、V. Jamali、M. Nasiri-Kenari 和 R. Schober，“有源和无源IRS辅助的 K 用户干扰信道自由度”，*IEEE*通信汇刊，第70卷，第5期，第3063–3080页，2022年。[7] W. Huang、Y. Zeng 和 Y. Huang，“智能反射表面辅助的 MISO干扰信道可达速率区域”，*IEEE*车辆技术汇刊，第69卷，第12期，第16264–16269页，2020年。[8] M. Fu、Y. Zhou 和 Y. Shi，“用于 MIMO 设备到设备网络干扰对齐的可重构智能表面”，载于*IEEE*国际通信会议（*ICC*）论文集，2021年，第1–6页。[9] A. Abrado、D. Dardari、M. Di Renzo 和 X. Qian，“可重构智能表面辅助的 MIMO干扰信道：基于互阻抗信道模型、考虑互耦的和速率优化”，*IEEE*无线通信快报，第10卷，第12期，第2624–2628页，2021年。[10] K. Gomadam、V. R Cadambe 和 S. A Jafar，“干扰对齐的分布式数值方法及其在无线干扰网络中的应用”，*IEEE*信息论汇刊，第57卷，第6期，第3309–3322页，2011年。[11] Z. Zhang、L. Dai、X. Chen、C. Liu、F. Yang、R. Schober 和 H. V. Poor，“有源 RIS 与无源 RIS：谁将在6G中胜出？”，*IEEE*通信汇刊，2013年。[12] W. Pan 和 W. K. Ma，“面向单用户大规模 MISO 信道的恒包络预编码：高效预编码与最优设计”，*IEEE*《信号处理精选主题期刊》，第8卷，第5期，第982–995页，2014年。[13] J. Zhang、J. Huang、J. Wang、B. Ottersten 和 L. Yang，“逐天线恒包络预编码与天线子集选择：一种几何方法”，*IEEE*信号处理汇刊，第64卷，第23期，第6089–6104页，2016年。[14] W. Zhao、S.-H. Lee 和 A. Khisti，“用于多天线安全通信的仅相位迫零”，*IEEE*信号处理精选主题杂志，第 10 卷，第 8 期，第 1334–1345 页，2016 年。[15] V. R. Cadambe 和 S. A. Jafar，“ K用户干扰信道的干扰对齐与自由度区域”，*IEEE*信息论汇刊，第 54 卷，第 8 期，第 3425–3441 页，2008 年。[16] Z. K. M. Ho 和 E. A. Jorswieck，“瞬时中继：最优策略与干扰中和”，*IEEE*信号处理汇刊，第 60 卷，第 12 期，第 6655–6669 页，2012 年。[17] O. Gonz´alez、C. Beltr´an 和 I. Santamaria，“具有常系数的 MIMO 信道中线性干扰对齐的可行性检验”，*IEEE*信息论汇刊，第 60 卷，第 3 期，第 1840–1856 页，2014 年。[18] O. Gonz´alez、C Lameiro 和 I. Santamaria，“MIMO 干扰信道中干扰对齐的二次收敛方法”，*IEEE*信号处理快报，第 21 卷，第 11 期，第 1423–1427 页，2014 年。[19] R. A. Horn 和 Z. Yang，“Hadamard 积的秩”，线性代数及其应用，第 591 卷，第 87–98 页，2020 年。[20] D. Ram´ırez、I. Santamar´ıa 和 L. Scharf，相干性：信号处理与机器学习，Springer Nature，2023 年。[21] J. Tranter、N. D. Sidiropoulos、X. Fu 和 A. Swami，“快速单位模最小二乘及其在波束成形中的应用”，*IEEE*信号处理汇刊，第 65 卷，第 2887 页，2017 年 11 月，第 2875 页。[22] C. G. Tsinos 和 B. Ottersten，“用于无线传感器网络波束成形的单位模二次规划高效算法”，*IEEE*信号处理快报，第 25 卷，第 2 期，第 169–173 页，2017 年。[23] D. P. Bertsekas，非线性规划，第 2 版。Athena Scientific，1999 年。[24] M. Razaviyayn、M. Hong 和 Z.-Q. Luo，“非光滑优化中分块逐次最小化方法的统一收敛性分析”，*SIAM*《优化杂志》，第 23 卷，第 2 期，第 1126–1153 页，2013 年。[25] S. K. Mohammed 和 E. G. Larsson，“具有逐天线恒包络的大规模 MISO 系统中的单用户波束成形”，*IEEE*无线通信汇刊，第 11 卷，第 3992–4005 页，2012 年。[26] J. Pan 和 W. K. Ma，“单用户大规模 MISO 信道中恒包络预编码的信号区域表征与精确相位恢复”，载于*IEEE*声学、语音与信号处理国际会议（*ICASSP*）论文集。IEEE，2013 年，第 5065–5069 页。[27] M. Soleymani、I. Santamaria 和 P. J Schreier，“存在 I/Q 不平衡的多小区 MIMO RIS 辅助广播信道中的非圆信号传输”，*IEEE*绿色通信与网络汇刊，第 6 卷，第 2 期，第 723–738 页，2022 年。