RIS 辅助多输入多输出系统中用于传输设计的多时间尺度信道定制

Weicong Chen、Chao-Kai Wen、Xiao Li 和 Shi Jin

arXiv:2305.02464v1 [cs.IT] 4 May 2023

摘要——传输方案的性能深受无线信道影响，而信道通常被视为不可控因素。然而，将可重构智能表面（RIS）引入无线通信后，便可通过重塑电磁波，为所采用的传输定制理想信道。本研究提出了一种面向可重构智能表面辅助多输入多输出系统的多时间尺度信道定制方法，以促进传输设计。具体而言，我们利用角度相干时间内的统计信道状态信息设计可重构智能表面的移相器，定制用于空间复用（SM）传输的高秩信道，以及用于波束成形（BF）传输的高度相关秩一信道，从而提高频谱效率（SE）。我们推导了遍历频谱效率近似值和上界的闭式表达式，并通过比较这些表达式来研究空间复用与波束成形传输的相对频谱效率性能。在增强可靠性方面，我们在符号时间尺度上定制快速变化的信道，以提升空间复用和波束成形传输的分集增益。大量数值结果表明，针对特定传输方案灵活定制信道特性，可在频谱效率与误比特率性能之间实现权衡。

索引词——可重构智能表面、多输入多输出、波束成形、分集、空间复用

一、引言

自 20 世纪 70 年代无线通信系统发展以来，多输入多输出（MIMO）技术一直在接受持续评估，相关研究见于多信道数字传输系统的研究论文 [1]–[2]。根据所选的传输方案，MIMO 技术可通过空间复用提高传输速率，或通过分集增强传输可靠性。从信息论视角出发，文献 [3] 研究了采用空间复用和分集的传输方案之间的性能权衡。给定 MIMO 传输的适用性和性能由信道特性决定。尽管采用可适应信道条件的 MIMO 传输切换能够提升无线系统的性能 [4], , 但不可控的无线电信道限制了传输方案设计的自由度。打破将无线环境视为不可控因素这一假设，有望带来显著的性能提升 [5]。可重构智能表面（RIS）能够重塑电磁波；由于其位于发射机（Tx）与接收机（Rx）之间的无线信道中，因此是实现可控智能无线环境的一项前景广阔的技术 [6]。信道定制 [7],通过设计 RIS 来重塑信道特性，以适配目标传输方案，从而能够联合优化 Tx、无线信道和 Rx，实现更佳的系统性能。

获取信道状态信息（CSI）对于充分发挥可重构智能表面在无线通信中的潜力不可或缺。在单RIS辅助通信系统中，研究人员利用缺纤维张量补全工具 [8] 和原子范数最小化 [9] ，通过估计多径信道参数来重构 CSI。在多RIS辅助系统中，采用RIS开关机制 [10]和贝叶斯技术 [11] 解决信道估计问题。在频分双工系统中，基站需要通过信道反馈获取下行链路CSI。文献 [12] 提出了一种新型级联码本，用于自适应地反馈子信道的 CSI。针对采用级联信道稀疏特性的多用户系统，研究人员提出了开销降低反馈方案 [13] [14]。在多RIS辅助系统中，通过将丰富散射信道定制为稀疏信道来降低反馈开销 [15]。关于CSI获取的研究使RIS应用成为可能。

由于可重构智能表面为系统设计提供了另一个自由度，因此它已被引入各种无线应用中 [16]–[22] 以提升系统性能。在单RIS辅助多用户通信系统中，研究人员通过联合设计基站（BS）和可重构智能表面，以最大化能量效率（EE） [18] 并最小化发射功率 [19]。研究人员将多个可重构智能表面引入认知无线电系统，以提升频谱效率（SE）和EE [20]。针对可重构智能表面辅助的毫米波（mmWave）系统，研究人员通过联合优化发射端的混合波束成形和可重构智能表面的响应矩阵，构建了一个功率最小化问题 [21]。其潜力

Weicong Chen、Xiao Li 和 Shi Jin 任职于中国南京210096的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）。Chao-Kai Wen 任职于台湾高雄市80424的国立中山大学通信工程研究所（电子邮箱：chaokai.wen@mail.nsysu.edu.tw）。

文献 [22]研究了在双功能雷达通信系统中采用可重构智能表面以提升雷达感知和通信功能的潜力。文献 [18]–[22] 侧重于采用复杂的优化方法解决收发器与可重构智能表面的联合设计问题，但没有说明可重构智能表面如何改变信道。文献[7], 提出了一种低复杂度的发射端–可重构智能表面–接收端联合设计方案，其中可重构智能表面的配置通过定制信道特性，简化了混合毫米波系统中最优奇异值分解（SVD）收发器的设计。文献[7] 提出的信道定制方法启发我们通过直接重塑信道，而非采用复杂的优化方法，来提升MIMO 传输方案的性能。

由于在 RIS辅助系统中获取 BS-RIS 和 RIS-用户子信道矩阵颇具挑战性，文献 [23]–[27]提出了利用统计信道状态信息和瞬时信道状态信息的双时尺度设计。利用 BS-RIS 子信道近乎静态而 RIS-用户子信道具有移动性的特点，文献 [23] 和 [24] 分别在长时尺度和短时尺度进行信道估计和信道反馈，以简化信道获取过程。在双时尺度传输协议 [25]–[27], 中，分别利用长时尺度下的统计信道状态信息和短时尺度下的瞬时信道状态信息, 设计 RIS 处的无源波束成形和 BS 处的有源波束成形。上述所有研究 [7]–[27] 均在单一时尺度下设计 RIS，忽略了 RIS 能够在不同时间尺度上定制信道以提升系统性能这一事实。

本研究提出了面向 RIS 辅助 MIMO 系统的多时尺度信道定制，通过动态定制有利的无线信道，以适配发射端和接收端的不同传输设计，从而避免复杂的 Tx-RIS-Rx 联合优化。不同于旨在简化 mmWave 系统混合波束成形设计 [7] 以及降低 6 GHz 以下系统反馈开销 [15], 的信道定制，本研究试图通过主动重塑无线信道，而非被动适应信道，在不同时间尺度下提升不同传输方案的性能 [4]。我们的工作贡献总结如下。

- 面向传输设计的多时间尺度信道定制框架。由于传输方案的性能取决于不同时间尺度下的信道特性，我们引入了重构时间短于符号时间的可重构智能表面，以灵活地定制适合所采用传输方案的信道。与不进行信道定制而直接设计传输方案相比，所提出的框架有助于深入了解定制信道如何促进传输设计。

- 在角度相干时间内进行信道定制以提升频谱效率。空间复用（SM）和波束成形（BF）分别是在高、低发射功率区域内提升频谱效率的有效传输方案。我们利用角度相干时间内的统计信道状态信息配置可重构智能表面（RIS），为SM传输定制理想的高秩信道，并为BF传输定制高度相关的秩一信道。我们对遍历频谱效率进行了理论分析，以比较基于信道定制的SM传输和BF传输的相对性能。

- 在符号时间内进行信道定制以提高分集增益。与通过形成等效的时变正交信道来获得分集增益的 Alamouti 空时码不同，我们在符号时间内立即切换可重构智能表面的配置，以直接定制快速变化的信道。基于符号时间级信道定制，提出了空间复用分集（DS）和波束成形分集（DB）。理论上，我们证明，通过牺牲 M_{R} 倍的频谱效率，DS 和 DB 传输可以获得 M_{R} 倍的分集增益，其中 M_{R} 是一个符号时间内可重构智能表面的重构次数。

- 通过全面的仿真，并深入讨论吞吐量与可靠性之间的权衡，给出了数值结果，以展示所提出的用于传输设计的多时间尺度信道定制的性能。仿真验证了所推导的遍历频谱效率闭式近似和上界的紧致性，并直观地揭示了系统参数、环境参数以及信道估计误差对遍历频谱效率的影响。通过比较空间复用、波束成形、分集波束成形和 DB 传输的遍历频谱效率与误比特率（BER），展示了吞吐量与可靠性之间的权衡。

本文其余部分安排如下。第二节介绍系统模型和多时间尺度帧结构。第三节和第四节分别提出基于信道定制、以提升频谱效率和分集增益的传输方案。第五节讨论数值结果。第六节给出结论。

符号说明：小写字母和大写字母分别表示向量和矩阵。转置和共轭转置运算分别用上标 $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 表示；$\mathbb{C}^{a\times b}$ 表示复数 $a\times b$ 矩阵集合；$|\cdot|$ 和 $\|\cdot\|$ 分别表示绝对值和欧几里得范数；$\mathbb{E}\{\cdot\}$表示统计期望；$[\mathbf{R}]_{:,\,i}$ 表示矩阵 R 的第 i列。记号 $\mathrm{blkdiag}\{\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \ldots, \mathbf{X}_N\}$表示由矩阵 $\mathbf{X}_i$、i =1、. . .、N构成的块对角矩阵。同时，$\mathrm{diag}(a_1, a_2, \ldots, a_N)$表示对角元素为 a_i、$i = 1$、. . .、N的对角矩阵。

II. 系统模型

我们考虑一个时分双工多输入多输出系统，其中发射端与接收端之间的直达链路因

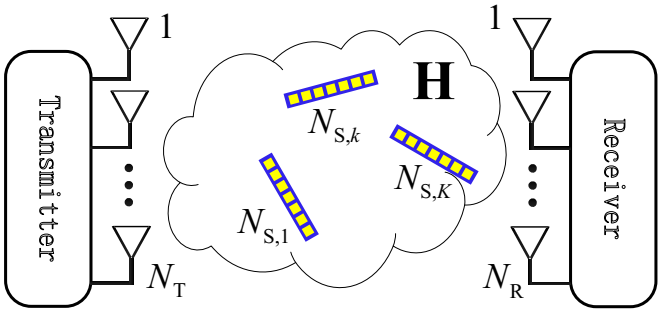


图 1. 信道由多个可重构智能表面组成的 MIMO 系统。

严重遮挡而中断[1]。 K 为建立可靠的反射链路，以便在不新增发射端的情况下，实现发射端与位于盲覆盖区域内的接收端之间的数据传输，部署了可重构智能表面。因此，如图 1 所示，发射端与接收端之间的信道仅由可重构智能表面提供的分量构成。假设信道参数在上行链路中估计，并用于配置可重构智能表面，以定制下行链路传输的信道。我们假设发射端、接收端和可重构智能表面均配备均匀线性阵列（ULA）[2]，阵元间距为半波长。发射端、接收端和可重构智能表面上的均匀线性阵列阵元数 k 分别记为 N_{T}、 N_{R}和$N_{\mathrm{S},\ k}$。

A. 信道模型

鉴于从发射端（Tx）到接收端（Rx）的直接无线电传播环境受到严重破坏，且反射链路经由 K 个可重构智能表面（RIS）级联，复合信道可表示为

$$\mathbf{H} = \sum\nolimits_{k\in\mathcal{K}} \rho_k \mathbf{H}_{k,\mathrm{R}} \mathbf{\Gamma}_k \mathbf{H}_{\mathrm{T},k}, \tag{1}$$

其中， $\mathcal{K} = \{1, \ldots, K\}$ 是可重构智能表面的集合； $\rho_k = \frac{\lambda}{4\pi r_{\mathrm{T},k}} \frac{\lambda}{4\pi r_{k,\mathrm{R}}}$ 是发射端–可重构智能表面 k–接收端链路的级联路径损耗[3]，其中 λ 为波长，$r_{\mathrm{T},k}$ 和$r_{k,\mathrm{R}}$ 分别为发射端和接收端到可重构智能表面k的距离。在式 (1) 中，矩阵 $\mathbf{H}_{k,\mathrm{R}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{S},k}}$，$\mathbf{\Gamma}_k = \mathrm{diag}(e^{j\omega_{k,1}}, \ldots, e^{j\omega_{k,N_{\mathrm{S},k}}}) \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{S},k}\times N_{\mathrm{S},k}}$ 和 $\mathbf{H}_{\mathrm{T},k} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{S},k}\times N_{\mathrm{T}}}$ 分别表示可重构智能表面 k–接收端信道、可重构智能表面 k 的移相器响应，以及发射端–可重构智能表面 k 信道。

在典型的系统部署中，发射端与可重构智能表面之间存在视距（LoS）链路，以保证传输稳定。因此，我们采用几何多径信道模型 [31] 来表示发射端与可重构智能表面之间的信道 k[4] 为

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

其中， κ 为莱斯因子；$\mathbf{a}_{\mathrm{S},\ k}(\Theta_{k,\ 0}^{\mathrm{A}})$ 和 $\mathbf{a}_{\mathrm{T}}(\Theta_{k,\ 0}^{\mathrm{D}})$ 分别是由可重构智能表面处的 $\Theta_{k,\ \pi}^{\mathrm{A}}$ k $\cos\theta_{k,\ 0}^{\mathrm{A}}$ 和发射端处的 $\Theta_{k,\ 0}^{\mathrm{D}} = \pi\cos\theta_{k,\ 0}^{\mathrm{D}}$ 确定的阵列响应向量，其中 $\theta_{k,\ 0}^{\mathrm{A}}$ 是视距链路的到达角（AoA），而 $\theta_{k,\ 0}^{\mathrm{D}}$ 是视距链路的离开角（AoD）。假设非视距（NLoS）路径的数量为L_{T}，$\mathbf{H}_{\mathrm{T}\ k}^{\mathrm{NLoS}} = 1/\sqrt{L_{\mathrm{T}}} \sum_{l=1}^{L_{\mathrm{T}}} \beta_{\mathrm{T}\ k\ l}\ \mathbf{a}_{\mathrm{S}\ k}(\Theta_{k\ l}^{\mathrm{A}})\ \mathbf{a}_{\mathrm{T}}^{H}(\Theta_{k\ l}^{\mathrm{D}})$，其中， $\beta_{\mathrm{T}\ k\ l} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$，$\mathcal{L}_{\mathrm{T}} = \{0, 1, \ldots, L_{\mathrm{T}}\}$ 为快衰落。我们将发射端与可重构智能表面之间信道的传播路径记为 k，并将（2）改写如下：

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

其中 $\alpha_{\mathrm{T},\ k,\ 0} = \sqrt{\frac{\kappa N_{\mathrm{T}} N_{\mathrm{S}}}{\kappa+1}}$ 和 $\alpha_{\mathrm{T},\ k,\ l} = \sqrt{\frac{N_{\mathrm{T}} N_{\mathrm{S}}}{\kappa+1}}$，$\beta_{\mathrm{T},\ k,\ l}$ $(l > 0)$分别表示视距路径和第l条非视距路径的有效路径增益。我们假设统计信道状态信息（即到达角和离开角）与瞬时信道状态信息（即快衰落）分别在角度相干时间 T_{A} 和信道相干时间 T_{C}内保持不变。考虑到到达角和离开角的变化速度比快衰落慢，角度相干时间由 M_{C} 个信道相干时间组成，如图 2 所示。每个信道相干时间内可传输 M_{S} 个符号。可重构智能表面的移相器是复合信道中的一个参数，每个符号时间 T_{S} 内可重新配置 M_{R} 次。

接收端位于一个复杂环境中，其中散射体和障碍物的数量众多。与准静态的发射机–RIS 信道不同，发射端和可重构智能表面预先安装在高层建筑上，而 RIS–接收端信道可能由于接收端的移动性和障碍物的影响而失去视距路径。因此，视距路径可能并非 RIS–接收端信道的主导分量。基于这一观察，我们省略

[1]本研究考虑不存在直达链路的场景，以充分发挥所提出的采用普通无源 RIS 的多时间尺度信道定制方法的潜力。然而，值得注意的是，有源 RIS [28] 能够对入射信号进行反射和放大，因此可以将本研究扩展至存在直达链路的场景。此外，参考文献 [7] 表明，通过采用足够数量的 RIS 单元，即使在具有强直达链路的 mmWave 系统中，信道定制方法仍然是有效的。

[2]如果发射端、接收端和可重构智能表面均采用均匀平面阵列（UPA），阵列响应向量将引入另一个方向参数。在这种情况下，UPA 的阵列响应向量可以由水平和垂直均匀线性阵列（ULA）的阵列响应向量生成。然而，由于 UPA 不会改变本研究的主要结果，却会使描述更加复杂，因此我们采用 ULA，以便更好地聚焦于多时间尺度信道定制的贡献。请注意，采用 UPA 的单时间尺度信道定制已在 [7] 中研究。

[3]发射端–可重构智能表面–接收端信道的级联路径损耗是发射端–可重构智能表面子信道和可重构智能表面–接收机子信道的路径损耗乘积，理论和实验结果已在 [29] 和 [30] 中验证了这一点。

[4]采用基于几何的多径信道模型，是因为可重构智能表面的移相器响应对电磁波的入射角十分敏感 [32]。可重构智能表面的这一角度相关特性不会影响本研究的主要结果，因为移相器响应仅针对一条路径进行设计。为简单起见，假设每条发射端–可重构智能表面–接收端链路的环境参数（例如莱斯因子和路径数）均相同，这一假设不失一般性。

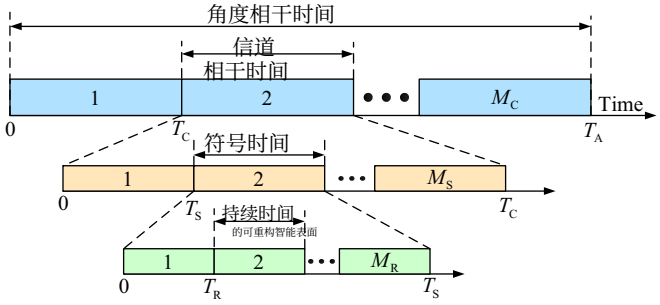


图 2. 多时间尺度参数的相干时间。

莱斯因子，并合并视距路径和非视距路径，以如下方式表示可重构智能表面 k–接收端信道 [14] [33]:

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

其中，$\alpha_{k,\mathrm{R},l} = \sqrt{\frac{N_{\mathrm{R}}N_{\mathrm{S}}}{L_{\mathrm{R}}}}\beta_{k,\mathrm{R},l}$ with $\beta_{k,\mathrm{R},l}\sim\mathcal{CN}(0,1)$表示可重构智能表面–接收端信道中第 l条路径的有效路径增益，$\mathcal{L}_{\mathrm{R}} = \{1,\ldots,L_{\mathrm{R}}\}$表示路径集合，$L_{\mathrm{R}}$表示路径数，$\mathrm{a}_{\mathrm{R}}(\cdot)$表示接收端处的阵列响应向量。同时，$\Phi_{k,l}^{\mathrm{A}} = \pi\cos\phi_{k,l}^{\mathrm{A}}$和$\Phi_{k,l}^{\mathrm{D}} = \pi\cos\phi_{k,l}^{\mathrm{D}}$, with $\phi_{k,l}^{\mathrm{A}}$ and $\phi_{k,l}^{\mathrm{D}}$分别表示可重构智能表面–接收端信道中第 l 条路径在可重构智能表面处的到达角和离开角。(2)–(4)中发射端、接收端和可重构智能表面处均匀线性阵列的阵列响应向量可统一表示如下:

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

其中，$X\in\{\{\mathrm{T}\},\{\mathrm{R}\},\{\mathrm{S}\ k\}\}$。

将 (3) 和 (4) 代入 (1)，并记$\xi_{k,l,j} \triangleq \rho_k\alpha_{k,\mathrm{R},l}\alpha_{\mathrm{T},k,j}\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}^{H}(\Phi_{k,l}^{\mathrm{D}})\boldsymbol{\Gamma}_k\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}(\Theta_{k,j}^{\mathrm{A}})$ 为从 TX–RISk 信道的第 j 条路径到 RIS k–Rx 信道的第 l 条路径的级联路径的有效路径增益，可将复合信道重写为:

$$\mathbf{H} = \sum_{k=1}^{K}\sum_{l=1}^{L_{\mathrm{R}}}\sum_{j=0}^{L_{\mathrm{T}}}\xi_{k,l,j}\mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Phi_{k,l}^{\mathrm{A}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{T}}^{H}\left(\Theta_{k,j}^{\mathrm{D}}\right) = \mathbf{R}\boldsymbol{\Xi}\mathbf{T}^{H}, \tag{6}$$

其中

$$\begin{aligned}\mathbf{R} = \big[&\mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Phi_{1,1}^{\mathrm{A}}\right)\ldots,\mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Phi_{1,L_{\mathrm{R}}}^{\mathrm{A}}\right),\ldots,\\ &\mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Phi_{K,1}^{\mathrm{A}}\right)\ldots,\mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Phi_{K,L_{\mathrm{R}}}^{\mathrm{A}}\right)\big]\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times KL_{\mathrm{R}}}\end{aligned} \tag{7}$$

and

$$\begin{aligned}\mathbf{T} = \big[&\mathbf{a}_{\mathrm{T}}\left(\Theta_{1,0}^{\mathrm{D}}\right)\ldots,\mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Theta_{1,L_{\mathrm{T}}}^{\mathrm{D}}\right),\ldots,\\ &\mathbf{a}_{\mathrm{T}}\left(\Theta_{K,0}^{\mathrm{D}}\right)\ldots,\mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Theta_{K,L_{\mathrm{T}}}^{\mathrm{D}}\right)\big]\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}}\times K(L_{\mathrm{T}}+1)}\end{aligned} \tag{8}$$

是接收端和发射端的阵列响应矩阵；$\boldsymbol{\Xi} = \mathrm{blkdiag}(\boldsymbol{\Xi}_1\ldots,\boldsymbol{\Xi}_K)\in\mathbb{C}^{KL_{\mathrm{R}}\times K(L_{\mathrm{T}}+1)}$，其中$\boldsymbol{\Xi}_k\in\mathbb{C}^{L_{\mathrm{R}}\times(L_{\mathrm{T}}+1)}$是发射端–RIS k–接收端信道的有效级联路径增益矩阵，其第 l行、第 j列的元素为$(\boldsymbol{\Xi}_k)_{l,\,j} = \xi_{k,\,l,\,j-1}$。

B. 下行频谱效率

当 m 数据流 $\mathbf{s} = [s_1, s_2\ldots, s_m]^T\in\mathbb{C}^{m\times 1}$满足 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}$ 从发射端发射时，接收端的接收信号可表示如下:

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^H\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{W}^H\mathbf{n}, \tag{9}$$

其中，$\mathbf{n}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times 1}\sim\mathcal{CN}(\mathbf{0},\sigma^2\mathbf{I})$ 为噪声功率为 σ^2 的加性白高斯噪声；$\mathbf{F}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}}\times m}$ 和 $\mathbf{W}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times m}$ 分别为发射端的预编码器和接收端的合并器。功率约束为 $\|\mathbf{F}\mathbf{s}\|_F^2\le E$，其中 E 为发射端的总功率。给定接收信号，下行链路频谱效率可表示如下:

$$R = \log_2\det\left(\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2}\mathbf{W}^H\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{F}^H\mathbf{H}^H\mathbf{W}\right), \tag{10}$$

其由信道 H 以及传输方案 F 和 W 共同决定。

在不采用可重构智能表面的无线通信系统中，F 和 W 的设计取决于不可控的 H。鉴于可重构智能表面的移相器响应可以视为复合信道本身的一部分，引入可重构智能表面来辅助无线通信，使得能够针对特定传输方案定制信道。因此，在 RIS 辅助 MIMO 系统中，可以对发射端、无线信道和接收端进行联合设计。考虑到不同的传输方案需要特定的信道特性（例如，当系统受干扰限制时，应在高秩信道中采用空间复用传输；而当系统受噪声限制时，则更倾向于在秩亏信道中采用波束成形传输；此外，分集传输能够在动态变化的信道中获得更大的增益），我们重点研究如何在不同时间尺度上定制预期信道，以适应所采用的传输方案。通过定制信道结构，可以在采用简单收发机设计的情况下提升传输方案的性能。

III. 空间复用与波束成形传输的角度相干时间内的信道定制

本节首先分析复合信道的特性，并说明如何通过配置可重构智能表面实现信道定制。在角度相干时间内，通过设计可重构智能表面的移相器响应，分别为空间复用和波束成形传输定制满秩信道和强相关信道。随后分析空间复用和波束成形传输的遍历频谱效率，并基于遍历频谱效率的分析结果推导出对应性能交叉点的发射功率阈值，以比较空间复用和波束成形传输的相对频谱效率性能。

当可重构智能表面未激活时，对于所有 $k\in\mathcal{K}$，移相器响应$\boldsymbol{\Gamma}_k = \mathbf{I}$，级联路径的有效路径增益减小至

$$\xi_{k,l,j} = \rho_k\alpha_{k,\mathrm{R},l}\alpha_{\mathrm{T},k,j}\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}^{H}\left(\Phi_{k,l}^{\mathrm{D}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta_{k,j}^{\mathrm{A}}\right). \tag{11}$$

可重构智能表面配备了大量单元，以确保$N_{\mathrm{S},\ k}$足够大，从而实现渐近正交性

$$\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}^{H}\left(\Phi_{k,l}^{\mathrm{D}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{S},k}\left(\Theta_{k,j}^{\mathrm{A}}\right)\rightarrow 0 \tag{12}$$

当$\Phi_{k,\ l}^{\mathrm{D}}\neq\Theta_{k,\ j}^{\mathrm{A}}$。可重构智能表面处的渐近正交性意味着，如果$\Phi_{k,\ l}^{\mathrm{D}}\neq\Theta_{k,\ j}^{\mathrm{A}}$，非激活的可重构智能表面会导致信道质量较差，因为 $\boldsymbol{\Xi}\rightarrow\mathbf{0}$ 且 $\mathbf{H}\rightarrow\mathbf{0}$。为提高信道质量，我们配置可重构智能表面 k，使其与第 j 个到达角和第 l 个离开角对齐，并采用如下设计的移相器响应：

$$\omega_{k,n}=(n-1)\left(\Phi_{k,l}^{\mathrm{D}}-\Theta_{k,j}^{\mathrm{A}}\right), \tag{13}$$

其中 $n\in\{1\ldots,N_{\mathrm{S},k}\}$。因此，从 TX–RIS k 信道的第 j 条路径到 RIS k–Rx 信道的第 l 条路径所构成的级联路径被激活，有效路径增益可最大化如下：

$$\xi_{k,l,j}^{\star}=\rho_{k}\alpha_{k,\mathrm{R},l}\alpha_{\mathrm{T},k,j}. \tag{14}$$

当可重构智能表面 k 的移相器响应按式（13）设计时，我们可以很容易地证明，对于$n\in\mathcal{L}_{\mathrm{R}}\backslash\{l\}$或 $m\in\mathcal{L}_{\mathrm{T}}\backslash\{j\}$，$\xi_{k,\ n,\ m}\rightarrow 0$ 仍然成立。我们将具有 $\xi_{k,\ n,\ m}\rightarrow 0$ 的级联路径称为非激活路径。于是，式（6）中的复合信道可拆分为以下两部分：

$$\mathbf{H}=\mathbf{R}\boldsymbol{\Xi}\mathbf{T}^{H}=\mathbf{R}_{\mathrm{I}}\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{I}}\mathbf{T}_{\mathrm{I}}^{H}+\mathbf{R}_{\mathrm{A}}\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{A}}\mathbf{T}_{\mathrm{A}}^{H}, \tag{15}$$

其中，$\mathrm{R_I}$ ($\mathrm{T_I}$) 和 $\mathrm{R_A}$ ($\mathrm{T_A}$) 分别是由接收端（发射端）的非激活路径和激活路径组成的阵列响应矩阵；$\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{I}}$ 和 $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{A}}$ 分别包含非激活路径和激活路径对应的级联路径增益。考虑到非激活路径的路径增益可忽略不计（即 $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{I}}\rightarrow\mathbf{0}$），复合信道可近似表示如下 [15]:

$$\mathbf{H}\approx\mathbf{R}_{\mathrm{A}}\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{A}}\mathbf{T}_{\mathrm{A}}^{H}. \tag{16}$$

下标 $(\cdot)_{\mathrm{A}}$ 将根据预期采用的传输方案，在本文其余部分中替换为 $(\cdot)_{\mathrm{SM}}$、$(\cdot)_{\mathrm{BF}}$、$(\cdot)_{\mathrm{DS}}$ 或 $(\cdot)_{\mathrm{DB}}$。(16) 式中的近似是通过按照 (13) 式配置可重构智能表面的移相器来实现路径对齐而确定的。因此，通过配置可重构智能表面以增强适当的级联路径，可以灵活地定制复合信道的特性。

在多输入多输出通信中，高秩信道是空间复用传输在干扰受限区间提高频谱效率的基石，而高度相关的信道则能确保波束成形传输在噪声受限区间获得更高的信噪比。基于这些观察，我们在不同时间尺度上设计可重构智能表面，以定制适用于空间复用和波束成形传输的复合信道，从而提高频谱效率。

A. 空间复用传输的信道定制

在本小节中，每个角度相干时间内都会利用统计信道状态信息来配置可重构智能表面，并以奇异值分解的形式定制信道。通过将复合信道定制为多个正交子信道，可以轻松设计奇异值分解收发机以获得复用增益。

路径选择和可重构智能表面配置是以 SVD [7] [15] 形式定制信道的两个关键步骤。我们的目标是通过在接收端和发射端选择两两正交的路径，构造满足式 (16) 中 $\mathbf{R}_{\mathrm{SM}}^{H}\mathbf{R}_{\mathrm{SM}}=\mathbf{I}$ 和 $\mathbf{T}_{\mathrm{SM}}^{H}\mathbf{T}_{\mathrm{SM}}=\mathbf{I}$ 的 $\mathbf{R}_{\mathrm{SM}}$ 和 $\mathbf{T}_{\mathrm{SM}}$。鉴于复合信道的最大秩为 N_{R}，我们仅选择 N_{R} 条近似相互正交的路径。接收端的 $\mathbf{R}_{\mathrm{SM}}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}}$ 路径选择可表示如下：

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{\mathrm{SM}}=&\arg\min_{\mathbf{R}}\left\|\mathbf{R}^{H}\mathbf{R}-\mathbf{I}\right\|_{F}^{2}\\ \text{s.t.}\quad&[\mathbf{R}]_{:,i}=\mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Phi_{k_i,l_i}^{\mathrm{A}}\right),\ i=1,2,\ldots,N_{\mathrm{R}}\\ &k_i\in\mathcal{K}_{\mathrm{SM}},\ \mathcal{K}_{\mathrm{SM}}\subseteq\mathcal{K},\ |\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}|=N_{\mathrm{R}},\\ &l_i\in\mathcal{L}_{k_i,\mathrm{R}},\ \mathcal{L}_{k_i,\mathrm{R}}\subseteq\mathcal{L}_{\mathrm{R}},\ |\mathcal{L}_{k_i,\mathrm{R}}|=1,\end{aligned} \tag{17}$$

其中，$\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}$ 是空间复用传输中激活的可重构智能表面集合，$\mathcal{L}_{k_i,\ \mathrm{R}}$ 是与可重构智能表面 k_i 关联的激活路径集合。式 (17) 中的路径选择是一个组合优化问题，可通过穷举搜索直接求解。发射端的路径选择与接收端类似。为避免对发射端路径选择进行冗余描述，并充分利用可重构智能表面固定的位置，我们参照文献 [7] 和 [15]，在发射端的离散傅里叶变换方向上激活可重构智能表面。因此，发射机–RIS 信道中视距路径的离开角可表示为 $\Theta_{k,\ 0}^{\mathrm{D}}\in\{\frac{2\pi n}{N_{\mathrm{T}}}+\Delta,n=1,2,\ldots,N_{\mathrm{T}}\}$，其中 Δ 是 $[0,2\pi]$ 中的任意常数。在这种部署方式下，发射端视距路径的阵列响应向量严格正交，即

$$\mathbf{a}_{\mathrm{T}}^{H}\left(\Theta_{m,0}^{\mathrm{D}}\right)\mathbf{a}_{\mathrm{T}}\left(\Theta_{n,0}^{\mathrm{D}}\right)=0,m\neq n. \tag{18}$$

$\{\mathbf{a}_{\mathrm{T}}(\Theta_{k,\ 0}^{\mathrm{D}})\ k\in\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}\}$ 中的阵列响应向量根据由 (17) 得到的 $\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}$以及发射端视距路径的正交性选取，以构成 $\mathbf{T}_{\mathrm{SM}}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}}\times N_{\mathrm{R}}}$。由于仅选取一条级联路径来构造 $\mathbf{R}_{\mathrm{SM}}$ 和 $\mathbf{T}_{\mathrm{SM}}$，我们配置 $\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}$ 中的已激活可重构智能表面，使其对齐所选级联路径，并停用其余可重构智能表面。已激活可重构智能表面的移相器按照 (13) 进行设计，其中 $k\in\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}$、$l\in\mathcal{L}_{k,\ \mathrm{R}}$和 $j=0$。现在，复合信道可近似定制如下：

$$\mathbf{H}\approx\mathbf{R}_{\mathrm{SM}}\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{SM}}\mathbf{T}_{\mathrm{SM}}^{H}, \tag{19}$$

其中，$\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{SM}}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}}$ 是一个对角矩阵，其元素为激活的有效路径增益 $\{\xi_{k,l,0},k\in\mathcal{K}_{\mathrm{SM}},l\in\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}\}$。

发射端与接收端之间的信道具有满行秩，复合信道按（19）所示的奇异值分解形式进行定制。为充分利用复用增益，传输并接收N_{R}路数据流 $\mathbf{s}=[s_1\ldots,s_{N_{\mathrm{R}}}]\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times 1}$，并采用奇异值分解收发机

$$\mathbf{F}_{\mathrm{SM}}=\sqrt{\frac{E}{N_{\mathrm{R}}}}\mathbf{T}_{\mathrm{SM}},\mathbf{W}_{\mathrm{SM}}=\mathbf{R}_{\mathrm{SM}}. \tag{20}$$

接收端的接收信号可表示为

$$\mathbf{y}=\mathbf{W}_{\mathrm{SM}}^{H}\mathbf{H}\mathbf{F}_{\mathrm{SM}}\mathbf{s}+\mathbf{W}_{\mathrm{SM}}^{H}\mathbf{n} \tag{21}$$

将 (19) 和 (20) 代入 (21)，并利用 $\mathrm{R}_{\mathrm{SM}}^{H}\mathrm{R}_{\mathrm{SM}}\rightarrow\mathrm{I}$ 和 $\mathrm{T}_{\mathrm{SM}}^{H}\mathrm{T}_{\mathrm{SM}}=\mathrm{I}$，可得

$$\mathbf{y}\approx\sqrt{\frac{E}{N_{\mathrm{R}}}}\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{SM}}\mathbf{s}+\mathbf{W}_{\mathrm{SM}}^{H}\mathbf{n}. \tag{22}$$

鉴于 $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{SM}}$ 是对角矩阵，接收端可以接收 N_{R} 路数据流 s，且不会发生流间干扰。在干扰受限区间，这是首选的传输方案。此时可以看出，由于信道经过定制，呈现奇异值分解形式，并保证了 N_{R} 路传输的秩，因此无需对信道矩阵进行复杂的奇异值分解，也无需针对发射端-可重构智能表面-接收端联合设计进行复杂优化，即可轻松设计出用于空间复用传输的最优奇异值分解收发机。需要注意的是，我们并未声称所提出的方案在频谱效率最大化方面具有最优性，因为可重构智能表面的移相器响应可能并非最优。

空间复用传输的频谱效率可表示为

$$\begin{aligned}R_{\mathrm{SM}}&=\log_2\det\left(\mathbf{I}+\frac{1}{\sigma^2}\mathbf{W}_{\mathrm{SM}}^{H}\mathbf{H}\mathbf{F}_{\mathrm{SM}}\mathbf{F}_{\mathrm{SM}}^{H}\mathbf{H}^{H}\mathbf{W}_{\mathrm{SM}}\right)\\&\approx\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{R}}}\log_2\left(1+\frac{\left|\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{SM}}\right]_{n,n}\right|^2E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}\right).\end{aligned} \tag{23}$$

根据 (23)，空间复用传输的遍历频谱效率可表示如下：

$$\begin{aligned}\bar{R}_{\mathrm{SM}}=\mathbb{E}\left\{R_{\mathrm{SM}}\right\}&\approx\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{R}}}\mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{\left|\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{SM}}\right]_{n,n}\right|^2E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}\right)\right\}\\&=\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{R}}}\bar{R}_{\mathrm{SM},n}.\end{aligned} \tag{24}$$

不失一般性，我们忽略 $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{SM}}$ 中对角元素的排列顺序，并令 $[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{SM}}]_{n,\,n}=\xi^{\star}_{n,\,l_n,\,0}$ 分别对应 $n\in\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}$ 和 $l_n\in\mathcal{L}_{n,\,\mathrm{R}}$。第 n 个数据流的遍历频谱效率为

$$\begin{aligned}\bar{R}_{\mathrm{SM},n}&=\mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{\left|\xi^{\star}_{n,l_n,0}\right|^2E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}\right)\right\}\\&=\mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{\left|\rho_n\alpha_{n,\mathrm{R},l_n}\alpha_{\mathrm{T},n,0}\right|^2E}{N_{\mathrm{R}}\sigma^2}\right)\right\}.\end{aligned} \tag{25}$$

我们通过展开$\alpha_{n,\mathrm{R},l_n}$ 和 $\alpha_{\mathrm{T},n,0}$来简化 (25)：

$$\bar{R}_{\mathrm{SM},n}=\mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{x}{2c_n}\right)\right\}, \tag{26}$$

其中 $x=|\sqrt{2}\beta_{n,\,\mathrm{R},\,l_n}|^2$ 和 c_n 是一个常数，其值为

$$c_n=\frac{\sigma^2L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}{EN_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{S},n}^2\rho_n^2\kappa}. \tag{27}$$

为深入了解频谱效率，下面给出两个定理。

定理 1：基于式 (19) 中针对 SM传输的信道定制，采用奇异值分解收发器时的遍历频谱效率可近似表示为

$$\bar{R}_{\mathrm{SM}}\approx-\frac{1}{\ln 2}\sum\nolimits_{n\in\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}}e^{c_n}\mathrm{Ei}\left(-c_n\right), \tag{28}$$

其中，Ei(·) 是由参考文献[34]定义的指数积分：

$$\mathrm{Ei}\left(x\right)=\int_{-\infty}^{x}\frac{e^t}{t}dt,x<0. \tag{29}$$

证明：见附录A。 ■

定理2：基于针对SM传输的式(19)中的信道定制，采用奇异值分解收发机时的遍历频谱效率可由以下表达式给出上界：

$$\begin{aligned}\bar{R}_{\mathrm{SM,upper}}&=\sum\nolimits_{n\in\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}}\log_2\left(1+\frac{1}{c_n}\right)\\&=\sum\nolimits_{n\in\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}}\log_2\left(1+\frac{EN_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{S},n}^2\rho_n^2\kappa}{\sigma^2L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}\right).\end{aligned} \tag{30}$$

证明：对式（26）中第 n 条数据流的遍历频谱效率应用詹森不等式，可得

$$\begin{aligned}\bar{R}_{\mathrm{SM},n}&\leq\log_2\left(1+\frac{\mathbb{E}\left\{|\beta_{n,\mathrm{R},l_n}|^2\right\}}{c_n}\right)\\&=\log_2\left(1+\frac{1}{c_n}\right)=\bar{R}_{\mathrm{SM},n,\mathrm{upper}},\end{aligned} \tag{31}$$

其中c_n 由式（27）给出。$R_{\mathrm{SM,\ upper}}=\sum_{n\in\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}}R_{\mathrm{SM,\ }n,\ \mathrm{upper}}$ 完成了证明。 ■

根据定理 1 和 2，SM传输的遍历频谱效率取决于 $\{c_n,n\in\mathcal{K}_{\mathrm{SM}}\}$。虽然遍历频谱效率的近似较为复杂，但其上界会随着 c_n 的减小而增大。因此，我们可以推断，较大的 κ 或较小的 L_{R} 会提升频谱效率。造成这一现象的根本原因是，$\mathrm{H}_{\mathrm{T},\,k}$ 和 $\mathrm{H}_{k,\,\mathrm{R}}$ 分别以 κ 和 L_{R} 归一化，这表明，随着 κ 增大、L_{R} 减小，从发射端–可重构智能表面信道中的视距路径到可重构智能表面–接收机信道中任一路径的级联路径会更加显著。在这种情况下，能量泄漏会减少；当配置可重构智能表面以增强该级联路径时，频谱效率便会提升。除环境参数外，增大系统参数（即发射功率 E 和天线阵列规模 N_{R}、N_{T} 及 $N_{\mathrm{S},\,k}$）也能提升频谱效率。

B. 波束成形传输的信道定制

在上一小节中，通过利用角度相干时间内的统计信道状态信息来定制满行秩信道并设计奇异值分解收发机，从而获得复用增益，以提高干扰受限区间的频谱效率。然而，在噪声受限区间，多路数据流之间的干扰对频谱效率的影响小于噪声，因此复用并不能带来有效收益。因此，

从提升信噪比的角度来看，相较于空间复用，采用单流数据的波束成形传输更为可取。在本小节中，我们定制强相关秩一信道，以促进波束成形传输。

为了贡献更高的信噪比， K 可重构智能表面全部被激活，我们按如下方式定制信道：

$$\mathbf{H} \approx \mathbf{R}_{\mathrm{BF}} \boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}} \mathbf{T}_{\mathrm{BF}}^{H}, \tag{32}$$

其中 $\mathrm{R}_{\mathrm{BF}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}} \times K}$, $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 和 $\mathrm{T}_{\mathrm{BF}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}} \times K}$。我们仍在发射端选择视距路径，即 T_{BF} 的列为 $\{\mathrm{a}_{\mathrm{T}}(\Theta_{k,0}^{\mathrm{D}}) \, k \in \mathcal{K}\}$，以获得更好的传输质量。接下来，通过对 R_{BF} 进行路径选择以及为 $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}$ 设计可重构智能表面，以提高信噪比。传输单流数据 s 时，充分利用所有已激活可重构智能表面的预编码器设计如下：

$$\mathbf{f}_{\mathrm{BF}} = \sqrt{\frac{E}{K}} \mathbf{T}_{\mathrm{BF}} \boldsymbol{\eta}. \tag{33}$$

其中，满足 $|\eta_k| = 1$ 的 $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \ldots, \eta_K]^T$ 是公共移相器向量，接下来将对其进行设计以提高信噪比。采用合并器 w_{BF} 时，接收端的接收信号为

$$y = \mathbf{w}_{\mathrm{BF}}^{H} \mathbf{H} \mathbf{f}_{\mathrm{BF}} s + \mathbf{w}_{\mathrm{BF}}^{H} \mathbf{n}. \tag{34}$$

当采用最大比合并（MRC）合并器 $\mathrm{w}_{\mathrm{BF}} = \mathrm{Hf}_{\mathrm{BF}} / \|\mathrm{Hf}_{\mathrm{BF}}\|$ 时，接收信号可改写如下：

$$y = \|\mathbf{H} \mathbf{f}_{\mathrm{BF}}\| \, s + \mathbf{w}_{\mathrm{BF}}^{H} \mathbf{n}. \tag{35}$$

考虑到 $\mathrm{w}_{\mathrm{BF}}^{H}\mathrm{n}$ 不会改变噪声的分布，信噪比由 $\|\mathrm{Hf}_{\mathrm{BF}}\|$ 决定。为便于说明，记 $\mathrm{R}_{\mathrm{BF}} = [\mathrm{a}_{\mathrm{R},1,l_1}、...、\mathrm{a}_{\mathrm{R},K,l_K}]$，其中 $\mathrm{a}_{\mathrm{R},k,l_k} = \mathrm{a}_{\mathrm{R}}(\Phi_{k,l_k}^{\mathrm{A}})$，对于 $k \in \mathcal{K}$ 和 $l_k \in \mathcal{L}_{\mathrm{R}}$。将（32）和（33）代入（35）后，接收信号可表示如下：

$$\begin{aligned} y \approx & \sqrt{\frac{E}{K} \sum_{n=1}^{K} \sum_{m=1}^{K} \eta_n^{*} \eta_m \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*} \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m} \mathbf{a}_{\mathrm{R},n,l_n}^{H} \mathbf{a}_{\mathrm{R},m,l_m}} s \\ & + \mathbf{w}_{\mathrm{BF}}^{H} \mathbf{n} \\ \leq & \sqrt{\frac{E}{K} \sum_{n=1}^{K} \sum_{m=1}^{K} \left| \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*} \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m} \mathbf{a}_{\mathrm{R},n,l_n}^{H} \mathbf{a}_{\mathrm{R},m,l_m} \right|} s \\ & + \mathbf{w}_{\mathrm{BF}}^{H} \mathbf{n}, \end{aligned} \tag{36}$$

其中，近似是由于 $\mathrm{H} \approx \mathrm{R}_{\mathrm{BF}} \boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}} \mathrm{T}_{\mathrm{BF}}^{H}$ 而产生的。$\eta_n^{*}\eta_m [\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}]_{n,n}^{*} [\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}]_{m,m} \mathbf{a}_{\mathrm{R},n,l_n}^{H} \mathbf{a}_{\mathrm{R},m,l_m}$ 的相位应当对齐，以使 $\forall n, m$ 满足式 (36) 中的等式。利用结果 [12]

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_{\mathrm{R},n,l_n}^{H} \mathbf{a}_{\mathrm{R},m,l_m} = & \left| \mathbf{a}_{\mathrm{R},n,l_n}^{H} \mathbf{a}_{\mathrm{R},m,l_m} \right| \\ & \times e^{-j \frac{N_{\mathrm{R}}-1}{2} \Phi_{n,l_n}^{\mathrm{A}}} e^{j \frac{N_{\mathrm{R}}-1}{2} \Phi_{m,l_m}^{\mathrm{A}}}, \end{aligned} \tag{37}$$

我们有

$$\begin{aligned} & \eta_n^{*} \eta_m \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*} \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m} \mathbf{a}_{\mathrm{R},n,l_n}^{H} \mathbf{a}_{\mathrm{R},m,l_m} \\ = & \left| \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*} \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m} \mathbf{a}_{\mathrm{R},n,l_n}^{H} \mathbf{a}_{\mathrm{R},m,l_m} \right| e^{-j\angle\eta_n} e^{j\angle\eta_m} \\ & \times e^{-j\angle[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}]_{n,n}} e^{j\angle[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}]_{m,m}} e^{-j\frac{N_{\mathrm{R}}-1}{2}\Phi_{n,l_n}^{\mathrm{A}}} e^{j\frac{N_{\mathrm{R}}-1}{2}\Phi_{m,l_m}^{\mathrm{A}}}. \end{aligned} \tag{38}$$

当 $\angle\eta_n = -\angle[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}]_{n、n} - \frac{N_{\mathrm{R}}-1}{2}\Phi_{n、l_n、}^{\mathrm{A}}$ K^2 个复数变量在（36）中对齐时，其和达到最大值。鉴于 $[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}]_{k、k} = \xi_{k、l_k、0} = \rho_k \alpha_{k、\mathrm{R}、l_k} \alpha_{\mathrm{T}、k、0} \mathrm{a}_{\mathrm{S}}^{H}(\Phi_{k、l_k}^{\mathrm{D}}) \boldsymbol{\Gamma}_k \mathrm{a}_{\mathrm{S}、k}(\Theta_{k、0}^{\mathrm{A}})$，我们按照（13）设计 $\boldsymbol{\Gamma}_k$，并令 $l = l_k$ 和 $j = 0$，以确保 $|\mathrm{a}_{\mathrm{S}}^{H}(\Phi_{k、l_k}^{\mathrm{D}}) \boldsymbol{\Gamma}_k \mathrm{a}_{\mathrm{S}、k}(\Theta_{k、0}^{\mathrm{A}})|$ 达到最大值。在这种情况下，$\angle[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}]_{k、k} = \angle\alpha_{k、\mathrm{R}、l_k} + \angle\alpha_{\mathrm{T}、k、0}$、$\eta_k$ 的设计如下：

$$e^{-j\left(\angle\alpha_{k,\mathrm{R},l_k} + \angle\alpha_{\mathrm{T},k,0} + \frac{N_{\mathrm{R}}-1}{2}\Phi_{k,l_k}^{\mathrm{A}}\right)} \tag{39}$$

通过使接收信号同相叠加，即可达到式 (36) 中的等号。考虑到在 $\boldsymbol{\Gamma}_k$ 上使用公共移相器不会改变 $|\mathrm{a}_{\mathrm{S},k}^{H}(\Phi_{k,l_k}^{\mathrm{D}}) \boldsymbol{\Gamma}_k \mathrm{a}_{\mathrm{S},k}(\Theta_{k,0}^{\mathrm{A}})|$ 的结果，达到式 (36) 中等号的另一种方法是直接设置 $\eta_k = 1$，并将其乘以 (39)$\boldsymbol{\Gamma}_k$ [5]，，第 IV-B 节采用了这种方法。不同于 SM传输中收发器和可重构智能表面在角度相干时间内根据统计信道状态信息进行设计，公共移相器 (39) 需要在信道相干时间内使用瞬时信道状态信息。因此，在确定是否将公共移相器施加于发射端或可重构智能表面时，应考虑设计时间尺度。

鉴于 $|\mathrm{a}_{\mathrm{R},n,l_n}^{H} \mathrm{a}_{\mathrm{R},m,l_m}| \leq 1$，式 (36) 可进一步改写为：

$$\begin{aligned} y = & \sqrt{\frac{E}{K} \sum_{n=1}^{K} \sum_{m=1}^{K} \left| \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*} \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m} \mathbf{a}_{\mathrm{R},n,l_n}^{H} \mathbf{a}_{\mathrm{R},m,l_m} \right|} s \\ & + \mathbf{w}_{\mathrm{BF}}^{H} \mathbf{n} \\ \leq & \sqrt{\frac{E}{K} \sum_{n=1}^{K} \sum_{m=1}^{K} \left| \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*} \left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m} \right|} s + \mathbf{w}_{\mathrm{BF}}^{H} \mathbf{n}. \end{aligned} \tag{40}$$

为趋近于该等式，$\{l_k, k \in \mathcal{K}\}$ 的路径选择应满足 $|\mathrm{a}_{\mathrm{R},n,l_n}^{H} \mathrm{a}_{\mathrm{R},m,l_m}| \approx 1$，其可表述为

$$\begin{aligned} & \mathbf{R}_{\mathrm{BF}} = \arg\min_{\mathbf{R}} \left\| \mathbf{R}^{H} \mathbf{R} - \mathbf{1}_{K \times K} \right\|_{F}^{2} \\ & \text{s.t.} \quad [\mathbf{R}]_{:,k} = \mathbf{a}_{\mathrm{R}}\left(\Phi_{k,l_k}^{\mathrm{A}}\right), \, k \in \mathcal{K}, \, l_k \in \mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}, \\ & \qquad \mathcal{L}_{k,\mathrm{R}} \subseteq \mathcal{L}_{\mathrm{R}}, \, |\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}| = 1, \end{aligned} \tag{41}$$

其中，$\mathbf{1}_{K \times K}$ 是一个全 1 矩阵。R_{BF} 和由 $\{\mathcal{L}_{k,\mathrm{R}}, k \in \mathcal{K}\}$ 表示的激活路径可以通过求解式 (41) 获得。

[5]值得注意的是，在设计 w_{BF} 时，通过将 $\mathrm{a}_{\mathrm{R},\,k,\,l_k}$与公共移相器 (39) 相乘，也可以实现相同的效果。然而，这种方案会使 w_{BF} 的设计更加复杂，因为需要在接收端估计信道路径参数。在丰富散射信道中，提取路径参数比直接估计等效信道 $\mathrm{Hf}_{\mathrm{BF}}$ 更复杂。

采用穷举搜索，其复杂度为 L_{R}^{K}。在这种情况下，由于 rank(H) =rank($\mathrm{R_{BF}}$) = 1，因此定制了强相关秩一信道。

基于公共移相器设计（39）和路径选择（41），可以达到（40）中的等式，波束成形传输的频谱效率如下：

$$\begin{aligned} R_{\mathrm{BF}} &= \log_2\left(1+\frac{\left\|\mathbf{H}\mathbf{f}_{\mathrm{BF}}\right\|^2}{\sigma^2}\right) \\ &\approx \log_2\left(1+\frac{E\sum\limits_{n=1}^{K}\sum\limits_{m=1}^{K}\left|\left[\mathbf{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*}\left[\mathbf{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m}\right|}{\sigma^2 K}\right). \end{aligned} \tag{42}$$

考虑到绝对值运算使得波束成形传输的遍历频谱效率难以推导出闭式表达式，我们通过定理3给出的上界来探究频谱效率的特性。

定理3：基于波束成形传输的（32）中的信道定制，采用最大比合并接收机时的遍历频谱效率上界为

$$\bar{R}_{\mathrm{BF,upper}} = \log_2\left(1+\frac{EN_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}\kappa}{\sigma^2 K L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}\left(\sum_{n=1}^{K}N_{\mathrm{S},n}^2\rho_n^2+\frac{\pi}{4}\sum_{n=1,n\neq m}^{K}\sum_{m=1}^{K}\rho_n\rho_m N_{\mathrm{S},n}N_{\mathrm{S},m}\right)\right). \tag{43}$$

证明：见附录B。 ■

为公平比较波束成形传输与SM传输的频谱效率，且不失一般性，我们假设 $K = N_{\mathrm{R}}$ 可重构智能表面。将定理3与定理2进行比较可知， L_{R}、 κ、 N_{T}、 E和 σ^2 对波束成形传输和SM传输的遍历频谱效率上界具有相同的影响。然而，可重构智能表面在提升频谱效率方面发挥着不同作用。在SM传输中，¯求和运算在$R_{\mathrm{SM,\ upper}}$ 中位于对数函数之外，这表明可重构智能表面通过提供更多用于数据传输的正交子信道来提升频谱效率。¯与此同时，在波束成形传输中，求和运算在$R_{\mathrm{BF,\ upper}}$ 中位于对数函数之内。在这种情况下，可重构智能表面用于提高接收端的信噪比。

注释1：通过利用角度相干时间内的统计信道状态信息来定制不同的信道特性，从而实现可重构智能表面在空间复用传输和波束成形传输中的不同功能。在空间复用传输中，可重构智能表面被配置为创建正交路径，因为数据的不同流需要的是正交性，而非相关性。尽管按照仅使用统计信道状态信息的 (13) 设计可重构智能表面，可以通过将信号重定向为几乎从同一方向到达接收端，为波束成形传输构建秩为 1 的信道，但不同路径的信号可能无法相干叠加。为了获得相干信号，我们通过公共移相器 (39) 优化预编码器或可重构智能表面的配置，并获得额外的相干增益。这种额外的相干增益】【。增益体现在定理3中的$\frac{\pi}{4}\sum_{n=1,n\neq m}^{K}\sum_{m=1}^{K}\rho_n\rho_m N_{\mathrm{S},n}N_{\mathrm{S},m}$中，且在未应用公共移相器（39）时将被替换为零。

注释2：通过单条正交路径传输多数据流的SM传输，以及通过多条相关路径传输单流数据的波束成形传输，是所提出的信道定制的两个特例。文中讨论的SM和波束成形传输分别只专注于获取复用增益和信噪比增益。在典型情况下，当信道针对传输方案进行适当定制时，复用增益和信噪比增益可以同时获得。例如，可以为SM传输选择额外的 $K-N_{\mathrm{R}}$ 可重构智能表面，通过重新引导与正交路径高度相关的额外路径来提供信噪比增益。在波束成形传输中，可以通过重新塑造部分路径，使其脱离高度相关路径并变为正交路径，从而获得复用增益。复用增益与信噪比增益之间的耦合取决于路径选择策略，受篇幅所限，将留待未来研究。

C. SM与波束成形传输的性能交叉点

在前面的小节中，我们分别针对干扰受限区间内的SM传输和噪声受限区间内的波束成形传输定制信道，以提高频谱效率。在本小节中，我们通过推导遍历频谱效率上界的性能交叉点，研究 SM 和波束成形传输的首选发射功率区域。我们采用上界而非精确结果或近似，因为上界能够明确揭示系统参数如何决定遍历频谱效率。尽管由此得到的性能交叉点可能存在偏差，但不会改变 SM 和波束成形传输的首选发射功率区域。

为了从理论上比较SM传输和波束成形传输的性能，必须将上界变换为略有不同的形式。根据 [4, 公式(44)–(47)]，SM传输的上界可重写如下：

$$\begin{aligned} \bar{R}_{\mathrm{SM,upper}} &= \log_2\left(\prod_{n=1}^{N_{\mathrm{R}}}\left(1+\frac{EN_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{S},n}^2\rho_n^2\kappa}{\sigma^2 L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}\right)\right) \\ &= \log_2\left(1+\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{R}}}\left(\frac{EN_{\mathrm{T}}\kappa}{\sigma^2 L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}\right)^n \mathrm{tr}_n\left(\mathbf{D}_{N_{\mathrm{R}}}\right)\right), \end{aligned} \tag{44}$$

其中

$$\mathbf{D}_{N_{\mathrm{R}}} = \mathrm{diag}\left(N_{\mathrm{S},1}^2\rho_1^2\ \ldots,\ N_{\mathrm{S},N_{\mathrm{R}}}^2\rho_{N_{\mathrm{R}}}^2\right), \tag{45}$$

且 $\mathrm{tr}_n(\cdot)$ 表示第 n 个对称函数，其定义如下：

$$\mathrm{tr}_k\left(\mathbf{A}\right) = \sum_{\{\vec{a}\}}\prod_{i=1}^{k}\lambda_{x,a_i} = \sum_{\{\vec{a}\}}\left|\left[\mathbf{A}\right]_{\vec{a},\vec{a}}\right| \tag{46}$$

对于任意厄米正定 A $\in \mathbb{C}^{N\times N}$。在式（46）中，求和遍历所有有序的 $\vec{a}=\{a_1,\ldots,a_k\}\subseteq\{1,\ldots,N\}$，$\lambda_{x,i}$ 表示 A 的第 i 个特征值，且$[\mathbf{A}]_{\vec{a},\vec{a}}$是 A 的 $k\times k$ 主子矩阵，仅由索引为 $\vec{a}$的行和列构成。根据式（46）的定义，我们有

$$\mathrm{tr}_1\left(\mathbf{D}_K\right)=\sum_{n=1}^{K}N_{\mathrm{S},n}^2\rho_n^2, \tag{47}$$

and

$$\mathrm{tr}_2\left(\mathbf{D}_K^{1/2}\right)=\sum_{n=1}^{K}\sum_{m>n}^{K}\rho_n\rho_m N_{\mathrm{S},n}N_{\mathrm{S},m}. \tag{48}$$

将 (47) 和 (48) 代入 (43)，得到

$$\begin{aligned}\bar{R}_{\mathrm{BF,upper}}=&\log_2\left(1+\frac{EN_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}\kappa}{\sigma^2KL_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}\times\right.\\&\left.\left(\mathrm{tr}_1\left(\mathbf{D}_K\right)+\frac{\pi}{2}\mathrm{tr}_2\left(\mathbf{D}_K^{1/2}\right)\right)\right).\end{aligned} \tag{49}$$

当空间复用和波束成形传输在遍历频谱效率的上界上具有交叉点（即 $R_{\mathrm{SM,\ upper}}=R_{\mathrm{BF,\ upper}}$）时，可以得到

$$\begin{aligned}&1+\left(\frac{EN_{\mathrm{T}}\kappa}{\sigma^2L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}\right)\mathrm{tr}_1\left(\mathbf{D}_{N_{\mathrm{R}}}\right)\\&\quad+\sum_{n=2}^{N_{\mathrm{R}}}\left(\frac{EN_{\mathrm{T}}\kappa}{\sigma^2L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}\right)^n\mathrm{tr}_n\left(\mathbf{D}_{N_{\mathrm{R}}}\right)\\&=1+\frac{EN_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}\kappa}{\sigma^2KL_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}\left(\mathrm{tr}_1\left(\mathbf{D}_K\right)+\frac{\pi}{2}\mathrm{tr}_2\left(\mathbf{D}_K^{1/2}\right)\right).\end{aligned} \tag{50}$$

因此，与频谱效率交叉点对应的发射功率阈值 E_{th} 为多项式方程的正根

$$\begin{aligned}&\sum_{n=2}^{N_{\mathrm{R}}}\left(\frac{EN_{\mathrm{T}}\kappa}{\sigma^2L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}\right)^{n-1}\mathrm{tr}_n\left(\mathbf{D}_{N_{\mathrm{R}}}\right)\\&=\frac{N_{\mathrm{R}}}{K}\left(\mathrm{tr}_1\left(\mathbf{D}_K\right)+\frac{\pi}{2}\mathrm{tr}_2\left(\mathbf{D}_K^{1/2}\right)\right)-\mathrm{tr}_1\left(\mathbf{D}_{N_{\mathrm{R}}}\right).\end{aligned} \tag{51}$$

现在，我们给出 E_{th} 在两种特殊情况下的闭式表达式，以获得更深入的认识。

1) $N_{\mathrm{R}}=2$：在这种情况下，(51) 的解为

$$\begin{aligned}E_{\mathrm{th}}=&\frac{\sigma^2L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}{N_{\mathrm{T}}\kappa}\\&\times\frac{\frac{2}{K}\left(\mathrm{tr}_1\left(\mathbf{D}_K\right)+\frac{\pi}{2}\mathrm{tr}_2\left(\mathbf{D}_K^{1/2}\right)\right)-\mathrm{tr}_1\left(\mathbf{D}_2\right)}{\mathrm{tr}_2\left(\mathbf{D}_2\right)}.\end{aligned} \tag{52}$$

当每个可重构智能表面的单元数足以应对路径损耗，以确保 $N_{\mathrm{S},\ n}\rho_n$ 为一个记作 C 的常数时，(52) 可简化为

$$E_{\mathrm{th}}=\frac{\sigma^2L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)\pi\left(K-1\right)}{2N_{\mathrm{T}}\kappa C^2}. \tag{53}$$

C 表示可重构智能表面的尺度，因为在路径损耗固定时，它与 $N_{\mathrm{S},n}$ 成正比。公式 (53) 表明，决定发射功率阈值的参数对 E_{th} 的影响与对 $R_{\mathrm{SM,upper}}$ 和 $R_{\mathrm{BF,upper}}$ 的影响相反。发射功率阈值与发射天线和可重构智能表面单元的数量成反比，这表明，受益于发射端和可重构智能表面阵列增益的相对频谱效率提升，SM传输比波束成形传输更大。我们看到，E_{th} 随着 K 增大，因为当有更多可重构智能表面参与定制强相关秩一信道时，波束成形传输可获得更多信噪比增益。

2) $N_{\mathrm{R}}=3$：在这种情况下，(51) 化简为一个简单的二次方程。该二次方程的正解由 (54) 给出。当 $N_{\mathrm{S},n}\rho_n=C$ 时，该解化简为

$$E_{\mathrm{th}}=\frac{\sigma^2L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}{N_{\mathrm{T}}\kappa}\frac{\sqrt{9+3\pi\left(K-1\right)}-3}{2C^2} \tag{55}$$

变量 σ、L_{R}、N_{T}、K 和 κ 对 E_{th} 的影响，与其对 $N_{\mathrm{R}}=3$ 的影响相同。为了探究 E_{th} 如何随 N_{R} 变化，我们比较式 (55) 与式 (53)，得到

$$\begin{aligned}&E_{\mathrm{th}}\Big|_{N_{\mathrm{R}}=3}-E_{\mathrm{th}}\Big|_{N_{\mathrm{R}}=2}\\&=\frac{\sigma^2L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}{2N_{\mathrm{T}}\kappa C^2}\left(\sqrt{9+3\pi\left(K-1\right)}-K\pi+\pi-3\right)\\&\overset{(a)}{\leq}0,\end{aligned} \tag{56}$$

其中，(*a*) 是因为 $\sqrt{9+3\pi(K-1)}-K\pi$ 是 K 的单调递减函数，且其最大值为零。根据这一结果，接收端阵列增益的增加也会使 SM传输相较于波束成形传输获得更大的相对频谱效率提升。

IV. 符号时隙内的信道定制以实现分集

利用多输入多输出技术提高传输速率或增强传输可靠性，在很大程度上取决于信道特性。在前一节中，我们通过定制复合信道来实现空间复用和波束成形传输，从而提高频谱效率。在本节中，我们重点关注通过定制复合信道来获得更多分集增益，以增强传输可靠性。其基本原理是，可以在快速变化的信道中实现分集增益。

Alamouti码 [35] 是一种技术，可在不变信道中提供分集增益并消除信号干扰，且至今仍广泛应用于5G，以创建等效变化且正交的信道 [36][37]。然而，对于不具备可重构智能表面的无线系统，Alamouti利用复正交空时码来形成有利于分集的信道，但很难找到能够达到最大值的复空时码。

$$E_{\mathrm{th}}=\frac{\sigma^2 L_{\mathrm{R}}\left(\kappa+1\right)}{N_{\mathrm{T}}\kappa}\frac{\sqrt{\mathrm{tr}_2(\mathbf{D}_3)^2-4\mathrm{tr}_3\left(\mathbf{D}_3\right)\left(\mathrm{tr}_1\left(\mathbf{D}_3\right)-\frac{3}{K}\left(\mathrm{tr}_1\left(\mathbf{D}_K\right)+\frac{\pi}{2}\mathrm{tr}_2\left(\mathbf{D}_K^{1/2}\right)\right)\right)}-\mathrm{tr}_2\left(\mathbf{D}_3\right)}{2\mathrm{tr}_3\left(\mathbf{D}_3\right)} \tag{54}$$

当发射机具有两个以上天线时，可以同时获得分集增益和最大编码速率 [38]。随着引入配置时间短于信道相干时间的可重构智能表面，可以对复合信道本身进行定制，使其呈现不同特性的时变特征，从而避免空时编码的局限性，并开辟分集研究的新方向。例如，在信道相干时间之间通过重传获得的时间分集，在某些场景中并不受欢迎，例如要求低时延的超可靠低时延通信。然而，通过在符号时隙之间切换可重构智能表面并重传连续符号，可以获得时间分集，因为针对每个符号定制的复合信道各不相同，从而在信道相干时间内提高可靠性。此外，即使不进行重传，当可重构智能表面在一个符号时间内快速重新配置时，也可以通过多路接收实现分集增益，这使其在低时延应用中具有吸引力。利用可重构智能表面重塑无线信道所获得的分集增益值得深入研究。因此，在以下各小节中，我们将研究空间复用和波束成形传输在信道相干时间内获得的分集增益。

A. 空间复用的分集性能

受 Alamouti码和信道定制的启发，通过在符号时间内直接构造正交信道，可以实现分集增益并消除干扰。如图 2 所示，RIS 的移相器可在一个符号时间内重新配置 M_{R} 次。在第m次配置期间，假设通过路径选择和可重构智能表面的移相器设计，可将复合信道定制如下：

$$\mathbf{H}_m \approx \mathbf{R}_{\mathrm{DS},m}\mathbf{\Xi}_{\mathrm{DS},m}\mathbf{T}_{\mathrm{DS}}^H, \tag{57}$$

其中，$\mathrm{R}_{\mathrm{DS},m}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}}$ 满足 $\mathrm{R}_{\mathrm{DS},m}^H\mathrm{R}_{\mathrm{DS},m}\to\mathrm{I}$，并根据（17）进行选择；$\mathbf{\Xi}_{\mathrm{DS},m}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{R}}\times N_{\mathrm{R}}}$ 是通过根据（13）设计$\mathbf{\Gamma}_{k,m}$ 而形成的对角矩阵，其中使用了 $k\in\mathcal{K}_{\mathrm{DS}}$, $l\in\mathcal{L}_{k,\mathrm{R},m}$和 $j=0$，其中 $\mathcal{K}_{\mathrm{DS}}$和 $\{\mathcal{L}_{k,\mathrm{R},m},k\in\mathcal{K}_{\mathrm{DS}}\}$ 是路径选择的副产物；$\mathrm{T}_{\mathrm{DS}}\in\mathbb{C}^{N_{\mathrm{T}}\times N_{\mathrm{R}}}$ 满足 $\mathrm{T}_{\mathrm{DS}}^H\mathrm{T}_{\mathrm{DS}}=\mathrm{I}$，并通过使用发射端–可重构智能表面 k ($k\in\mathcal{K}_{\mathrm{DS}}$)信道中视距路径的阵列响应向量构建。在 M_{R}可重构智能表面的重新配置中，我们从可重构智能表面–接收端信道（即$\cap_{m\in\{1,\ldots,M_{\mathrm{R}}\}}\mathcal{L}_{k,\mathrm{R},m}=\emptyset$）中选择不同的路径，以确保多样性。尽管路径选择约束增加了分集增益会不可避免地损害 $\mathrm{R}_{\mathrm{DS},m}$ 的正交性。这一现象体现了无线通信系统的可靠性与吞吐量之间的权衡。

基于式 (57) 中的信道定制结果，第 m 个 RIS 配置下发射端的预编码器和接收端的合并器设计如下：

$$\mathbf{F}_{\mathrm{DS}}=\sqrt{\frac{E}{N_{\mathrm{R}}}}\mathbf{T}_{\mathrm{DS}},\mathbf{W}_{\mathrm{DS},m}=\mathbf{R}_{\mathrm{DS},m}. \tag{58}$$

到达接收端的信号表示为

$$\mathbf{r}_m=\mathbf{H}_m\mathbf{F}_{\mathrm{DS}}\mathbf{s}+\mathbf{n}_m. \tag{59}$$

将所有信号堆叠以进行 M_{R} 可重构智能表面 配置，得到：

$$\mathbf{r}=[\mathbf{r}_1,\ldots,\mathbf{r}_{M_{\mathrm{R}}}]^T=\mathbf{H}_{\mathrm{DS}}\mathbf{F}_{\mathrm{DS}}\mathbf{s}+\mathbf{n}, \tag{60}$$

其中 $\mathrm{H}_{\mathrm{DS}}=[\mathrm{H}_1,\ldots,\mathrm{H}_{M_{\mathrm{R}}}]^T$ 和 $\mathbf{n}=[\mathbf{n}_1,\ldots,\mathbf{n}_{M_{\mathrm{R}}}]^T$。在 $\mathrm{R}_{\mathrm{DS},m}^H\mathrm{R}_{\mathrm{DS},m}\to\mathrm{I}$ 的理想情况下，我们将 $\mathbf{r}$ 乘以 $\mathrm{W}_{\mathrm{DS}}=[\mathrm{W}_{\mathrm{DS},1}^H,\ldots,\mathrm{W}_{\mathrm{DS},M_{\mathrm{R}}}^H]^H$，得到

$$\begin{aligned}\mathbf{y}&=\mathbf{W}_{\mathrm{DS}}^H\mathbf{r}=\mathbf{W}_{\mathrm{DS}}^H\mathbf{H}_{\mathrm{DS}}\mathbf{F}_{\mathrm{DS}}\mathbf{s}+\mathbf{W}_{\mathrm{DS}}^H\mathbf{n}\\&\approx\sqrt{\frac{E}{N_{\mathrm{R}}}}\sum_{m=1}^{M_{\mathrm{R}}}\mathbf{\Xi}_{\mathrm{DS},m}\mathbf{s}+\mathbf{W}_{\mathrm{DS}}^H\mathbf{n}.\end{aligned} \tag{61}$$

给定路径选择约束$\cap_{m\in\{1,\ldots,M_{\mathrm{R}}\}}\mathcal{L}_{k,\mathrm{R},m}=,,,$ 可知 s_k 的分集阶数为，因为$[\mathbf{\Xi}_{\mathrm{DS},m}]_{k,k}\neq[\mathbf{\Xi}_{\mathrm{DS},n}]_{k,k}$，对于 $m\neq n$。为提高 s_k 的接收质量，我们将 $\{\mathbf{\Gamma}_{k,m}\}_{m=1}^{M_{\mathrm{R}}}$ 或 $\{[\mathrm{W}_{\mathrm{DS},k}]_{:,m}\}_{m=1}^{M_{\mathrm{R}}}$ 乘以与式 (39) 类似的公共移相器，以确保 $\{[\mathbf{\Xi}_{\mathrm{DS},m}]_{k,k}\}_{m=1}^{M_{\mathrm{R}}}$ 能够相干叠加。鉴于 $\mathbb{E}\{\mathrm{W}_{\mathrm{DS}}^H\mathbf{n}\mathbf{n}^H\mathrm{W}_{\mathrm{DS}}\}=M_{\mathrm{R}}\sigma^2\mathrm{I}$，每个数据流的噪声功率都会增大，因此第 k 个数据流的中断概率为

$$P_{\mathrm{DS},k}=\left\{\frac{\left(\sum_{m=1}^{M_{\mathrm{R}}}\left|[\mathbf{\Xi}_{\mathrm{DS},m}]_{k,k}\right|\right)^2E}{N_{\mathrm{R}}M_{\mathrm{R}}\sigma^2}<\gamma_{\mathrm{th}}\right\}, \tag{62}$$

其中，γ_{th} 是信噪比阈值，绝对值运算由改进后的 $\{\mathbf{\Gamma}_{k,m}\}_{m=1}^{M_{\mathrm{R}}}$ 或 $\{[\mathrm{W}_{\mathrm{DS},\ k]:,\ m}\}_{m=1}^{M_{\mathrm{R}}}$推导得出。当 $M_{\mathrm{R}}=1$ 时，DS 传输退化为 SM传输。因此，SM传输的中断概率 P_{SM}是 P_{DS} 在 $M_{\mathrm{R}}=1$条件下的特例。尽管难以获得 P_{DS} 的闭式表达式，但我们可以轻易观察到，接收信号功率和噪声功率分别按二次和一次方增长至M_{R}。这些缩放规律表明，在给定固定条件下，DS 传输的中断概率低于 SM传输，且可靠性得到提升。

[6]需要注意的是，我们只选择 $\mathcal{K}_{\mathrm{DS}}$ 一次，因为用作发射端预编码器的相应 T_{DS} 对于一个传输符号应保持恒定。

γ_{th}。可靠性的提升是以频谱效率降低为代价的。空间复用传输的频谱效率为：

$$R_{\text{DS}} \approx \frac{1}{M_{\text{R}}} \sum_{n=1}^{N_{\text{R}}} \log_2 \left(1 + \frac{\left(\sum_{m=1}^{M_{\text{R}}} |[\mathbf{\Xi}_{\text{DS},m}]_{n,n}| \right)^2 E}{N_{\text{R}} M_{\text{R}} \sigma^2} \right). \tag{63}$$

与 R_{DS} 和 R_{SM}相比，DS传输可获得 M_{R} 的信噪比分集增益，但频谱效率会降低 M_{R}倍，这体现了可靠性与吞吐量之间的权衡。此外，相干信号叠加还能为DS传输带来额外的信噪比增益。与空间复用相比，这种DS传输的额外信噪比增益与波束成形相似。因此，我们预计DS传输与空间复用传输之间存在频谱效率交叉点，这与波束成形传输和空间复用传输之间的情况类似。

与在不使用可重构智能表面的无线通信系统中通过增大传输带宽来提高可靠性相比，DS传输在消除干扰方面具有优势，因为可以定制正交子信道。

B. 波束成形的分集

在第 IV-A 节中，我们针对DS传输定制符号时隙内的信道，以空间复用传输为基础实现分集增益。然而，受复用增益的限制，分集阶数仅限于M_{R}。从可靠性的角度来看，如式 (36) 所示，波束成形传输以牺牲复用增益为代价，可实现 K^2 的分集阶数。波束成形传输中的分集增益来自空间分集，并可通过DB传输中的时间分集进一步提升。

按照 DS 传输中的流程，我们在一个符号时间内重新配置可重构智能表面的移相器 M_{R} 次。在第 m 次重新配置期间，复合信道按如下方式定制：

$$\mathbf{H}_m \approx \mathbf{R}_{\text{DB},m} \mathbf{\Xi}_{\text{DB},m} \mathbf{T}_{\text{DB}}^H, \tag{64}$$

其中，$\mathbf{R}_{\text{DB}, m} \in \mathbb{C}^{M_{\text{R}} \times K}$ 满足 $\mathbf{R}_{\text{DB}, m}^H \mathbf{R}_{\text{DB}, m} = \mathbf{I}_{K \times K}$，并根据 (41) 选取；$\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m} \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 是通过根据 (13) 设计 $\mathbf{\Gamma}_{k, m}$ 而形成的对角矩阵，其中 $k \in \mathcal{K}_{\text{DB}}$, $l \in \mathcal{L}_{k, \text{R}, m}$，且 $j = 0$，其中 $\mathcal{K}_{\text{DB}}$ 和 $\{\mathcal{L}_{k,\text{R},m}, k \in \mathcal{K}_{\text{DB}}\}$ 是路径选择的副产物；$\mathbf{T}_{\text{DB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{T}} \times K}$ 满足 $\mathbf{T}_{\text{DB}}^H \mathbf{T}_{\text{DB}} = \mathbf{I}$，由发射端–可重构智能表面 k ($k \in \mathcal{K}_{\text{DB}}$) 信道中视距路径的阵列响应向量构造。在 DB传输中，我们还为 M_{R} 个可重构智能表面的重新配置选择不同路径，以实现分集增益。

利用定制的秩一信道(64)，s 通过发射端进行传输，预编码器设计如下：

$$\mathbf{f}_{\text{DB}} = \sqrt{\frac{E}{K}} \mathbf{T}_{\text{DB}} \mathbf{1}_{K \times 1}. \tag{65}$$

对于 M_{R} 次重构，信号到达接收端的表达式为

$$\mathbf{r} = [\mathbf{r}_1, \ldots, \mathbf{r}_{M_{\text{R}}}]^T = \mathbf{H}_{\text{DB}} \mathbf{f}_{\text{DB}} s + \mathbf{n}, \tag{66}$$

其中 $\mathbf{H}_{\text{DB}} = [\mathbf{H}_1, \ldots\ldots, \mathbf{H}_{M_{\text{R}}}]^T$ 以及 $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1, \ldots\ldots, \mathbf{n}_{M_{\text{R}}}]^T$。采用 MRC 合并器 $\mathbf{w}_{\text{DB}} = \mathbf{H}\mathbf{f}_{\text{DB}} / \|\mathbf{H}\mathbf{f}_{\text{DB}}\|$后，接收信号如下：

$$\begin{aligned} y &= \|\mathbf{H}_{\text{DB}} \mathbf{f}_{\text{DB}}\| \, s + \mathbf{w}_{\text{DB}}^H \mathbf{n} \\ &\approx \sqrt{\frac{E}{K} \sum_{m=1}^{M_{\text{R}}} \mathbf{1}_{1 \times K} \mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}^H \mathbf{R}_{\text{DB},m}^H \mathbf{R}_{\text{DB},m} \mathbf{\Xi}_{\text{DB},m} \mathbf{1}_{K \times 1}} s \\ &\quad + \mathbf{w}_{\text{DB}}^H \mathbf{n}. \end{aligned} \tag{67}$$

我们将 $\mathbf{R}_{\text{DB},m} = [\mathbf{a}_{\text{R},m,1}, \ldots, \mathbf{a}_{\text{R},m,K}]$ 表示，并将（67）式改写如下，以便于清晰地展示：

$$\begin{aligned} y &\approx \sqrt{\frac{E}{K} \sum_{m=1}^{M_{\text{R}}} \sum_{k=1}^{K} \sum_{n=1}^{K} [\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}]_{k,k}^* [\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}]_{n,n} \mathbf{a}_{\text{R},m,k}^H \mathbf{a}_{\text{R},m,n} s} \\ &\quad + \mathbf{w}_{\text{DB}}^H \mathbf{n} \\ &\overset{(c)}{\approx} \sqrt{\frac{E}{K} \sum_{m=1}^{M_{\text{R}}} \sum_{k=1}^{K} \sum_{n=1}^{K} \left| [\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}]_{k,k}^* [\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}]_{n,n} \right|} s + \mathbf{w}_{\text{DB}}^H \mathbf{n}, \end{aligned} \tag{68}$$

其中，(*c*) 的获得是因为 $|\mathbf{a}_{\text{R},m,k}^H \mathbf{a}_{\text{R},m,n}| \to 1$ 以及 $\angle [\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}]_{k,k}^* [\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}]_{n,n} \mathbf{a}_{\text{R},m,k}^H \mathbf{a}_{\text{R},m,n} = 0$ 均可通过采用与式 (39) 类似的公共移相器进行细化$\{\mathbf{\Gamma}_{k,m}\}_{m=1}^{M_{\text{R}}}$ 来保证。鉴于 $\mathbb{E}\{\mathbf{w}_{\text{DB}}^H \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{w}_{\text{DB}}\} = \sigma^2$，DB传输的中断概率如下：

$$P_{\text{DB}} = \left\{ \frac{E \sum_{m=1}^{M_{\text{R}}} \sum_{k=1}^{K} \sum_{n=1}^{K} \left| [\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}]_{k,k}^* [\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}]_{n,n} \right|}{K \sigma^2} < \gamma_{\text{th}} \right\}. \tag{69}$$

波束成形传输的中断概率 P_{BF} 可由 P_{DB} 结合 $M_{\text{R}} = 1$ 推导得到。(69)中的信噪比表明，DB传输的分集阶数为 $M_{\text{R}} K^2$，是波束成形传输的 M_{R} 倍[7]。因此，增大 M_{R} 可以显著降低中断概率并提高传输可靠性。DB传输的频谱效率近似为

$$\begin{aligned} &R_{\text{DB}} \\ &\approx \frac{1}{M_{\text{R}}} \log_2 \left(1 + \frac{E \sum_{m=1}^{M_{\text{R}}} \sum_{k=1}^{K} \sum_{n=1}^{K} \left| [\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}]_{k,k}^* [\mathbf{\Xi}_{\text{DB},m}]_{n,n} \right|}{K \sigma^2} \right) \end{aligned} \tag{70}$$

[7]值得注意的是，波束成形传输可以视为一种分集阶数为 K^2 的分集技术。

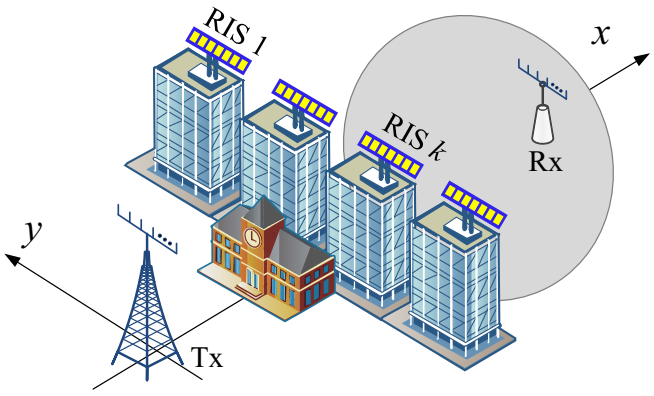


图 3. 所考虑的多 RIS 辅助 MIMO 系统的部署。

应用詹森不等式，DB传输的遍历频谱效率上界为

$$\bar{R}_{\mathrm{DB,upper}} = \frac{1}{M_{\mathrm{R}}}\log_2\left(1+\frac{M_{\mathrm{R}}EN_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}\kappa}{\sigma^2KL_{\mathrm{R}}(\kappa+1)}\left(\sum_{n=1}^{K}N_{\mathrm{S},n}^2\rho_n^2 + \frac{\pi}{4}\sum_{n=1,n\neq m}^{K}\sum_{m=1}^{K}\rho_n\rho_m N_{\mathrm{S},n}N_{\mathrm{S},m}\right)\right). \tag{71}$$

与BF传输相比，DB传输将信噪比提高 M_{R}倍，同时使频谱效率降低 M_{R}倍。考虑到$\frac{1}{M_{\mathrm{R}}}\log_2(1+M_{\mathrm{R}}x) \leq \log_2(1+x)$，$\bar{R}_{\mathrm{DB,\ upper}} \leq R_{\mathrm{BF,\ upper}}$ 始终成立。此外，随着 M_{R} 增大，DB传输与BF传输之间的遍历频谱效率差距会持续扩大，因为$\log_2(1+x)-\frac{1}{M_{\mathrm{R}}}\log_2(1+M_{\mathrm{R}}x)$是关于 M_{R}的单调递增函数。因此，DB传输以频谱效率下降为代价，提升了可靠性，其分集阶数为 $M_{\mathrm{R}}K^2$ 。

尽管本研究聚焦于下行链路，但所提出的传输方案也可以扩展到上行链路。鉴于采用低复杂度发射端（利用统计信道状态信息设计，且不会提高符号传输速率）可以增强可靠性，空间复用和分集波束成形传输尤其适用于上行链路，因为用户设备易于设计，而更高模数转换器采样率下的多路接收问题将由功能强大的基站解决。

V. 数值结果

本节给出数值结果，以展示所提出的 RIS 辅助 MIMO 系统传输设计多时间尺度信道定制方案的性能。我们评估了采用定制信道的传输方案的吞吐量和可靠性在由多个可重构智能表面辅助的 6 GHz 以下[8] MIMO 系统中。系统载波频率为 $f_c = 3.5$ GHz。除非另有说明，发射端配备 $N_{\mathrm{T}} = 16$ 根发射天线，接收端配备 $N_{\mathrm{R}} = 4$ 根接收天线。在图 3 中，发射端位于原始笛卡尔坐标系中，接收端随机分布在一个圆形盲覆盖区域内，该区域中心为 $[200, 0]^T$ ，半径为 50。四个可重构智能表面安装在发射端的离散傅里叶变换方向上，坐标为 $x = 150$ ，以在发射端与接收端之间提供可靠的传输链路。为应对不同的路径损耗，我们假设每个可重构智能表面的单元数与其对应的路径损耗成反比，即 $N_{\mathrm{S},k}\rho_k = C$，其中 C 决定$N_{\mathrm{S},k}$。在所考虑的部署方案下，我们初始化 $C = 10^{-6}$，并令 $\{N_{\mathrm{S},1}, N_{\mathrm{S},2}, N_{\mathrm{S},3}, N_{\mathrm{S},4}\} = \{211, 174, 174, 211\}$。考虑到发射端和可重构智能表面均安装在建筑物上，发射端–可重构智能表面信道的莱斯因子和非视距路径数分别设为 $\kappa = 10$ dB 和 $L_{\mathrm{T}} = 2$。由于接收端周围散射体丰富，RIS–接收机信道的路径数设为$L_{\mathrm{R}} = 10$ 。非视距路径的离开角和到达角根据发射端、接收端、可重构智能表面及随机散射体的位置计算。噪声功率设为 -100dBm。

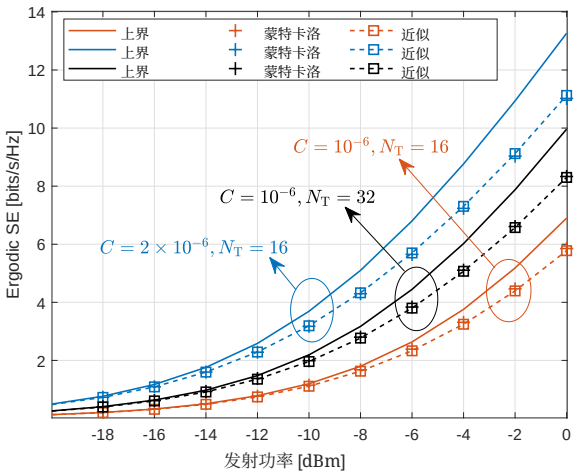
A. 空间复用与波束成形传输的性能评估

在本小节中，我们考察采用定制信道时空间复用和波束成形传输的频谱效率性能。在不同因素下，展示了遍历频谱效率上界的紧致性和近似结果。通过展示空间复用和波束成形传输上界的交叉点，说明了二者的相对频谱效率性能。

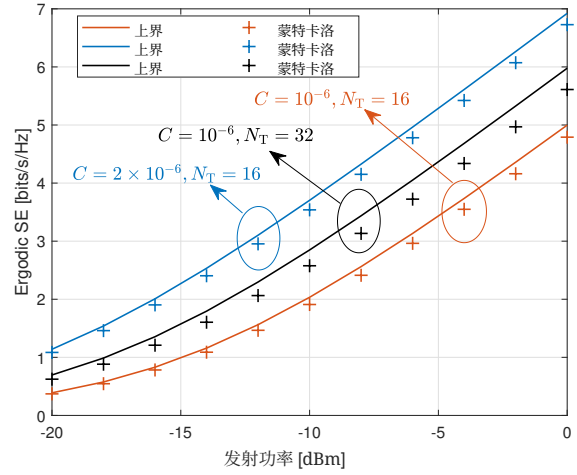
图 4 展示了不同系统配置下，空间复用和波束成形传输的遍历频谱效率随发射功率的变化关系。在图 4(a) 的空间复用传输中，遍历频谱效率的闭式近似与蒙特卡洛结果吻合良好，而在遍历频谱效率较高的区域，上界较为宽松。尽管波束成形传输的遍历频谱效率闭式表达式难以获得，但如图 4(b) 所示，所推导的上界足够紧致，可以作为近似。空间复用和波束成形传输的遍历频谱效率会随着发射端和可重构智能表面处阵列规模的增大而提高，即 N_{T} 和 $N_{\mathrm{S},k}$ ($N_{\mathrm{S},k}$ 由 C体现)。将 $N_{\mathrm{S},k}$ 加倍所获得的遍历频谱效率增益，大于将 N_{T}加倍所获得的增益。根据定理 2 和定理 3，这可以解释为：$N_{\mathrm{S},k}$ 会使信噪比呈二次增长，而 N_{T} 只能使信噪比线性提升。

图 5 展示了空间复用和波束成形传输的遍历频谱效率随发射机–RIS 信道中莱斯因子的变化情况。如定理 2 和定理 3 所述，较大的莱斯因子会提高遍历频谱效率。之所以会有所提升，是因为当被选作传输路径的视距路径逐渐主导发射机–RIS 信道时，

[8]请注意，本研究并不局限于 6 GHz 以下的系统，还可应用于任何电磁波通过多径传播的无线通信系统。

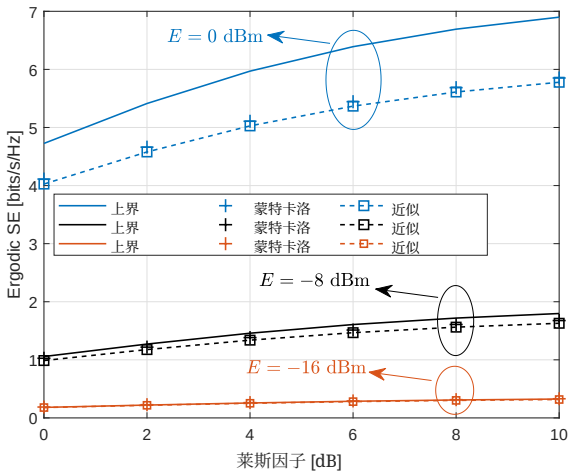


(a) SM传输

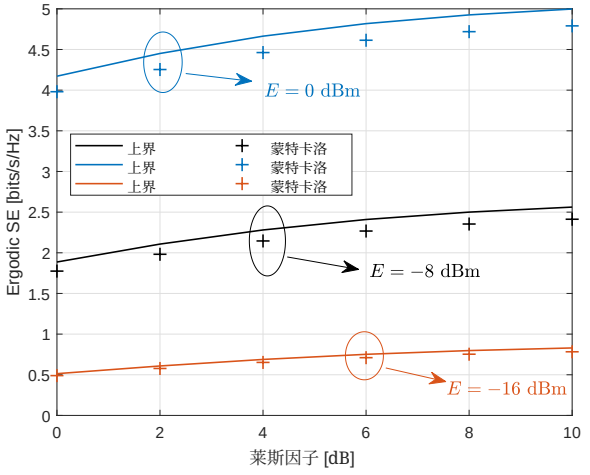


(b) 波束成形传输

图 4. 不同系统配置下遍历频谱效率随发射功率的变化。



(a) SM传输



(b) 波束成形传输

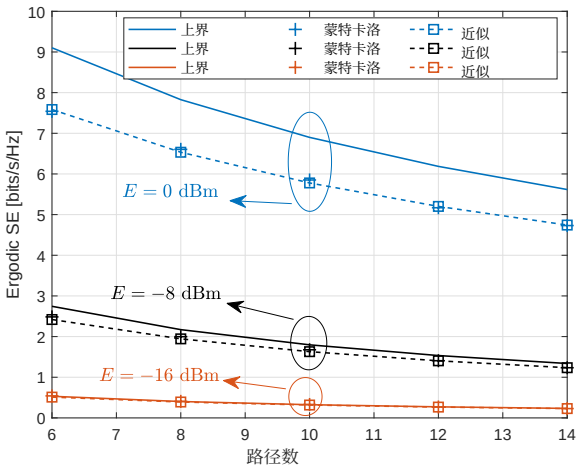
图 5. 发射机–可重构智能表面信道的莱斯因子与遍历频谱效率的关系。

能量泄漏会减少。在空间复用传输中，随着莱斯因子增大，上界与蒙特卡洛结果之间的差距也会扩大。然而，在波束成形传输中，这些差距保持稳定，表明该上界能够很好地刻画波束成形传输的遍历频谱效率。

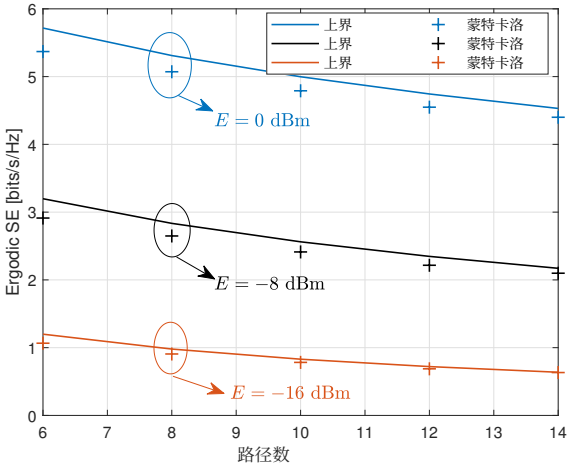
图 6 展示了可重构智能表面–接收端信道中遍历频谱效率随路径数的变化。路径数增加会降低遍历频谱效率，这与图 5 所示趋势相反。这些相反的结果与定理 2 和定理 3 中的解析表达式一致，其原理相同。当非激活路径较少且较弱时，能量泄漏会减少，从而提高遍历频谱效率。

在所提出的用于传输设计的多时间尺度信道定制方案中，到达角和离开角是最关键的信道参数。因此，我们研究了.....的影响。空间复用和波束成形传输的遍历频谱效率所受到的角度估计误差的影响，如图7所示。考虑到从发射机–RIS 信道中选取的视距路径具有准静态特性，因此可以精确获取这些路径的到达角和离开角。因此，我们重点关注 RIS–接收端信道中到达角和离开角的估计误差。存在估计误差时，RIS–接收端信道中的到达角/离开角表示为 $\hat{\Phi}_k^{\mathrm{A/D}}$，$_l = \Phi_k^{\mathrm{A/D}}$，$_l + n_e$，其中 $n_e \in \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2)$。由于上界和近似是在参数完全准确的情况下推导得出的，因此将其作为基准。蒙特卡洛仿真结果表明，随着估计误差的增大，遍历频谱效率会降低。此外，随着发射功率的增加，性能下降幅度也会增大，这是因为不完美 CSI 所导致的能量泄漏更加严重。

图 8 展示了 SM 传输和波束成形传输的相对遍历频谱效率性能。随着发射端和可重构智能表面的阵列规模增大，SM 传输与波束成形传输的遍历频谱效率交叉点会

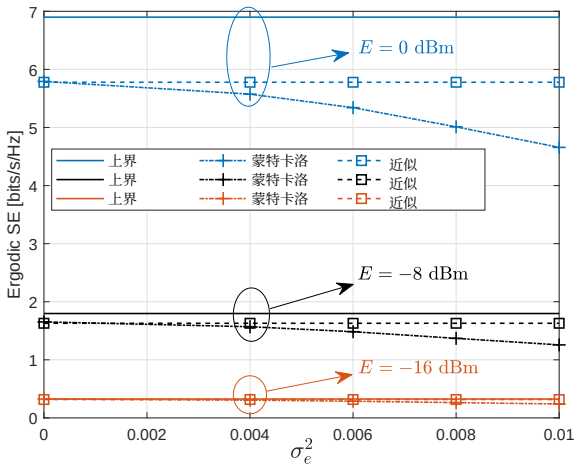


(a) SM传输

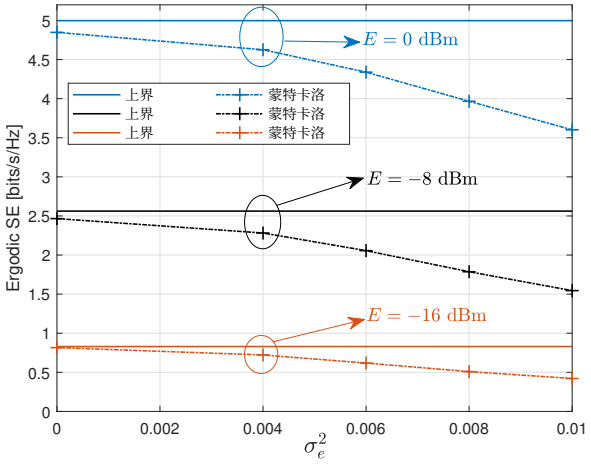


(b) 波束成形传输

图 6. 可重构智能表面-接收端信道的遍历频谱效率与路径数的关系。



(a) SM传输



（b）波束成形传输

图7. 不同发射功率下遍历频谱效率与信道估计误差的关系。

向较低的发射功率区域移动。这一结果表明，增加天线数量和 RIS 单元数量可以扩大 SM 传输的优势，这与第三节-C中的分析一致。此外，当 N_{T} 和 C 分别加倍时，发射功率阈值分别降低 3 dB 和 6 dB。这一结果与 $N_{\mathrm{R}} = 2$这一特殊情况的分析相同。

B. 吞吐量与可靠性之间的权衡

在本小节中，我们通过遍历频谱效率和误码率性能，评估所提出的符号时隙内信道定制在吞吐量与可靠性之间的权衡。当 $M_{\mathrm{R}} = 1$时，符号时隙内的时间分集消失，DS/DB传输退化为SM/BF传输。

在图9中，我们比较了SM传输（$M_{\mathrm{R}} = 1$的DS传输）、BF传输（$M_{\mathrm{R}} = 1$的DB传输）、DS传输和DB传输的误码率。SM传输的误码率性能最差，而具有较大 M_{R} 的DB传输误码率性能最佳，尽管如图10(b)所示，其遍历频谱效率最低。DB传输的误码率远优于DS传输，因为DB传输和DS传输的分集阶数分别为 $M_{\mathrm{R}}K^2$ 和 M_{R}。增大 M_{R} 以获得更大的分集阶数，可以显著提高可靠性。我们考虑DB和DS分别传输单流数据和全流数据的特殊情况。当数据流数设定在 $[1, N_{\mathrm{R}}]$之间时，误码率性能将处于DB传输与DS传输之间的过渡区域。

图10展示了空间复用（带$M_{\mathrm{R}} = 1$的 DS）、波束成形（带 $M_{\mathrm{R}} = 1$的 DB）、DS 和 DB 传输的遍历频谱效率——

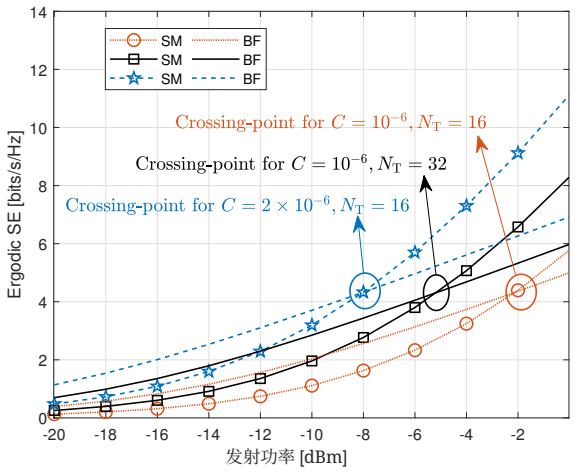


图 8. SM 和波束成形传输的相对遍历频谱效率性能。

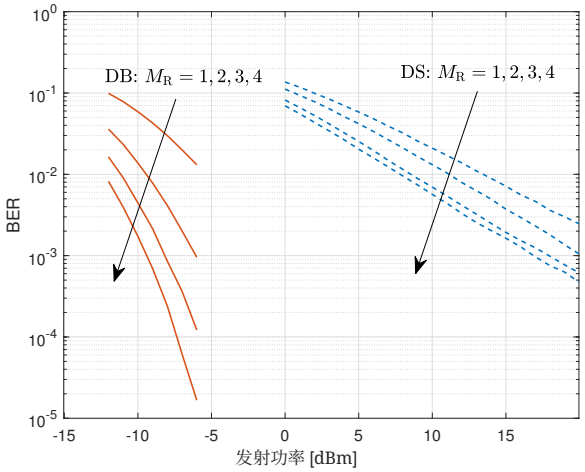
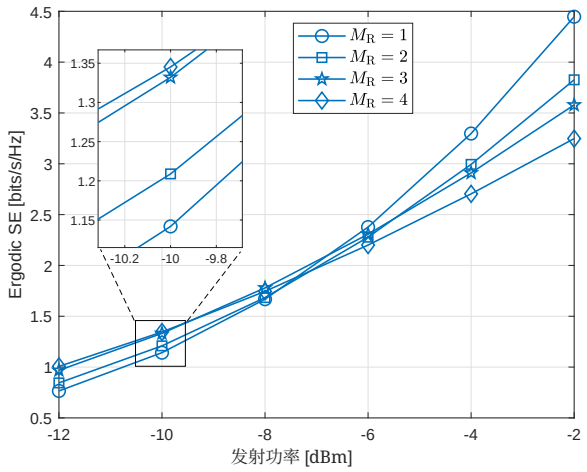
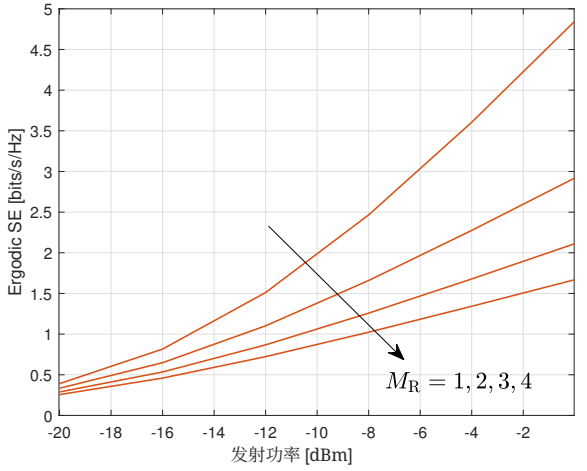


图9. 不同传输方式的误码率比较。



(a) DS 传输



（b）DB传输

图10. 不同符号时隙内RIS重构次数下，遍历频谱效率随发射功率的变化。

输。在图10(a)中，DS 传输在低发射功率区域和高发射功率区域的频谱效率表现相反。在噪声功率决定频谱效率的低发射功率区域，增大 M_R 可带来分集增益和相干增益，从而提高信噪比，详见第 IV-A 节末尾。因此，频谱效率表现有所改善。考虑到所需带宽或重传符号数会随 M_R增加，遍历频谱效率在高发射功率区域会下降。DB 传输使信噪比提高 M_R倍，同时使频谱效率降低 M_R 倍，详见第 IV-B 节。因此，图10(b)显示，带 $M_R > 1$ 的 DB 传输的遍历频谱效率始终低于波束成形传输（$M_R = 1$）。此外，DB 传输与波束成形传输之间的差距会随 M_R增大。图10与图9的比较表明

吞吐量的牺牲换来了可靠性的提升。因此，可以通过恰当选择数据流数量和 M_R，实现吞吐量与可靠性之间的权衡。

VI. 结论

在本研究中，鉴于多输入多输出传输技术依赖特定的信道特性，我们通过重新配置可重构智能表面的移相器，对可重构智能表面辅助系统中发射端与接收端之间的复合信道进行定制，以促进传输设计。所提出的多时间尺度信道定制揭示了信道特性如何提升传输方案的性能。为提高频谱效率，我们利用角度相干时间内的统计信道状态信息，为干扰受限区间中的空间复用传输定制高秩信道。在噪声受限区间，采用波束成形传输时，

我们通过调节可重构智能表面的移相器，定制了秩为 1 的强相关信道。为通过实现分集来提高系统可靠性，我们提出了基于空间复用传输和波束成形传输的分集空间复用与分集波束成形传输，并在符号时隙内执行信道定制。数值结果表明，通过灵活地定制用于传输设计的复合信道，可以实现多输入多输出系统吞吐量与可靠性之间的权衡。

附录A

由于 $\beta_{n,\ \mathrm{R},\ l_n} \sim \mathcal{CN}(0,1)$，$x = |\sqrt{2}\beta_{n,\ \mathrm{R},\ l_n}|^2$ 是一个自由度为 2 的卡方分布随机变量。因此，x 的概率密度函数（PDF）为

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{2}e^{-\frac{1}{2}x}, x > 0 \\ 0, x \le 0 \end{cases}. \tag{72}$$

根据 x 的概率密度函数，可得

$$\begin{aligned} \bar{R}_{\mathrm{SM},n} &= \int_0^\infty \log_2\left(1+\frac{x}{2c_n}\right) f(x)\, dx \\ &= \frac{1}{2\ln 2}\int_0^\infty \ln\left(1+\frac{x}{2c_n}\right) e^{-\frac{1}{2}x} dx \\ &\overset{(a)}{=} \frac{1}{2\ln 2}\left(-2e^{c_n}\mathrm{Ei}\left(-c_n\right)\right) \\ &= -\frac{1}{\ln 2} e^{c_n}\mathrm{Ei}\left(-c_n\right), \end{aligned} \tag{73}$$

其中，(a) 使用了性质 [34]

$$\int_0^\infty e^{-\mu x}\ln(1+\beta x)\, dx = -\frac{1}{\mu}e^{\frac{\mu}{\beta}}\mathrm{Ei}\left(-\frac{\mu}{\beta}\right). \tag{74}$$

将 (73) 代入 (24)，即完成证明。

附录B

应用詹森不等式，遍历频谱效率的上界为

$$\begin{aligned} \bar{R}_{\mathrm{BF}} &\approx \mathbb{E}\left\{\log_2\left(1+\frac{E\sum_{n=1}^{K}\sum_{m=1}^{K}\left|\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*}\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m}\right|}{\sigma^2 K}\right)\right\} \\ &\le \log_2\left(1+\frac{E\sum_{n=1}^{K}\sum_{m=1}^{K}\mathbb{E}\left\{\left|\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*}\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m}\right|\right\}}{\sigma^2 K}\right). \end{aligned} \tag{75}$$

将 $\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}$ 中的元素展开，可得

$$\begin{aligned} &\mathbb{E}\left\{\left|\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*}\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m}\right|\right\} \\ =&\mathbb{E}\left\{\left|\rho_n\alpha_{n,\mathrm{R},l_n}^{*}\alpha_{\mathrm{T},n,0}^{*}\rho_m\alpha_{m,\mathrm{R},l_m}\alpha_{\mathrm{T},m,0}\right|\right\} \\ =&\frac{N_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}\kappa}{L_{\mathrm{R}}(\kappa+1)}N_{\mathrm{S},n}N_{\mathrm{S},m}\rho_n\rho_m\mathbb{E}\left\{\left|\beta_{n,\mathrm{R},l_n}^{*}\beta_{m,\mathrm{R},l_m}\right|\right\}. \end{aligned} \tag{76}$$

当 $m = n$ 时，可推导出式 (76)

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\left\{\left|\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}\right|^2\right\} &= \frac{N_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}\kappa}{L_{\mathrm{R}}(\kappa+1)}N_{\mathrm{S},n}^2\rho_n^2\mathbb{E}\left\{\left|\beta_{n,\mathrm{R},l_n}\right|^2\right\} \\ &= \frac{N_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}\kappa}{L_{\mathrm{R}}(\kappa+1)}N_{\mathrm{S},n}^2\rho_n^2. \end{aligned} \tag{77}$$

因为 $\beta_{n,\ \mathrm{R},\ l_n} \in \mathcal{CN}(0,1)$。当 $m \ne n$ 时，(76) 中的期望可改写为

$$\begin{aligned} &\mathbb{E}\left\{\left|\beta_{n,\mathrm{R},l_n}^{*}\beta_{m,\mathrm{R},l_m}\right|\right\} \\ =&\frac{1}{2}\mathbb{E}\left\{\sqrt{\left|\sqrt{2}\beta_{n,\mathrm{R},l_n}\right|^2}\right\}\mathbb{E}\left\{\sqrt{\left|\sqrt{2}\beta_{m,\mathrm{R},l_m}\right|^2}\right\}. \end{aligned} \tag{78}$$

附录A中已说明，$x = |\sqrt{2}\beta_{n,\ \mathrm{R},\ l_n}|^2$ 是一个自由度为 2 的卡方分布随机变量。因此，我们有

$$\begin{aligned} &\mathbb{E}\left\{\sqrt{\left|\sqrt{2}\beta_{n,\mathrm{R},l_n}\right|^2}\right\} \\ =&\mathbb{E}\left\{\sqrt{x}\right\} = \frac{1}{2}\int_0^\infty \sqrt{x}e^{-\frac{x}{2}}dx \\ \overset{(b)}{=}&\frac{1}{2}\sqrt{\pi}2^{-1}\left(\frac{1}{2}\right)^{-1-\frac{1}{2}}(2-1)!! = \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \end{aligned} \tag{79}$$

其中，(b)利用了性质 [34]

$$\int_0^\infty x^{n-\frac{1}{2}}e^{-\mu x}dx = \sqrt{\pi}2^{-n}\mu^{-n-\frac{1}{2}}(2n-1)!!, \tag{80}$$

其中 $n = 1$ 和 $\mu = \frac{1}{2}$。将 (79) 代入 (78)，可得

$$\mathbb{E}\left\{\left|\beta_{n,\mathrm{R},l_n}^{*}\beta_{m,\mathrm{R},l_m}\right|\right\} = \frac{\pi}{4}. \tag{81}$$

当 $m \ne n$ 时，可将 (76) 推导为

$$\mathbb{E}\left\{\left|\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{n,n}^{*}\left[\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{BF}}\right]_{m,m}\right|\right\} = \frac{\pi}{4}\frac{N_{\mathrm{T}}N_{\mathrm{R}}\kappa}{L_{\mathrm{R}}(\kappa+1)}N_{\mathrm{S},n}N_{\mathrm{S},m}\rho_n\rho_m. \tag{82}$$

将（77）和（82）代入（75），证明即告完成。

参考文献

[1] A. Kaye 和 D. George，“复用 PAM 信号在多信道和分集系统中的传输”，IEEE 通信技术汇刊，第 18 卷，第 5 期，第 520-526 页，1970 年 10 月。[2] W. van Etten，“多信道传输系统的最大似然接收机”，IEEE Trans. Commun.，第 24 卷，第 2 期，第 276-283 页，1976 年 2 月。[3] L. Zheng 和 D. N. C. Tse，“分集与复用：多天线信道中的基本权衡”，IEEE 信息论汇刊，第 49 卷，第 5 期，第 1073-1096 页，2003 年 5 月。[4] A. Forenza 等，“利用空间相关信道容量的自适应多输入多输出传输”，IEEE Trans. Veh. Technol.，第 56 卷，2007 年 3 月，第 619–630 页。[5] M. Di Renzo 等，“由可重构 AI 超表面赋能的智能无线环境：恰逢其时的构想”，EURASIP 无线通信与网络期刊，2019 年，第 2019 卷，第 129 期，2019 年 5 月。[6] M. Di Renzo 等，“由可重构智能表面赋能的智能无线环境：工作原理、研究现状与未来方向”，IEEE 通信特选领域期刊，第 38 卷，第 11 期，第 2450-2525 页，2020 年 11 月。[7] W. Chen、C.-K. Wen、X. Li 和 S. Jin，“混合毫米波系统中联合 Tx-RISs-Rx 设计的信道定制”，[在线]。获取地址：https://arxiv.org/abs/2109.13058v1。

[8] Y. Lin、S. Jin、M. Matthaiou 和 X. You，“用于混合 IRS 辅助 MIMO-OFDM 的基于张量代数的信道估计”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 20 卷，第 6 期，第 3770-3784 页，2021 年 6 月。[9] J. He、H. Wymeersch 和 M. Juntti，“通过原子范数最小化对可重构智能表面辅助毫米波多输入多输出系统进行信道估计”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 20 卷，第 9 期，第 5786-5797 页，2021 年 9 月。[10] B. Zheng、C. You 和 R. Zhang，“双可重构智能表面辅助多用户多输入多输出系统的上行链路信道估计”，载于 IEEE ICC 会议论文集，2021 年 5 月，第 1-6 页。[11] H. Alwazani、Q. -U. -A. Nadeem 和 A. Chaaban，“分布式智能反射表面辅助多用户 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。[12] W. Chen、C.-K. Wen、X. Li 和 S. Jin，“有限反馈 FDD 系统中可重构智能表面辅助的自适应比特划分”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 21 卷，第 4 期，第 2488-2505 页，2022 年 4 月。[13] D. Shen 和 L. Dai，“面向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。[14] X. Shi、J. Wang 和 J. Song，“用于可重构智能表面辅助多用户多输入多输出系统的三重结构稀疏信道反馈”，IEEE Commun. Lett.，第 26 卷，第 5 期，第 1141-1145 页，2022 年 5 月。[15] W. Chen、C.-K. Wen、X. Li、M. Matthaiou 和 S. Jin，“可重构智能表面辅助 FDD 系统中的有限反馈信道定制”，IEEE Trans. Wireless Commun.，提前在线发表，2022 年。[16] Y. Han、W. Tang、S. Jin、C.-K. Wen 和 X. Ma，“利用统计信道状态信息的智能大表面辅助无线通信”，IEEE Trans. Vehicular Tech.，第 68 卷，第 8 期，第 8238-8242 页，2019 年 8 月。[17] A. -A. A. Boulogeorgos、N. D. Chatzidiamantis、H. G. Sandalidis、A. Alexiou 和 M. D. Renzo，“级联复合湍流与失准：统计特性及其在可重构智能表面赋能无线系统中的应用”，IEEE Trans. Veh. Technol.，第 71 卷，第 4 期，第 3821-3836 页，2022 年 4 月。[18] C. Huang 等，“面向无线通信能效的可重构智能表面”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 18 卷，第 8 期，第 4157-4170 页，2019 年 8 月。[19] Q. Wu 和 R. Zhang，“通过联合主动与被动波束成形增强无线网络的智能反射表面”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 18 卷，第 11 期，第 5394-5409 页，2019 年 11 月。[20] J. Yuan、Y. -C. Liang、J. Joung、G. Feng 和 E. G. Larsson，“智能反射表面辅助认知无线电系统”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 69 卷，第 1 期，第 675-687 页，2021 年 1 月。[21] R. Li、B. Guo、M. Tao、Y. -F. Liu 和 W. Yu，“可重构智能表面辅助毫米波多输入多输出系统中混合波束成形与反射系数的联合设计”，IEEE Trans. Commun.，第 70 卷，第 4 期，第 2404-2416 页，2022 年 4 月。[22] R. Liu、M. Li、Y. Liu、Q. Wu 和 Q. Liu，“联合发射波形[29] W. Tang 等，“采用可重构智能表面的无线通信：路径损耗建模与实验测量”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 20 卷，第 1 期，第 421-439 页，2021 年 1 月。

以及可重构智能表面辅助 DFRC 系统的无源波束成形设计”，IEEE 通信特选领域期刊，提前在线发表。[23] C. Hu、L. Dai、S. Han 和 X. Wang，“可重构智能表面辅助无线通信的双时间尺度信道估计”，IEEE 无线通信汇刊，第 69 卷，第 11 期，第 7736–7747 页，2021 年 11 月。[24] J. Guo、W. Chen、C. -K. Wen 和 S. Jin，“基于深度学习的可重构智能表面辅助通信双时间尺度 CSI 反馈及波束成形设计”，IEEE 车辆技术汇刊，提前在线发表，2022年。[25] M. -M. Zhao、Q. Wu、M. -J. Zhao 和 R. Zhang，“智能反射表面增强无线网络：双时间尺度波束成形优化”，IEEE 无线通信汇刊，第 20 卷，第 1 期，第 2–17 页，2021 年 1 月。[26] X. Gan、C. Zhong、C. Huang、Z. Yang 和 Z. Zhang，“双时间尺度 CSI 下多可重构智能表面辅助的无蜂窝网络：性能分析与系统设计”，IEEE 通信汇刊，第 70 卷，第 11 期，第 7696–7710 页，2022 年 11 月。[27] H. Wang 、 J. Fang 、 H. Duan 和 H. Li，“IRS 辅助毫米波系统中的空间信道协方差估计与双时间尺度波束成形”，IEEE 无线通信汇刊，提前在线发表，2023年。[28] R. Long、Y. -C. Liang、Y. Pei 和 E. G. Larsson，“有源可重构智能表面辅助无线通信”，IEEE 无线通信汇刊，第 20 卷，第 8 期，第 4962–4975 页，2021 年 8 月。[30] ¨O. ¨Ozdogan 、E. Bj¨ornson 和 E. G. Larsson，“智能反射表面：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。[31] A. A. M. Saleh 和 R. A. Valenzuela，“室内多径传播的统计模型”，IEEE 通信特选领域期刊，第 5 卷，第 2 期，第 128–137 页，1987 年 2 月。[32] 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。[33] A. Taha、M. Alrabeiah 和 A. Alkhateeb，“利用压缩感知和深度学习实现大规模智能表面”，IEEE Access，第 9 卷，第 44304–44321 页，2021年。[34] I. S. Gradshteyn 和 I. M. Ryzhik，《积分、级数与乘积表》，第 1 版。纽约：Academic，1994年。[35] S. M. Alamouti，“一种用于无线通信的简单发射分集技术”，IEEE 通信特选领域期刊，第 16 卷，第 8 期，1998 年 10 月，第 1451–1458 页。[36] M. Towliat、S. M. J. A. Tabatabaee 和 M. Rajabzadeh，“多输入多输出信道中编码广义频分复用的简单 ML 检测”，IEEE 信号处理汇刊，第 67 卷，第 3 期，第 798–807 页，2019 年 2 月 1 日。[37] E. Goudeli、C. Psomas 和 I. Krikidis，“基于空间复用的反向散射通信系统技术”，IEEE 物联网期刊，第 7 卷，第 10 期，第 10623–10634 页，2020 年 10 月。[38] Y. S. Cho、J. Kim、W. Y. Yang 和 C. G. Kang，《使用 MATLAB 的多输入多输出-正交频分复用无线通信》。新加坡：John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd，2010年