可重构智能表面辅助MIMO系统的联合信道估计与波束成形：基于稀疏性的方案

Sung Hyuck Hong[1] 和Junil Choi[2]1算法团队，FuriosaAI, Inc.，韩国大韩民国首尔，06036[2]韩国科学技术院电气工程学院，韩国大韩民国大田，34141 电子邮箱：sunghyuck.hong@furiosa.ai，junil@kaist.ac.kr

arXiv:2603.03937v1 [eess.SP] 4 Mar 2026

[1]

摘要—**为解决带宽短缺问题并实现高速率，研究人员持续致力于将毫米波和太赫兹频段纳入未来通信标准；其中主要的途径是开发配套技术，以克服载波频率升高所带来的严重传播损耗和阻塞。最值得关注的配套技术之一是可重构智能表面（RIS），它利用大量低成本无源反射元件重构传播环境，从而提升通信性能与覆盖范围。尽管RIS具有诸多优点，但由于缺少能够执行基带信号处理的射频（RF）链，信道估计可能会变得更加困难。此外，RIS辅助通信系统的级联信道结构不同于传统系统中的信道结构，这给信道估计和波束成形带来了重大挑战。本文提出了一种适用于RIS辅助多输入多输出（MIMO）通信系统的联合信道估计与波束成形优化算法。通过充分利用毫米波/太赫兹信道的角度稀疏性，所提算法成功设计出RIS矩阵，不仅有助于信道估计，还能通过提高信道容量实现无源波束成形增益。仿真结果表明，所提算法可显著提升目标系统的频谱效率。**

索引词——**毫米波通信、太赫兹通信、可重构智能表面（RIS）、多输入多输出（MIMO）、信道稀疏性。**

I. 引言

近期无线通信系统采用相对较高的频段，以满足不断增长的移动通信流量需求并解决带宽短缺问题 [1]。得益于其实现极高数据速率的潜力，以及能够将大量天线单元高效地集成到小尺寸空间中的优势，毫米波（mmWave）通信已成为第五代（5G）无线网络的关键组成部分 [2]。随着太赫兹（THz）通信的发展，预计高频段的利用趋势将更加明显。太赫兹通信可提供高达数百吉赫兹（GHz）的连续带宽，因此有望显著提升未来无线通信系统的性能 [3]。毫米波和太赫兹信道均表现出较高的角度域稀疏性，这是衍射减弱、镜面传播增强所致，进而激发了大量针对具有内在信道稀疏性的通信系统的研究 [4], [5]。

为了在多天线通信系统中成功实现波束成形增益，必须在预编码器和合并器设计之前准确估计信道矩阵 [6]。然而，在未来通信系统中，预计将采用大量天线来克服毫米波和太赫兹载波信号严重的传播损耗，因此信道状态信息（CSI）的获取将变得更具挑战性 [7]。尽管可重构智能表面（RIS）也被提出作为一种有效技术，以利用毫米波/太赫兹通信的优势，但它会进一步增加信道估计的复杂度：这不仅是因为该表面缺乏感知能力，无法显式获取信道矩阵，还因为 RIS辅助系统中的信道结构不同于传统系统 [8]。信道估计面临的这些挑战不可避免地会降低波束成形优化的性能，而波束成形优化需要准确估计信道，才能成功实现最大化频谱效率的目标。

受这些事实的启发，本文提出了一种适用于可重构智能表面辅助多输入多输出（MIMO）系统的联合信道估计与波束成形算法。所提算法通过合理利用毫米波/太赫兹信道中存在的角度稀疏性，显著提升了频谱效率。即使不采用任何迭代优化过程且缺乏完美信道状态信息，所提算法仍能成功构造导频波束成形器；这些导频波束成形器不仅简化了可重构智能表面辅助MIMO系统的级联信道结构，还实现了可重构智能表面预期带来的显著性能增益。通过克服先前工作的局限性——先前工作要么（i）需要掌握完美信道状态信息才能设计高性能波束成形器 [9]–[11]，要么（ii）未能在信道估计过程中利用可重构智能表面的波束成形能力 [12]–[14],——所提

[1]本研究是在 Sung Hyuck Hong 任职于韩国科学技术院期间完成的。现任职单位：FuriosaAI。

算法有望在提升可重构智能表面辅助毫米波/太赫兹MIMO系统性能方面发挥关键作用。

本文其余部分安排如下：第二节介绍系统模型。第三节介绍可重构智能表面辅助系统中的信道估计与波束成形优化联合方法。第四节阐述所提出的基于稀疏性的算法。第五节和第六节分别给出仿真结果和结论。

符号说明：向量和矩阵分别用小写和大写粗体字母表示。矩阵 A 的转置、共轭转置、逆、行列式和秩分别表示为 A^{T}、A^{H}、A^{-1}、det(A) 和 rank(A)。A 的弗罗贝尼乌斯范数记为 $\|\mathrm{A}\|_{\mathrm{F}}$，而 row(A) 和 col(A) 分别表示 A 的行数和列数。A 的第 i行、第 j列元素记为 $[\mathrm{A}]_{i,j}$，而 diag(x) 表示以 x 的元素为主对角线元素的对角矩阵。$N \times N$单位矩阵表示为 I_N，所有 $m \times n$ 复矩阵的集合记为 $\mathbb{C}^{m\times n}$。期望算子记为 $\mathbb{E}[\cdot]$，而 $|\cdot|$表示标量的绝对值。对于实数 a，函数 max(a, 0) 表示为 $(a)^+$。返回最大 k 个值对应参数的函数记为 $\arg\max_k(\cdot)$，其中 k为正整数。最后，均值为 m 、方差为 σ^2 的复正态分布和实正态分布分别表示为$\mathcal{CN}(m,\sigma^2)$ 和 $\mathcal{N}(m,\sigma^2)$。

II. 系统模型

本文研究一种RIS辅助MIMO系统，其中具有 N_{t} 根天线的发射机（TX）与具有 N_{r} 根天线的接收机（RX）进行通信，如图1所示。我们假设TX与RX之间的直达链路被阻断，这种现象预计将在利用更高频段[5]的未来通信系统中普遍出现。由 M 个无源反射单元组成的RIS促进了TX与RX之间的通信。TX到RIS的信道和RIS到RX的信道分别表示为$\mathbf{H}_{\mathrm{TS}} \in \mathbb{C}^{M\times N_{\mathrm{t}}}$和$\mathbf{H}_{\mathrm{SR}} \in \mathbb{C}^{N_{\mathrm{r}}\times M}$。因此，TX到RX的总级联信道可表示为

$$\mathbf{H}_{\mathrm{tot}} = \mathbf{H}_{\mathrm{SR}}\mathbf{\Phi}\mathbf{H}_{\mathrm{TS}}, \tag{1}$$

其中，$\mathbf{\Phi} = \mathrm{diag}([e^{j\theta_1},\ldots,e^{j\theta_M}]) \in \mathbb{C}^{M\times M}$和 $\theta_m \in [0, 2\pi)$ 分别表示RIS矩阵和第 m个RIS元件的相移，$m \in \{1,\ldots,M\}$。我们考虑的系统工作在时分双工（TDD）模式下，但通过假设使用反馈信道 [15]，本文的 formulierung 可以很容易地扩展到频分双工（FDD）模式。

本文主要考虑毫米波和太赫兹频段，预计二者都将在未来通信标准中发挥关键作用 [16]，[17]。为了准确描述毫米波/太赫兹信道，我们选择

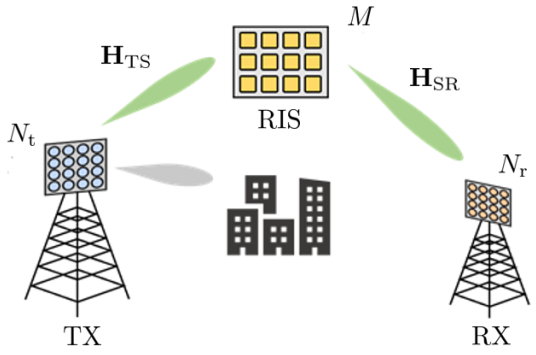


图1. 可重构智能表面辅助 MIMO 系统的框图。尽管发射端与接收端之间的直达链路受到阻塞（以灰色信号表示），可重构智能表面仍能实现二者之间的通信。

通常采用的 Saleh-Valenzuela 模型 [18]–[21]，该模型将每个信道矩阵表示为

$$\mathbf{H}_i = \sum_{q=0}^{N^i_{\mathrm{path}}-1} \alpha_{i,q}\mathbf{a}_{\mathrm{r}}(\phi^{\mathrm{r}}_{i,q},\theta^{\mathrm{r}}_{i,q})\mathbf{a}_{\mathrm{t}}(\phi^{\mathrm{t}}_{i,q},\theta^{\mathrm{t}}_{i,q})^{\mathrm{H}}, \tag{2}$$

其中，$i \in \{\mathrm{TS}、\mathrm{SR}\}$ 和 N^i_{path} 分别表示信道下标以及 H_i中的传播路径数。H_i中第 q条路径的复增益$\alpha_{i、q}$彼此独立地服从 $\mathcal{CN}(0, \gamma_i^2 10^{-0.1PL}(d_i))\forall q \in \{0,\ldots,N^i$路径$-1\}$，其中 $\gamma_i = \sqrt{\mathrm{row}(\mathrm{H}_i)\,\mathrm{col}(\mathrm{H}_i)/N^i$路径表示与 H_i相关的归一化因子。不失一般性，我们假设$|\alpha_{i、m}| \geq |\alpha_{i、n}|、\ \forall m、\ n \in \{0,\ldots,N^i_{\mathrm{path}}-1\}$，使得 $m < n$。如第五节所述，距离相关路径损耗模型 $PL(d_i)$会根据所关注的频段进行适当调整。发射端与可重构智能表面之间的距离，以及可重构智能表面与接收端之间的距离，分别记为 d_{TS} 和 d_{SR}。H_i 中第 q条路径的方位角（俯仰角）到达角和离开角分别记为$\phi^{\mathrm{r}}_{i、q}$ ($\theta^{\mathrm{r}}_{i、q}$) 和$\phi^{\mathrm{t}}_{i、q}$ ($\theta^{\mathrm{t}}_{i、q}$)；相应的接收和发射阵列响应向量分别记为 $\mathbf{a}_{\mathrm{r}}(\phi^{\mathrm{r}}_{i,q},\theta^{\mathrm{r}}_{i,q}) \in \mathbb{C}^{\mathrm{row}(\mathbf{H}_i)\times 1}$ 和 $\mathbf{a}_{\mathrm{t}}(\phi^{\mathrm{t}}_{i,q},\theta^{\mathrm{t}}_{i,q}) \in \mathbb{C}^{\mathrm{col}(\mathbf{H}_i)\times 1}$。具体而言，我们假设发射端、接收端和可重构智能表面均采用均匀平面阵列（UPA）。因此，H_{SR} 中第 q条路径的发射阵列响应向量 $\mathbf{a}_{\mathrm{t}}(\phi^{\mathrm{t}}_{\mathrm{SR},q},\theta^{\mathrm{t}}_{\mathrm{SR},q}) \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 可表示为

$$\begin{aligned} &k\mathbf{a}_{\mathrm{t}}(\phi^{\mathrm{t}}_{\mathrm{SR},q},\theta^{\mathrm{t}}_{\mathrm{SR},q}) \\ &= \frac{1}{\sqrt{M}}\Big[1,\ldots,e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(i_h\sin(\phi^{\mathrm{t}}_{\mathrm{SR},q})\sin(\theta^{\mathrm{t}}_{\mathrm{SR},q})+i_v\cos(\theta^{\mathrm{t}}_{\mathrm{SR},q}))}, \\ &\ldots,e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}((M^h_{\mathrm{t}}-1)\sin(\phi^{\mathrm{t}}_{\mathrm{SR},q})\sin(\theta^{\mathrm{t}}_{\mathrm{SR},q})+(M^v_{\mathrm{t}}-1)\cos(\theta^{\mathrm{t}}_{\mathrm{SR},q}))}\Big]^{\mathrm{T}}, \end{aligned} \tag{3}$$

其中，λ和 d分别表示信号波长以及天线或可重构智能表面单元之间的间距。可重构智能表面反射单元的水平索引和垂直索引分别为 $0 \leq i_h < M^h$和 $0 \leq i_v < M^v$，其中 $M = M^h M^v$。

为简洁起见，我们省略其他阵列响应向量的明确定义。

发射端使用预编码器 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s}$ 向接收端发送 N_s 数据流，接收端使用合并器 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$处理接收信号。处理后的接收信号表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{W}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}_{\mathrm{tot}}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{W}^{\mathrm{H}}\mathbf{n}, \tag{4}$$

其中，符号向量 $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 定义为满足$\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^{\mathrm{H}}] = \mathbf{I}_{N_s}$，预编码器 $\mathbf{F}$ 满足总功率约束，即 $\|\mathbf{F}\|_{\mathrm{F}}^2 \le P_{\mathrm{TX}}$。加性高斯白噪声（AWGN）向量 $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 的各元素相互独立且服从相同分布（i.i.d），满足 $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$。尽管本文未明确纳入混合波束成形架构，但得益于关于混合波束成形器设计的大量先前工作，该系统模型可以扩展到此类场景 [22]。对于服从正态分布的发射符号，可达频谱效率表示为

$$R = \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}^{-1}\mathbf{W}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}_{\mathrm{tot}}\mathbf{F}\mathbf{F}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}_{\mathrm{tot}}^{\mathrm{H}}\mathbf{W}), \tag{5}$$

其中，$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} = \sigma_n^2\mathbf{W}^{\mathrm{H}}\mathbf{W}$ 表示合并后噪声 $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{W}^{\mathrm{H}}\mathbf{n}$ 的协方差矩阵。

III. 信道估计与波束成形优化的联合方法

本节首先对RIS辅助MIMO系统中的信道估计与波束成形优化问题进行建模。随后，我们利用贝叶斯框架阐释所提算法的动机与贡献。

A. 问题建模

RIS辅助MIMO系统中的波束成形优化问题可写为

$$\begin{aligned}
(\mathrm{P1}) \quad & \max_{\mathbf{W},\mathbf{\Phi},\mathbf{F}} \ R && \text{(6a)}\\
\text{subject to} \quad & \mathbf{\Phi} = \mathrm{diag}([e^{j\theta_1}, \ldots, e^{j\theta_M}]), && \text{(6b)}\\
& \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} = \sigma_n^2\mathbf{W}^{\mathrm{H}}\mathbf{W}, && \text{(6c)}\\
& \mathbf{H}_{\mathrm{tot}} = \mathbf{H}_{\mathrm{SR}}\mathbf{\Phi}\mathbf{H}_{\mathrm{TS}}, && \text{(6d)}\\
& \|\mathbf{F}\|_{\mathrm{F}}^2 \le P_{\mathrm{TX}}. && \text{(6e)}
\end{aligned}$$

换言之，该问题旨在通过设计波束成形器$\mathbf{A}^\star = \{\mathbf{W}^\star, \ \mathbf{\Phi}^\star, \mathbf{F}^\star\}$，使其适用于给定的信道实现$\mathbf{H}_{\mathrm{TS}}$ 和$\mathbf{H}_{\mathrm{SR}}$，从而最大化频谱效率。然而，$\mathbf{H}_{\mathrm{TS}}$ 和$\mathbf{H}_{\mathrm{SR}}$ 通常是未知的，因此必须在构造波束成形器之前进行估计。

在实际通信系统中，为了估计信道矩阵，接收端会处理由发射端发送的导频信号。时间索引为 $t \in \{0, \ldots, T-1\}$ 时，处理后的接收导频信号表示为

$$\mathbf{y}_p[t] = \mathbf{W}_p^{\mathrm{H}}[t]\mathbf{H}_{\mathrm{SR}}\mathbf{\Phi}_p[t]\mathbf{H}_{\mathrm{TS}}\mathbf{F}_p[t]\mathbf{s}[t] + \mathbf{W}_p^{\mathrm{H}}[t]\mathbf{n}[t], \tag{7}$$

其中，$\mathbf{P}[t] = \{\mathbf{W}_p[t], \mathbf{\Phi}_p[t], \mathbf{F}_p[t]\}$ 是导频波束成形器，$\mathbf{s}[t]$ 是符号向量，$\mathbf{n}[t]$ 的每个元素均为独立同分布，服从$\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$。导频波束成形器$\mathbf{P} = \{\mathbf{P}[0], \ldots, \mathbf{P}[T-1]\}$

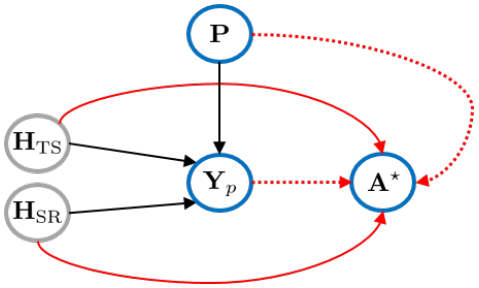


图 2. RIS 辅助 MIMO 系统中联合信道估计与波束成形优化问题的贝叶斯网络。灰色（蓝色）圆圈表示潜变量（可观测变量），黑色（红色）箭头表示与信道估计（波束成形优化）相关的条件依赖关系。与先前工作不同，我们的算法通过将 $\mathbf{P}$ 和 $\mathbf{Y}_p$ 纳入$\mathbf{A}^\star$的设计，直接利用红色虚线箭头所示的关系。

必须经过构造，使得能够根据接收导频信号矩阵$\mathbf{Y}_p = [\mathbf{y}_p[0], \ldots, \mathbf{y}_p[T-1]]$准确估计$\mathbf{H}_{\mathrm{TS}}$ 和$\mathbf{H}_{\mathrm{SR}}$ 。请注意，式（1）中的级联信道结构使RIS辅助系统有别于传统系统，并需要采用新的估计方法 [8]。

B. 所提算法的贝叶斯视角

在没有信道状态信息（CSI）的实际通信系统中，通常按顺序进行信道估计和波束成形优化。因此，联合信道估计与波束成形优化可表示为后验分布

$$\begin{aligned}
&p(\mathbf{A}^\star, \mathbf{H}_{\mathrm{TS}}, \mathbf{H}_{\mathrm{SR}} | \mathbf{Y}_p, \mathbf{P})\\
&\quad = p(\mathbf{H}_{\mathrm{TS}}, \mathbf{H}_{\mathrm{SR}} | \mathbf{Y}_p, \mathbf{P}) p(\mathbf{A}^\star | \mathbf{Y}_p, \mathbf{P}, \mathbf{H}_{\mathrm{TS}}, \mathbf{H}_{\mathrm{SR}}),
\end{aligned} \tag{8}$$

其中，$p(\mathbf{H}_{\mathrm{TS}}, \mathbf{H}_{\mathrm{SR}} | \mathbf{Y}_p, \mathbf{P})$ 和 $p(\mathbf{A}^\star | \mathbf{Y}_p, \mathbf{P}, \mathbf{H}_{\mathrm{TS}}, \mathbf{H}_{\mathrm{SR}})$分别描述导频辅助信道估计和波束成形优化过程中所关注的后验分布。图 2 展示了 RIS 辅助 MIMO 系统中联合信道估计与波束成形优化问题的贝叶斯网络。在信道估计过程中，根据可观测变量 $\mathbf{Y}_p$ 和 $\mathbf{P}$ 推断潜变量 $\mathbf{H}_{\mathrm{TS}}$ 和 $\mathbf{H}_{\mathrm{SR}}$；而波束成形优化则涉及构造波束成形器 $\mathbf{A}^\star$，使式 (5) 中的频谱效率 R 最大化。从 $\mathbf{P}$ 到 $\mathbf{A}^\star$ 以及从 $\mathbf{Y}_p$ 到 $\mathbf{A}^\star$ 的红色虚线箭头表明，如果精心设计，导频波束成形器 $\mathbf{P}$ 也可以在波束成形优化过程中得到有效利用。然而，先前工作忽视了这一机会，将 $\mathbf{P}$ 和 $\mathbf{Y}_p$ 仅用于信道估计，即采用了近似

$$p(\mathbf{A}^\star | \mathbf{Y}_p, \mathbf{P}, \mathbf{H}_{\mathrm{TS}}, \mathbf{H}_{\mathrm{SR}}) \approx p(\mathbf{A}^\star | \mathbf{H}_{\mathrm{TS}}, \mathbf{H}_{\mathrm{SR}}) \tag{9}$$

为简化处理，但代价是性能下降 [12]–[14]。

受这些事实的启发，我们提出了一种适用于可重构智能表面辅助 MIMO 系统的联合信道估计与波束成形优化算法。所提算法不仅能够准确估计信道矩阵，还通过合理处理接收信号，成功获得了可重构智能表面带来的显著容量增益。不同于先前工作，

我们提出的算法直接利用导频信号进行无源波束成形优化，因此非常适用于未来通信系统，使其能够同时支持极高的频谱效率和低时延 [23]。

IV. 所提联合信道估计与波束成形优化算法

如第三节所述，在RIS辅助MIMO系统中，利用导频波束成形器和接收导频信号，不仅可以估计信道矩阵，还可以优化波束成形器，这将大有裨益。受此启发，本节提出联合信道估计与波束成形优化算法，以显著提升频谱效率。与大多数假设可获得完美信道状态信息的波束成形方法不同，所提算法利用目标系统中的信道稀疏性，根据接收导频信号矩阵$\mathbf{A}^\star=\{\mathbf{W}^\star,\ \mathbf{\Phi}^\star,\ \mathbf{F}^\star\}$以及到达角/出发角参数，高效地求得波束成形器。后者在相干时间内相对稳定，因此可借助多种所提出的估计技术获取 [24]。

分别将$\mathbf{H}_{\text{TS}}$ 和$\mathbf{H}_{\text{SR}}$对应的路径索引记为$i\in\{0,...,N_{\text{TSpath}}-1\}$和$j\in\{0,...,N_{\text{path}}^{\text{SR}}-1\}$。接下来，考虑将RIS导频矩阵设置为

$$\mathbf{\Phi}_p[t]=\mathbf{\Phi}_p^{i,j}=\text{diag}(\mathbf{v}_p^{i,j}),\tag{10}$$

其中，$\mathbf{v}_p^{i,j}=M,\text{diag}(\mathbf{a}_{\text{r}}(\phi_{\text{TS},i}^{\text{r}},\theta_{\text{TS},i}^{\text{r}}))^{\text{H}}\mathbf{a}_{\text{t}}(\phi_{\text{SR},j}^{\text{t}},\theta_{\text{SR},j}^{\text{t}})$是缩放后的UPA阵列响应向量，由$\mathbf{H}_{\text{TS}}$的第 i个接收路径和$\mathbf{H}_{\text{SR}}$的第 j个发射路径构造而成。为便于记号表示且不失一般性，在本节余下部分中省略时间索引 t 。UPA阵列响应向量的渐近正交性确保

$$\mathbf{H}_{\text{SR}}\mathbf{\Phi}_p^{i,j}\mathbf{H}_{\text{TS}}\to\alpha_{\text{TS},i}\alpha_{\text{SR},j}\mathbf{a}_{\text{r}}(\phi_{\text{SR},j}^{\text{r}},\theta_{\text{SR},j}^{\text{r}})\mathbf{a}_{\text{t}}(\phi_{\text{TS},i}^{\text{t}},\theta_{\text{TS},i}^{\text{t}})^{\text{H}},\tag{11}$$

当 $M\to\infty$ [25]时。由于所研究的系统预计将部署大量无源反射单元，在式（10）中将RIS矩阵设置为$\mathbf{\Phi}^{i,j}_p$，能够简化$\mathbf{H}_{\text{tot}}=\mathbf{H}_{\text{SR}}\mathbf{\Phi}\mathbf{H}_{\text{TS}}$的级联结构，从而即使RIS不具备基带信号处理能力，也能实现精确的信道估计 [26]。后文将会证明，$\mathbf{\Phi}^{i,j}_p$在式（10）中还能提升$\mathbf{H}_{\text{tot}}$的容量，从而成功重构传播环境，改善通信性能。

将符号矩阵定义为$\mathbf{S}_p=[\mathbf{s}[0],\ ...\mathbf{s}[N_{\text{s}}-1]]\in\mathbb{C}^{N_{\text{s}}\times N_{\text{s}}}$后，对应于调整后的总信道$\mathbf{H}_{\text{tot},(i,j)}=\mathbf{H}_{\text{SR}}\mathbf{\Phi}^{i,j}_p\mathbf{H}_{\text{TS}}$的接收导频信号矩阵$\mathbf{Y}_p^{i,j}$可表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{Y}_p^{i,j}&=\mathbf{W}_p^{\text{H}}\mathbf{H}_{\text{SR}}\mathbf{\Phi}_p^{i,j}\mathbf{H}_{\text{TS}}\mathbf{F}_p\mathbf{S}_p+\mathbf{W}_p^{\text{H}}\mathbf{N}^{i,j}\\&=\mathbf{W}_p^{\text{H}}\mathbf{H}_{\text{tot},(i,j)}\mathbf{F}_p\mathbf{S}_p+\mathbf{W}_p^{\text{H}}\mathbf{N}^{i,j},\end{aligned}\tag{12}$$

其中，$\mathbf{N}^{i,j}$的每个列向量均与 (7) 中的$\mathbf{n}[t]$ 同分布。为了准确估计$\mathbf{H}_{\text{tot},(i,j)}$ ，通过利用其在 (11) 中描述的渐近性质，我们将导频合并器$\mathbf{W}_p\in\mathbb{C}^{N_{\text{r}}\times N_{\text{s}}}$和预编码器$\mathbf{F}_p\in\mathbb{C}^{N_{\text{t}}\times N_{\text{s}}}$设为

$$\mathbf{W}_{\text{p}}=\left[\mathbf{a}_{\text{r}}(\phi_{\text{SR},0}^{\text{r}},\theta_{\text{SR},0}^{\text{r}})\ \ \cdots\ \ \mathbf{a}_{\text{r}}(\phi_{\text{SR},N_{\text{s}}-1}^{\text{r}},\theta_{\text{SR},N_{\text{s}}-1}^{\text{r}})\right],\tag{13}$$

$$\mathbf{F}_{\text{p}}=\left[\mathbf{a}_{\text{t}}(\phi_{\text{TS},0}^{\text{t}},\theta_{\text{TS},0}^{\text{t}})\ \ \cdots\ \ \mathbf{a}_{\text{t}}(\phi_{\text{TS},N_{\text{s}}-1}^{\text{t}},\theta_{\text{TS},N_{\text{s}}-1}^{\text{t}})\right].\tag{14}$$

于是，$\mathbf{W}_p^{\text{H}}\mathbf{H}_{\text{tot},(i,j)}\mathbf{F}_p$中绝对值最大的元素$\max(\mathbf{W}_p^{\text{H}}\mathbf{H}_{\text{tot},(i,j)}\mathbf{F}_p)$满足

$$\max(\mathbf{W}_p^{\text{H}}\mathbf{H}_{\text{tot},(i,j)}\mathbf{F}_p)\to\alpha_{\text{TS},i}\alpha_{\text{SR},j},\tag{15}$$

如 N_{r}，N_{t}，$M\to\infty$所示。因此，可通过$[\tilde{\mathbf{Y}}_p^{i,j}]_{r^{i,j},c^{i,j}_0}$估计合并复增益$\alpha_{\text{TS},i}\alpha_{\text{SR},j}$，其中$\tilde{\mathbf{Y}}_p^{i,j}=\mathbf{Y}_p^{i,j}\mathbf{S}_p^{-1}$为均衡后的接收信号矩阵，且

$$\{r_z^{i,j},c_z^{i,j}\}_{z=0,...,k-1}=\underset{r,c}{\text{argmax}}\,k\ \left(|[\tilde{\mathbf{Y}}_p^{i,j}]_{r,c}|\right).\tag{16}$$

索引 $r^{i,j}_z$和 $c^{i,j}_z$分别对应于 $\tilde{\mathbf{Y}}_p^{i,j}$中绝对值排名前$z+1$的元素的行索引和列索引，超参数 $k\in\{1,\dots,N_{\text{s}}\}$定义了从 $\tilde{\mathbf{Y}}_p^{i,j}$中采样的元素数量。式（15）的结果保证，当 N_{r}、N_{t}、M趋于极限时，$[\tilde{\mathbf{Y}}_p^{i,j}]_{r^{i,j}_z,c^{i,j}_0}$趋近于$\alpha_{\text{TS},i}\alpha_{\text{SR},j}$的无偏估计量，这表明所提出的估计量适用于具有信道稀疏性的RIS辅助MIMO系统。随后，$\mathbf{H}_{\text{tot},(i,j)}$的秩$N_{\text{rank}}$近似可写为

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{tot},(i,j)}^{N_{\text{rank}}}=\sum_{z=0}^{N_{\text{rank}}-1}[\tilde{\mathbf{Y}}_p^{i,j}]_{r_z^{i,j},c_z^{i,j}}\mathbf{a}_{\text{r}}(\phi_{\text{SR},r_z^{i,j}}^{\text{r}},\theta_{\text{SR},r_z^{i,j}}^{\text{r}})\mathbf{a}_{\text{t}}(\phi_{\text{TS},c_z^{i,j}}^{\text{t}},\theta_{\text{TS},c_z^{i,j}}^{\text{t}})^{\text{H}},\tag{17}$$

其中 $N_{\text{rank}}\in\{1,...,k\}$。由于$\mathbf{W}_p$和$\mathbf{F}_p$在各自行数趋于无穷时均成为半酉矩阵，因此，式（17）中的$\hat{\mathbf{H}}^{N_{\text{rank}}}_{\text{tot},(i,j)}$可视为$\mathbf{H}_{\text{SR}}\mathbf{\Phi}^{i,j}_p\mathbf{H}_{\text{TS}}$的截断奇异值分解（SVD）近似。其角度稀疏性使所提算法无需采用任何迭代方法即可高效获取信道状态信息 [27]。

现在，我们利用所提复增益估计器，实现可重构智能表面预期带来的频谱效率增益。由于毫米波和太赫兹信道通常存在一对主导路径，我们将RIS矩阵设为$\mathbf{\Phi}^\star=\mathbf{\Phi}^{i^\star,j^\star}_p$，其中

$$i^\star,j^\star=\underset{i,j}{\text{argmax}}\,1\ \left(|[\tilde{\mathbf{Y}}_p^{i,j}]_{r_0^{i,j},c_0^{i,j}}|\right).\tag{18}$$

换言之，我们使用复增益估计器$\{[\tilde{\mathbf{Y}}_p^{i,j}]_{r^{i,j}_0,c^{i,j}_0}\}_{\forall i,j}$来确定$\mathbf{H}_{\text{tot},(i^\star,j^\star)}$，以在 $\{\mathbf{H}_{\text{tot},(i,j)}\}_{\forall i,j}$中实现最高容量。事实上，式（18）中选定的路径对在大规模阵列且噪声趋于零时渐近最优，即

$$C(\mathbf{H}_{\text{tot},(i^\star,j^\star)})\to\max_{i,j}C(\mathbf{H}_{\text{tot},(i,j)}),\tag{19}$$

分别为 N_{r}，N_{t}，$M\to\infty$ 和 $\sigma_n\to0$。在式 (19) 中，C (H) 表示适当维度的信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的容量。

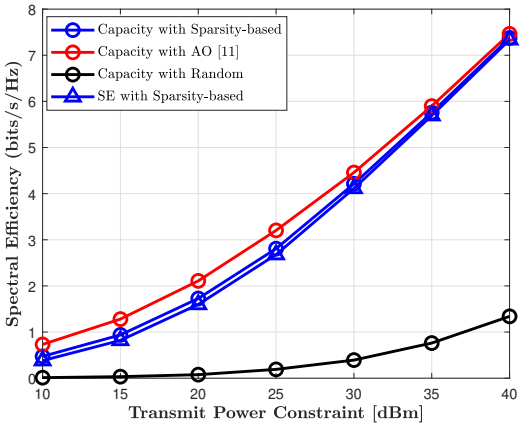


图3. RIS辅助毫米波MIMO系统在发射功率约束 P_{TX} 下实现的容量和频谱效率。

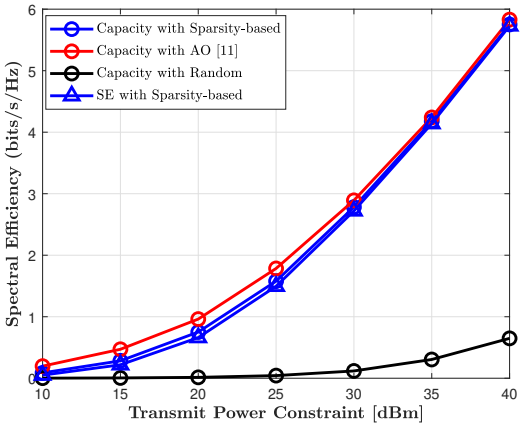


图4. RIS辅助太赫兹MIMO系统在发射功率约束 P_{TX} 下实现的容量和频谱效率。

最后，相应的合并器和预编码器可表示为

$$\mathbf{W}^{\star} = \mathbf{W}_{\text{opt}}(\hat{\mathbf{H}}^{N_{\text{rank}}}_{\text{tot},(i^{\star},j^{\star})}, N_{\text{s}}), \tag{20}$$

$$\mathbf{F}^{\star} = \mathbf{F}_{\text{opt}}(\hat{\mathbf{H}}^{N_{\text{rank}}}_{\text{tot},(i^{\star},j^{\star})}, N_{\text{s}}, P_{\text{TX}}), \tag{21}$$

其中，在发射功率约束P_{TX} 下，$\mathbf{W}_{\text{opt}}(\mathbf{H}\ N_{\text{s}})$表示的最优合并器和$\mathbf{F}_{\text{opt}}(\mathbf{H}\ N_{\text{s}}, P_{\text{TX}})$表示的预编码器可通过奇异值分解和注水算法求得。最后需要指出，在有限天线条件下，阵列响应向量正交性不完美所产生的影响可通过在式（17）中设置 $N_{\text{rank}} > 1$ for $\hat{\mathbf{H}}^{N_{\text{rank}}}_{\text{tot},(i,j)}$ 来补偿。

V. 仿真结果

在本节中，我们展示仿真结果，以验证所提出的信道估计与波束成形优化算法的有效性。我们假设发射端和接收端均配备 $N_{\text{t}} = N_{\text{r}} = 8 \times 8 = 64$根天线，而可重构智能表面配备 $M = 16 \times 16 = 256$个无源反射单元。传播路径的数量设为 $N_{\text{TSpath}} = N^{\text{SR}}_{\text{path}} = 4$，而到达角/离开角从均匀分布中采样。距离相关路径损耗模型$PL(d_i)$表示为

$$PL(d_i)\ [\text{dB}] = \alpha + 10\beta \log_{10}(d_i) + \xi, \tag{22}$$

其中 $\xi \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$。通过为式（22）中的参数选择适当的值，我们考虑毫米波和太赫兹信道。对于28 GHz毫米波信道，视距（LOS）路径$\mathbf{H}_i$的参数设为 $\alpha = 61.4, \beta = 2, \sigma = 5.8$ dB，其非视距（NLOS）传播路径 [28]的参数设为 $\alpha = 72.0, \beta = 2.92, \sigma = 8.7$ dB。对于太赫兹信道，我们考虑使用142 GHz载波频率，视距（LOS）路径和非视距（NLOS）传播路径 [29]分别取 $\alpha = 75.44, \beta = 2.1,$ $\sigma = 2.8$ dB 和 $\alpha = 75.44, \beta = 3.1, \sigma = 8.3$ dB。其他仿真参数设置如下：$N_{\text{rank}} = 1, N_{\text{s}} = 4, d_{\text{TS}} = 35$ m $d_{\text{SR}} = 15$ m $d = \lambda/2$，以及$\sigma_n^2 = -91$dBm。所有仿真结果均对10,000个独立信道实现取平均。

图3展示了所提出的基于稀疏性的算法以及其他基准在RIS辅助毫米波MIMO系统中所实现的容量和频谱效率。基于稀疏性的算法的容量$C(\mathbf{H}_{\text{tot},(i^{\star},j^{\star})})$定义为在总级联信道 $\mathbf{H}_{\text{tot},(i^{\star},j^{\star})} = \mathbf{H}_{\text{SR}}\mathbf{\Phi}^{i^{\star}}_{,p}{}^{j^{\star}}\mathbf{H}_{\text{TS}}$ 以及发射功率约束 P_{TX}下可达到的最大频谱效率，即

$$C(\mathbf{H}_{\text{tot},(i^{\star},j^{\star})}) = \sum_{l=1}^{N_{\text{s}}} \log_2\left(1 + \frac{P_l}{\sigma_n^2}|[\mathbf{\Sigma}^{\star}_{\text{tot}}]_{l,l}|^2\right). \tag{23}$$

在式（23）中，$\mathbf{\Sigma}^{\star}_{\text{tot}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}} \times N_{\text{t}}}$的主对角线上包含$\mathbf{H}_{\text{tot},(i^{\star},j^{\star})}$的奇异值，$P_l = \left(1\hat{\eta} - |[\mathbf{\Sigma}^{\star}_{\text{tot}}]_{l,l}|^2\right)$表示分配给$\mathbf{H}_{\text{tot},(i^{\star},j^{\star})}$的第 l个特征信道的功率，而$\hat{}\eta$的取值使得 $\sum_{l=1}^{N_{\text{s}}} P_l = P_{\text{TX}}$成立。基于交替优化（AO）的算法的容量也可类似地定义为 $C(\mathbf{H}_{\text{tot,AO}})$，其中$\mathbf{H}_{\text{tot,AO}}$ 是根据 [11]中所述方法调整后的总信道。作为对比，我们还纳入了每个RIS元件的相移从 $[0, 2\pi)$中随机选取时所达到的容量。结果表明，所提算法构造的RIS矩阵性能接近基于AO的算法构造的矩阵；后者假设可获得完美信道状态信息，且计算复杂度为 $\mathcal{O}(3MN_{\text{r}}^3 + 2MN^2_{\text{r}}\ N_{\text{t}})$。相比之下，通过在RIS矩阵设计中充分利用信道稀疏性，我们提出的算法仅需到达角/出发角参数，便能以显著降低的复杂度 $\mathcal{O}(MN_{\text{r}}N_{\text{t}})$实现可观的容量增益。还应指出，随机RIS设计的性能相对较差，这表明只有通过复杂的无源波束成形优化，才能充分利用大量RIS单元带来的性能增益，进一步凸显了所提算法的重要性。此外，基于稀疏性的算法在容量与频谱效率之间仅存在微小差异，这表明该算法能够准确估计RIS辅助MIMO系统的总级联信道。

图4绘出了所提基于稀疏性的算法及其他基准方法在RIS辅助太赫兹MIMO系统中实现的容量和频谱效率随P_{TX}变化的曲线。结果表明，所提算法实现的频谱效率接近基于AO的算法所达到的容量，证明该算法同样适用于太赫兹信道。因此可以得出结论：所提出的联合信道估计与波束成形优化算法能够在未来通信系统中实现显著的频谱效率增益。预计未来通信系统将部署RIS，以充分获取毫米波和太赫兹通信所预期带来的性能优势。

VI. 结论

本文提出了一种适用于RIS辅助MIMO系统的联合信道估计与波束成形优化算法。所提出的基于稀疏性的算法成功构建了导频矩阵，不仅有助于获取信道状态信息，还能为相关系统带来显著的容量增益，从而解决了传统方法将导频信号仅用于信道估计所导致的效率低下问题。通过有效利用未来通信系统中的信道稀疏性，我们提出的算法能够在计算复杂度有限的情况下，显著提升频谱效率。

VII. 致谢

本研究部分由韩国政府科学技术信息通信部（MSIT）资助的IITP-信息技术研究中心（ITRC）项目（IITP-2025-RS-2020-II201787，资助比例50%）支持，部分由MSIT资助的IITP 6G云研究与教育开放中心项目（IITP-2025-RS- 2024-00428780，资助比例50%）支持。

参考文献

[1] Z. Pi 和 F. Khan，《毫米波移动宽带系统简介》，*IEEE*通信杂志，第49卷，第6期，第101–107页，2011年。[2] X. Wang 等，《毫米波通信：全面综述》，*IEEE*通信调查与教程，第20卷，1653，2018 3，1616，第 – 页。[3] I. F. Akyildiz等，《太赫兹频段通信：重探一个老问题及未来十年的研究方向》，*IEEE*通信汇刊，第70卷，第6期，第4250–4285页，2022年。[4] J. G. Andrews 等，《5G将会是什么？》，*IEEE*通信领域精选期刊，第32卷，第6期，第1065–1082页，2014年。[5] I. F. Akyildiz 等，《太赫兹频段通信：重探一个老问题及未来十年的研究方向》，*IEEE Trans. Commun.*，第70卷，第6期，第4250–4285页，2022年。[6] A. N. Uwaechia 和 N. M. Mahyuddin，《面向第五代无线网络的毫米波通信全面综述：可行性与挑战》，*IEEE*开放期刊，第8卷，62414，2020 62367页 –。[7] M.-M. Zhao 等，《全双工毫米波多小区系统的鲁棒联合混合模拟数字收发器设计》，*IEEE Trans. Commun.*，第68卷，第8期，第4788–4802页，2020年。[8] Q. Wu 等，《智能表面赋能的无线网络：最新进展与通往6G之路》，*IEEE*会刊，第112卷，第7期，第724–763页，2024年。

[9] E. E. Bahingayi 和 K. Lee，《IRS辅助单用户大规模MIMO毫米波系统的低复杂度波束成形算法》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第21卷，第11期，第9200–9211页，2022年。[10] R. Zhang 和 Y. Wang，《采用离散移相器的IRS辅助毫米波MIMO系统联合收发机与反射波束成形设计》，IEEE Trans. Veh. Technol.，第1–6页，2025年。[11] S. Zhang 和 R. Zhang，《智能反射面辅助MIMO通信的容量表征》，IEEE通信领域精选期刊，第38卷，第8期，第1823–1838页，2020年。[12] M. Liu、T. Lin、Y. Zhu 和 Y.-J. A. Zhang，《IRS辅助毫米波MIMO OFDM系统的稀疏信道估计》，IEEE Trans. Commun.，第72卷，第10期，第6553–6568页，2024年。[13] T. Lin、X. Yu、Y. Zhu 和 R. Schober，《IRS辅助毫米波MIMO系统的信道估计：稀疏性启发方法》，IEEE Trans. Commun.，第70卷，第6期，第4078–4092页，2022年。[14] K. F. Masood、J. Tong、J. Xi、J. Yuan 和 Y. Yu，《智能反射面（IRS）辅助混合MIMO系统的归纳式矩阵补全与基于Root-MUSIC的信道估计》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第22卷，第11期，第7917–7931页，2023年。[15] H. Xie、F. Gao、S. Jin、J. Fang 和 Y.-C. Liang，《采用信道协方差计算的TDD/FDD大规模MIMO系统信道估计》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第17卷，第6期，第4206–4218页，2018年。[16] I. A. Hemadeh、K. Satyanarayana、M. El-Hajjar 和 L. Hanzo，《毫米波通信：物理信道模型、设计考量、天线构造与链路预算》，IEEE Commun. Surveys Tuts.，第20卷，第2期，第870–913页，2018年。[17] C. Han 等，《太赫兹频段无线通信的多射线信道建模与宽带特性分析》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第14卷，第5期，第2402–2412页，2015年。[18] X. Yu 等，《毫米波MIMO系统混合预编码的交替最小化算法》，IEEE J. Sel. Areas Commun.，第10卷，第3期，第485–500页，2016年。[19] T. Lin 等，《采用MMSE准则的毫米波系统混合波束成形》，IEEE Trans. Commun.，第67卷，第5期，第3693–3708页，2019年。[20] C. Han 等，《太赫兹无线信道：测量、建模与分析的整体综述》，IEEE Commun. Surveys Tuts.，第24卷，第3期，第1670–1707页，2022年。[21] Y. Lu、M. Hao 和 R. Mackenzie，《面向太赫兹通信的可重构智能表面混合预编码》，Intelligent and Converged Networks，第3卷，第1期，第103–118页，2022年。[22] S. Kutty 和 D. Sen，《毫米波通信的波束成形：全面综述》，IEEE Commun. Surveys Tuts.，第18卷，第2期，第949–973页，2016年。[23] M. Almekhlafi、M. A. Arfaoui、C. Assi 和 A. Ghrayeb，《6G无线网络中URLLC-eMBB业务复用的联合资源与功率分配》，载于2021年IEEE国际通信大会（ICC），第1–6页，2021年。[24] D. Zhang 等，《移动毫米波MIMO系统波束对准中的AoA/AoD动态特性探究》，IEEE Trans. Veh. Technol.，第68卷，第6期，第6172–6176页，2019年。[25] S. H. Hong、J. Park、S.-J. Kim 和 J. Choi，《智能反射面辅助毫米波MIMO系统的混合波束成形》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第21卷，第9期，第7343–7357页，2022年。[26] W. Zhang 等，《采用量化波束成形的IRS辅助毫米波多天线系统级联信道估计》，IEEE Wireless Commun. Lett.，第25卷，第2期，第593–597页，2021年。[27] X. Li、J. Fang、H. Li 和 P. Wang，《利用联合稀疏与低秩结构进行毫米波信道估计》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第17卷，第2期，第1123–1133页，2018年。[28] M. R. Akdeniz 等，《毫米波信道建模与蜂窝容量评估》，IEEE J. Sel. Areas Commun.，第32卷，第6期，第1164–1179页，2014年。[29] Y. Xing 和 T. S. Rappaport，《毫米波与太赫兹城市微蜂窝传播测量与模型》，IEEE Communications Letters，第25卷，第12期，第3755–3759页，2021年。