RIS辅助频分双工系统中有限反馈下的信道定制

Weicong Chen，IEEE研究生会员，Chao-Kai Wen，IEEE高级会员，Xiao Li，IEEE会员，Michail Matthaiou，IEEE会士，以及Shi Jin，IEEE高级会员

arXiv:2305.02120v1 [cs.IT] 3 May 2023

摘要—可重构智能表面（RIS）是一项开创性技术，通过重塑无线信道来实现智能电磁环境。联合设计收发机和RIS依赖于信道状态信息（CSI），而在多RIS辅助频分双工系统中，针对CSI的反馈尚未得到研究。本研究利用RIS的信道定制能力，考察RIS辅助无线信道的有限反馈。通过利用统计信道状态信息配置表面的移相器，我们能够在丰富散射环境中定制稀疏信道，从而显著降低收发机和RIS的设计反馈开销。由于定制后的信道具有满秩奇异值分解（SVD）形式，因此无需进行矩阵分解，也无需反馈完整的信道参数，即可实现接近最优奇异值分解收发机的性能。本文通过考虑有限信道状态信息量化，推导了所提出的收发机和可重构智能表面设计的理论频谱效率（SE）损失。为使频谱效率损失最小化，本文提出了一种比特划分算法，将有限比特分配用于信道状态信息量化。大量数值结果表明，与采用完整信道状态信息的最优收发机相比，基于信道定制且使用精简信道状态信息的收发机能够获得令人满意的性能。在反馈比特数量有限的情况下，比特划分算法可通过自适应分配比特来量化信道参数，从而使频谱效率损失最小化。

索引词——信道定制、信道反馈、频分双工、有限量化、可重构智能表面。

I. 引言

回顾无线通信的发展历史，系统设计技术通常从发射端（Tx）和接收端（Rx）入手，因为信道本身被建模为不可控的外生实体 [1]。在数据速率不断提升的推动下，未来的无线通信系统有望利用大规模多输入多输出（MIMO）、毫米波（mmWave）和无蜂窝大规模多输入多输出，并催生通感一体化、无线人工智能和可重构智能表面（RISs）等革命性技术 [2]–[5]。在这些技术中，低成本可重构智能表面（RISs）旨在通过操控信道中的电磁波来实现智能无线电环境 [6]。受限于无线信道定制能力有限，以及过去几十年来超材料取得了长足发展 [7], ，可重构智能表面（RISs）为优化无线通信系统提供了额外的自由度，近年来受到了广泛关注。

作为未来无线通信的一种高性价比解决方案，近年来的研究对集成于各种有前景应用中的可重构智能表面进行了研究 [8]–[18]。在单用户场景中，文献 [8] 通过推导遍历频谱效率（SE）的紧上界，研究了可重构智能表面辅助无线通信的下行性能，其中利用短期和长期信道状态信息（CSI）分别设计基站处的波束成形向量和可重构智能表面处的移相器。在文献 [9], 中，可重构智能表面被引入单小区无线系统，并首次提出通过调整表面的移相器来最小化总发射功率的被动波束成形。考虑到可重构智能表面消耗的能量少于传统的放大转发中继，文献 [10], 研究了能量效率最大化问题，并提出了两种联合设计发射功率分配和可重构智能表面移相器的有效算法，以解决非凸优化问题。文献 [11] 提出了一种亚表面稀疏阵列（SAoS）部署方案，将大块可重构智能表面分割成小型瓦片，以增强毫米波通信网络的覆盖范围。考虑到可重构智能表面的可见区域，文献 [12]表明，当对可重构智能表面瓦片的尺寸和间距进行适当优化时，在元素数量相同的情况下，亚表面稀疏阵列能够实现高于紧凑部署的频谱效率。可重构智能表面已被引入各种应用场景，以实现特定的优化目标，例如非正交多址接入 [13], 、空间调制 [14],、认知无线电 [15], 、无人机 [16], 、无线信息与能量同时传输 [17], 以及无蜂窝大规模多输入多输出 [18]。可重构智能表面应用的成功依赖于信道状态信息的可用性。对于大多数无线系统而言，信道估计不可或缺；而在频分双工（FDD）中，信道反馈是获取信道状态信息的固有要求。

在RIS辅助无线系统中，由于可重构智能表面包含大量无源单元，且缺乏基带处理能力，信道估计是一项具有挑战性的任务。

W. Chen、X. Li 和 S. Jin 任职于中国南京 210096 东南大学国家移动通信研究实验室（电子邮箱：cwc@seu.edu.cn；li xiao@seu.edu.cn；jinshi@seu.edu.cn）。C.-K. Wen 任职于台湾高雄 80424 国立中山大学通信工程研究所（电子邮箱：chaokai.wen@mail.nsysu.edu.tw）。M. Matthaiou 任职于英国贝尔法斯特 BT3 9DT 贝尔法斯特女王大学无线创新中心（CWI）（电子邮箱：m.matthaiou@qub.ac.uk）。

已有大量研究探讨RIS辅助系统中的信道估计问题。利用毫米波信道的稀疏特性，一些研究团队尝试通过提取信道多径参数，借助缺失纤维张量补全工具 [19], 原子范数最小化 [20],压缩感知 [21], 以及牛顿化正交匹配追踪算法 [22]来重建信道。 利用可重构智能表面的配置编码 [23] 分离来自不同可重构智能表面的信号分量后，[19]–[22]为单RIS辅助系统开发的信道估计算法可应用于多可重构智能表面辅助系统。文献 [24] 开发了一种基于贝叶斯技术的最优信道估计协议，以解决分布式RIS辅助MIMO系统中的信道估计问题。文献 [25] 提出了四种信道估计算法，以降低信道估计的训练开销；这些算法在基站（BS）处估计有效信道参数，从而重建移动台（MS）–RIS–BS级联信道。考虑到估计误差的存在，文献 [26]将信道估计所得的不完美信道状态信息纳入考量，以设计适用于RIS辅助系统的鲁棒安全传输。 关于RIS辅助系统信道估计的更多研究，见文献 [27] 和[28]。

尽管信道估计已受到广泛关注，但RIS辅助FDD系统中的信道反馈仍处于起步阶段，值得进一步研究，因为RIS是信道本身不可或缺的组成部分。在单用户场景中， [29] 提出了一种新型级联码本和比特划分策略，用于自适应量化并反馈经RIS划分为两部分的CSI。此举旨在降低因移动台反馈能力有限而造成的速率损失。针对RIS辅助的多用户系统，考虑到不同移动台共享同一稀疏基站–RIS信道，但各自具有不同的RIS–移动台信道，[30] 和 [31], 分别提出了利用基站–RIS–移动台级联信道的单结构稀疏性以及波束域级联信道特有的三重结构稀疏性的开销降低反馈方案。此外， [32] 提出反馈目标接收机的信号强度，以便在基站重构信道，而不是直接反馈CSI。针对所提出的信道重构问题，采用高效的近端距离算法求解，同时利用未知有效信道的低秩特性和稀疏波束域表示。 [33] 和 [34]研究了RIS配置的反馈。 [33] 提出了一种新型的基于码本的协议，以实现有限反馈下的自适应RIS控制，并考虑RIS的角度相关行为 [35] ；其中，码本由RIS配置所对应的一组电容值构成。 [34], 研究了量化移相器的反馈，并提出一种基于卷积自编码器的方案，用于在接收端压缩量化移相器信息，并在RIS侧进行重构。上述研究均聚焦于单RIS辅助系统中的信道反馈。据我们所知，尚无研究探讨多可重构智能表面辅助系统中的反馈问题。尤其是，RIS的定制能力如何影响信道反馈，尚未得到考虑。

在多可重构智能表面辅助的6 GHz以下FDD系统中，多个高维独立信道和丰富的传播路径导致反馈开销高得令人难以承受。鉴于可重构智能表面在定制无线电信道方面的潜力，我们研究通过利用有限信道状态信息配置可重构智能表面来定制无线信道，从而降低反馈开销。我们采用比特划分策略，研究有限量化条件下的频谱效率损失最小化。本文的贡献总结如下。

- 一种高效的信道定制方案，可降低6 GHz以下系统中的收发器复杂度和反馈开销。不同于 [36], 旨在将空间稀疏的毫米波信道转换为截断条件数最小的良态信道，我们的研究提出定制 6 GHz FDD系统中的丰富散射环境，以降低反馈开销。利用统计信道状态信息，可通过路径选择和移相器设计，将复合信道定制为奇异值分解（SVD）的形式。基于信道定制，无需进行矩阵分解，也无需反馈完整的信道参数（这是现有反馈方案所必需的），即可轻松设计最优奇异值分解收发机。因此，计算复杂度和反馈开销均得以降低。

- 采用有限量化的高效信道反馈方案。 我们分析了统计信道状态信息的有限量化所造成的理论频谱效率损失，并提出一种比特划分策略来降低该损失。尽管设计基于信道定制的SVD收发器需要反馈有限的奇异值和统计信道状态信息，但我们通过合理设置可重构智能表面的规模，使等功率分配渐近等效于最优注水算法。此设置对奇异值的影响进行了归一化，并以可接受的性能损失为代价进一步降低了反馈开销。在此基础上，我们研究了有限量化统计信道状态信息所造成的频谱效率损失。我们提出一种比特划分策略，将有限反馈比特分配给统计信道状态信息进行分别量化，从而最小化频谱效率损失。

- 结合对信道定制方案的深入讨论，本文进行了全面仿真。数值仿真表明，所提出的信道定制和比特划分分别能够有效降低反馈开销和频谱效率损失。多RIS辅助系统的丰富散射信道可被重塑为一个完整的

秩信道，并由稀疏正交路径主导，这是通过所提出的信道定制实现的。利用正交路径的完美有限信道状态信息，所提出的收发机可实现与最优奇异值分解收发机相当的性能。在考虑反馈中的有限量化时，仿真验证了所提出的比特划分算法能够有效降低频谱效率损失。

本文其余部分安排如下：第二节介绍基础系统模型。第三节和第四节分别研究基于信道定制的反馈缩减，以及有限量化导致的遍历频谱效率损失。第五节讨论数值结果。第六节给出最重要的结论。

符号说明：向量和矩阵分别用字母的小写和大写形式表示；$|\cdot|$和$\|\cdot\|_F$分别表示绝对值和欧几里得范数。上标$(\cdot)^T$和$(\cdot)^H$分别表示转置和共轭转置运算；$\lceil\cdot\rceil$表示向上取整；$\mathbb{C}^{a\times b}$表示复数$a\times b$矩阵的集合；$\mathbb{Z}^+$表示正数集合；$\mathbb{E}\{\cdot\}$表示统计期望运算。符号$\mathrm{blkdiag}\{\mathbf{X}_1,\mathbf{X}2,\ldots,\mathbf{X}_N\}$表示由矩阵$\mathbf{X}_i$，$i=1,\ldots,N$构成的分块对角矩阵，而$\mathrm{diag}(a_1,a_2,\ldots,a_N)$表示以$a_i$，$i=1,\ldots,N$为对角元素的对角矩阵。

II. 系统模型

我们考虑如图1所示的多RIS辅助的6 GHz以下频分双工多输入多输出系统。当存在一些阻挡从发射端到目标区域的传输链路的摩天大楼时，会出现盲覆盖区域$\mathcal{A}$。在由遮挡造成的盲覆盖区域内，接收端失去了与发射端之间的直传链路。随后，K在摩天大楼的外墙上铺设可重构智能表面，以建立级联反射/折射链路，从而实现发射端与接收端之间的数据传输，而不是另行设置一个发射端来弥补盲覆盖区域。对于FDD系统中的下行传输，下行链路信道状态信息在接收端估计，然后通过独立于传输链路的反馈链路反馈给发射端。信道反馈完成后，发射端使用量化下行信道状态信息设计预编码器，并通过控制链路配置可重构智能表面。为清晰简洁地描述，发射端、可重构智能表面和接收端均配备均匀线性阵列[1]（均匀线性阵列），阵元间距为半个波长。发射端和接收端的天线数量分别记为N_{T}和N_{R}。可重构智能表面应配备足够数量的阵元，以应对由可重构智能表面构建的不同传输链路之间的路径损耗差异。按照[36]，，我们将可重构智能表面k中的阵元数量记为$N_{\mathrm{S},\,k}$。

[1]如下文所述，本工作可以轻松扩展到采用均匀平面阵列（UPA）的系统。

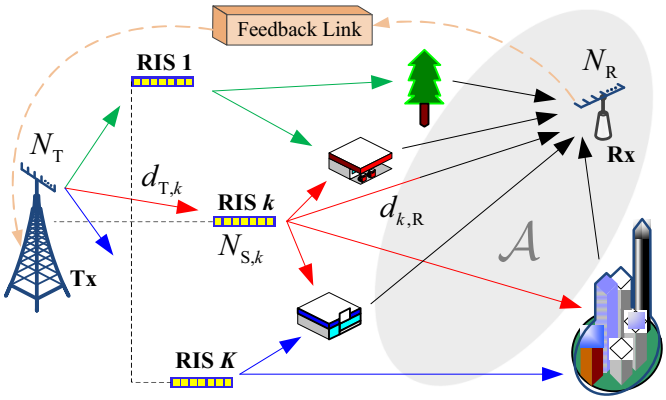


图1. RIS辅助的6 GHz以下FDD系统，其中下行信道状态信息通过反馈链路反馈。

A. 信道模型

鉴于发射端到接收端的直传链路受到严重阻塞，发射端与接收端之间的信道由可重构智能表面提供的K个分量组成，具体为[37]

$$\mathbf{H}=\sum_{k=1}^{K}\rho_k\mathbf{H}_{k,\mathrm{R}}\mathbf{\Gamma}_k\mathbf{H}_{\mathrm{T},k},\tag{1}$$

其中，$\mathbf{\Gamma}_k=\mathrm{diag}(e^{j\omega_k},1,\ldots,e^{j\omega_k,N_{\mathrm{S}},k})\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{S}},k\times N_{\mathrm{S}},k}$表示可重构智能表面$k$，$\rho_k=\frac{\lambda}{4\pi d_{\mathrm{T},k}}\frac{\lambda}{4\pi d_{k,\mathrm{R}}}$的移相器响应，[2]表示发射端–可重构智能表面$k$–接收端链路的路径损耗，其中$\lambda$为波长，$d_{\mathrm{T},k}$和$d_{k,\mathrm{R}}$分别表示发射端和接收端到可重构智能表面$k$的距离。在式（1）中，$\mathbf{H}_{\mathrm{T},k}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{S}},k\times N_{\mathrm{T}}}$和$\mathbf{H}_{k,\mathrm{R}}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{S}},k}$分别表示发射端–可重构智能表面$k$以及可重构智能表面$k$–接收端信道。通过将[19]–[22]中针对多可重构智能表面辅助系统的信道估计研究加以扩展，或采用[24],中的信道估计算法，假设接收端能够完美估计$\mathbf{H}_{\mathrm{T},k}$和$\mathbf{H}_{k,\mathrm{R}}$。尽管信道估计误差不可避免，但在考虑有限信道反馈时，它将与量化误差混合在一起。我们首先研究有限反馈，并将联合信道估计与有限反馈的研究留作未来工作。

在典型的系统部署中，为了确保传输稳定，发射端和可重构智能表面安装在高层建筑上，发射端与可重构智能表面之间存在视距（LoS）链路k信道。因此，考虑到多径环境，我们在统计

[2]该模型表明，发射端–可重构智能表面k–接收端信道的路径损耗等于发射端–可重构智能表面子信道与可重构智能表面–接收端子信道的路径损耗之积，这一结论已在[38, 式(6)]和[39, 式(18)]中得到理论证明，并通过[38]中的实验结果得到验证。由于可重构智能表面级联造成的路径损耗十分严重，我们仅考虑由一个可重构智能表面级联构成的传输链路，而忽略由多个可重构智能表面级联构成的链路。

多径模型中引入了确定性分量。该模型在 [40], 中通过测量进行开发和验证，用于描述发射端与可重构智能表面之间的 k 信道:

$$\mathbf{H}_{\mathrm{T},k} = \sqrt{N_{\mathrm{T}} N_{\mathrm{S},k}} \left(\sqrt{\frac{\kappa_{\mathrm{T},k}}{\kappa_{\mathrm{T},k}+1}} \mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,0}\right) \mathbf{a}_{\mathrm{T}}^{H}\left(\Theta^{\mathrm{D}}_{\mathrm{T},k,0}\right) + \sqrt{\frac{1}{\kappa_{\mathrm{T},k}+1}} \mathbf{H}^{\mathrm{NLoS}}_{\mathrm{T},k} \right), \tag{2}$$

其中，$\kappa_{\mathrm{T},k}$ 为莱斯因子；$\mathrm{a}_{\mathrm{S},k}(\cdot)$ 和 $\mathrm{a}_{\mathrm{T}}(\cdot)$ 分别是由可重构智能表面（RIS） k 处的方向参数 $\Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,0} = \pi\cos\theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,0}$ 以及发射端（Tx）处的方向参数 $\Theta^{\mathrm{D}}_{\mathrm{T},k,0} = \pi\cos\theta^{\mathrm{D}}_{\mathrm{T},k,0}$ 决定的阵列响应向量，其中 $\theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,0}$ 为到达角（AoA），$\theta^{\mathrm{D}}_{\mathrm{T},k,0}$ 为离开角（AoD）。$\mathbf{H}_{\mathrm{T},k}$ 的非视距（NLoS）分量可表示为散射波前的叠加，即 $\mathbf{H}^{\mathrm{NLoS}}_{\mathrm{T},k} = 1/\sqrt{L_{\mathrm{T},k}} \sum_{l=1}^{L_{\mathrm{T},k}} \beta_{\mathrm{T},k,l}\, \mathrm{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,l}\right) \mathrm{a}^{H}_{\mathrm{T}}\left(\Theta^{\mathrm{D}}_{\mathrm{T},k,l}\right)$，其中 $L_{\mathrm{T},k}$ 为非视距路径的数量，且 $\beta_{\mathrm{T},k,l} \sim \mathcal{CN}(0,1)$。发射端–可重构智能表面（RIS）信道的传播路径记为 $\mathcal{L}_{\mathrm{T},k} = \{0,1,\ldots,L_{\mathrm{T},k}\}$。因此，发射端–可重构智能表面（RIS）信道可重写为

$$\mathbf{H}_{\mathrm{T},k} = \sum\nolimits_{l\in\mathcal{L}_{\mathrm{T},k}} \alpha_{\mathrm{T},k,l} \mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,l}\right) \mathbf{a}^{H}_{\mathrm{T}}\left(\Theta^{\mathrm{D}}_{\mathrm{T},k,l}\right), \tag{3}$$

其中，$\alpha_{\mathrm{T},k,l} = \sqrt{\frac{N_{\mathrm{T}} N_{\mathrm{S},k}}{\kappa_{\mathrm{T},k}+1} \frac{1}{N_{\mathrm{T}} L_{\mathrm{T},k}}} \beta_{\mathrm{T},k,l}$ $l > 0$ 以及 $\alpha_{\mathrm{T},k,0} = \sqrt{\frac{N_{\mathrm{T}} N_{\mathrm{S},k}}{\kappa_{\mathrm{T},k}+1} \frac{\kappa_{\mathrm{T},k}}{N_{\mathrm{T}}}}$ 分别表示视距路径和第 l 条非视距路径的有效路径增益。考虑到接收端靠近地面，周围散射体较多，传播环境更加杂乱，因此，视距路径可能并非可重构智能表面–接收端信道的主导分量，这与发射端–可重构智能表面 k信道不同。因此，忽略莱斯因子并根据式 (3), 可将可重构智能表面 k–接收端信道表示为

$$\mathbf{H}_{k,\mathrm{R}} = \sum\nolimits_{l\in\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}} \alpha_{k,\mathrm{R},l} \mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Theta^{\mathrm{A}}_{k,\mathrm{R},l}\right) \mathbf{a}^{H}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l}\right), \tag{4}$$

其中，$\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}} = \{1,\ldots,L_{k,\mathrm{R}}\}$ 表示传播路径集合，$L_{k,\mathrm{R}}$ 表示传播路径数量，$\mathrm{a}_{\mathrm{R}}(\cdot)$表示接收端处的阵列响应向量，而 $\alpha_{k,\mathrm{R},l} = \sqrt{N_{\mathrm{R}} N_{\mathrm{S}} L_k}\, \beta_{k,\mathrm{R},l}$（其中 $\beta_{k,\mathrm{R},l} \sim \mathcal{CN}(0,1)$）表示可重构智能表面 k–接收端信道中第 l 条路径的有效路径增益。类似地，$\Theta^{\mathrm{A}}_{k,\mathrm{R},l} = \pi\cos\theta^{\mathrm{A}}_{k,\mathrm{R},l}$ 以及 $\Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l} = \pi\cos\theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l}$ 为方向参数，其中 $\theta^{\mathrm{A}}_{k,\mathrm{R},l}$ 和 $\theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l}$ 分别表示可重构智能表面–接收端信道中的到达角和离开角。在式 (2)–(4) 中，发射端、可重构智能表面和接收端处 ULA[3] 的阵列响应向量均可统一表示为

$$\mathbf{a}_X(Y) = \frac{1}{\sqrt{N_X}} \left[1, e^{jY}, \ldots, e^{j(N_X-1)Y}\right]^T, \tag{5}$$

[3]均匀平面阵列的阵列响应向量可以由垂直和水平均匀线阵的阵列响应向量生成。因此，均匀平面阵列场景中还需要引入一个方向参数，用于信道反馈量化。然而，在天线单元数量相同的情况下，均匀平面阵列的方向参数分辨率低于均匀线阵，这意味着每个参数所需的量化比特更少。请注意，已有研究探讨了空间稀疏毫米波系统中采用均匀平面阵列进行信道定制的问题，见 [36]。

其中 $X \in \{\{\mathrm{T}\},\ \{\mathrm{R}\},\ \{\mathrm{S}\ k\}\}$，以及 Y是相应的方向参数。

B. 下行链路频谱效率

在下行传输中，接收端接收到的信号可表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^{H}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{W}^{H}\mathbf{n}, \tag{6}$$

其中，$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \ldots, s_{N_{\mathrm{R}}}]^T \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times 1}$ 满足$\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}_{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}}$，表示来自发射端（Tx）的发射信号；$\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times 1} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2\mathbf{I}_{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}})$ 表示噪声功率为 σ^2 的加性白高斯噪声；$\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}}\times N_{\mathrm{R}}}$ 和 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}}$ 分别表示发射端（Tx）的预编码器和接收端（Rx）的合并器。功率约束为 $\|\mathbf{F}\mathbf{s}\|_F^2 \le E$，其中 E 表示发射端（Tx）的总功率。给定接收信号后，下行链路频谱效率（SE）可表示为

$$R = \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}} + \frac{1}{\sigma^2}\mathbf{W}^{H}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{F}^{H}\mathbf{H}^{H}\mathbf{W}\right). \tag{7}$$

在传统无线通信系统中，当信道 H 固定时，可以通过对 H 进行奇异值分解（SVD），获得使频谱效率（SE）最大化的最优预编码器和合并器。H 的奇异值分解（SVD）在 $N_{\mathrm{T}} > N_{\mathrm{R}}$ 下表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\left[\mathbf{\Lambda}, \mathbf{0}_{N_{\mathrm{R}}\times(N_{\mathrm{T}}-N_{\mathrm{R}})}\right]\hat{\mathbf{V}}^{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^{H}, \tag{8}$$

其中，$\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}}$ 和 $\hat{\mathbf{V}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}}\times N_{\mathrm{T}}}$ 是酉矩阵，$\mathbf{\Lambda} = \mathrm{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \ldots, \sqrt{\lambda_{N_{\mathrm{R}}}})$ 是一个 $N_{\mathrm{R}} \times N_{\mathrm{R}}$对角矩阵，其中 $\sqrt{\lambda_i}$ 是第 i 大的奇异值。注意，$\mathbf{V}$ 由 $\hat{\mathbf{V}}$ 的前 N_{R} 列构成。利用 H 的奇异值分解，最优预编码器和合并器可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \mathbf{V}\mathbf{P}^{1/2}, \\ \mathbf{W} &= \mathbf{U}, \end{aligned} \tag{9}$$

其中，$\mathbf{P} = \mathrm{diag}(p_1, \ldots, p_{N_{\mathrm{R}}})$ 是注水功率分配矩阵，其第 i 个对角元素表示为

$$p_i = \max\left(0, \mu - \frac{\sigma^2}{\lambda_i}\right), \tag{10}$$

其中，μ 是满足功率约束 $\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}} p_i = E$的水位。利用最优预编码器和合并器，SE 可最大化为

$$R = \sum_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}} \log_2\left(1 + \frac{\lambda_i p_i}{\sigma^2}\right). \tag{11}$$

H 的获取是式 (9) 中最优奇异值分解收发机的前提。在频分双工系统中，发射端通过信道反馈获取 H。尽管信道反馈已在并行无线通信系统中得到广泛研究 [41], [42], , 但在 RIS 场景下，分析有所不同。如式 (1) 所示，可重构智能表面的移相器被封装在复合信道 H 中。因此，第一个区别是，接收端无法直接向发射端反馈 H，因为 $\{\mathbf{\Gamma}_k\}_{k=1}^{K}$ 的设计会相应地改变信道。换言之，从获取当前 H】【。

先前的反馈结果在需要重新设计移相器时毫无意义。第二个区别在于，为了创建有利的复合信道而优化可重构智能表面，需要分段的独立信道$\{\mathbf{H}_{k,\mathrm{R}},\mathbf{H}_{\mathrm{T},k}\}_{k=1}^{K}$。然而，鉴于可重构智能表面计划配备大量单元，直接反馈这些高维独立信道并不现实，因为反馈开销难以承受。基于几何信道模型 (3) 和 (4)，$\{\mathbf{H}_{k,\mathrm{R}},\mathbf{H}_{\mathrm{T},k}\}_{k=1}^{K}$ 可在发射端通过信道参数重构。

$$\left\{\left(\alpha_{\mathrm{T},k,l},\Theta_{\mathrm{T},k,l}^{\mathrm{A}},\Theta_{\mathrm{T},k,l}^{\mathrm{D}}\right),l\in\mathcal{L}_{\mathrm{T},k}\right\}_{k=1}^{K}, \tag{12}$$

$$\left\{\left(\alpha_{k,\mathrm{R},i},\Theta_{k,\mathrm{R},i}^{\mathrm{A}},\Theta_{k,\mathrm{R},i}^{\mathrm{D}}\right),i\in\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}\right\}_{k=1}^{K}. \tag{13}$$

鉴于信道参数总数 $\sum_{k=1}^{K}3(1+L_{\mathrm{T},k}+L_{k,\mathrm{R}})$ 少于信道矩阵的数量，在 RIS 辅助系统中反馈信道参数而非信道矩阵是有意义的。尽管这种方案能够减少反馈开销，但 6 GHz 以下系统的电磁传播环境中存在大量散射体，会产生大量传播路径。由于接收端的反馈能力有限，且需要对参数进行量化，因此无法将这些信道参数完美地反馈给发射端。

鉴于上述挑战，在 RIS 辅助 FDD 系统中应采用有限量化的有限信道状态信息，以逼近奇异值分解收发机。为实现这一目标，我们将在后续章节中利用有限信道状态信息定制复合信道，从而大幅降低反馈开销。我们还将评估有限量化导致的频谱效率损失。

III. 有限反馈下的信道定制 CSI

本节首先分析针对有限信道状态信息的信道定制型可重构智能表面设计中的复合信道结构。随后，我们将以奇异值分解的形式定制信道。借助信道定制，无需进行矩阵分解，也无需反馈完整的信道参数，即可轻松设计奇异值分解收发机。

将 (3) 和 (4) 代入 (1)，复合信道可改写为

$$\mathbf{H}=\sum_{k=1}^{K}\sum_{l_k=1}^{L_{k,\mathrm{R}}}\sum_{j_k=0}^{L_{\mathrm{T},k}}\rho_k\alpha_{k,\mathrm{R},l_k}\alpha_{\mathrm{T},k,j_k}\mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Theta_{k,\mathrm{R},l_k}^{\mathrm{A}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}^{H}\left(\Theta_{k,\mathrm{R},l_k}^{\mathrm{D}}\right)\times\boldsymbol{\Gamma}_k\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta_{\mathrm{T},k,j_k}^{\mathrm{A}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{T}}^{H}\left(\Theta_{\mathrm{T},k,j_k}^{\mathrm{D}}\right). \tag{14}$$

我们记作

$$\xi_{k,l_k,j_k}\triangleq\rho_k\alpha_{k,\mathrm{R},l_k}\alpha_{\mathrm{T},k,j_k}\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}^{H}\left(\Theta_{k,\mathrm{R},l_k}^{\mathrm{D}}\right)\boldsymbol{\Gamma}_k\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta_{\mathrm{T},k,j_k}^{\mathrm{A}}\right) \tag{15}$$

作为从 TX–RIS k 信道的第 j_k 条路径到 RISk–接收端信道的第 l_k 条路径的级联路径的有效路径增益。式 (14) 可表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{H}&=\sum_{k=1}^{K}\sum_{l_k=1}^{L_{k,\mathrm{R}}}\sum_{j_k=0}^{L_{\mathrm{T},k}}\xi_{k,l_k,j_k}\mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Theta_{k,\mathrm{R},l_k}^{\mathrm{A}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{T}}^{H}\left(\Theta_{\mathrm{T},k,j_k}^{\mathrm{D}}\right)\\&=\sum_{k=1}^{K}\mathbf{A}_{k,\mathrm{R}}\boldsymbol{\Xi}_k\mathbf{A}_{\mathrm{T},k}^{H},\end{aligned} \tag{16}$$

其中，$\mathbf{A}_{k,\mathrm{R}}=[\mathbf{a}_{\mathrm{R}}(\Theta_{k,\mathrm{R},1}^{\mathrm{A}})\ \cdots\ \mathbf{a}_{\mathrm{R}}(\Theta_{k,\mathrm{R},L_{k,\mathrm{R}}}^{\mathrm{A}})]\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times L_{k,\mathrm{R}}}$，$\mathbf{a}_{\mathrm{R}}(\cdot)$ 和 $\mathbf{A}_{\mathrm{T},k}=[\mathbf{a}_{\mathrm{T}}(\Theta_{\mathrm{T},k,0}^{\mathrm{D}})\ \cdots\ \mathbf{a}_{\mathrm{R}}(\Theta_{\mathrm{T},k,L_{\mathrm{T},k}}^{\mathrm{D}})]\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}}\times(L_{\mathrm{T},k}+1)}$，$\mathbf{a}_{\mathrm{T}}(\cdot)$ 分别是 Tx–RIS k–Rx 信道在接收端和发射端的阵列响应矩阵；$\boldsymbol{\Xi}_k\in\mathbb{C}^{L_{k,\mathrm{R}}\times(L_{\mathrm{T},k}+1)}$ 是 Tx–RIS k–Rx 信道的有效级联路径增益矩阵，其中第 l_k 行、第 j_k 列的元素为 $(\boldsymbol{\Xi}_k)_{l_k,j_k}=\xi_{k,l_k,j_k-1}$。结合 K 个可重构智能表面提供的所有信道分量，信道可改写为

$$\mathbf{H}=\mathbf{A}_{\mathrm{R}}\boldsymbol{\Xi}\mathbf{A}_{\mathrm{T}}^{H}, \tag{17}$$

其中 $\mathbf{A}_{\mathrm{R}}=[\mathbf{A}_{1,\mathrm{R}}\cdots\mathbf{A}_{K,\mathrm{R}}]\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times L_{\mathrm{R}}}$，$L_{\mathrm{R}}=\sum_{k=1}^{K}L_{k,\mathrm{R}}$，$\mathbf{A}_{\mathrm{T}}=[\mathbf{A}_{\mathrm{T},1}\cdots\mathbf{A}_{\mathrm{T},K}]\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}}\times L_{\mathrm{T}}}$，$\mathbf{A}_{\cdot,\cdot}$，$\mathbf{A}_{\cdot,\cdot}$ 满足 $\mathbf{A}_{\cdot,\cdot}$，$\mathbf{A}_{\cdot,\cdot}$ 满足 $L_{\mathrm{T}}=\sum_{k=1}^{K}(L_{\mathrm{T},k}+1)$，且 $\boldsymbol{\Xi}=\mathrm{blkdiag}(\boldsymbol{\Xi}_1,\ldots,\boldsymbol{\Xi}_K)\in\mathbb{C}^{L_{\mathrm{R}}\times L_{\mathrm{T}}}$。

对于原始复合信道（即未对可重构智能表面进行设计的情况），也就是说，$\boldsymbol{\Gamma}_k=\mathbf{I}_{N_{\mathrm{S},k}\times N_{\mathrm{S},k}},\forall k\in\mathcal{K}$，有效级联路径增益可以被简化为

$$\xi_{k,l_k,j_k}=\rho_k\alpha_{k,\mathrm{R},l_k}\alpha_{\mathrm{T},k,j_k}\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}^{H}\left(\Theta_{k,\mathrm{R},l_k}^{\mathrm{D}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta_{\mathrm{T},k,j_k}^{\mathrm{A}}\right). \tag{18}$$

考虑到大规模阵列场景下阵列响应向量的渐近正交性 [29]，其中 $N_{\mathrm{S},k}\to\infty$，当 $\Theta_{k,\mathrm{R},l_k}^{\mathrm{D}}\neq\Theta_{\mathrm{T},k,j_k}^{\mathrm{A}}$ 时，我们将有

$$\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}^{H}\left(\Theta_{k,\mathrm{R},l_k}^{\mathrm{D}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta_{\mathrm{T},k,j_k}^{\mathrm{A}}\right)\to 0. \tag{19}$$

这种渐近正交性意味着，如果所有可重构智能表面均未受到控制，$\boldsymbol{\Xi}\to\mathbf{0}$，且 $\mathbf{H}$ 的秩为 0。在这种情况下，接收端与发射端之间没有可持续的连接。为了在接收端获得最大的空间复用增益，从而能够有效接收来自发射端的 N_{R} 数据流，我们将专注于调节移相器，以构造一个 N_{R}-秩信道。

假设1：在发射端–可重构智能表面信道之间的所有传播路径中，存在一个路径集合 $\bigcup_{k=1}^{K}\mathcal{L}_{\mathrm{T},k}^{\star}$（$\mathcal{L}_{\mathrm{T},k}^{\star}\subseteq\mathcal{L}_{\mathrm{T},k}$ 和 $\sum_{k=1}^{K}|\mathcal{L}_{\mathrm{T},k}^{\star}|=N_{\mathrm{R}}$），其中发射端处相应的阵列响应向量两两正交，该

$$\mathbf{a}_{\mathrm{T}}^{H}\left(\Theta_{\mathrm{T},m,i_m}^{\mathrm{D}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{T}}\left(\Theta_{\mathrm{T},n,i_n}^{\mathrm{D}}\right)=0, \tag{20}$$

that holds for $i_n,i_m\in\bigcup_{k=1}^{K}\mathcal{L}_{\mathrm{T},k}^{\star}$ and $i_n\neq i_m$. Similarly, another path set $\bigcup_{k=1}^{K}\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}^{\star}$ ($\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}^{\star}\subseteq\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}$ and $|\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}^{\star}|=|\mathcal{L}_{\mathrm{T},k}^{\star}|$) exists in the RISs–Rx channels, where the corresponding array response vectors at the Rx are pair-wisely orthogonal.

基于假设1，将至少贡献一条正交路径的有源可重构智能表面表示为$\mathcal{K}_\perp = \{k, |\mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},k}| \geq 1\}$。然后，我们将复合信道拆分为非正交部分和正交部分，如下所示。

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}_{\mathrm{R}} \boldsymbol{\Xi}_{\parallel} \mathbf{A}_{\mathrm{T}}^H + \mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp} \boldsymbol{\Xi}_{\perp} \mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp}^H, \tag{21}$$

其中，$\boldsymbol{\Xi}_{\parallel}$ 是将 $\boldsymbol{\Xi}$ 中的ξ_{k,l_k,j_k}分别替换为 0 后得到的对应项，适用于 $k \in \mathcal{K}_\perp$、$l_k \in \mathcal{L}^\star_{k,\mathrm{R}}$以及$j_k \in \mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},k}$; $\boldsymbol{\Xi}_\perp = \mathrm{blkdiag}\{\boldsymbol{\Xi}_{1,\perp}, \ldots, \boldsymbol{\Xi}_{|\mathcal{K}_\perp|,\perp}\} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}} \times N_{\mathrm{R}}}$是一个分块对角矩阵，其块为 $(\boldsymbol{\Xi}_{k,\perp})_{l_k,j_k} = \xi_{k,l_k,j_k}$，对应于$k \in \mathcal{K}_\perp$、$l_k \in \mathcal{L}^\star_{k,\mathrm{R}}$和$j_k \in \mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},k}$。$[\mathbf{A}_{1,\mathrm{R},\perp} \cdots \mathbf{A}_{|\mathcal{K}_\perp|,\mathrm{R},\perp}] \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}} \times N_{\mathrm{R}}}$在式（21）中，$\mathbf{A}_{k,\mathrm{R},\perp}$、$\mathbf{A}_{k,\mathrm{R}}$、.....、$\mathbf{A}_{k,\mathrm{R}}$，其中，$\mathbf{A}_{k,\mathrm{R},\perp}$、$\mathbf{A}_{k,\mathrm{R}}$、.....的列为 $\{\mathbf{a}_{\mathrm{R}}(\Theta^{\mathrm{A}}_{k,\mathrm{R},l_k}), \ldots\}_{l_k \in \mathcal{L}^\star_{k,\mathrm{R}}}$; 而$\mathbf{A}_{\mathrm{T}}$、$\mathbf{A}_{\mathrm{T}}$、.....、$\mathbf{A}_{\mathrm{T}}$中，$\mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp}$、$\mathbf{A}_{\mathrm{T}}$、$\mathbf{A}_{\mathrm{T}}$的列为 $\{\mathbf{a}_{\mathrm{T}}(\Theta^{\mathrm{D}}_{\mathrm{T},k,j_k})\}_{j_k \in \mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},k}}$。我们指出，通过将复合信道表示为式（21），发射端和接收端分别提取出 N_{R}条正交出发路径和 N_{R}条正交到达路径。

当 $\mathcal{K}_\perp$ 中的可重构智能表面的移相器经过严格设计，以将 $\boldsymbol{\Xi}_{k,\perp}$ 塑造成满足$\boldsymbol{\Xi}_{\parallel} \to \mathbf{0}$的对角矩阵时，(21) 中的 $\mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}\boldsymbol{\Xi}_\perp\mathbf{A}^H_{\mathrm{T},\perp}$ 可近似为 $\mathbf{H}$ 的奇异值分解。这样便定制出满行秩信道，无需进行矩阵分解即可轻松获得奇异值分解收发机。受上述观察启发，我们旨在通过恰当选择路径来构造 $\mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}$ 和 $\mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp}$，并设计可重构智能表面，在有限信道状态信息下修改 $\boldsymbol{\Xi}_{k,\perp}$ 和 $\boldsymbol{\Xi}_{\parallel}$，从而实现信道定制。本文还分析了基于信道定制的收发机所需的反馈开销。

A. 路径选择

考虑到发射端和可重构智能表面均为静止状态，我们遵循[36]，假设在系统部署期间，可重构智能表面已安装在发射端的不同离散傅里叶变换方向[4] 上，即

$$\Theta^{\mathrm{D}}_{\mathrm{T},k,0} \in \left\{ \frac{2\pi n}{N_{\mathrm{T}}} + \Delta, n = 1, 2, \ldots, N_{\mathrm{T}} \right\}, \forall k, \tag{22}$$

其中，Δ 可在 $[0, 2\pi]$ 中取任意值。在此部署方式下，发射端–可重构智能表面信道的所有视距路径均可选作正交路径，以满足 (20)，这表明$\mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},k} = \{0\}, k \in \mathcal{K}$。将可重构智能表面部署在发射端的离散傅里叶变换方向上，可简化构造 $\mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp}$时的路径选择，并降低反馈开销，详见第三-C 节。

鉴于可以通过从发射端–可重构智能表面信道中选取 N_{R} 条视距路径来确定 $\mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp}$，我们首先考虑 $\mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}$ 的路径选择。考虑到$|\mathcal{L}^\star_{k,\mathrm{R}}| = |\mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},k}| = 1$，在可重构智能表面 k–接收端信道中只会选取一条路径。因此，构造列向量相互正交的 $\mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}$，应分别从 N_{R} 中选取 N_{R} 条路径可重构智能表面–接收端信道，可直接表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp} = \arg\min_{\mathbf{A}} & \left\| \mathbf{A}^H\mathbf{A} - \mathbf{I}_{N_{\mathrm{R}} \times N_{\mathrm{R}}} \right\|_F^2 \\ \text{s.t.} \quad & [\mathbf{A}]_{:,i} = \mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Theta^{\mathrm{A}}_{k_i,\mathrm{R},l_{k_i}}\right),\ i = 1, \ldots, N_{\mathrm{R}} \\ & k_i \in \mathcal{K}_\perp,\ \mathcal{K}_\perp \subseteq \mathcal{K},\ |\mathcal{K}_\perp| = N_{\mathrm{R}} \\ & l_{k_i} \in \mathcal{L}^\star_{k_i,\mathrm{R}},\ \mathcal{L}^\star_{k_i,\mathrm{R}} \subseteq \mathcal{L}_{k_i,\mathrm{R}},\ \left|\mathcal{L}^\star_{k_i,\mathrm{R}}\right| = 1. \end{aligned} \tag{23}$$

组合问题 (23) 的最优解需要进行穷举搜索，其计算复杂度为

$$\sum_{n=1}^{Z_{K,N_{\mathrm{R}}}} \prod_{k=1}^{K} L_{k,\mathrm{R}}^{I_{n,k}}, \tag{24}$$

其中，组合优化的系数定义为

$$Z_{K,N_{\mathrm{R}}} = \begin{pmatrix} K \\ N_{\mathrm{R}} \end{pmatrix} = \frac{K!}{(K - N_{\mathrm{R}})! N_{\mathrm{R}}!}. \tag{25}$$

在 (24) 中，$I_{n,k} \in \{1, 0\}$ 表示可重构智能表面 k 是否在第 n 个组合中被选中，其满足 $\sum_{k=1}^{K} I_{n,k} = N_{\mathrm{R}}$（第 n 个组合中仅选择可重构智能表面）以及 $\sum_{n=1}^{Z_{K-1,N_{\mathrm{R}}}} I_{n,k} = Z_{K-1,N_{\mathrm{R}}-1}$（可重构智能表面 k 将在$Z_{K-1,N_{\mathrm{R}}-1}$ 个组合中被选中）。

通过穷举搜索所有路径来求解问题 (23)，得到 $\mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}$, 其各列近似相互正交。然而，搜索复杂度极高。例如，当 $K = 6$, $N_{\mathrm{R}} = 4$ 和 $\forall L_{k,\mathrm{R}} = 10$ 时，搜索复杂度为 1.5×10^5。增益较小的弱路径 $\alpha_{k,\mathrm{R},l_k}$ 很可能被选中，从而降低 SE。引入路径剪枝以降低搜索复杂度，同时提高 SE。在对 (23) 进行穷举搜索之前，当满足以下条件时，将从 $\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}$ 中省略弱路径 l_k

$$\frac{|\alpha_{k,\mathrm{R},l_k}|}{\max\limits_{n_k \in \mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}} |\alpha_{k,\mathrm{R},n_k}|} < \tau, \tag{26}$$

已满足，其中 τ 是一个阈值。考虑到弱路径不参与路径选择过程，所提出的路径剪枝还可降低信道估计的复杂度，因为只需准确估计强路径。尽管由于可搜索空间被压缩，采用路径剪枝无法实现式（23）的最优解，但具有更强路径的次优解可以提高 SE，如图 9 所示，并且当一半路径为弱路径并被省略时，搜索复杂度可从 1.5×10^5 降至 9375。然后，获得 $\mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}$ 和 $\mathcal{K}_\perp$，并且在 RISs–接收端信道中完成路径剪枝（26）和选择（23）后，通过选择连接发射端与 RIS $k \in \mathcal{K}_\perp$ 的视距路径，可以确定 $\mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp}$。

B. 可重构智能表面设计

假设1可以通过路径选择来实现，并且可以获得式（21）中的复合信道分解。现在我们

[4]值得注意的是，所提出的信道定制方法可扩展至可重构智能表面不位于发射端的离散傅里叶变换方向上的场景。在这种情况下，$\mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp}$ 所需的路径选择与 $\mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}$ 类似。

重点在于设计移相器，以增强 $\mathbf{\Xi}_\perp$ 的对角元素，同时保持 $\mathbf{\Xi}_\parallel \to \mathbf{0}$。

鉴于 $|\mathcal{L}^\star_{k,\,\mathrm{R}}| = |\mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},\,k}| = 1$ 对于 $k \in \mathcal{K}_\perp$，$\mathbf{\Xi}_\perp$ 是一个对角矩阵，其元素为

$$\xi_{k,l_k,0} = \rho_k \alpha_{k,\mathrm{R},l_k} \alpha_{\mathrm{T},k,0} \mathbf{a}^H_{\mathrm{S},k}\left(\Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l_k}\right) \mathbf{\Gamma}_k \mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,0}\right), \tag{27}$$

对于 $k \in \mathcal{K}_\perp$ 和 $l_k \in \mathcal{L}^\star_{k,\,\mathrm{R}}$。使 $\xi_{k,\,l_k,\,0}$ 最大化的移相器可表示为 [36]

$$\omega_{k,n} = (n-1)\left(\Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l_k} - \Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,0}\right), \tag{28}$$

其中 $n \in \{1,\ldots,N_{\mathrm{S},k}\}$ 和 $l_k \in \mathcal{L}^\star_{k,\,\mathrm{R}}$。通过按照式 (28) 设计 $\mathcal{K}_\perp$ 中的可重构智能表面的移相器，$\mathbf{A}_{\mathrm{R},\,\perp}\mathbf{\Xi}_\perp\mathbf{A}^H_{\mathrm{T},\,\perp}$ 的奇异值可最大化为 $\{|\xi^\star_{k,l_k,0}| = |\rho_k \alpha_{k,\mathrm{R},l_k}\alpha_{\mathrm{T},k,0}|, k \in \mathcal{K}_\perp, l_k \in \mathcal{L}^\star_{k,\mathrm{R}}\}$。对于其余的有效级联路径增益 $\xi_{k,\,l_k,\,j_k}$ ($k \in \mathcal{K}_\perp$，$l_k \in \mathcal{L}_{k,\,\mathrm{R}} \backslash \mathcal{L}^\star_{k,\,\mathrm{R}}$，以及 $j_k \in \mathcal{L}_{\mathrm{T},\,k} \backslash \mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},\,k}$)，式 (28) 中的可重构智能表面设计得到

$$\begin{aligned}\xi_{k,l_k,j_k} = \rho_k \alpha_{k,\mathrm{R},l_k}\alpha_{\mathrm{T},k,j_k} \mathbf{a}^H_{\mathrm{S},k}\left(\Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l_k} - \Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l^\star_k}\right) \\ \times \mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,j_k} - \Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,j^\star_k}\right),\end{aligned} \tag{29}$$

其中 $l^\star_k \in \mathcal{L}^\star_{k,\,\mathrm{R}}$ 和 $j^\star_k \in \mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},\,k}$。根据阵列响应向量的渐近正交性，有

$$\mathbf{a}^H_{\mathrm{S},k}\left(\Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l_k} - \Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l^\star_k}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,j_k} - \Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,j^\star_k}\right) \to 0, \tag{30}$$

当 $N_{\mathrm{S},\,k} \to \infty$ 且 $\Theta^{\mathrm{D}}_{k,\,\mathrm{R}\,l^\star_k,\,l_k} \neq \Theta^{\mathrm{D}}_{k,\,\mathrm{R}\,l^\star_k,\,l_k}$、$\Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,j_k} \neq \Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,j^\star_k}$、$k \in \mathcal{K}\backslash\mathcal{K}_\perp$ 对于可重构智能表面，我们不对其进行设计[5]，即 $\mathbf{\Gamma}_k = \mathbf{I}_{N_{\mathrm{S},\,k}\times N_{\mathrm{S},\,k}}$。因此，$\mathbf{\Xi}_\parallel \to \mathbf{0}$ 在采用可重构智能表面设计（28）时仍然成立，且复合信道 $\mathbf{H}$ 可以近似地定制为SVD形式

$$\mathbf{H} \approx \mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}\mathbf{\Xi}_\perp\mathbf{A}^H_{\mathrm{T},\perp}. \tag{31}$$

实现信道定制所需的基本信道参数为

$$\left\{\left(\Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,j_k}, \Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l_k}\right), k \in \mathcal{K}_\perp, j_k \in \mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},k}, l_k \in \mathcal{L}^\star_{k,\mathrm{R}}\right\}. \tag{32}$$

C. 基于信道定制的SVD收发器的反馈开销

与需要对复合信道执行SVD处理的传统SVD收发机相比，基于信道定制的SVD收发器无需进行矩阵分解即可获得，即

$$\begin{aligned}\mathbf{F} &= \mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp}\mathbf{P}^{1/2}, \\ \mathbf{W} &= \mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp},\end{aligned} \tag{33}$$

其中 $\mathbf{P}$ 是一个对角矩阵，其非零元素为 $\{p_k, k \in \mathcal{K}_\perp\}$，且 p_k = 最大 $\left(\mu - \frac{\sigma^2}{|\xi^\star_{k,\,l_k,\,0}|^2},\ 0\right)$ 是注水功率分配系数。考虑到额外的注水功率分配由奇异值决定，因此基于信道定制的SVD收发机所需的信道状态信息（CSI）量是有限的，即

$$\left\{\left(|\xi^\star_{k,l_k,j_k}|, \Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,j_k}, \Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l_k}\right), k \in \mathcal{K}_\perp, j_k \in \mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},k}, l_k \in \mathcal{L}^\star_{k,\mathrm{R}}\right\}. \tag{34}$$

式 (34) 中具有完美有限信道状态信息时的频谱效率 可表示为

$$\begin{aligned}R_{\mathrm{PL}} &= \log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}} + \frac{1}{\sigma^2}\mathbf{W}^H\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{F}^H\mathbf{H}^H\mathbf{W}\right) \\ &\overset{(a)}{\approx} \log_2 \det\Big(\mathbf{I}_{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}} + \frac{1}{\sigma^2}\mathbf{A}^H_{\mathrm{R},\perp}\mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}\mathbf{\Xi}_\perp\mathbf{A}^H_{\mathrm{T},\perp}\mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp} \\ &\qquad \times \mathbf{P}\mathbf{A}^H_{\mathrm{T},\perp}\mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp}\mathbf{\Xi}^H_\perp\mathbf{A}^H_{\mathrm{R},\perp}\mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}\Big) \\ &\overset{(b)}{\approx} \sum_{k\in\mathcal{K}_\perp}\log_2\left(1 + \left|\xi^\star_{k,l_k,0}\right|^2 p_k/\sigma^2\right).\end{aligned} \tag{35}$$

其中，(a) 和 (b) 分别由 $\mathbf{H} \approx \mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp}\mathbf{\Xi}_\perp\mathbf{A}^H_{\mathrm{T},\perp}$ 和 $\mathbf{A}^H_{\mathrm{R},\perp}\mathbf{A}_{\mathrm{R},\perp} \approx \mathbf{I}_{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}}$ 得到。

在 FDD系统中，必须将式 (34) 中的有限信道状态信息反馈给发射端，以便设计移相器和发射端预编码器。如第三-A节所述，在不同的离散傅里叶变换方向部署可重构智能表面可产生正交视距路径，并减少反馈开销。注意，$\mathcal{L}^\star_{\mathrm{T},k} = \{0\}$ 对于 $k \in \mathcal{K}$，因为选择视距路径来构造 $\mathbf{A}_{\mathrm{T},\perp}$；$\{\Theta^{\mathrm{A}}_{\mathrm{T},k,0}, k \in \mathcal{K}_\perp\}$ 在式 (34) 中可利用视距路径中恒定的到达角，无需反馈即可在发射端获得。因此，需要反馈给发射端的有限信道状态信息表示为

$$\left\{\left(|\xi^\star_{k,l_k,0}|, \Theta^{\mathrm{D}}_{k,\mathrm{R},l_k}\right), k \in \mathcal{K}_\perp, l_k \in \mathcal{L}^\star_{k,\mathrm{R}}\right\}. \tag{36}$$

与现有利用完整信道状态信息设计奇异值分解收发机的工作相比 $\{\mathbf{H}_{k,\mathrm{R}}, \mathbf{H}_{\mathrm{T},k}\}_{k=1}^K$ 由式（12）和式（13）给出的所有信道参数构成，我们所提方案的反馈开销从 $3\sum_{k=1}^K L_{\mathrm{T}\,k} + L_{k\,\mathrm{R}}$ $2N_{\mathrm{R}}$ $3K + K \geq N_{\mathrm{R}}$ (,) 降低至 。考虑到 且 6 GHz以下频段中的路径数通常较多，这种开销降低是显著的。

尽管在给定可重构智能表面设计的情况下，奇异值分解收发机是最优的，但我们并未声称所提出的可重构智能表面设计在最大化频谱效率方面是最优的。可以利用完整信道状态信息获得使频谱效率最大化的最优可重构智能表面设计。然而，该策略并不切实际，因为反馈开销和优化复杂度将高得难以承受。此外，也无法保证信道的秩。作为一种次优解决方案，所提出的基于信道定制的奇异值分解收发机降低了反馈开销并简化了系统设计（采用统计信道状态信息的可重构智能表面设计，以及无需矩阵分解的奇异值分解收发机）。具有满行秩的复合信道可以经过定制，以提供空间复用。

尽管反馈开销大幅降低，但由于接收端的反馈能力有限，式（36）中的有限信道状态信息仍需在

[5]在本研究中，由于考虑的是单个接收端场景，因此激活部分 N_{R} 可重构智能表面，以便为接收端定制稀疏信道，而其余可重构智能表面则不进行设计。通过制定适当的可重构智能表面与接收端关联策略及可重构智能表面调度策略，以选择和设计所有可重构智能表面来实现干扰消除，本研究可以扩展至多接收端场景。

接收端进一步量化后再反馈给发射端。基于此，我们将在下一节研究有限量化下的信道反馈及其对遍历频谱效率的影响。

IV. 有限量化下的信道反馈

在本节中，我们首先研究有限信道状态信息对基于信道定制的 SVD 收发机设计的影响。我们表明，通过适当选择 RIS 元件的数量，注水算法可以近似地由等功率分配替代，而奇异值反馈的影响则会被平均化。在此基础上，我们研究有限量化方向参数 所引起的遍历频谱效率损失。我们推导了遍历频谱效率损失的闭式近似表达式，并进一步提出了一种用于降低频谱效率损失的比特划分策略。

A. 奇异值的影响

在高信噪比区域，等功率分配渐近最优 [43]。在多可重构智能表面辅助系统中，仔细选择每个可重构智能表面的单元数量以抵消路径损耗，即使在低信噪比区域，也能使注水算法退化为等功率分配。我们将 $\xi_0^\star$ 记为常数，并将 $\xi_{k,l_k,0}^{\mathrm{r}}=\rho_k^{\mathrm{r}}\alpha_{\mathrm{T},k,0}\alpha_{k,\mathrm{R},l_k}$ 记为发射端–可重构智能表面 k–接收端信道中的参考级联路径增益，其中 $\rho_k^{\mathrm{r}}=\frac{\lambda}{4\pi d_{\mathrm{T},k}}\frac{\lambda}{4\pi d_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{r}}}$，且 $d_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{r}}$ 为可重构智能表面 k 到盲覆盖区域中心的固定距离。已知 ρ_k^{r} 和 $\alpha_{\mathrm{T},k,0}$ 为常数，$|\xi_{k,l_k,0}^{\mathrm{r}}|^2$ 的平均值表示为

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{|\xi_{k,l_k,0}^{\mathrm{r}}|^2\right\}&=\left(\rho_k^{\mathrm{r}}\alpha_{\mathrm{T},k,0}\right)^2\mathbb{E}\left\{|\alpha_{k,\mathrm{R},l_k}|^2\right\}\\&=\left(\rho_k^{\mathrm{r}}\alpha_{\mathrm{T},k,0}\right)^2\frac{N_{\mathrm{R}}N_{\mathrm{S},k}}{L_{k,\mathrm{R}}}\mathbb{E}\left\{|\beta_{k,\mathrm{R},l_k}|^2\right\}\\&\overset{(a)}{=}\left(\rho_k^{\mathrm{r}}\alpha_{\mathrm{T},k,0}\right)^2\frac{N_{\mathrm{R}}N_{\mathrm{S},k}}{L_{k,\mathrm{R}}},\end{aligned}\tag{37}$$

其中（a）是由于 $\beta_{k,\,\mathrm{R},\,l_k}\sim\mathcal{CN}(0,\,1)$。为使所有可重构智能表面的级联路径增益具有可比性，令

$$\mathbb{E}\left\{|\xi_{k,l_k,0}^{\mathrm{r}}|^2\right\}\triangleq\xi_0^\star,\forall k.\tag{38}$$

通过扩展 ρ_k^{r} 和$\alpha_{\mathrm{T},\,k,\,0}$，可得到可重构智能表面 k 的元素数量在 $\mathbb{E}\{|\xi_{k,l_k,0}^{\mathrm{r}}|^2\}$ 中近似为

$$N_{\mathrm{S},k}=\left\lceil\frac{16\pi^2d_{\mathrm{T},k}d_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{r}}}{\lambda^2}\sqrt{\frac{\left(\kappa_{\mathrm{T},k}+1\right)L_{k,\mathrm{R}}\xi_0^\star}{\kappa_{\mathrm{T},k}N_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}}}\right\rceil,\tag{39}$$

其中包含 $\lceil\cdot\rceil$，是因为 $N_{\mathrm{S},\,k}$ 是一个整数。一旦通信系统确定下来，使环境和系统参数保持不变，就可以通过常数 $\xi_0^\star$ 灵活确定可重构智能表面的规模。现在，结合 (39) 和省略弱路径的路径剪枝 (26)，(34) 中的 $\{|\xi_{k,l_k,0}^\star|,k\in\mathcal{K}_\perp\}$ 将处于相同的数量级。因此，$p_k=\max(\mu-\sigma^2/|\xi_{k,\,l_k,\,0}^\star|^2,0)$ 可以近似地由等功率分配 $p_k\approx E/|\mathcal{K}_\perp|$ 代替，注水功率分配的优势也将变得微不足道。尽管等功率分配在频谱效率方面，分配方案的表现不如注水分配方案；我们将在数值结果中展示，由于式（39）中的可重构智能表面尺寸约束旨在提供均匀的奇异值，因此性能下降是可以接受的。

B. 方向参数量化的影响

考虑到奇异值的影响不显著，以下假设发射端已知奇异值，以便更好地刻画量化对以下方向参数的影响

$$\left\{\left(\Theta_{k,\mathrm{R},l_k}^{\mathrm{D}}\right),k\in\mathcal{K}_\perp,l_k\in\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}^\star\right\}.\tag{40}$$

考虑到$|\mathcal{L}_{k,\,\mathrm{R}}^\star|=|\mathcal{L}_{\mathrm{T},\,k}^\star|=1$，式（40）中有限统计信道状态信息的下标 l_k 可为便于表述而省略。类似地，$\xi_{k,\,l_k,\,0}^\star$ 可简化为 $\xi_k^\star$。我们重点研究方向参数$\{\Theta_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}}\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}$的反馈，因为包含有限个可重构智能表面索引的可重构智能表面集合 $\mathcal{K}_\perp$ 可以很容易且精确地反馈给发射端。

在完美有限信道状态信息 $\{(|\xi_k^\star|,\Theta_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}})\}_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}}$下，通过执行注水算法[6] 以获得功率分配系数 $\{p_k^\star\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}$，并对式 (35) 应用詹森不等式，可推导出遍历频谱效率的上界[7]

$$\mathbb{E}\left\{R_{\mathrm{PL}}\right\}\leq\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\left(1+\frac{\mathbb{E}\left\{|\xi_k^\star|^2p_k^\star\right\}}{\sigma^2}\right)\triangleq R_{\mathrm{PL,upper}}.\tag{41}$$

当 $\{\Theta_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}}\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}$ 被量化时，采用量化后的方向参数 $\{\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}}\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}$进行可重构智能表面设计 (28)，将得到实际奇异值 $\{|\xi_k|=|\rho_k\alpha_{k,\mathrm{R}}\alpha_{\mathrm{T},k,0}\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}^H\left(\Theta_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}}-\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}(0)|\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}$。因此，采用量化有限信道状态信息 $\{(|\xi_k^\star|,\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}})\}_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}}$ 时的遍历频谱效率上界可表示为

$$R_{\mathrm{QL,upper}}\triangleq\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\left(1+\frac{\mathbb{E}\left\{|\xi_k|^2p_k^\star\right\}}{\sigma^2}\right).\tag{42}$$

我们将遍历频谱效率损失定义为

$$\Delta R=R_{\mathrm{PL,upper}}-R_{\mathrm{QL,upper}}=\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\frac{\sigma^2+\mathbb{E}\left\{|\xi_k^\star|^2p_k^\star\right\}}{\sigma^2+\mathbb{E}\left\{|\xi_k|^2p_k^\star\right\}}.\tag{43}$$

假设发射端的发射功率足以保证传输

$$N_{\mathrm{R}}\qquad\qquad p_k^\star>\text{数据流},$$

0

即，$\forall k\in\{1,2,\ldots,N_{\mathrm{R}}\}$。在这种情况下，$p_k^\star=\mu^\star-\sigma^2/|\xi_k^\star|^2$，满足 $\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}p_k=E$ 的注水水位可表示为

$$\mu^\star=\frac{E}{N_{\mathrm{R}}}+\sum\nolimits_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}}\frac{\sigma^2}{N_{\mathrm{R}}|\xi_i^\star|^2}.\tag{44}$$

[6]注水功率分配被用作基准，而其相对于等功率分配的性能增益将在数值结果中展示。

[7]在下文中，下标“PL”和“QL”分别用于表示完美信道状态信息情形和量化有限信道状态信息情形。

将 $p_k^\star$ 代入(43)得

$$\Delta R = \sum_{k=1}^{N_\mathrm{R}} \log_2 \left(\frac{1+\mathbb{E}\{C_k\}}{1+\mathbb{E}\left\{ C_k \left| \mathbf{a}_{\mathrm{S},k}^H \left(\Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} \right) \mathbf{a}_{\mathrm{S},k}(0) \right|^2 \right\}} \right), \tag{45}$$

其中

$$C_k = |\xi_k^\star|^2 \left(\frac{E}{N_\mathrm{R}\sigma^2} + \sum\nolimits_{i=1}^{N_\mathrm{R}} \frac{1}{N_\mathrm{R}|\xi_i^\star|^2} - \frac{1}{|\xi_k^\star|^2} \right), \tag{46}$$

是高斯变量$\{\beta_{k,\mathrm{R}}\}_{k=1}^{N_\mathrm{R}}$的函数。利用参数$\{\beta_{k,\mathrm{R}}\}_{k=1}^{N_\mathrm{R}}$和$\{\Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}\}_{k=1}^{N_\mathrm{R}}$之间的独立性，以及等式$\left|\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}^H(\Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D})\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}(0)\right|^2 = \sin^2(N_{\mathrm{S},k}(\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D})/2)\, N_{\mathrm{S},k}^2 \sin^2((\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D})/2)$ [29]，(45)可进一步改写为

$$\Delta R = \sum_{k=1}^{N_\mathrm{R}} \log_2 \left(\frac{1+\mathbb{E}\{C_k\}}{1+\mathbb{E}\{C_k\}\mathbb{E}\left\{ \frac{\sin^2\left(N_{\mathrm{S},k}\left(\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}\right)/2\right)}{N_{\mathrm{S},k}^2 \sin^2\left(\left(\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}\right)/2\right)} \right\}} \right). \tag{47}$$

C_k的期望记为 $\bar{C}_k = \mathbb{E}\{C_k\}$，它是一个有限常数，表示第 k条数据流的平均链路质量，可近似为（附录A）

$$\bar{C}_k \approx \frac{E}{N_\mathrm{R}\sigma^2} \left(\frac{d_{2,k}^\mathrm{r} \xi_0^\star}{d_{2,k}} \right)^2. \tag{48}$$

频谱效率损失由有限量化误差$\{\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}\}_{k=1}^{N_\mathrm{R}}$决定。一般性不失，影响量化误差的反馈比特数记为 B。

C. 频谱效率损失的近似

为明确表征反馈比特的具体影响，本小节通过近似三角函数的期望，推导频谱效率损失的闭式表达式。

随着可重构智能表面尺寸的增大，将获得更高的空间分辨率。为避免使用量化信道状态信息设计可重构智能表面时出现波束偏移，反馈比特数与每个可重构智能表面的单元数成正比。如（47）所示，$\sin^2(N_{\mathrm{S},k}(\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D})/2)\, N_{\mathrm{S},k}^2 \sin^2((\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D})/2)$的值越大，频谱效率损失越小。当$\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} \in [0, \frac{\pi}{N_{\mathrm{S},k}}]$时，函数$\sin^2(N_{\mathrm{S},k}(\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D})/2)\, N_{\mathrm{S},k}^2 \sin^2((\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D})/2)$单调递减。基于这一性质，我们假设需要最少数量的反馈比特$b_{\min,k}$，使最大量化误差不超过第一零点$\frac{\pi}{N_{\mathrm{S},k}}$，即

$$\frac{\left|\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}\right|_{\max}}{2} \le \frac{\pi}{N_{\mathrm{S},k}}. \tag{49}$$

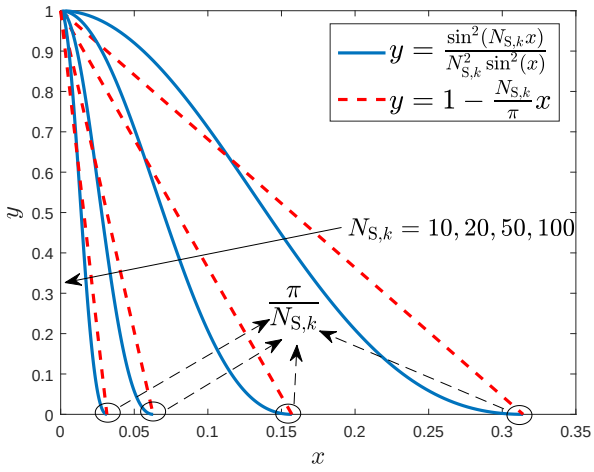


图2. 三角函数与线性函数的比较。

对于$\Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} = \pi \cos\theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} \in [-\pi, \pi]$，$b_{\min,k}$比特的量化，$\Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}$会生成大小为$2\pi/2^{b_{\min,k}}$的均匀网格。因此，$\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}$与$\Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}$之间的最大距离为

$$\left|\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}\right|_{\max} = \frac{2\pi}{2^{b_{\min,k}+1}}. \tag{50}$$

结合（49）和（50），所需的最小反馈比特数为

$$b_{\min,k} = \left\lceil \log_2 \frac{N_{\mathrm{S},k}}{2} \right\rceil. \tag{51}$$

当反馈比特数最少时，我们有

$$x \triangleq \frac{|\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}|}{2} \in [0, \tfrac{\pi}{N_{\mathrm{S},k}}]$$

在此区间内，三角函数 $\frac{\sin^2(N_{\mathrm{S},k}x)}{N_{\mathrm{S},k}^2 \sin^2(x)}$ 可以近似为线性函数 $1 - \frac{N_{\mathrm{S},k}}{\pi}x$，当 $N_{\mathrm{S},k}$ 增大时，如图2所示。利用这一近似，ΔR 内部三角函数的期望可表示为

$$\begin{aligned} &\mathbb{E}\left\{ \frac{\sin^2\left(N_{\mathrm{S},k}\left(\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}\right)/2\right)}{N_{\mathrm{S},k}^2 \sin^2\left(\left(\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}\right)/2\right)} \right\} \\ \approx &\mathbb{E}\left\{ 1 - \frac{N_{\mathrm{S},k}}{\pi} \frac{\left|\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}\right|}{2} \right\}. \end{aligned} \tag{52}$$

鉴于需要反馈 N_R 方向参数，我们分配 $b_k = b_{\min,k} + x_k$ $(x_k \in \mathbb{Z}^+)$ 比特用于量化 $\Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}$，其中 $\sum_{k=1}^{N_\mathrm{R}} b_k = B$。量化误差随后满足

$$\frac{\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D} - \Theta_{k,\mathrm{R}}^\mathrm{D}}{2} \in \left[-\frac{2^{-x_k}\pi}{N_{\mathrm{S},k}}, \frac{2^{-x_k}\pi}{N_{\mathrm{S},k}} \right]. \tag{53}$$

在量化误差区间内，线性函数的期望值可以轻松计算为

$$\mathbb{E}\left\{1-\frac{N_{\mathrm{S},k}}{\pi}\frac{\left|\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}}-\Theta_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}}\right|}{2}\right\}=1-2^{-1-x_k}. \tag{54}$$

因此，频谱效率损失可近似表示为

$$\Delta R\approx\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\left(\frac{1+\bar{C}_k}{1+\bar{C}_k\left(1-2^{-1-x_k}\right)}\right). \tag{55}$$

考虑到 $1-2^{-1-x_k}<1$，频谱效率损失的上界可表示为

$$\begin{aligned}\Delta R&\approx\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\left(\frac{1+\bar{C}_k}{1+\bar{C}_k\left(1-2^{-1-x_k}\right)}\right)\\&<\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\left(\frac{1}{1-2^{-1-x_k}}\right).\end{aligned} \tag{56}$$

因此，当分配的反馈比特数达到最小值时，即 $x_k=0$，每个数据流的频谱效率损失至多为 1 bps/Hz。增加反馈比特数可以降低频谱效率损失。对于尺寸固定的可重构智能表面，$x_k\to\infty$ 成立；当反馈比特数趋于无穷时，可达到$\Delta R\to 0$，这与可获得完美有限信道状态信息的理想情况一致。然而，实际中的反馈比特总数有限。给定满足最低要求的固定反馈比特数，即 $B>B_{\min}=\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}b_{\min,\,k}$，应为额外反馈比特（$B-B_{\min}$）制定比特划分策略，以降低频谱效率损失。

D. 比特划分

为使频谱效率损失最小化，我们首先将式（55）改写为

$$\Delta R\approx\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\left(1+\bar{C}_k\right)-\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\left(1+\bar{C}_k\left(1-2^{-1-x_k}\right)\right). \tag{57}$$

鉴于 $\{\bar{C}_k\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}$ 是常数，且与以下各项的量化无关： 方向参数，使频谱效率损失最小的比特划分可表示为

$$\begin{aligned}\max_{\{x_k\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}}\ &\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\left(1+\bar{C}_k\left(1-2^{-1-x_k}\right)\right)\\\text{s.t.}\quad &x_k\in\mathbb{Z}^+\\&\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}x_k=B-B_{\min}.\end{aligned} \tag{58}$$

最大化过程是一个组合问题，通过穷举搜索求得最优解的复杂度为 $N^{B-B_{\min}\mathrm{R}}$。为降低搜索复杂度，我们采用贪心搜索。鉴于式 (58) 中的目标函数是关于 x_k的递增函数之和，每增加一位都会使其值增大。因此，原问题可等价地分解为 $B-B_{\min}$顺序的1位分配子问题，并通过贪婪搜索。对于 i个子问题，$i-1$ 分配额外的比特，即 $\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}x_k=i-1$。1比特分配在 i个子问题中可以表示为

$$\begin{aligned}\max_{\{n_k\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}}\ &\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\left(1+\bar{C}_k\left(1-2^{-1-(x_k+n_k)}\right)\right)\\\text{s.t.}\quad &n_k\in\mathbb{Z}^+\\&\sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}n_k=1.\end{aligned} \tag{59}$$

对于第 k 条数据流，在 x_k 上增加一位比特，即 $n_k=1$，可以提高 SE，表示为

$$\begin{aligned}f_k\left(x_k\right)=&\log_2\left(1+\bar{C}_k\left(1-2^{-1-(x_k+1)}\right)\right)\\&-\log_2\left(1+\bar{C}_k\left(1-2^{-1-x_k}\right)\right)\\=&\log_2\left(1+\frac{1}{2^{2+x_k}\left(1/\bar{C}_k+1\right)-2}\right).\end{aligned} \tag{60}$$

在定义了频谱效率（SE）增益后，我们进一步探讨如何通过比特划分来降低频谱效率损失。

注意，对于任意 $m\in\{1,2,\ldots,N_{\mathrm{R}}\}\setminus\{k\}$，$f_k(x_k)\geq f_m(x_m)$ 都应成立，以便为第 k 条数据流多增加一个反馈比特时获得最大的 SE 增益。将 $f_k(x_k)\geq f_m(x_m)$ 展开为 $\forall m\in\{1,2,\ldots,N_{\mathrm{R}}\}\setminus\{k\}$ 后，当前额外比特数 x_k 应满足

$$x_k+\log_2\left(\frac{1}{\bar{C}_k}+1\right)\leq x_m+\log_2\left(\frac{1}{\bar{C}_m}+1\right). \tag{61}$$

条件 (61) 提供了一个通用准则，用于解决 (59) 中的子问题。经过 $N_{\mathrm{R}}-1$ 次比较后，通过贪心搜索获得最优比特划分的搜索复杂度为 $(N_{\mathrm{R}}-1)(B-B_{\min})$，远低于穷举搜索所需的 $N^{B-B_{\min}\mathrm{R}}$。当额外反馈比特 $\{x_k\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}$ 相同时，(61) 化简为

$$\bar{C}_k>\bar{C}_m,\forall m\in\{1,2,\ldots,N_{\mathrm{R}}\}\setminus\{k\}, \tag{62}$$

这表明链路质量最高的第 k 条数据流在额外的反馈比特中具有优先级。

此外，$f_k(x_k)$ 是 x_k 的递减函数，且其上界为

$$f_k\left(x_k\right)<\log_2\left(1+\frac{1}{2^{2+x_k}-2}\right)=f_{k,\mathrm{upper}}\left(x_k\right). \tag{63}$$

这一性质表明，增加一个比特所带来的 SE 增益会随着反馈比特数的增加而减小，且 SE 增益的上界为 $f_{k,\ \mathrm{upper}}(0)=\log_2(\frac{3}{2})$ bps/Hz。考虑到通过增加 C_k 可以使 $f_k(x_k)^-$ 接近其上界，式 (63) 表明，当额外反馈比特 $\{x_k\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}$ 相同且 $\{\bar{C}_k\}_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}}$ 足够大时（这可通过增加发射功率 E 或决定可重构智能表面单元数量的常数 $\xi_0^\star$ 来实现），每个数据流的 SE 增益相同。在这种情况下，原问题 (58) 的最优额外比特分配是均匀分配，即 $x_k=\frac{B-B_{\min}}{N_{\mathrm{R}}}$。当 $\frac{B-B_{\min}}{N_{\mathrm{R}}}$不是整数时，

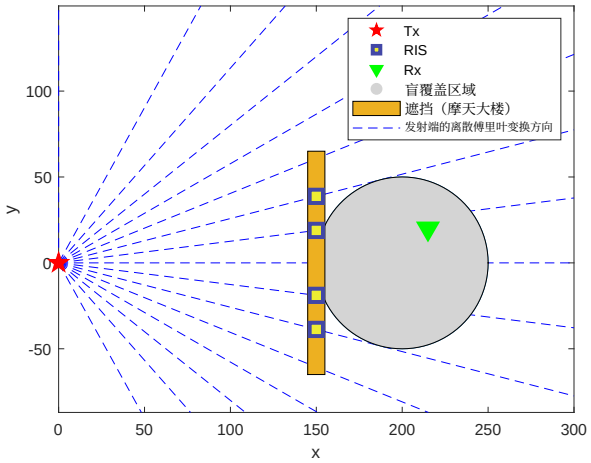
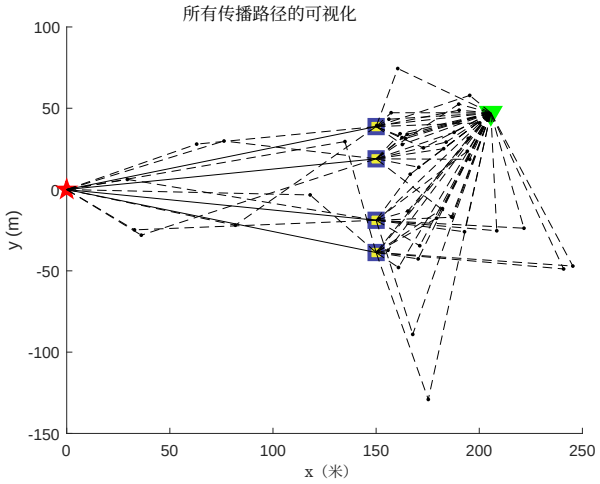
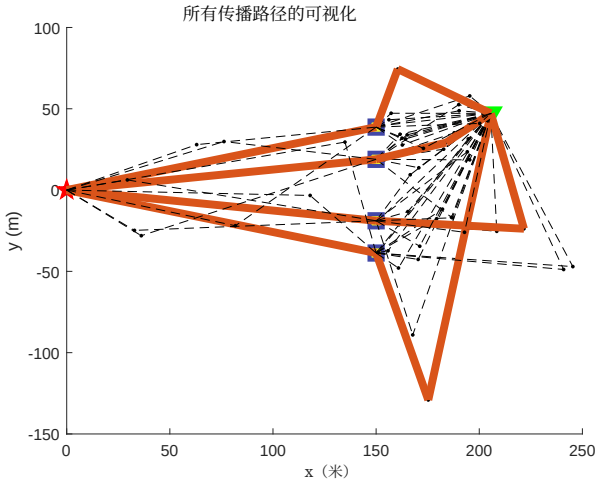


图3. 多RIS辅助系统部署的俯视图。



(a) 信道定制前



(b) 信道定制后

图 4. 某次信道实现中发射端与接收端之间的传播路径。

$x_k = \lfloor \frac{B-B_{\min}}{N_{\mathrm{R}}} \rfloor$，其余部分（$B - B_{\min} - \sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}} x_k$）可随机分配给（$B - B_{\min} - \sum_{k=1}^{N_{\mathrm{R}}} x_k$）个数据流。

V. 数值结果

本节给出数值结果，以说明所提出的信道定制在降低多RIS辅助的6 GHz以下频分双工多输入多输出系统的反馈开销方面的有效性。我们研究了接收端有限反馈能力所引入的频谱效率损失。系统载波频率设为 $f_{\mathrm{c}} = 3.5$ GHz。发射端和接收端的天线数量分别为 $N_{\mathrm{T}} = 16$ 和 $N_{\mathrm{R}} = 4$。如图3所示，我们假设发射端固定在原始笛卡尔坐标处，而接收端随机分布在一个盲覆盖区域内，该区域以圆形表示，其圆心和半径分别为 $[200, 0]^T$和50。发射端天线阵列的一系列离散傅里叶变换方向由从$[0, 0]^T$发出的射线表示。在发射端与接收端之间部署了四个可重构智能表面，以建立传输链路。所有可重构智能表面均部署在离散傅里叶变换方向上，其 x坐标为150，以为发射端–可重构智能表面信道创建正交视距路径，并降低反馈开销，详见第III节。除非另有说明，每个可重构智能表面的单元数量均根据 $\xi_0^\star = 2.27 \times 10^{-11}$，按照式（39）确定。换言之，$N_{\mathrm{S},1} = N_{\mathrm{S},4} = 416$ 以及$N_{\mathrm{S},2} = N_{\mathrm{S},3} = 338$ 将根据所考虑的系统部署进行设置。考虑到发射端和可重构智能表面通常安装在高层建筑上，莱斯因子设为$\kappa_{\mathrm{T},k} = 10$dB，$\forall k$。发射端–可重构智能表面信道以及可重构智能表面–接收端信道的非视距路径数量分别为$L_{\mathrm{T},k} = 2$ 和$L_{k,\mathrm{R}} = 10$。非视距路径的到达角和离开角由发射端/接收端–可重构智能表面信道之间的随机散射体决定。对于路径剪枝，我们设 $\tau = 10$ dB。噪声功率为–100 dBm。

A. 通过信道定制降低反馈开销

图 4 直观展示了某次信道实现中，在可重构智能表面设计前后发射端与接收端之间的所有级联传播路径，以呈现降低反馈开销的信道定制概念。考虑到在发射端–可重构智能表面 k 信道之间发现了 3 条路径，在可重构智能表面 k–接收端信道之间发现了 10 条路径，因此每个发射端–可重构智能表面 k–接收端信道可构建 30 条级联路径。图 4(a) 表明，未经可重构智能表面设计的原始复合信道包含 120 条交织且较弱的路径，这会带来巨大的信道参数反馈开销。首先选择 4 条正交路径以降低该开销，如图 4(b) 所示。我们配置移相器以增强相应路径增益，使复合信道由这 4 条正交路径主导。图 5

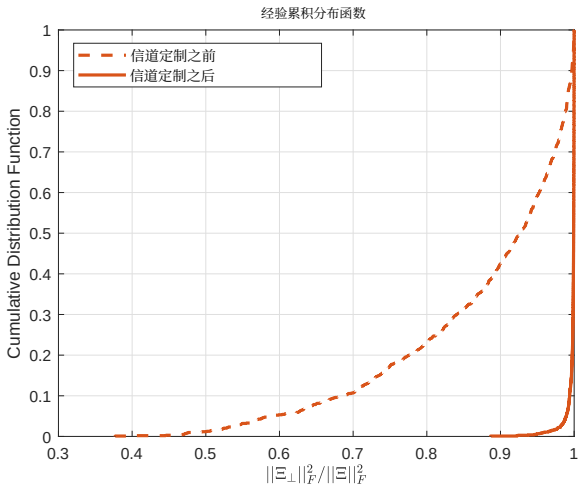


图 5. 1000 次信道实现中正交路径功率与总路径功率之比的累积分布函数。

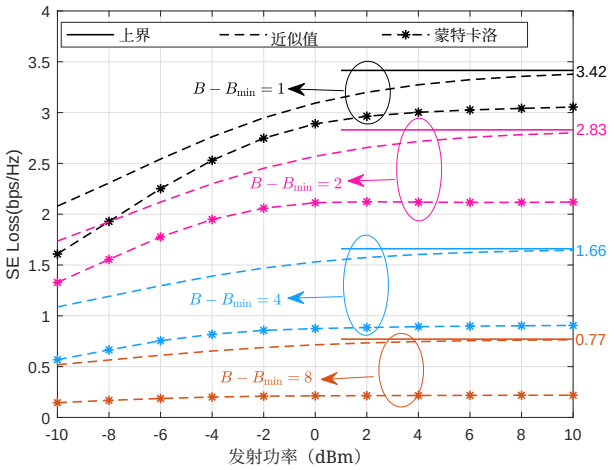


图 6. 频谱效率损失随发射功率变化的理论分析与蒙特卡洛结果，其中额外反馈比特数 $B - B_{\min}$ 逐渐增加。

展示了在 1000 次信道实现中，正交路径功率与所有路径总功率之比的累积分布函数（CDF）。可以观察到，在进行信道定制之前，通过路径剪枝与选择可以筛选出四条路径功率较大的路径。然而，仅凭这些路径不足以重构复合信道。采用所提出的可重构智能表面设计后，在所有信道实现中，路径功率比都迅速收敛至约 1，这表明复合信道可以通过由四条主导路径构成的正交分量得到良好的近似。通过仅反馈主导路径的参数，反馈开销得以降低。

B. 使用有限反馈比特降低频谱效率损失

在本小节中，我们评估接收端有限反馈能力所造成的频谱效率损失。最少反馈比特数 $B_{\min} = \sum_k^{N_{\mathrm{R}}} b_{\min,\,k}$ 由（51）确定，总反馈比特数 B 可由额外比特 $B - B_{\min}$ 表示。根据（61）对这些额外比特进行分配，以减少频谱效率损失。图 6 比较了额外反馈比特从 1 增加到 8 时，频谱效率损失随发射功率变化的（56）中的上界、（55）中的近似值以及蒙特卡洛结果。近似值与蒙特卡洛结果之间存在性能差距。这是因为频谱效率损失近似值是根据遍历频谱效率的上界定义的，而蒙特卡洛结果则是通过对完美信道状态信息和量化信道状态信息下（7）中的瞬时频谱效率之差取平均得到的。尽管存在这一性能差距，近似值与蒙特卡洛结果的变化趋势相同，有助于降低频谱效率损失。图 6 显示，随着发射功率增加，频谱效率损失近似值将趋近其上界，这与我们在（63）中的分析一致。频谱效率损失可以持续降低只需提供更多额外反馈比特。（63）表明，在高发射功率区间，额外比特的比特分配将简化为均等分配。因此，图 6 显示，当发射功率足够大时，额外比特数分别设为 1、2、4 和 8 时，频谱效率损失近似值接近上界$3+\log_2(\frac{4}{3}) \approx 3.42$，$2+2\log_2(\frac{4}{3}) \approx 2.83$，$4\log_2(\frac{4}{3}) \approx 1.66$，以及 $4\log_2(\frac{8}{7}) \approx 0.77$。

在下文中，图例 P-CSI、PL-CSI、QL-CSI、PLS-CSI 和 QLS-CSI 分别表示发射端可获得完美信道状态信息、完美有限信道状态信息 $(\{(|\xi_k^\star|, \Theta_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}})\}_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}})$、量化有限信道状态信息 $(\{(|\xi_k^\star|, \tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}})\}_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}})$、完美有限统计信道状态信息 $(\{(\Theta_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}})\}_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}})$ 和量化有限统计信道状态信息 $(\{(\tilde{\Theta}_{k,\mathrm{R}}^{\mathrm{D}})\}_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}})$ 的情形。

图7比较了不同奇异值分解收发机设计的遍历频谱效率（SE），该指标是式（7）在各个信道实现上的平均值。采用不同信道状态信息等级对可重构智能表面进行设计，以实现复合信道定制。奇异值分解收发机和基于信道定制（CC）的奇异值分解收发机分别按照式（9）和式（33）进行设计。从图7可以看出，在低发射功率区间，采用PL-CSI的基于CC的奇异值分解收发机的遍历频谱效率低于采用P-CSI的奇异值分解收发机。然而，随着发射功率的增加，这一遍历频谱效率差距逐渐缩小，两种收发机的性能也逐渐趋于一致。考虑到基于CC的收发机仅需要有限信道状态信息，且不依赖于信道重构和矩阵分解，因此这一结果极具应用前景，因为反馈开销和计算复杂度均得到了显著降低。当反馈比特有限时，从接收端反馈并用于设计可重构智能表面移相器的方向参数会出现量化误差。量化误差会降低定制后的奇异值

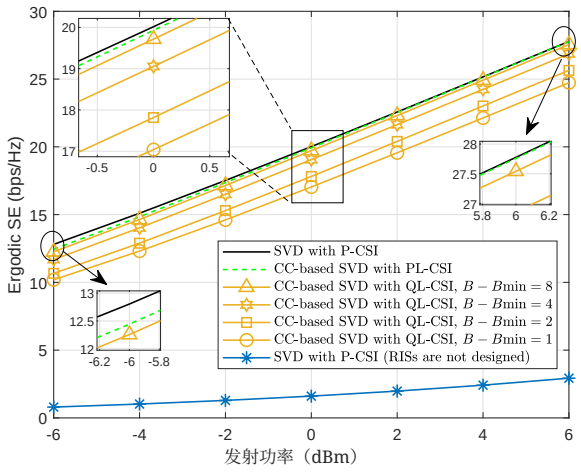


图 7. 不同反馈能力下遍历频谱效率随发射功率的变化。

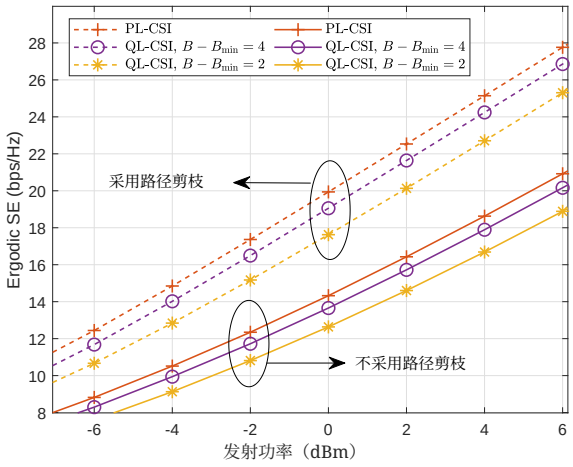


图 9. 采用和不采用路径剪枝时的遍历频谱效率对比。

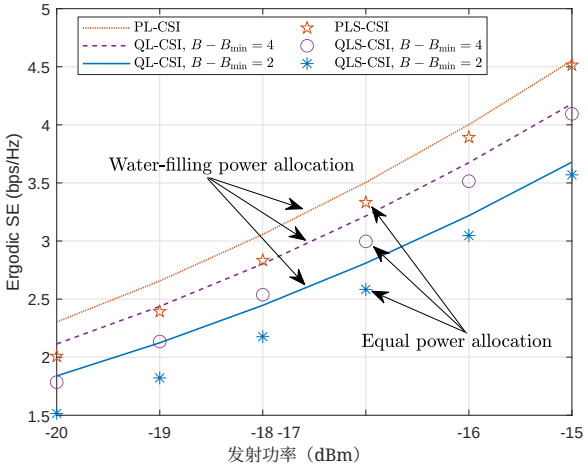


图 8. 水填充与等功率分配下遍历 SE 的比较。

信道。因此，遍历频谱效率会下降。给定最小反馈比特数，可以看出，只需额外增加八比特，即可达到与无限量化情况相当的性能。如图 7 所示，未对可重构智能表面进行设计时，遍历频谱效率会大幅降低。这一巨大的性能差距凸显了所提出的信道定制的重要性，它为收发机设计提供了关键工具。

图 8 对比了注水功率分配与等功率分配下的遍历频谱效率，以揭示奇异值反馈对收发机设计的影响。这里假设，在 PL-CSI 和 QL-CSI 中，奇异值被准确反馈至发射端；而在 PLS-CSI 和 QLS-CSI 中，发射端完全不知道奇异值。因此，PL-CSI 和 QL-CSI 中可以执行最优注水算法，而 PLS-CSI 和 QLS-CSI 中则采用等功率分配。发射功率限制在-20 dBm 至 -15 dBm，以避免进入高信噪比区域，此时等功率分配本身已渐近最优。正如预期，注水算法相比等功率分配能够获得更高的遍历频谱效率。然而，考虑到这一频谱效率增益是以准确反馈奇异值为代价的，因此应评估性能增益与反馈开销之间的权衡。从反馈比特数为 $B-B_{\min}=2$ 的 QLS-CSI 出发，当有更多可用的额外反馈比特时，可通过两种方法进行评估：(a) 反馈奇异值，以便在发射端进行注水功率分配；(b) 提高方向参数的量化精度，以便在可重构智能表面处定制信道。当发射功率为 -19 dBm 时，将额外比特数 $B-B_{\min}$ 增加至 4，即可达到与反馈比特数为 $B-B_{\min}=2$ 的 QL-CSI 相同的性能，而后者需要准确反馈奇异值。换言之，在反馈比特数为 $B-B_{\min}=2$ 的 QLS-CSI 中，为方向参数量化多分配两个比特，就能获得相当于对奇异值进行无限精度反馈的频谱效率增益。随着发射功率增加，方向参数量化带来的收益更加显著。如第四节 A 部分所述，通过配置可重构智能表面的尺寸并进行路径剪枝，定制信道的奇异值可处于同一数量级。因此，注水算法的优势有所减弱，等功率分配也可以渐近最优。在这种情况下，可以减少奇异值反馈开销，这在接收端反馈能力有限时尤为重要。

图9展示了所提出的基于信道定制的奇异值分解收发机在选择正交路径时，采用和不采用路径剪枝所获得的遍历频谱效率。复合信道的奇异值决定了

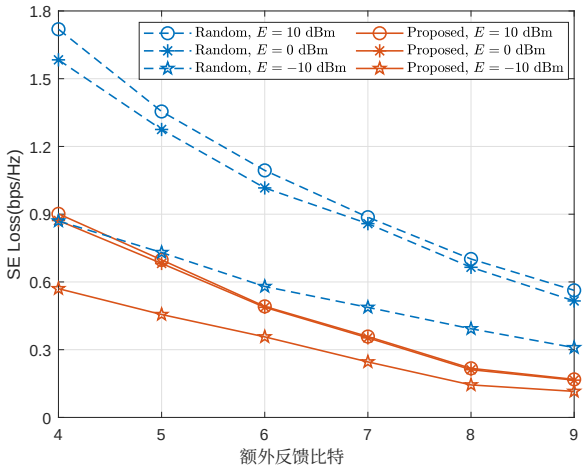


图10. 不同比特分配方案下频谱效率损失的比较。

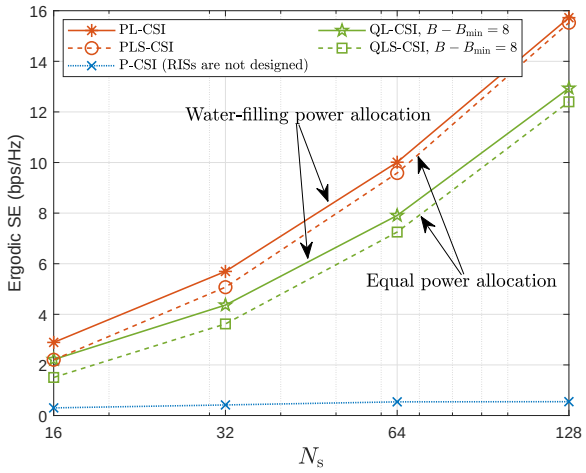


图11. 遍历频谱效率随可重构智能表面单元数的变化。

遍历频谱效率，因为所选正交路径以奇异值分解的形式对其进行定制。因此，选择级联增益较大的路径可提高奇异值；路径剪枝会舍弃弱路径，从而进一步提升遍历频谱效率。

图10展示了额外反馈比特及相应比特分配方案对频谱效率损失的影响。在保证最低反馈比特数的前提下，采用随机比特分配作为基准。所提出的比特划分算法在额外比特有限时能够有效降低频谱效率损失。频谱效率损失差距较小，表明所提出的比特划分策略能够稳健应对发射功率的增加。

图5–10中的数值结果是在满足式（39）中的可重构智能表面尺寸约束的条件下获得的，从而确保奇异值处于相同的数量级。为了展示其影响关于 RIS 尺寸对遍历频谱效率的影响，我们通过设置 $N_{\mathrm{S},\,k} = N_{\mathrm{S}}k^2$，并使 N_{S} 从 16 增至 128，放宽这一限制。图11展示了发射功率为 $E = -10$ dBm 时，遍历频谱效率随 N_{S} 的变化情况。如图8所示，在 $E = -15$ dBm 时，PL-CSI 和 PLS-CSI 的遍历频谱效率近似相同。然而，如图11所示，即使在 $E = -10$ dBm 时，当$N_{\mathrm{S},\,k} = 16k^2$ ($N_{\mathrm{S}} = 16$)，两者的差距仍约为 1 bps/Hz。从另一个角度来看，这一差异验证了式（39）中的 RIS 尺寸设置有助于创建具有均匀奇异值的良态信道。因此，在低信噪比区域，简单的等功率分配可以替代注水算法。图11还表明，遍历频谱效率随 N_{S} 增大而提高，注水算法与等功率分配之间的性能差距则逐渐缩小。这是因为发射功率保持不变时，接收信噪比会随N_{S} 增大而提高。然而，有限量化造成的频谱效率差距会随着 N_{S} 增大而扩大。其根本原因可见(55)：频谱效率损失是 C_k 的增函数，而 C_k 会随 $N_{\mathrm{S},\,k}$ 增大。未对 RIS 进行设计时，相较于 P-CSI 所获得的显著性能增益，凸显了通过 RIS 配置进行信道定制的巨大潜力。

VI. 结论

本文研究了RIS辅助FDD系统中的有限信道反馈问题，其中发射端和接收端通过多个可重构智能表面建立可靠的传输信道。鉴于大型可重构智能表面部署在发射端与接收端之间的传播环境中，直接反馈低维复合信道矩阵或高维单独子信道矩阵并不现实。反馈信道参数是一种可行的解决方案，但在丰富散射环境下会产生巨大的开销。为降低反馈开销，我们提出了一种信道定制方案，将复合信道重塑为稀疏形式。基于信道定制，利用有限信道状态信息即可获得最优奇异值分解收发机。考虑到接收端有限的反馈能力，我们评估了参数量化对频谱效率损失的影响。 为降低频谱效率损失，我们利用推导得到的频谱效率损失闭式表达式，设计了一种比特划分策略，用于分配比特量化方向参数。 数值结果展示了信道定制在减少反馈开销方面的潜力，并验证了所提出的比特划分策略在降低频谱效率损失方面的有效性。

本工作是针对多RIS辅助系统中有限信道反馈的一项初步探索。我们不同于现有研究——它们旨在反馈每条路径的完整信道参数。相反，我们将丰富散射环境拟合为稀疏形式，仅反馈主导路径，从而大幅降低反馈开销。此外，我们利用有限信道状态信息，基于奇异值分解定制复合信道，简化了

奇异值分解收发机，免去了矩阵分解。我们指出，在定制信道特性的背景下，还可以探索更多研究方向。例如，利用上下行链路空间互易的统计信道状态信息，逐步增强路径，可使路径更易区分，从而简化下行信道估计问题。此外，在RIS辅助多用户系统中，通过重塑块对角信道，无需复杂的收发机设计即可缓解用户间干扰。

附录A

式（39）中对可重构智能表面尺寸的约束，使奇异值处于同一数量级。因此，我们有如下近似：

$$\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}}\frac{1}{N_{\mathrm{R}}|\xi_i^\star|^2}\approx\sum_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}}\frac{1}{N_{\mathrm{R}}|\xi_k^\star|^2}=\frac{1}{|\xi_k^\star|^2}. \tag{64}$$

于是， C_k 的期望可表示为

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{C_k\right\}&=\mathbb{E}\left\{|\xi_k^\star|^2\left(\frac{E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}+\sum\nolimits_{i=1}^{N_{\mathrm{R}}}\frac{1}{N_{\mathrm{R}}|\xi_i^\star|^2}-\frac{1}{|\xi_k^\star|^2}\right)\right\}\\&\approx\frac{E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}\mathbb{E}\left\{|\xi_k^\star|^2\right\}.\end{aligned} \tag{65}$$

展开 $\xi_k^\star$ 并利用复高斯变量的性质，可得

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left\{C_k\right\}&\approx\frac{E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}\mathbb{E}\left\{|\xi_k^\star|^2\right\}=\frac{E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}\mathbb{E}\left\{|\rho_k\alpha_{k,\mathrm{R}}\alpha_{\mathrm{T},k,0}|^2\right\}\\&=\frac{E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}\mathbb{E}\left\{\frac{N_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}N_{\mathrm{S},k}^2\rho_k^2\kappa_{\mathrm{T},k}}{L_{k,\mathrm{R}}\left(\kappa_{\mathrm{T},k}+1\right)}|\beta_{k,\mathrm{R}}|^2\right\}\\&=\frac{E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}\frac{N_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}N_{\mathrm{S},k}^2\rho_k^2\kappa_{\mathrm{T},k}}{L_{k,\mathrm{R}}\left(\kappa_{\mathrm{T},k}+1\right)}.\end{aligned} \tag{66}$$

结合$N_{\mathrm{S},\ k}$ 和 ρ_k的表达式，可得

$$\mathbb{E}\left\{C_k\right\}\approx\frac{E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}\left(\frac{d_{2,k}^{\mathrm{r}}\xi_0^\star}{d_{2,k}}\right)^2. \tag{67}$$

参考文献

[1] E. Basar、M. Di Renzo、J. De Rosny、M. Debbah、M. -S. Alouini 和 R. Zhang，《通过可重构智能表面实现无线通信》，IEEE Access，第7卷，第116753–116773页，2019年。[2] M. Matthaiou、O. Yurduseven、H. Q. Ngo、D. Morales-Jimenez、S. L. Cotton 和 V. F. Fusco，《迈向6G：通信工程师面临的十大物理层挑战》，IEEE Commun. Mag.，第59卷，第1期，第64–69页，2021年1月。[3] J. Zhang、E. Bj¨ornson、M. Matthaiou、D. W. K. Ng、H. Yang 和 D. J. Love，《面向超越5G的前瞻性多天线技术》，IEEE J. Sel. Areas Commun.，第38卷，第8期，第1637–1660页，2020年8月。[4] W. Chen、Y. Han、S. Jin 和 H. Sun，《混合毫米波多输入多输出系统的高效多频段信道重构与跟踪》，IEEE Trans. Commun.，第69卷，第12期，第8501–8517页，2021年12月。[5] H. Q. Ngo、A. Ashikhmin、H. Yang、E. G. Larsson 和 T. L. Marzetta，《无蜂窝大规模多输入多输出与小型蜂窝的比较》，IEEE无线通信汇刊，第16卷，第3期，第1834–1850页，2017年3月。

[6] M. Di Renzo 等，“可重构 AI 超表面赋能的智能无线电环境：一个恰逢其时的构想”，EURASIP J. Wireless Commun. Networking，2019年，第2019卷，第129期，2019年5月。[7] T. J. Cui、M. Q. Qi、X. Wan、J. Zhao 和 Q. Cheng，“编码超材料、数字超材料和可编程超材料”，Light-Sci. Appl.，第3卷，第1-9页，2014年10月。[8] Y. Han、W. Tang、S. Jin、C.-K. Wen 和 X. Ma，“利用统计信道状态信息的大型智能表面辅助无线通信”，IEEE Trans. Vehicular Tech.，第68卷，第8期，第8238-8242页，2019年8月。[9] Q. Wu 和 R. Zhang，“通过联合主动和被动波束成形增强无线网络的智能反射面”，IEEE无线通信汇刊，第18卷，第11期，第5394-5409页，2019年11月。[10] C. Huang 等，“面向无线通信能效的可重构智能表面”，IEEE无线通信汇刊，第18卷，第8期，第4157-4170页，2019年8月。[11] W. Chen、X. Yang、S. Jin 和 P. Xu，“子表面辅助的稀疏阵列无阻塞多用户毫米波通信系统”，Digit. Commun. Netw.，第6卷，第3期，第292-303页，2020年8月。[12] W. Chen 等，“子表面辅助的稀疏阵列抗遮挡毫米波通信系统”，载于 IEEE GLOBECOM 会议论文集，2020年12月，第1-6页。[13] T. Hou、Y. Liu、Z. Song、X. Sun、Y. Chen 和 L. Hanzo，“可重构智能表面辅助的 NOMA 网络”，IEEE J. Sel. Areas Commun.，第38卷，第11期，第2575-2588页，2020年7月。[14] O. Yurduseven、S. D. Assimonis 和 M. Matthaiou，“具有空间调制的智能反射面：电磁学视角”，IEEE Open J. Commun. Soc.，第1卷，第1256-1266页，2020年9月。[15] J. Yuan、Y.-C. Liang、J. Joung、G. Feng 和 E. G. Larsson，“智能反射面辅助的认知无线电系统”，IEEE无线通信汇刊，第69卷，第1期，第675-687页，2021年1月。[16] X. Pang、N. Zhao、J. Tang、C. Wu、D. Niyato 和 K.-K. Wong，“通过联合轨迹和波束成形设计实现 IRS 辅助的安全无人机传输”，IEEE Trans. Commun.，第70卷，第2期，第1140-1152页，2022年2月。[17] D. Xu、V. Jamali、X. Yu、D. W. K. Ng 和 R. Schober，“大型 IRS 辅助 SWIPT 系统的最优资源分配设计：一种可扩展的优化框架”，IEEE Trans. Commun.，第70卷，第2期，第1423-1441页，2022年2月。[18] Y. Zhang 等，“超越无小区 MIMO：能效型可重构智能表面辅助无小区 MIMO 通信”，IEEE Trans. Cogn. Commun. Netw.，第7卷，第2期，第412-426页，2021年6月。[19] Y. Lin、S. Jin、M. Matthaiou 和 X. You，“面向混合 IRS 辅助 MIMO-OFDM 的张量代数信道估计”，IEEE无线通信汇刊，第20卷，第6期，第3770-3784页，2021年6月。[20] J. He、H. Wymeersch 和 M. Juntti，“基于原子范数最小化的 RIS 辅助毫米波 MIMO 系统信道估计”，IEEE无线通信汇刊，第20卷，第9期，第5786-5797页，2021年9月。[21] J. Chen、Y.-C. Liang、H. V. Cheng 和 W. Yu，“可重构智能表面辅助多用户 MIMO 系统的信道估计”，[在线]。网址：https://arxiv.org/abs/1912.03619v1。[22] Y. Liu、S. Zhang、F. Gao、J. Tang 和 O. A. Dobre，“RIS 辅助毫米波 MIMO 传输的级联信道估计”，IEEE Wireless Commun. Lett.，第10卷，第9期，第2065-2069页，2021年9月。[23] E. Bj¨ornson 等，“可重构智能表面：无线应用中的信号处理视角”，IEEE Signal Process. Mag.，第39卷，第2期，第135-158页，2022年3月。[24] H. Alwazani、Q.-U.-A. Nadeem 和 A. Chaaban，“分布式智能反射面辅助多用户 MISO 系统的信道估计”，载于 IEEE GLOBECOM 会议论文集，2020年12月，第1-6页。[25] S. Kim、H. Lee、J. Cha、S.-J. Kim、J. Park 和 J. Choi，“智能反射面赋能 MIMO 系统的实用信道估计与相移设计”，IEEE无线通信汇刊，第21卷，第8期，第6226-6241页，2022年8月。[26] S. Hu、Z. Wei、Y. Cai、C. Liu、D. W. K. Ng 和 J. Yuan，“具有自供能 IRS 的多用户 MISO 下行系统的鲁棒安全和速率最大化”，IEEE Trans. Commun.，第69卷，第10期，第7032-7049页，2021年10月。[27] C. Pan 等，“RIS/IRS 辅助无线系统的信号处理技术综述”，[在线]。网址：https://arxiv.org/abs/2112.05989v1。

[28] B. Zheng、C. You、W. Mei 和 R. Zhang，“智能反射面辅助无线通信的信道估计与实用无源波束成形设计综述”，IEEE通信调查与教程，第24卷，第2期，第1035-1071页，2022年第二季度。[29] W. Chen、C.-K. Wen、X. Li 和 S. Jin，“有限反馈下可重构智能表面辅助频分双工系统的自适应比特划分”，IEEE无线通信汇刊，第21卷，第4期，第2488-2505页，2022年4月。[30] D. Shen 和 L. Dai，“可重构智能表面辅助无线通信的降维信道反馈”，IEEE Trans. Commun.，第69卷，第11期，第7748-7760页，2021年11月。[31] X. Shi、J. Wang 和 J. Song，“面向 RIS 辅助 MU-MIMO 系统的基于三重结构稀疏性的信道反馈”，IEEE Commun. Lett.，第26卷，第5期，第1141-1145页，2022年5月。[32] N. Prasad、M. M. U. Chowdhury 和 X. F. Qi，“智能表面辅助通信中的有限反馈信道重建”，载于IEEE VTC 会议论文集，2021年9月，第1-5页。[33] J. Kim、S. Hosseinalipour、A. C. Marcum、T. Kim、D. J. Love 和 C. G. Brinto，“基于学习的自适应 IRS 控制与有限反馈码本”，IEEE无线通信汇刊，第21卷，第11期，第9566-9581页，2022年11月。[34] X. Yu、D. Li、Y. Xu 和 Y.-C. Liang，“面向智能反射面辅助无线系统的基于卷积自编码器的相移反馈压缩”，IEEE Commun. Lett.，第26卷，第1期，第89-93页，2022年1月。[35] W. Chen、L. Bai、W. Tang、S. Jin、W. X. Jiang 和 T. J. Cui，“可重构智能表面的角度相关移相器模型：角度互易性是否成立？”《IEEE通信快报》，第24卷，第9期，第2060-2064页，2020年9月。[36] W. Chen、C.-K. Wen、X. Li和S. Jin，“混合毫米波系统中用于联合Tx-RISs-Rx设计的信道定制”，[在线]。可访问：https://arxiv.org/abs/2109.13058v1。[37] K. Xu、S. Gong、M. Cui、G. Zhang和S. Ma，“多RIS辅助多用户MIMO系统的统计鲁棒收发机设计”，《IEEE通信快报》，第26卷，第6期，第1428-1432页，2022年6月。[38] W. Tang等，“可重构智能表面无线通信：路径损耗建模与实验测量”，《IEEE无线通信汇刊》，第20卷，第1期，第421-439页，2021年1月。[39] ¨O. ¨Ozdogan、E. Bj¨ornson和E. G. Larsson，“智能反射面：物理学、传播与路径损耗建模”，《IEEE无线通信快报》，第9卷，第5期，第581-585页，2020年5月。[40] A. A. M. Saleh和R. A. Valenzuela，“室内多径传播的统计模型”，《IEEE通信领域精选期刊》，第5卷，第2期，第128-137页，1987年2月。[41] N. Jindal，“有限速率反馈下的MIMO广播信道”，《IEEE信息论汇刊》，第52卷，第11期，第5045-5060页，2006年11月。[42] R. Bhagavatula和R. W. Heath Jr.，“协作多小区系统中用于和速率最大化波束成形的自适应有限反馈”，《IEEE信号处理汇刊》，第59卷，第2期，第800-811页，2011年2月。[43] Y. S. Cho、J. Kim、W. Y. Yang和C. G. Kang，《使用MATLAB的MIMO-OFDM无线通信》。新加坡：John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd，2010年。