采用速率分裂和不 proper 信号传输的多输入多输出可重构智能表面辅助广播信道的速率区域

Mohammad Soleymani*、Ignacio Santamaria† 和 Eduard Jorswieck‡*信号与系统理论组，帕德博恩大学，德国
†通信工程系，坎塔布里亚大学，西班牙
‡ 通信技术研究所，布伦瑞克工业大学，德国 电子邮箱：
mohammad.soleymani@sst.upb.dei.santamaria@unican.es,jorswieck@ifn.ing.tu-bs.de

arXiv:2301.00594v1 [cs.IT] 2 Jan 2023

摘要—**本文研究了单小区可重构智能表面辅助广播信道中存在硬件失真和非正规高斯信号时，单层速率分裂的可达速率区域。我们假设收发机可能存在带内信号与正交信号之间的失衡，这种现象称为同相/正交失衡。存在 IQ 不平衡时，接收信号和噪声可能是非正规的。因此，我们采用非正规高斯信号来补偿 IQ 不平衡并管理干扰。结果表明，速率分裂和可重构智能表面能够显著扩大速率区域，其中，速率分裂负责管理干扰，而可重构智能表面主要用于改善覆盖范围。**

索引词—**可达速率区域、硬件损伤、非正规高斯信号、多输入多输出广播信道、速率分裂。**

I. 引言

第六代（6G）无线通信系统应比现有通信系统具有更高的频谱效率和能量效率 [1]。若不采用可重构智能表面（RIS）和速率分裂（RS）等新兴技术，这一目标或许难以实现；已有研究表明，这些技术能够提升各种无线通信系统的频谱效率和能量效率 [2]–[5]。

干扰一直是现代无线通信系统的主要限制因素之一，因此，干扰管理技术预计将继续在此类系统中发挥关键作用 [6]。尽管已有许多关于RIS性能的研究，但仍需进一步探究其在过载干扰受限系统中的作用；在这类系统中，用户数量多于空间、时间或频率资源的数量。RIS能够调制信道，从而消除干扰链路或增强期望链路的信号强度。换言之，在多用户干扰信道等某些场景中，RIS有望用于管理和/或消除干扰。因此，可能会出现这样一个问题：在RIS辅助系统中，速率分裂或非正规高斯信号（IGS）等其他先进的干扰管理技术是否仍有必要？本文对此给出肯定的回答。

速率分割（RS）是一种强大的技术，可大幅提升各种受干扰限制系统的频谱效率和能量效率 [4], [5]。速率分割方案有多种，例如单层速率分拆、混合速率分裂和广义速率分裂。广义速率分裂方案是最完整的速率分割方案，包含许多其他技术/方法，例如空分多址（SDMA）、非正交多址（NOMA）、正交多址（OMA）以及将干扰视为噪声（TIN） [7]。随着用户数量增加，实施广义速率分裂的复杂度较高。广义速率分裂的一种替代方案是单层速率分拆，这是一种非常实用且复杂度低得多的方案。单层速率分拆效率很高，能够提升不同受干扰限制系统的性能 [8]–[10]。

另一种强大的干扰管理技术是非正规高斯信号（IGS），当接收机采用将干扰视为噪声（TIN）或部分连续干扰消除（SIC）时，该技术能够提升系统性能 [11]–[16]。此外，研究表明，IGS 通过干扰对齐可提高三用户单输入单输出（SISO）干扰信道（IC）的自由度 [17]。

干扰并非无线通信系统中唯一限制性能的因素。收发机的非理想特性也会带来限制。收发机的一种失真来源是同相/正交失衡（IQI），它被建模为输入信号的广义线性变换 [12],[18], [19]。硬件失真（HWI）会严重影响系统性能，尤其是在系统设计未考虑此类失真的情况下。

本文研究了在存在 IQ 不平衡的多输入多输出（MIMO）广播信道（BC）中，可重构智能表面（RIS）、速率分割（RS）和 improper 高斯信号（IGS）的作用。我们表明，尽管 RIS 能够扩大速率区域，但仍需要 RS 和 IGS 来管理干扰并补偿 IQ 不平衡。事实上，在这种场景下，RIS 的主要作用是改善覆盖范围，而 RS 则负责处理干扰。众所周知，在设备理想的双用户单小区广播信道中，采用正规高斯信号（PGS）的单层速率分拆是最优方案。然而，存在 IQ 不平衡时情况并非如此。我们的结果表明，IQ 不平衡会缩小可达速率区域，而在某些工作点/工作区间，采用将干扰视为噪声（TIN）的 IGS 可能优于采用 PGS 的 RS。在这种情况下，采用 IGS 的单层速率分拆优于其他

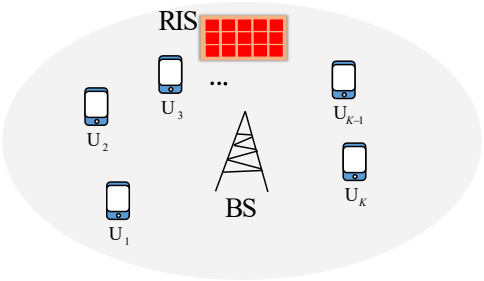


图 1： 带有可重构智能表面的广播信道。

所考虑的方案。

本文的组织结构如下。第二节介绍系统模型。第三节提出一种次优方案，以获得可达速率区域。第四节给出一些数值结果，第五节总结本文的主要发现。

II. 系统模型

A. 网络场景

如图 1 所示，我们考虑一个收发机存在 IQ 不平衡的单小区 RIS 辅助系统。假设有一个基站，配备 N_{BS} 根发射天线，为 K 个用户提供服务，每个用户配备 N_u根接收天线。此外，还有一个包含 N_{RIS}个组件的可重构智能表面，用于辅助基站。用户和基站可能受到 IQ 不平衡的影响，其模型见 [12], [18]。为简化符号表示，我们考虑一个对称场景，即所有用户具有相同数量的天线和相同的 IQ 不平衡参数，不过该模型很容易扩展到非对称场景。

B. 信道模型

我们采用 [20] 中用于 MIMO RIS 辅助系统的信道模型。本文简要介绍该信道模型，关于 MIMO RIS 辅助系统衰落模型的详细讨论，请读者参阅 [20], [21] 。基站与用户 k 之间的信道矩阵为 [22, 式（14）]

$$\mathbf{H}_k\left(\mathbf{\Theta}\right) = \underbrace{\mathbf{G}_k\mathbf{\Theta}\mathbf{G}}_{\text{Link through RIS}} + \underbrace{\mathbf{F}_k}_{\text{Direct link}} \in \mathbb{C}^{N_u \times N_{BS}}, \quad (1)$$

其中，$\mathbf{F}_k$ 是基站与用户 k 之间的信道矩阵，$\mathbf{G}_k$ 是可重构智能表面与用户 k 之间的信道矩阵，$\mathbf{G}$ 是基站与可重构智能表面之间的信道矩阵，矩阵 $\mathbf{\Theta}$ 为

$$\mathbf{\Theta} = \operatorname{diag}\left(\theta_1, \theta_2, \cdots, \theta_{N_{RIS}}\right), \quad (2)$$

其中，θ_is 对所有 i 均为 RIS 组件。本文假设 RIS 组件的幅度固定为 1，而相位可以取 0 到 2π 之间的任意值。换言之，RIS 组件的约束集为

$$\mathcal{T} = \{\theta_i : |\theta_i| = 1 \ \ \forall i\}. \quad (3)$$

其他关于可重构智能表面元件的幅度和相位的常见约束说明，请参阅 [21] 。

C. 单层速率分裂方案

我们考虑一种单层速率分裂方案，其中基站向所有用户广播一条公共消息，并发送 K 私有消息（每位用户一条）。因此，基站旨在传输

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_c + \sum_{k=1}^{K} \mathbf{x}_k, \quad (4)$$

其中，$\mathbf{x}_c$ 是公共消息，$\mathbf{x}_k$ 是基站发送给用户 k 的私有消息。由于基站可能受到 IQ 不平衡的影响，基站的实际发射信号是 $\mathbf{x}$ 的广义线性变换，如下所示： [12], [18]

$$\mathbf{x}_t = \mathbf{V}_1\mathbf{x} + \mathbf{V}_2\mathbf{x}^*, \quad (5)$$

其中，常数矩阵$\mathbf{V}_1$ 和$\mathbf{V}_2$ 分别定义于 [12, 式（7）] 和 [12, 式（8）]。用户 k 的接收机处的接收信号为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k\mathbf{x}_t + \mathbf{n}_k, \quad (6)$$

其中，$\mathbf{n}_k$ 是接收机 k处方差为 σ^2 的零均值适当白加性高斯噪声，$\mathbf{H}_k$ 是基站与用户 k之间的等效信道，由式（1）给出。注意，等效信道是 $\mathbf{\Theta}$的函数；但为简化方程表示，我们省略了这一依赖关系。用户 k 的接收机可能受到 IQ 不平衡的影响，这意味着接收信号的最终输出是$\mathbf{y}_k$ 的广义线性变换，如下所示:

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_k = \mathbf{\Gamma}_1 &\left[\mathbf{H}_k\left(\mathbf{V}_1\mathbf{x}_k + \mathbf{V}_2\mathbf{x}_k^*\right) + \mathbf{n}_k\right] \\ &+ \mathbf{\Gamma}_2\left[\mathbf{H}_k\left(\mathbf{V}_1\mathbf{x}_k + \mathbf{V}_2\mathbf{x}_k^*\right) + \mathbf{n}_k\right]^*, \quad (7)\end{aligned}$$

其中，常数矩阵 $\mathbf{\Gamma}_1$ 和 $\mathbf{\Gamma}_2$ 分别由 [12, 式（12）] 和 [12, 式（13）], 给出。注意，由于 IQ 不平衡，用户 k 处的等效噪声可能是非圆的，这意味着等效噪声的实部和虚部可能相关和/或具有不同的功率 [23]。为补偿 IQ 不平衡，我们假设公共消息和私有消息$\mathbf{x}_c$ 和$\mathbf{x}_k$可以是非圆高斯信号。此外，信号$\mathbf{x}_c$ 和$\mathbf{x}_k$ 均为零均值且相互独立。注意，如前所述，IGS 也有助于降低或管理干扰，因此其作用不仅仅是补偿 IQ 不平衡。

对IGS进行建模的一种方法是采用实分解法。通过采用实分解法，我们可以将（7）重写为

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{y}}_k &= \underline{\mathbf{H}}_k\underline{\mathbf{x}}_i + \underline{\mathbf{n}}_{lk} \\ &= \underbrace{\underline{\mathbf{H}}_k\underline{\mathbf{x}}_c}_{\text{Common M.}} + \underbrace{\underline{\mathbf{H}}_k\underline{\mathbf{x}}_k}_{\text{Private M.}} + \underbrace{\underline{\mathbf{H}}_k\sum_{j=1,j\neq k}^{K}\underline{\mathbf{x}}_j}_{\text{Interference}} + \underbrace{\underline{\mathbf{n}}_k}_{\text{Noise}}, \quad (8)\end{aligned}$$

其中，$\underline{\mathbf{H}}_k$ 是由 [22, 式（11）], 给出的等效信道，$\underline{\mathbf{y}}_k = \left[\begin{array}{cc}\Re\{\mathbf{y}\}^T & \Im\{\mathbf{y}\}^T\end{array}\right]^T$和$\underline{\mathbf{x}} = \left[\begin{array}{cc}\Re\{\mathbf{x}\}^T & \Im\{\mathbf{x}\}^T\end{array}\right]^T$分别是$\mathbf{y}$ 和$\mathbf{x}$的实数分解。此外，$\mathbf{n}_k$ 表示有效非圆噪声，其定义为

$$\underline{\mathbf{n}}_k = \left[\begin{array}{cc}\Re\{\mathbf{\Gamma}_1\mathbf{n} + \mathbf{\Gamma}_2\mathbf{n}^*\}^T & \Im\{\mathbf{\Gamma}_1\mathbf{n} + \mathbf{\Gamma}_2\mathbf{n}^*\}^T\end{array}\right]^T. \quad (9)$$

我们用 $\mathbb{E}\{\mathbf{n}\,\mathbf{n}^T\} = \mathbf{C}_n$表示噪声的协方差矩阵。此外，$\mathbf{x}$、$\mathbf{x}_e$和$\mathbf{x}_k$ 的发射协方差矩阵分别记为$\mathbf{P}$、$\mathbf{P}_c$和$\mathbf{P}_k$，其中$\mathbf{P} = \mathbf{P}_c + \sum_k \mathbf{P}_k$。对于 IGS（记为 $\mathcal{P}_I$），发射协方差矩阵的约束集由 [21, 式（3）] 给出；对于 PGS 方案（记为 $\mathcal{P}_P$），则由 [21, 式（4）] 给出。由于速率分割（RS）可同时应用于 PGS 和 IGS 情形，因此我们将发射协方差矩阵的约束集表示为 $\mathcal{P}$。注意，集合 $\mathcal{P}$ 是凸集。此外，PGS 是 IGS 的特例，因此最优 IGS 方案的性能不会逊于 PGS 方案。有关 IQ 不平衡和/或非圆对称性的建模详情，请参阅 [22, 第 II.A 节], [21, 附录 A] 和 [23] 。

D. 速率表达式

用户首先解码公共消息，并将其从接收信号中消除。因此，用户 k 对公共消息的最大解码速率为 [24, Eqs. (2)-(3)]

$$\begin{aligned}\bar{r}_{ck} &= \frac{1}{2}\log_2\left|\mathbf{I} + \left(\underline{\mathbf{C}}_n + \sum_{\forall i}\underline{\mathbf{H}}_k\mathbf{P}_i\underline{\mathbf{H}}_k^T\right)^{-1}\underline{\mathbf{H}}_k\mathbf{P}_c\underline{\mathbf{H}}_k^T\right| \\ &= \underbrace{\frac{1}{2}\log_2\left|\underline{\mathbf{C}}_n + \underline{\mathbf{H}}_k\mathbf{P}\underline{\mathbf{H}}_k^T\right|}_{\bar{r}_{ck,1}} - \underbrace{\frac{1}{2}\log_2\left|\underline{\mathbf{C}}_n + \sum_{\forall i}\underline{\mathbf{H}}_k\mathbf{P}_i\underline{\mathbf{H}}_k^T\right|}_{\bar{r}_{ck,2}}.\end{aligned}$$

公共消息必须以所有用户均可解码的速率传输。因此，传输公共消息的最大速率为

$$r_c(\{\mathbf{P}\},\boldsymbol{\Theta}) = \min_k\{\bar{r}_{ck}(\{\mathbf{P}\},\boldsymbol{\Theta})\}. \tag{10}$$

解码并消除公共消息后，每个用户都会解码自己的私有消息。因此，用户 k 对私有消息的最大解码速率为

$$\begin{aligned}r_{pk} &= \frac{1}{2}\log_2\left|\mathbf{I} + \left(\underline{\mathbf{C}}_n + \sum_{\forall i\neq k}\underline{\mathbf{H}}_k\mathbf{P}_i\underline{\mathbf{H}}_k^T\right)^{-1}\underline{\mathbf{H}}_k\mathbf{P}_k\underline{\mathbf{H}}_k^T\right| \qquad (11)\\ &= \underbrace{\frac{1}{2}\log_2\left|\underline{\mathbf{C}}_n + \sum_{\forall i}\underline{\mathbf{H}}_k\mathbf{P}_i\underline{\mathbf{H}}_k^T\right|}_{r_{pk,1}} - \underbrace{\frac{1}{2}\log_2\left|\underline{\mathbf{C}}_n + \sum_{\forall i\neq k}\underline{\mathbf{H}}_k\mathbf{P}_i\underline{\mathbf{H}}_k^T\right|}_{r_{pk,2}}.\end{aligned} \tag{12}$$

最后，用户 k 的速率等于其私有消息的解码速率与其从公共消息中获得的专用速率之和，即 [21]

$$r_k(\{\mathbf{P}\},\boldsymbol{\Theta}) = r_{pk}(\{\mathbf{P}\},\boldsymbol{\Theta}) + r_{ck}, \tag{13}$$

其中 $r_{ck} \geq 0$ 和 $\sum_k r_{ck} \leq r_c$。注意，速率 r_k、r_{pk}、$\bar{r}_{ck}$ 和 r_c 是 $\{\mathbf{P}\}$ 和 $\boldsymbol{\Theta}$的函数，而 $\mathbf{r}_c = \{r_{c1}, r_{c2}, \cdots, r_{cK}\}$是一个设计参数。为简化符号，以下在表示 r_k、r_{pk}、$\bar{r}_{ck}$ 和 r_c时，省略速率对$\{\mathbf{P}\}$和 $\boldsymbol{\Theta}$ 的依赖关系。

E. 问题陈述

采用速率剖面技术，可通过求解 [25] 获得可达速率区域

$$\max_{\boldsymbol{\Theta}\in\mathcal{T},\{\mathbf{P}\}\in\mathcal{P},\mathbf{r}_c} \quad r \tag{14a}$$

$$\text{s.t. } r_k = r_{pk} + r_{ck} \geq \alpha_k r \qquad \forall k, \tag{14b}$$

$$\sum_{\forall k} r_{ck} \leq r_c, \quad r_{ck} \geq 0, \qquad \forall k, \tag{14c}$$

并调整权重，使得 $\sum_{\forall k}\alpha_k = 1$，且对所有 k均有 $\alpha_k \geq 0$。

III. 所提算法

我们采用基于 [21] 中所提出的优化框架的方法来求解（14）。具体而言，我们首先采用交替优化（AO）方法，依次优化发射协方差矩阵和 RIS组件。具体来说，我们先将 RIS组件固定为 $\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}$，并将发射协方差矩阵更新为 $\{\mathbf{P}^{(t)}\}$。然后，在发射协方差矩阵固定的情况下，对反射系数进行交替优化。不幸的是，即使固定 RIS 或协方差矩阵，得到的优化问题仍然是非凸的。在接下来的小节中，我们提出迭代算法来寻找次优解。

A. 优化发射协方差矩阵

在本小节中，我们通过求解以下问题，在固定 $\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}$ 的情况下更新发射协方差矩阵

$$\max_{\{\mathbf{P}\}\in\mathcal{P},\mathbf{r}_c} \quad r \qquad \text{s.t. (14b), (14c),} \tag{15}$$

这是一个非凸问题。注意，（15）中的约束关于 $\mathbf{r}_c$ 是线性的，但速率关于 $\{\mathbf{P}\}$ 并非凹函数，因此该问题是非凸的。事实上，速率 r_{pk}（或r_{ck}）可以表示为两个凹函数之差$r_{pk,\,1}$ 和 $r_{pk,\,2}$（或 $r_{ck,\,1}$ 和 $r_{ck,\,2}$）。因此，为求解（15），我们可以采用差分凸规划（DCP），这属于主化最小化（MM）方法。也就是说，我们用适当的凹下界近似速率。为此，我们保持 $r_{pk,\,1}$（或 $r_{ck,\,1}$）不变，并采用一阶泰勒展开，将 $r_{pk,\,2}$（或 $r_{ck,\,2}$）近似为仿射（线性）函数，如下所示

$$\begin{aligned}r_{pk} &\geq \tilde{r}_{pk} = r_{pk,1} - r_{pk,2}\left(\{\mathbf{P}^{(t-1)}\}\right)\\ &-\sum_{\forall j\neq k}\mathrm{Tr}\left(\frac{\underline{\mathbf{H}}_k^T(\underline{\mathbf{C}}_n+\sum_{\forall i\neq k}\underline{\mathbf{H}}_k\mathbf{P}_i^{(t-1)}\underline{\mathbf{H}}_k^T)^{-1}\underline{\mathbf{H}}_k}{2\ln 2}\left(\mathbf{P}_j-\mathbf{P}_j^{(t-1)}\right)\right).\end{aligned} \tag{16}$$

类似地，$\bar{r}_{ck}$ 的一个凹下界为

$$\begin{aligned}r_{ck} &\geq \tilde{r}_{ck} = \bar{r}_{ck,1} - \bar{r}_{ck,2}\left(\{\mathbf{P}^{(t-1)}\}\right)\\ &-\sum_{\forall j}\mathrm{Tr}\left(\frac{\underline{\mathbf{H}}_k^T(\underline{\mathbf{C}}_n+\sum_{\forall i}\underline{\mathbf{H}}_k\mathbf{P}_i^{(t-1)}\underline{\mathbf{H}}_k^T)^{-1}\underline{\mathbf{H}}_k}{2\ln 2}\left(\mathbf{P}_j-\mathbf{P}_j^{(t-1)}\right)\right).\end{aligned} \tag{17}$$

证明请参见 [21, 推论 1] 。将凹下界代入式(15)，得到以下凸优化问题

$$\max_{\{\mathbf{P}\}\in\mathcal{P},\mathbf{r}_c} \quad r \tag{18a}$$

$$\text{s.t. } \tilde{r}_k = \tilde{r}_{pk} + r_{kc} \geq \alpha_k r \qquad \forall k, \tag{18b}$$

$$\sum_{\forall k} r_{ck} \leq \tilde{r}_c = \min_k \{\tilde{r}_{ck}\}, \quad r_{ck} \geq 0, \quad \forall k. \tag{18c}$$

该问题可通过现有数值工具求解，从而得到 $\{\mathbf{P}^{(t)}\}$。

B. 优化*RIS*组件

现在，在发射协方差矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$ 固定的情况下，我们通过求解以下问题来更新RIS组件 $\{\mathbf{P}^{(t)}\}$

$$\max_{\boldsymbol{\Theta}\in\mathcal{T},\mathbf{r}_c} \quad r \qquad \text{s.t.} \quad \text{(14b), (14c),} \tag{19}$$

该问题是非凸的，因为RIS组件的约束集不是凸集，而且速率关于 $\boldsymbol{\Theta}$也不是凹函数。因此，为求解式 (19)，我们首先为速率找到合适的凹下界，然后将约束集 $\mathcal{T}$凸化。为此，我们采用引理 4], 给出的凹下界 [21, ，从而得到以下关于 r_{pk}的凹下界

$$r_{pk} \geq \hat{r}_{pk} = r_{pk}\left(\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}\right) - \frac{1}{2\ln 2}\mathrm{Tr}\left(\bar{\mathbf{V}}_k\bar{\mathbf{V}}_k^T\bar{\mathbf{Y}}_k^{-1}\right) - \frac{1}{2\ln 2}\mathrm{Tr}\left([\bar{\mathbf{Y}}_k^{-1} - (\bar{\mathbf{V}}_k\bar{\mathbf{V}}_k^T + \bar{\mathbf{Y}}_k)^{-1}]^T[\mathbf{V}_k\mathbf{V}_k^T + \mathbf{Y}_k]\right) + \frac{1}{\ln 2}\mathrm{Tr}\left(\bar{\mathbf{V}}_k^T\bar{\mathbf{Y}}_k^{-1}\mathbf{V}_k\right), \tag{20}$$

其中 $\mathbf{V}_k = \underline{\mathbf{H}}_k(\boldsymbol{\Theta})\mathbf{P}_k^{(t)^{1/2}}$，$\bar{\mathbf{V}}_k = \underline{\mathbf{H}}_k\left(\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}\right)\mathbf{P}_k^{(t)^{1/2}}$，且

$$\mathbf{Y}_k = \underline{\mathbf{C}}_n + \sum_{\forall i\neq k}\underline{\mathbf{H}}_k(\boldsymbol{\Theta})\mathbf{P}_i^{(t)}\underline{\mathbf{H}}_k^T(\boldsymbol{\Theta}) \tag{21}$$

$$\bar{\mathbf{Y}}_k = \underline{\mathbf{C}}_n + \sum_{\forall i\neq k}\underline{\mathbf{H}}_k\left(\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}\right)\mathbf{P}_i^{(t)}\underline{\mathbf{H}}_k^T\left(\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}\right). \tag{22}$$

类似地，可以找到 $\bar{r}_{ck}$ 的凹下界，如下所示

$$\bar{r}_{ck} \geq \hat{r}_{ck} = \bar{r}_{ck}\left(\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}\right) - \frac{1}{2\ln 2}\mathrm{Tr}\left(\bar{\mathbf{V}}_{ck}\bar{\mathbf{V}}_{ck}^T\bar{\mathbf{Y}}_{ck}^{-1}\right) - \frac{1}{2\ln 2}\mathrm{Tr}\left([\bar{\mathbf{Y}}_{ck}^{-1} - (\bar{\mathbf{V}}_{ck}\bar{\mathbf{V}}_{ck}^T + \bar{\mathbf{Y}}_{ck})^{-1}]^T[\mathbf{V}_{ck}\mathbf{V}_{ck}^T + \mathbf{Y}_{ck}]\right) + \frac{1}{\ln 2}\mathrm{Tr}\left(\bar{\mathbf{V}}_{ck}^T\bar{\mathbf{Y}}_{ck}^{-1}\mathbf{V}_{ck}\right), \tag{23}$$

其中 $\mathbf{V}_{ck} = \underline{\mathbf{H}}_k(\boldsymbol{\Theta})\mathbf{P}_c^{(t)^{1/2}}$，$\bar{\mathbf{V}}_{ck} = \underline{\mathbf{H}}_k\left(\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}\right)\mathbf{P}_c^{(t)^{1/2}}$和

$$\mathbf{Y}_{ck} = \underline{\mathbf{C}}_n + \sum_{\forall i}\underline{\mathbf{H}}_k(\boldsymbol{\Theta})\mathbf{P}_i^{(t)}\underline{\mathbf{H}}_k^T(\boldsymbol{\Theta}) \tag{24}$$

$$\bar{\mathbf{Y}}_{ck} = \underline{\mathbf{C}}_n + \sum_{\forall i}\underline{\mathbf{H}}_k\left(\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}\right)\mathbf{P}_i^{(t)}\underline{\mathbf{H}}_k^T\left(\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}\right). \tag{25}$$

现在，我们提出一种次优方法来将约束 $|\theta_n| = 1$ 对所有 n凸化。该约束可改写为 $|\theta_n|^2 \leq 1$和 $|\theta_n|^2 \geq 1$, 其中前者是凸的，而后者不是。为将 $|\theta_n|^2 \geq 1$凸化，我们采用一阶泰勒展开，因为 $|\theta_n|^2$ 是一个凸函数，由此得到

$$|\theta_n|^2 \geq |\theta_n^{(t-1)}|^2 - 2\Re\{\theta_n^{(t-1)^*}(\theta_n - \theta_n^{(t-1)})\} \geq 1. \tag{26}$$

为了加快收敛速度，我们将约束 (26) 放宽为

$$|\theta_n|^2 \geq |\theta_n^{(t-1)}|^2 - 2\Re\{\theta_n^{(t-1)^*}(\theta_n - \theta_n^{(t-1)})\} \geq 1 - \epsilon, \tag{27}$$

其中 $\epsilon > 0$。约束 (27) 是线性的。因此，以下代理优化问题是凸的

$$\max_{\boldsymbol{\Theta},\mathbf{r}_c} \quad r \tag{28a}$$

$$\text{s.t. } \hat{r}_k = \hat{r}_{pk} + r_{kc} \geq \alpha_k r \qquad \forall k, \tag{28b}$$

$$\sum_{\forall k} r_{ck} \leq \hat{r}_c = \min_k \{\hat{r}_{ck}\}, \quad r_{ck} \geq 0, \quad \forall k, \tag{28c}$$

$$|\theta_n|^2 \leq 1, \quad \text{and} \quad (27), \qquad \forall n. \tag{28d}$$

由于我们放宽了约束 (26)，(28) 的解 $\boldsymbol{\Theta}$ 未必属于 $\mathcal{T}$。为了得到一个可行点，我们将 $\boldsymbol{\Theta}$ 归一化为 $\theta_n^{\text{new}} = \theta_n/|\theta_n|$, 对所有 n 均如此。最后，我们根据以下规则更新 $\boldsymbol{\Theta}$

$$\boldsymbol{\Theta}^{(t)} = \begin{cases} \hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\text{new}} & \text{if} \quad \min_k\left\{\frac{r_k\left(\{\mathbf{P}^{(t)}\},\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{\text{new}}\right)}{\alpha_k}\right\} \geq \\ & \quad \min_k\left\{\frac{r_k\left(\{\mathbf{P}^{(t)}\},\hat{\boldsymbol{\Theta}}^{(t-1)}\right)}{\alpha_k}\right\} \\ \{\boldsymbol{\Theta}^{(t-1)}\} & \text{Otherwise.} \end{cases} \tag{29}$$

该更新规则保证了收敛性，因为该算法生成的最小加权速率序列单调不减。

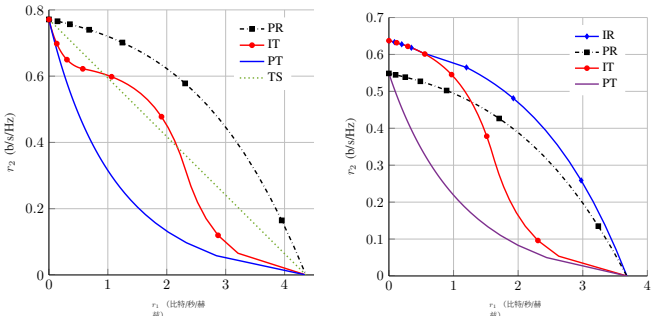
IV. 数值结果

本节给出一些数值示例，以阐明 RS、可重构智能表面和improper高斯信号在单小区广播信道中的作用。我们假设与可重构智能表面相连或从其出发的链路为视距连接，而用户与基站之间的直达链路为非视距链路。这意味着，与可重构智能表面相关链路的小尺度衰落服从莱斯分布，而直达链路的小尺度衰落服从瑞利分布。可重构智能表面链路的大尺度路径损耗分量为 $\alpha_{RIS} = 3.2$。其他仿真参数根据 [22] 选取。仿真中考虑的方案如下：**PT** （或 **IT**）表示采用将干扰视为噪声但不使用可重构智能表面的 PGS（或 improper高斯信号）方案。**PR** （或 **IR**）表示不使用可重构智能表面的、基于 PGS（或 improper 高斯信号）的速率分割方案。**PR**$_I$**R**（或 **IR**$_I$**R**）表示使用可重构智能表面的、基于 PGS（或 improper高斯信号）的速率分割方案。最后，**TS** 表示采用时间共享的时分多址（TDMA）。

A. 单输入单输出系统

图 2 展示了具有 $P = 10$ dB 的双用户单输入单输出广播信道的可达速率区域，以及该信道实现

$$\mathcal{C}_1: \ f_1 = -1.3992 + 0.0292i, \quad f_2 = 0.2353 - 0.1238i.$$



(a) 设备完美时。 **(b)** 存在 IQ 不平衡时。

图 2： 当 $P = 10$ dB 且信道实现为 $\mathcal{C}_1$ 时，双用户单输入单输出广播信道的可达速率区域。

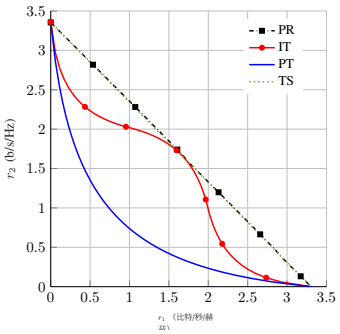


图 3： 当 $P = 10$ dB 且信道实现为 $\mathcal{C}_2$ 时，双用户单输入单输出广播信道的可达速率区域。

从图 2a 可以看出，采用将干扰视为噪声的 proper 高斯信号方案远非最优，其他所有方案的性能都显著优于该方案。采用将干扰视为噪声的不 proper 高斯信号传输方案，相较于采用将干扰视为噪声的 proper 高斯信号方案和时分方案，都能扩大速率区域。此外，采用 proper 高斯信号的速率分割方案是最优方案；当设备理想时，采用不 proper 高斯信号传输的速率分割方案与采用 proper 高斯信号的速率分割方案性能相同。然而，存在 IQ 不平衡时情况并非如此，如图 2b 所示。存在 IQ 不平衡时，噪声是不 proper 的，为了补偿噪声，我们应采用不 proper 信号传输。如图 2b 所示，在某些工作点上，采用将干扰视为噪声的不 proper 高斯信号传输方案的性能优于采用 proper 高斯信号的速率分割方案。此外，采用不 proper 高斯信号传输的速率分割方案显著优于采用 proper 高斯信号的速率分割方案。进一步地，从图 2a 和图 2b 可以看出，设备不理想时，可达速率区域会缩小。

图 3 展示了当 $P = 10$ dB 且信道实现为

$$\mathcal{C}_2: \ f_1 = 0.3672 + 0.8681i, \quad f_2 = 0.2798 + 0.9214i.$$

对于这一信道实现，信道的绝对值几乎相等，非正交多址方案相较于时分多址和时分无法带来显著增益。可以看出，采用 PGS 的 RS 是最优策略，无需采用时分即可达到可达速率区域上的所有点。然而，采用 TIN 的 PGS 和 IGS 方案都远非最优。事实上，这个例子表明，单层速率分裂方案包含正交多址方案。

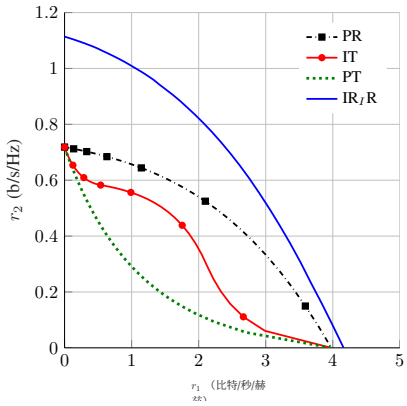
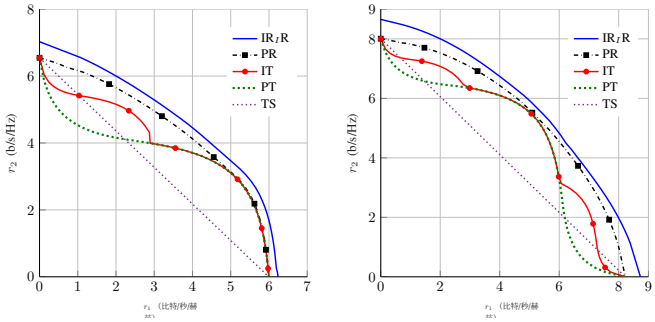


图 4： 当 $P = 10$ dB 且信道实现为 $\mathcal{C}_3$ 时，双用户单输入单输出广播信道的可达速率区域。



(a) $\mathcal{C}_4$。 **(b)** $\mathcal{C}_5$。

图5： 具有 $P = 10$ dB 和不同信道实现的双用户 2×2 多输入多输出广播信道的可达速率区域。

图 4 展示了一个双用户单输入单输出广播信道在 $P = 10$ dB 条件下的可达速率区域及其信道实现

$$\mathcal{C}_3: \ f_1 = 0.5909 - 1.0615i, \quad f_2 = 0.2540 - 0.0052i.$$

可以看出，可重构智能表面能够大幅扩大可达速率区域。然而，要充分发挥可重构智能表面的性能优势，我们应将其与速率分割结合使用。此外，我们可以观察到，可重构智能表面为信道增益较弱用户的速率带来了更大的收益，这表明可重构智能表面能够显著扩大覆盖范围。

B. 多输入多输出系统

图5展示了双用户 2×2多输入多输出广播信道在 $P = 10$ dB、 $\alpha_{RIS} = 3$ 及以下信道实现下的可达速率区域:

$$\mathcal{C}_4: \mathbf{F}_1 = \begin{bmatrix} -1.6952 + 1.7244i & -0.5196 - 0.1194i \\ 0.0665 + 0.3475i & 0.1105 + 0.3237i \end{bmatrix},$$
$$\mathbf{F}_2 = \begin{bmatrix} -0.0233 + 0.6539i & 0.2841 + 0.8593i \\ -0.2500 - 1.2059i & 0.8494 + 0.5047i \end{bmatrix},$$
$$\mathcal{C}_5: \mathbf{F}_1 = \begin{bmatrix} 0.2949 - 0.7399i & -2.1314 + 0.5059i \\ -1.5491 + 0.3702i & -0.1943 + 0.9528i \end{bmatrix},$$
$$\mathbf{F}_2 = \begin{bmatrix} -0.7849 + 2.4803i & 0.0522 - 0.0681i \\ -1.5022 + 0.1034i & 0.4433 - 1.0066i \end{bmatrix},$$

双用户 2×2 多输入多输出广播信道可视为一个欠载系统，因为发射天线数与接收天线数之和大于用户数。如图5所示，与采用将干扰视为噪声的 proper 高斯信号方案相比，采用将干扰视为噪声的 improper高斯信号可以扩大速率区域。此外，采用将干扰视为噪声的速率分割方案优于其他方案，因为它是所考虑系统中的最优方案。我们还可以观察到，可重构智能表面能够通过改善覆盖范围来扩大速率区域。由于该系统处于欠载状态，improper高斯信号和速率分割带来的收益低于高度过载的双用户单输入单输出广播信道。不过，采用速率分割和/或 improper高斯信号仍然有一定收益。

V. 总结与结论

本文刻画了采用速率分割（RS）和 IQ 不平衡（IQI）的 RIS 辅助广播信道的可达速率区域。主要结论总结如下：

- 速率分割（RS）的作用是管理干扰。在理想器件下的双用户广播信道中，基于圆星座信号的单层速率分裂方案是最优的。该方案涵盖正交多址（OMA）、将干扰视为噪声（TIN）和非正交多址（NOMA）。然而，当收发机存在 IQ 不平衡（IQI）时，圆星座信号（PGS）无法对其进行补偿，因此应采用不圆星座信号（IGS）。有趣的是，在某些工作区间内，采用 IGS 和 TIN 的方案可能优于基于 PGS 的单层速率分裂方案。因此，在存在 IQ 不平衡（IQI）时，无论是否采用 RIS，基于不圆星座信号的单层速率分裂方案在双用户广播信道中都是最优的。
- 不圆星座信号（IGS）具有双重作用：管理干扰并补偿 IQ 不平衡（IQI）。
- 在该系统中，RIS 的主要作用是扩大覆盖范围，因为它无法在广播信道中彻底管理干扰；这一结论与我们此前的研究一致 [21]–[26]。事实上，在用户严重过载的系统中，我们必须采用速率分割（RS）等先进的干扰管理技术，才能更高效地利用 RIS。
- 速率分割和 improper 高斯信号作为干扰管理技术，在过载系统中能够带来显著收益。然而，在欠载系统中，这些收益会减少（甚至可能消失）。

致谢

I. Santamaria 的工作部分由 ADELE 项目 PID2019-104958RB-C43 资助，该项目由西班牙大学部/西班牙国家研究署/10.13039/501100011033 资助。Eduard Jorswieck 的工作部分由德国联邦教育与研究部（BMBF，德国）通过 6G研究与创新集群 6G-RIC 资助，资助编号为 16KISK020K。

参考文献

[1] M. Chafii、L. Bariah、S. Muhaidat 和 M. Debbah，“6G 的十项科学挑战：重新思考通信理论的基础”，*arXiv* 预印本 *arXiv:2207.01843*，2022。[2] Q. Wu 等，“智能反射面辅助无线通信：教程”，*IEEE*通信汇刊，2021。[3] M. Di Renzo等，“可重构智能表面赋能的智能无线环境：工作原理、研究现状与未来发展方向”，*IEEE*通信领域精选期刊，第38卷，2525，2020年第11期，第2450页。

[4] Y. Mao、O. Dizdar、B. Clerckx、R. Schober、P. Popovski 和 H. V. Poor，“速率分割多址：基础、综述与未来研究趋势”，arXiv 预印本 arXiv:2201.03192，2022。[5] B. Clerckx、Y. Mao、E. A. Jorswieck、J. Yuan、D. J. Love、E. Erkip 和 D. Niyato，“速率分割多址入门：教程、误区与常见问题”，arXiv 预印本 arXiv:2209.00491，2022。[6] J. G. Andrews 等，“5G 将会是什么样？”IEEE通信领域精选期刊，第32卷，第6期，第1065–1082页，2014。[7] Y. Mao、B. Clerckx 和 V. O. Li，“面向下行通信系统的速率分割多址：融合、推广并超越 SDMA 与非正交多址”，EURASIP 无线通信与网络期刊，第2018卷，第1期，第1–54页，2018。[8] B. Clerckx、Y. Mao、R. Schober 和 H. V. Poor，“在 MISO广播信道中以速率分割统一 SDMA、正交多址、非正交多址和多播：简单的双用户速率分析”，IEEE 无线通信快报，第9卷，第3期，第349–353页，2019。[9] Y. Mao 和 B. Clerckx，“超越脏纸编码：部分信道状态信息传输端已知条件下多天线广播信道的速率分割方法”，IEEE通信汇刊，第68卷，第11期，第6775–6791页，2020。[10] A. R. Flores、R. C. de Lamare 和 B. Clerckx，“多用户多输入多输出系统中用于速率分割的线性预编码与数据流合并”，IEEE通信快报，第24卷，第4期，第890–894页，2020。[11] S. Javed、O. Amin、B. Shihada 和 M.-S. Alouini，“硬件失真下多跳全双工中继系统的非正规高斯信号”，IEEE通信汇刊，第67卷，第3期，第1858–1871页，2019。[12] M. Soleymani、I. Santamaria 和 P. J. Schreier，“硬件失真下 K用户多输入多输出干扰信道中的非正规高斯信号”，IEEE车辆技术汇刊，第69卷，第10期，第11 632–11 645页，2020。[13] M. Soleymani、C. Lameiro、I. Santamaria 和 P. J. Schreier，“具有加性非对称硬件失真的SISO双用户干扰信道中的不 proper 信号传输”，IEEE通信汇刊，第67卷，第12期，第8624–8638页，2019。[14] M. Soleymani、I. Santamaria、C. Lameiro 和 P. J. Schreier，“采用正规和非正规高斯信号的衰落干扰信道遍历速率”，熵，第21卷，第10期，第922页，2019。[15] A. A. Nasir、H. D. Tuan、H. H. Nguyen、T. Q. Duong 和 H. V. Poor，“采用正规和非正规高斯信号的非正交多址信号叠加”，IEEE通信汇刊，第68卷，第10期，第6537–6551页，2020。[16] H. Yu、H. D. Tuan、E. Dutkiewicz、H. V. Poor 和 L. Hanzo，“最大化用户速率的几何平均值以提升速率公平性：正规与非正规高斯信号”，IEEE 无线通信汇刊，2021。[17] V. R. Cadambe、S. A. Jafar 和 C. Wang，“采用非对称复信号的干扰对齐——验证 Høst-Madsen-Nosratinia猜想”，IEEE 信息论汇刊，第56卷，4565，2010年第9期，第4552页。[18] S. Javed、O. Amin、S. S. Ikki 和 M.-S. Alouini，“存在硬件失真的多天线系统：新的性能极限”，IEEE车辆技术汇刊，第68卷，第2期，第1593–1606页，2019。[19] A.-A. A. Boulogeorgos、N. D. Chatzidiamantis 和 G. K. Karagiannidis，“射频缺陷下的能量检测频谱感知”，IEEE 无线通信汇刊，第64卷，第7期，第2754–2766页，2016。[20] C. Pan、H. Ren、K. Wang、W. Xu、M. Elkashlan、A. Nallanathan 和 L. Hanzo，“依托智能反射面的多小区MIMO通信”，IEEE 无线通信汇刊，第19卷，第8期，第5218–5233页，2020。[21] M. Soleymani、I. Santamaria 和 E. Jorswieck，“存在硬件失真和不 proper 信号传输的 MIMO RIS 辅助系统中的速率分割”，IEEE车辆技术汇刊，2022。[22] M. Soleymani、I. Santamaria 和 P. J. Schreier，“存在同相/正交失衡的多小区MIMO RIS辅助广播信道中的不 proper 信号传输”，IEEE绿色通信与网络汇刊，2022。[23] P. J. Schreier 和 L. L. Scharf，《复值数据的统计信号处理：非正规与非圆信号理论》，剑桥大学出版社，2010。[24] A. Mishra、Y. Mao、O. Dizdar 和 B. Clerckx，“面向下行多用户MIMO的速率分割多址：预编码器优化与物理层设计”，IEEE通信汇刊，2021。[25] M. Soleymani、I. Santamaria、B. Maham 和 P. J. Schreier，“不完美发射机下 K用户MIMO干扰信道的速率区域”，载于《欧洲信号处理会议》（EUSIPCO）论文集，2020，第1–5页。[26] M. Soleymani、I. Santamaria、E. Jorswieck 和 S. Rezvani，“基于非正交多址的不 proper 信号传输在多小区MISO RIS辅助广播信道中的应用”，arXiv 预印本 arXiv:2206.03795，2022。