有源可重构智能表面：信号建模、渐近分析与波束成形设计

张子健*，戴玲珑*，*IEEE*会士，陈希必*，刘长昊*，杨帆*，*IEEE*会士，Robert Schober†，*IEEE*会士，以及 H. Vincent Poor§，*IEEE*终身会士

*北京信息科学与技术国家研究中心（BNRist），清华大学电子工程系，中国

†德国埃尔朗根-纽伦堡大学弗里德里希-亚历山大大学数字通信研究所¨普林斯顿大学电气与计算机工程系，美国§

电子邮件：zhangzj20@mails.tsinghua.edu.cn；daill@tsinghua.edu.cn；cxb17@tsinghua.org.cn；liuch17@tsinghua.org.cn；fan yang@tsinghua.edu.cn；robert.schober@fau.de；poor@princeton.edu

arXiv:2301.00161v1 [cs.IT] 31 Dec 2022

摘要—可重构智能表面（RIS）已成为未来6G网络的一项候选技术。然而，由于“乘性衰落”效应，现有无源可重构智能表面在直达链路较强的环境中只能获得微不足道的容量增益。本文研究有源可重构智能表面的概念，以克服这一根本局限。与不放大信号、仅对其进行反射的现有无源可重构智能表面不同，有源可重构智能表面能够通过集成在单元中的放大器放大反射信号。为表征信号放大并纳入有源组件引入的噪声，我们通过对制造出的有源可重构智能表面单元进行实验测量，验证了有源可重构智能表面的信号模型。基于经验证的信号模型，我们针对有源可重构智能表面辅助的多用户多输入单输出（MU-MISO）系统建立了和速率最大化问题，并提出一种联合发射预编码与反射波束成形算法来求解该问题。仿真结果表明，在典型无线系统中，现有无源可重构智能表面只能实现3%的微不足道的和速率增益，而有源可重构智能表面则能获得显著的62%和速率增益，从而克服“乘性衰落”效应。最后，我们开发了一种64单元有源RIS辅助无线通信原型，并通过现场测试验证了有源可重构智能表面的显著增益。

一、引言

从第一代移动通信（1G）到第五代移动通信（5G），无线信道一直被认为是不可控的。近年来，随着超材料技术的进步，人们提出了可重构智能表面（RIS）[1]，旨在智能地控制无线信道，从而提升通信性能。具体而言，RIS 是由大量无源单元构成的阵列，能够以期望的方式反射电磁信号，从而重构无线环境的传播特性。RIS 的一项重要优势是，无源RIS引入的噪声可以忽略不计，因此能够实现较高的阵列增益。凭借这一优势，RIS 有望为无线系统带来显著的容量增益 [2]。

然而，在实际应用中，只有在发射机与接收机之间的直达链路完全被阻挡或非常微弱的通信环境下，才能观察到预期的容量增益。相比之下，在许多直达链路并不微弱的场景中，传统RIS只能获得微不足道的容量增益 [3]。这一现象的原因是RIS引入的“乘性衰落”效应，即发射机-RIS-接收机链路的等效路径损耗是发射机-RIS链路与RIS-接收机链路的路径损耗之积（而非之和），通常比直达链路的路径损耗大数千倍[1]–[3]。因此，“乘性衰落”效应使无源可重构智能表面几乎不可能在许多无线环境中实现显著的容量增益。为提升RIS在未来6G无线网络中的实用性，亟待解决的关键问题是：如何突破“乘性衰落”效应造成的根本性性能瓶颈？

为克服传统无源RIS受“乘性衰落”效应制约这一根本物理局限，本文研究有源有源 RIS，以克服“乘性衰落”效应。与不经放大而被动反射信号的现有无源 RIS不同，有源RIS的关键特性是能够主动放大并反射信号，但代价是额外的功耗。首先，通过对制成的有源可重构智能表面单元进行实验测量，我们验证了有源RIS的信号模型。该模型描述了对入射信号的放大，并考虑了有源单元引入的不可忽略的热噪声。基于经验证的信号模型，我们进一步分析了有源RIS的渐近性能，并针对有源RIS辅助的多用户多输入单输出（MU-MISO）系统，建立了和速率最大化问题。随后，提出一种联合发射预编码与反射波束成形算法来解决该问题。仿真结果表明，在典型无线系统中，现有无源RIS仅能实现可忽略不计的 3% 和速率增益，而有源RIS则能实现高达 62% 的显著和速率增益。最后，我们开发了一个64单元有源RIS辅助无线通信原型，并通过现场测试验证了有源RIS带来的显著增益。

本文其余部分安排如下。第二节介绍 RIS 的概念及其信号模型。第三节分析有源可重构智能表面的渐近性能。第四节提出一个和速率最大化问题

978-1-6654-3540-6/22 © 2022 IEEE

并提出联合预编码与波束成形设计来解决该问题。第五节给出仿真结果和实验测量结果，以验证信号模型并评估有源可重构智能表面的性能。最后，在第六节得出结论。

II. 无源RIS与有源可重构智能表面

A. 传统无源*RIS*

大多数现有研究中广泛研究的RIS均为无源[1]–[3]。一般而言，每个无源可重构智能表面单元由一个反射贴片构成，并连接一个用于移相的阻抗可调电路。由于采用无源工作模式，无源可重构智能表面产生的热噪声通常可以忽略 [2]。因此，文献中广泛使用的包含 N个单元的无源RIS信号模型如下:

$$\mathbf{y} = \boldsymbol{\Theta}\mathbf{x}, \tag{1}$$

其中，$\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$ 表示入射信号，$\mathbf{y} \in \mathbb{C}^N$表示RIS反射的信号，而 $\boldsymbol{\Theta} := \text{diag}\left(e^{j\theta_1}, \cdots, e^{j\theta_N}\right) \in \mathbb{C}^{N\times N}$表示RIS的相移矩阵，其中diag(·)为对角化操作。通过适当调整 $\boldsymbol{\Theta}$，使 N RIS单元反射的 N 信号在接收机处以相同相位相干叠加，可获得与 N^2 成正比的高阵列增益，从而有望显著提高接收机处的信噪比（SNR） [1] 。

遗憾的是，这种预期的高容量增益在实践中往往无法实现，尤其是在发射机与接收机之间的直达链路较强的通信场景中。造成这一负面结果的原因是无源可重构智能表面引入的“乘性衰落”效应。具体而言，发射机-可重构智能表面-接收机反射链路的等效路径损耗是发射机-可重构智能表面链路与可重构智能表面-接收机链路的路径损耗之积（而非之和），因此比无遮挡直达链路的路径损耗大数千倍。因此，可重构智能表面需要数千个（甚至数百万个）单元来补偿这一极大的路径损耗，才能实现显著的容量增益 [3]。由此产生的高信令开销（用于信道估计）以及实时波束成形的高复杂度，使得在实际无线网络中应用如此大量的无源可重构智能表面单元极具挑战性。

B. 有源可重构智能表面的概念

为克服RIS的“乘性衰落”效应所导致的根本性性能瓶颈，我们研究了有源可重构智能表面这一概念，并将其视为一种有前景的解决方案[1]。如图 1 所示，与现有的无源可重构智能表面类似，有源可重构智能表面也可以通过可重构相移反射入射信号。与仅反射入射信号而不进行放大的无源RIS不同，有源可重构智能表面还可以放大反射信号。为实现这一目标，关键组件

[1]请注意，有源可重构智能表面与配备射频组件和中继器的中继型可重构智能表面有本质区别。受篇幅限制，关于更详细的讨论，请参阅本文的期刊版本 [4,注释 1]。

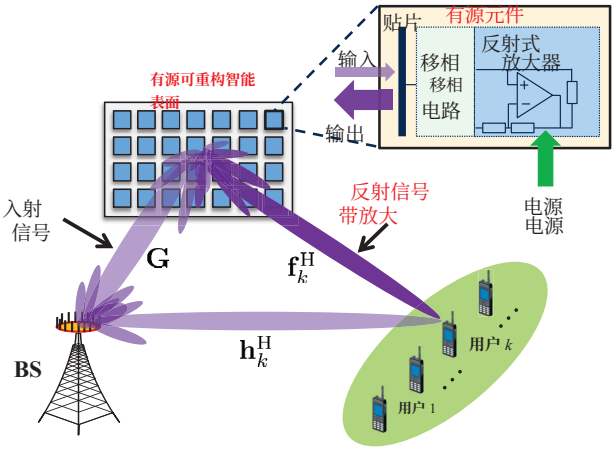

图1. 有源可重构智能表面辅助的MU-MISO系统中的下行链路传输。

是有源可重构智能表面单元中额外集成的有源反射型放大器，它可以通过多种现有有源组件实现，例如电流反相转换器或某些集成电路 [5]。

在电源支持的反射式放大器作用下，一个含有 N个单元的有源可重构智能表面的反射放大信号可建模如下:

$$\mathbf{y} = \underbrace{\mathbf{P}\boldsymbol{\Theta}\mathbf{x}}_{\text{Desired signal}} + \underbrace{\mathbf{P}\boldsymbol{\Theta}\mathbf{v}}_{\text{Dynamic noise}} + \underbrace{\mathbf{n}_{\text{s}}}_{\text{Static noise}}, \tag{2}$$

其中，$\mathbf{P} := \text{diag}\left(p_1, \cdots, p_N\right) \in \mathbb{R}^{N\times N}$表示有源可重构智能表面的放大因子矩阵，其中每个元素 p_n都可以大于1，这得益于集成式反射型放大器。由于使用了有源组件，有源可重构智能表面需要消耗额外功率来放大反射信号，而有源可重构智能表面单元引入的热噪声不能像对待无源RIS那样忽略。具体而言，如式(2)所示，引入的噪声可分为动态噪声和静态噪声 [5]。具体来说，$\mathbf{v}$ 与输入噪声以及有源可重构智能表面单元的固有器件噪声有关 [5]，，而静态噪声$\mathbf{n}_{\text{s}}$ 与$\mathbf{P}$ 无关；与动态噪声$\mathbf{P}\boldsymbol{\Theta}\mathbf{v}$相比，它通常可以忽略，正如第五节-A中的实验结果所验证的那样。因此，此处忽略$\mathbf{n}_{\text{s}}$，并将$\mathbf{v}$建模为$\mathbf{v} \sim \mathcal{CN}\left(\mathbf{0}_N, \sigma_v^2\mathbf{I}_N\right)$，其中 $\mathcal{CN}(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\Sigma})$表示均值为 $\boldsymbol{\mu}$ 、方差为 $\boldsymbol{\Sigma}$的复多元高斯分布，$\mathbf{I}_L$ 为一个 $L \times L$单位矩阵， $\mathbf{0}_L$ 为一个 $L \times 1$ 零向量。

C. 有源可重构智能表面辅助的多用户多输入单输出系统

考虑图 1 所示的有源 RIS 辅助下行链路 MU-MISO 系统，其中，一个配备 M 根天线的基站 (BS) 借助一个含有 N 个单元的有源可重构智能表面，同时为 K 个单天线用户提供服务。令 $\mathbf{s} := [s_1, \cdots, s_K]^{\mathrm{T}} \in \mathbb{C}^K$ 表示面向 K 个用户的发射符号向量，并令$\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 表示符号 s_k 的基站预编码向量。根据式 (2)，用户 k 接收的信号 $r_k \in \mathbb{C}$ 可建模如下:

$$r_k = \Big(\underbrace{\mathbf{h}_k^{\mathrm{H}}}_{\text{Direct link}} + \underbrace{\mathbf{f}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\boldsymbol{\Theta}\mathbf{G}}_{\text{Reflected link}}\Big)\sum_{j=1}^{K}\mathbf{w}_j s_j + \underbrace{\mathbf{f}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\boldsymbol{\Theta}\mathbf{v}}_{\text{Noise introduced by active RIS}}$$

$$+\underbrace{z_k}_{\text{用户 } k \text{ 处引入的噪声}}, \tag{3}$$

其中，$[\cdot]^{\mathrm{H}}$ 表示共轭转置运算；$\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N\times M}$、$\mathbf{h}_k^{\mathrm{H}} \in \mathbb{C}^{1\times M}$ 和 $\mathbf{f}_k^{\mathrm{H}} \in \mathbb{C}^{1\times N}$ 分别表征基站与 RIS、基站与用户 k 以及 RIS 与用户 k 之间的信道；z_k 表示用户 k 处均值为零、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声 (AWGN)。

III. 性能分析

本节分析有源可重构智能表面的性能，以揭示其相较于无源可重构智能表面显著的容量增益。为使问题便于进行解析处理并获得有意义的结果，本节考虑一个单用户单输入单输出（SU-SISO）系统，其中基站配备 $M=1$ 根天线，服务 $K=1$ 个用户；而一般的多用户多输入单输出情形将在第四节中研究。

A. 无源可重构智能表面和有源可重构智能表面的渐近信噪比

为说明无源/有源 RIS 辅助反射链路带来的容量增益，我们暂时忽略直达链路，将 $\mathbf{h}_k$ 设为零，这与例如 [6] 中的做法一致。此外，为简单起见，我们假设每个有源可重构智能表面单元具有相同的放大系数（即 $p_n := p$）。为公平比较无源可重构智能表面的渐近性能，与 [6]，类似，我们假设信道服从瑞利衰落。

我们首先重新定义基站-RIS信道矩阵和RIS-用户信道向量，分别记为$\mathbf{G}:=\mathbf{g}\in\mathbb{C}^{N\times 1}$和$\mathbf{f}_k:=\mathbf{f}\in\mathbb{C}^{N\times 1}$。然后，我们回顾 [6] 中的以下引理，该引理给出了无源可重构智能表面所能达到的渐近信噪比。

引理 1（无源RIS的渐近信噪比）： 假设$\mathbf{f}\sim\mathcal{CN}\left(\mathbf{0}_N,\varrho_f^2\,_N\right)$ $\mathbf{g}\sim\mathcal{CN}\left(\mathbf{0}_N\ \varrho_g^2\,_N\right)$ $N\to\infty$，$\mathbf{I}$,$\mathbf{g}$,$\mathbf{I}$并令，则无源RIS辅助的单用户单输入单输出系统的渐近信噪比γ_{passive}为

$$\gamma_{\text{passive}} \to N^2 \frac{P_{\text{BS}}^{\max}\pi^2\varrho_f^2\varrho_g^2}{16\sigma^2}, \tag{4}$$

其中 $P_{\text{BS}}^{\max}$ 表示第 th 个的最大发射功率 e 基站。

证明：证明见 [6, 命题 2]。■

作为比较，在相同的传输条件下，我们在以下引理中给出有源可重构智能表面辅助的单用户单输入单输出系统的渐近信噪比。

引理 2（有源可重构智能表面的渐近信噪比）： 假设 $\mathbf{f}\sim\mathcal{CN}\left(\mathbf{0}_N,\varrho_f^2\,_N\right)$ $\mathbf{g}\sim\mathcal{CN}\left(\mathbf{0}_N\ \varrho_g^2\,_N\right)$ $N\to\infty$，$\mathbf{I}$，$\mathbf{g}$，$\mathbf{I}$并令，有源可重构智能表面辅助的单用户单输入单输出系统的渐近信噪比 γ_{active}为

$$\gamma_{\text{active}} \to N \frac{P_{\text{BS}}^{\max}P_{\text{A}}^{\max}\pi^2\varrho_f^2\varrho_g^2}{16\left(P_{\text{A}}^{\max}\sigma_v^2\varrho_f^2+P_{\text{BS}}^{\max}\sigma^2\varrho_g^2+\sigma^2\sigma_v^2\right)}, \tag{5}$$

其中，$P_{\text{A}}^{\max}$表示有源可重构智能表面的最大反射功率。

证明：请参见期刊版本 [4,附录 A]。■

注释 1： 由 (5) 可知，有源可重构智能表面辅助的单用户单输入单输出系统的渐近信噪比取决于基站发射功率 $P_{\text{BS}}^{\max}$ 和有源 RIS 的反射功率 $P_{\text{A}}^{\max}$。当 $P_{\text{BS}}^{\max}\to\infty$ 时，渐近信噪比将上界为 $\gamma_{\text{active}}\to NP_{\max\text{A}}\pi^2\varrho_f^2/\left(16\sigma^2\right)$，且与基站-RIS信道 $\mathbf{g}$ 以及有源 RIS 处的噪声功率 σ_v^2 无关。类似地，若 $P_{\text{A}}^{\max}\to\infty$，渐近信噪比将上界为 $\gamma_{\text{active}}\to NP_{\max\text{BS}}\pi^2\varrho_g^2/16\sigma_v^2$，且与可重构智能表面-用户信道 $\mathbf{f}$ 以及用户处的噪声功率 σ^2 无关。这些结果表明，为提高有源 RIS 辅助系统的和速率，可以通过增大基站发射功率 $P_{\text{BS}}^{\max}$，减轻较小的 $\mathbf{g}$ 和较大的 σ_v^2 对系统性能的不利影响；还可以通过增大有源 RIS 的反射功率 $P_{\text{A}}^{\max}$，减轻较小的 $\mathbf{f}$ 和较大的 σ^2 带来的不利影响。

B. 无源可重构智能表面与有源可重构智能表面的比较

从引理 *1* 和引理 *2* 可以看出，与式 (4) 中与 N^2 成正比的无源可重构智能表面的渐近信噪比 γ_{passive} 相比，由于使用有源组件会引入噪声，式 (5) 中有源可重构智能表面的渐近信噪比 γ_{active}与 N 成正比。乍看之下，无源可重构智能表面γ_{passive} 所达到的信噪比似乎总是高于有源可重构智能表面 γ_{active}所达到的信噪比。然而，事实并非如此。这种违反直觉现象背后的原因是，由“乘性衰落”效应造成的巨大路径损耗，以及有源可重构智能表面采用了反射式放大器，因此只有当 N 大到难以承受时，无源可重构智能表面的性能才会优于有源可重构智能表面。

为说明这一论断，我们考虑两个不同的单用户单输入单输出系统，分别由有源可重构智能表面和无源RIS辅助。接下来，引理给出了无源可重构智能表面优于有源可重构智能表面所需满足的条件。

引理3（无源可重构智能表面优于有源可重构智能表面的情形）： 假设RIS单元的数量 N 较大，则无源RIS优于有源可重构智能表面所需的单元数量 N 必须满足

$$N \geq \frac{P_{\text{BS-A}}^{\max}}{P_{\text{BS-P}}^{\max}} \frac{P_{\text{A}}^{\max}\sigma^2}{\left(P_{\text{A}}^{\max}\sigma_v^2\varrho_f^2+P_{\text{BS-A}}^{\max}\sigma^2\varrho_g^2+\sigma^2\sigma_v^2\right)}, \tag{6}$$

其中，$P_{\text{BS-A}}^{\max}$ 表示有源可重构智能表面辅助系统的最大基站发射功率，$P_{\text{BS-P}}^{\max}$ 表示无源RIS辅助系统的最大基站发射功率。

证明：请参见期刊版本 [4, 附录B]。接下来，我们考虑一种特定配置，对比上述两个系统中用户可实现的信噪比。为公平比较，我们将两个系统的总功耗 $P^{\max}$ 限制为 2 W，分别通过设置无源RIS辅助系统的功耗为 $P_{\text{BS-P}}^{\max}=2$ W，以及有源可重构智能表面辅助系统的功耗为 $P_{\text{BS-A}}^{\max}=P_{\text{A}}^{\max}=1$ W 来实现。因此，当$\sigma^2=\sigma_v^2=-70$ 分贝毫瓦且 $\varrho_f^2=\varrho_g^2=-70$ 分贝时，根据式（6），无源RIS要胜过有源可重构智能表面所需的单元数 N 为 2.5×10^6，这在现有技术下难以实现。反之，对于更实际的单元数 $N=256$，根据式（5）和式（4），无源RIS实现的信噪比为 $\gamma_{\text{passive}}\approx9.0$分贝，而有源可重构智能表面实现的信噪比为 $\gamma_{\text{active}}\approx49.0$分贝，约为前者的10，000倍。■

IV. 联合发射预编码与反射波束成形设计

为研究在典型无线通信场景中使用有源可重构智能表面所带来的容量增益，本节考虑更一般的多用户多输入单输出系统。根据式（3）中的模型，用户 k 处的信干噪比（SINR）可表示为

$$\gamma_k = \frac{\left|\bar{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_k\right|^2}{\sum_{j=1,j\neq k}^{K}\left|\bar{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_j\right|^2+\left\|\mathbf{f}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\boldsymbol{\Theta}\right\|^2\sigma_v^2+\sigma^2}, \tag{7}$$

其中 $\bar{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}} = \mathbf{h}_k^{\mathrm{H}} + \mathbf{f}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{P}\boldsymbol{\Theta}\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{1\times M}$ 是从基站到用户 k的等效信道，其中包含直达链路和反射链路。因此，在基站和有源可重构智能表面处的功率约束下，原始的和速率最大化问题可表述如下:

$$\mathcal{P}_o: \max_{\mathbf{w},\mathbf{P},\boldsymbol{\Theta}} R_{\mathrm{sum}}(\mathbf{w},\mathbf{P},\boldsymbol{\Theta}) = \sum_{k=1}^{K}\log_2(1+\gamma_k), \tag{8a}$$

$$\text{s.t. } \mathrm{C}_1: \sum_{k=1}^{K}\|\mathbf{w}_k\|^2 \le P_{\mathrm{BS}}^{\max}, \tag{8b}$$

$$\mathrm{C}_2: \sum_{k=1}^{K}\|\mathbf{P}\boldsymbol{\Theta}\mathbf{G}\mathbf{w}_k\|^2+\|\mathbf{P}\boldsymbol{\Theta}\|^2\sigma_v^2 \le P_{\mathrm{A}}^{\max}, \tag{8c}$$

其中 $\mathbf{w}:=\left[\mathbf{w}_1^{\mathrm{T}},\cdots,\mathbf{w}_K^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}}$ 是面向 K 个用户的整体发射预编码向量；C_1 和 C_2 分别表示基站和有源可重构智能表面的功率约束。由于问题 $\mathcal{P}_o$ （8）具有非凸性且变量高度耦合，$\mathbf{w}$、$\mathbf{P}$和 $\boldsymbol{\Theta}$ 的联合设计颇具挑战性。

为高效求解上述问题，我们提出了一种基于交替优化和分式规划（FP）的联合预编码与波束成形算法。注意，在问题 $\mathcal{P}_o$ （8）中，$\mathbf{P}$和 $\boldsymbol{\Theta}$ 始终以乘积形式出现。因此，可以将$\mathbf{P}$ 和 $\boldsymbol{\Theta}$ 合并为 $\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{P}\boldsymbol{\Theta}$ =diag$\left(p_1e^{j\theta_1},\cdots,p_Ne^{j\theta_N}\right)\in\mathbb{C}^{N\times N}$。我们将 $\boldsymbol{\Psi}$称为RIS波束成形矩阵。接下来，为处理（8）中的非凸对数和与分式，我们利用 [7] 提出的分式规划方法，将问题$\mathcal{P}_o$ （8）中的变量解耦。由此得到以下引理。

引理4（和速率最大化的等价问题）： 通过引入辅助变量 $\boldsymbol{\rho}:=[\rho_1,\cdots,\rho_K]\in\mathbb{R}^K$和 $\boldsymbol{\varpi}:=[\varpi_1,\cdots,\varpi_K]\in\mathbb{C}^K$，原问题 $\mathcal{P}_o$可在 (8) 中等价地重构如下

$$\begin{aligned}\mathcal{P}_1: \max_{\mathbf{w},\boldsymbol{\Psi},\boldsymbol{\rho},\boldsymbol{\varpi}} R'_{\mathrm{sum}}(\mathbf{w},\boldsymbol{\Psi},\boldsymbol{\rho},\boldsymbol{\varpi}) &= \sum_{k=1}^{K}\ln(1+\rho_k) - \\ &\sum_{k=1}^{K}\rho_k + \sum_{k=1}^{K} g(\mathbf{w},\boldsymbol{\Psi},\rho_k,\varpi_k),\\ \text{s.t. } \mathrm{C}_1,\mathrm{C}_2,&\end{aligned} \tag{9}$$

其中，函数 $g(\mathbf{w}\ \boldsymbol{\Psi},\ \rho_k,\ \varpi_k)$ 定义为

$$\begin{aligned}g(\mathbf{w},\boldsymbol{\Psi},\rho_k,\varpi_k) = 2\sqrt{(1+\rho_k)}\Re\left\{\varpi_k^*\bar{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_k\right\} - \\ |\varpi_k|^2\left(\sum_{j=1}^{K}\left|\bar{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_j\right|^2+\left\|\mathbf{f}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Psi}\right\|^2\sigma_v^2+\sigma^2\right).\end{aligned} \tag{10}$$

证明：构造性证明见 [7,第III-C小节]。 ■

文献 [7] 证明了分式规划方法的强收敛性。因此，通过交替优化变量，可以得到问题 (9) 的局部最优解。为清晰起见，我们总结所提出的**算法1**联合预编码与波束成形算法，以及变量 $\mathbf{w}$、 $\boldsymbol{\Psi}$、$\boldsymbol{\rho}$ 和 $\boldsymbol{\varpi}$ 的具体解，分别在以下四个步骤中给出。

算法1所提出的联合发射预编码与反射波束成形算法

输入： 信道 $\mathbf{G}$、$\mathbf{h}_k$ 和 $\mathbf{f}_k$, $\forall k\in\{1,\cdots,K\}$。

输出： 优化后的基站预编码向量 $\mathbf{w}$、有源可重构智能表面的放大因子矩阵$\mathbf{P}$、有源可重构智能表面的相移矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$和和速率 R_{sum}。

1: 随机初始化$\mathbf{w}$、$\mathbf{P}$ 和 $\boldsymbol{\Theta}$;
2: **while** R_{sum} 未收敛**do**
3: 根据（11）更新 $\boldsymbol{\rho}$;
4: 根据（12）更新 $\boldsymbol{\varpi}$；
5: 通过求解（14）中的问题 $\mathcal{P}_2$ 来更新$\mathbf{w}$；
6: 通过求解（15）中的问题 $\mathcal{P}_3$ 来更新 $\boldsymbol{\Psi}$；
7: **结束循环**
8: 获取 $\mathbf{P}$ 和 $\boldsymbol{\Theta}$，其来自 $\boldsymbol{\Psi}$;
9: **返回** 优化后的 $\mathbf{w}$、$\mathbf{P}$、 $\boldsymbol{\Theta}$和 R_{sum}。

1) 固定 $(\mathbf{w}\ \boldsymbol{\Psi},\boldsymbol{\varpi})$ 并优化 $\boldsymbol{\rho}$: 固定预编码向量 $\mathbf{w}$、波束成形矩阵 $\boldsymbol{\Psi}$和辅助变量 $\boldsymbol{\varpi}$后，可通过求解 $\frac{\partial R'_{\mathrm{sum}}}{\partial\rho_k}=0$ 得到最优的 $\boldsymbol{\rho}$，即

$$\rho_k^{\mathrm{opt}} = \frac{\xi_k^2+\xi_k\sqrt{\xi_k^2+4}}{2},\quad \forall k\in\{1,\cdots,K\}, \tag{11}$$

其中 $\xi_k = \Re\left\{\varpi_k^*\bar{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_k\right\}$。

2) 固定 $(\mathbf{w}\ \boldsymbol{\Psi},\ \boldsymbol{\rho})$ 并优化 $\boldsymbol{\varpi}$: 固定预编码向量 $\mathbf{w}$、波束成形矩阵 $\boldsymbol{\Psi}$和辅助变量$\boldsymbol{\rho}$后，可通过求解 $\frac{\partial R'_{\mathrm{sum}}}{\partial\varpi_k}=0$ 得到最优的 $\boldsymbol{\varpi}$ as

$$\varpi_k^{\mathrm{opt}} = \frac{\sqrt{(1+\rho_k)}\bar{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_k}{\sum_{j=1}^{K}\left|\bar{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_j\right|^2+\left\|\mathbf{f}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Psi}\right\|^2\sigma_v^2+\sigma^2}. \tag{12}$$

3）固定 $(\boldsymbol{\Psi},\ \boldsymbol{\rho},\ \boldsymbol{\varpi})$ 并优化 $\mathbf{w}$: 为简化记号，我们首先引入以下定义:

$$\mathbf{b}_k^{\mathrm{H}} = \sqrt{(1+\rho_k)}\varpi_k^*\bar{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}},\ \mathbf{b} = \left[\mathbf{b}_1^{\mathrm{T}},\mathbf{b}_2^{\mathrm{T}},\cdots,\mathbf{b}_N^{\mathrm{T}}\right]^{\mathrm{T}}, \tag{13a}$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{I}_K\otimes\sum_{k=1}^{K}|\varpi_k|^2\bar{\mathbf{h}}_k\bar{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}},\ \boldsymbol{\Xi} = \mathbf{I}_K\otimes\left(\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Psi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Psi}\mathbf{G}\right), \tag{13b}$$

$$P_{\mathrm{m}}^{\max} = P_{\mathrm{A}}^{\max} - \|\boldsymbol{\Psi}\|^2\sigma_v^2, \tag{13c}$$

其中，$\otimes$ 表示克罗内克积。随后，问题 $\mathcal{P}_1$ （9）可重新表述如下:

$$\begin{aligned}\mathcal{P}_2: \quad \max_{\mathbf{w}}\ & \Re\left\{2\mathbf{b}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}\right\} - \mathbf{w}^{\mathrm{H}}\mathbf{A}\mathbf{w},\\ \text{s.t.}\ & \mathrm{C}_1: \|\mathbf{w}\|^2 \le P_{\mathrm{BS}}^{\max},\\ & \mathrm{C}_2: \mathbf{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Xi}\mathbf{w} \le P_{\mathrm{m}}^{\max}.\end{aligned} \tag{14}$$

请注意，（14）中的 $\mathcal{P}_2$ 是一个标准的二次约束二次规划（QCQP）问题，可通过交替方向乘子法（ADMM）求解。

4 $\boldsymbol{\rho}\ \boldsymbol{\varpi}$ $\boldsymbol{\Psi}$ ψ =) 固定 $\left[p_1e^{j\theta_1},\cdots,p_Ne^{j\theta_N}\right]^{\mathrm{H}}$ (w,) 并优化: 将向量化的 RIS 波束成形矩阵定义为 $\boldsymbol{\Psi}$，即 diag (ψ^{H}): = $\boldsymbol{\Psi}$。固定 $\mathbf{w}$和 $\boldsymbol{\rho}$和$\boldsymbol{\varpi}$时，问题 $\mathcal{P}_1$ 中的式（9）可改写如下:

$$\begin{aligned}\mathcal{P}_3: \quad \max_{\boldsymbol{\psi}}\ & \Re\left\{2\boldsymbol{\psi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\upsilon}\right\} - \boldsymbol{\psi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Omega}\boldsymbol{\psi},\\ \text{s.t.}\ & \mathrm{C}_2: \boldsymbol{\psi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Pi}\boldsymbol{\psi} \le P_{\mathrm{A}}^{\max},\end{aligned} \tag{15}$$

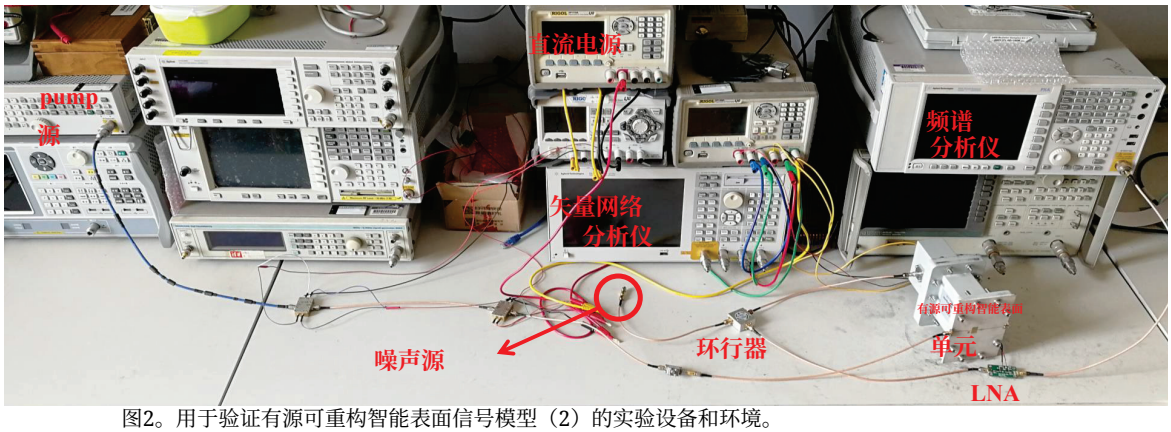

图2。用于验证有源可重构智能表面信号模型（2）的实验设备和环境。

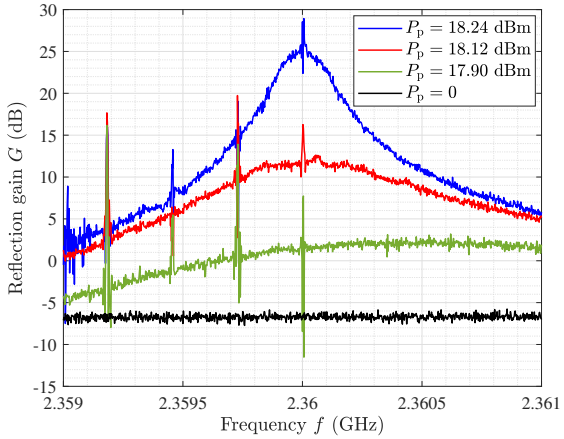

图3。反射增益 G 随信号频率 f变化的实验测量结果。

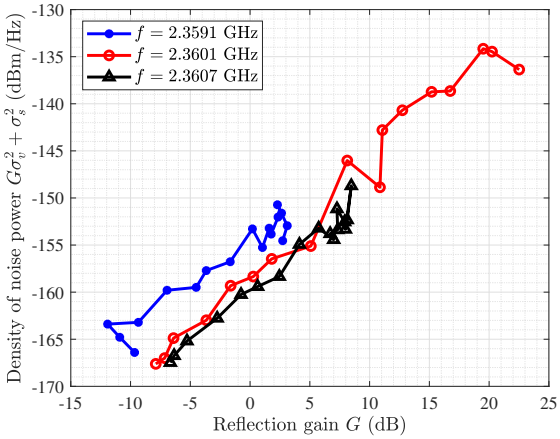

图4. 噪声功率密度$G\sigma_v^2 + \sigma_s^2$ 随反射增益 G变化的实验测量结果。

wherein

$$\boldsymbol{\upsilon} = \sum_{k=1}^{K} \sqrt{(1+\rho_k)}\mathrm{diag}\left(\varpi_k^* \mathbf{f}_k^{\mathrm{H}}\right) \mathbf{G}\mathbf{w}_k - \sum_{k=1}^{K} |\varpi_k|^2 \mathrm{diag}\left(\mathbf{f}_k^{\mathrm{H}}\right) \mathbf{G} \sum_{j=1}^{K} \mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^{\mathrm{H}} \mathbf{h}_k, \quad (16a)$$

$$\boldsymbol{\Omega} = \sum_{k=1}^{K} |\varpi_k|^2 \mathrm{diag}\left(\mathbf{f}_k^{\mathrm{H}}\right) \mathrm{diag}\left(\mathbf{f}_k\right) \sigma_v^2 + \sum_{k=1}^{K} |\varpi_k|^2 \sum_{j=1}^{K} \mathrm{diag}\left(\mathbf{f}_k^{\mathrm{H}}\right) \mathbf{G}\mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^{\mathrm{H}} \mathbf{G}^{\mathrm{H}} \mathrm{diag}\left(\mathbf{f}_k\right), \quad (16b)$$

$$\boldsymbol{\Pi} = \sum_{k=1}^{K} \mathrm{diag}\left(\mathbf{G}\mathbf{w}_k\right) \left(\mathrm{diag}\left(\mathbf{G}\mathbf{w}_k\right)\right)^{\mathrm{H}} + \sigma_v^2 \mathbf{I}_N. \quad (16c)$$

注意，问题 $\mathcal{P}_3$ 中的式（15）也是一个标准的 QCQP问题。因此，可采用交替方向乘子法得到最优解 $\boldsymbol{\psi}^{\mathrm{opt}}$ 。

V. 验证结果

A. 信号模型的验证结果

为验证信号模型 (2)，我们设计并制造了一个集成反射型放大器的有源可重构智能表面单元，以便在 [8] 中进行实验测量。请注意，该设计可直接扩展至大规模阵列情形。具体而言，鉴于 RIS 的移相能力已得到广泛验证，我们重点研究反射增益以及有源可重构智能表面单元引入的噪声。因此，验证信号模型 (2) 等价于验证

$$P_y = \underbrace{GP_x}_{\text{Desired-signal power}} + \underbrace{G\sigma_v^2 + \sigma_s^2}_{\text{noise power}}, \quad (17)$$

其中， P_y 为有源可重构智能表面单元反射的信号功率； P_x 为入射信号功率； $G := p^2$ 为有源可重构智能表面单元的反射增益； $G\sigma_v^2$ 和 σ_s^2 分别为有源可重构智能表面单元引入的动态噪声和静态噪声功率。

1) 硬件平台：为验证式（17）中的模型，我们首先搭建了用于图2实验测量的硬件平台。由于篇幅所限，关于硬件平台的详细信息请参阅本文的期刊版本 [4, 图 4] 。

2）反射增益测量：利用图4 (b)], 所示的反射增益测量系统，我们首先研究有源可重构智能表面单元的反射增益 G 。需要注意的是，反射增益 G 可通过泵浦源的输入功率 P_{p}进行重新配置。将矢量网络分析仪的输入功率设为 $P_x = -50$ 分贝毫瓦后，即可通过矢量网络分析仪直接测量反射增益 G 随信号频率的变化情况。随后，在图

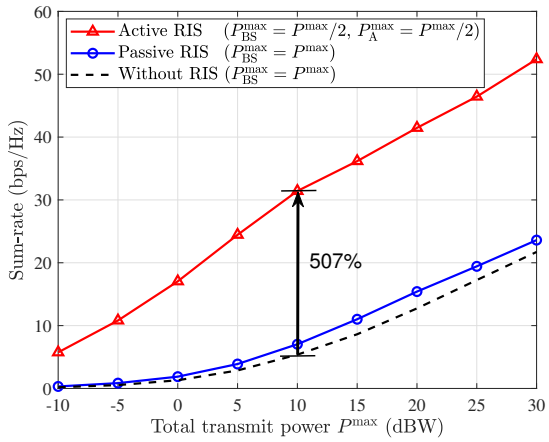

图5. 场景1中和速率与总功耗的仿真结果，其中直达链路较弱。

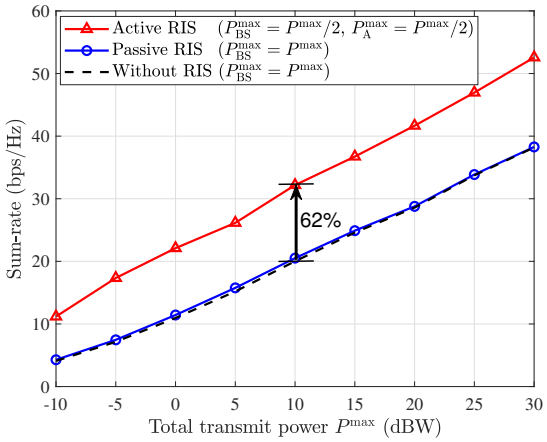

图6. 场景2中强直达链路下和速率随总功耗的变化情况 $P^{\max}$ 。

3中，我们展示了不同泵浦源输入功率 P_{p}下，反射增益 G 随信号频率 f 变化的测量结果。我们观察到，当$P_{\mathrm{p}}=18.24$ 分贝毫瓦时，有源可重构智能表面单元可实现超过25 dB的反射增益 G ，这证实了有源可重构智能表面能够带来显著的反射增益。

3）噪声功率测量：我们进一步研究有源可重构智能表面单元引入的噪声功率，即式（17）中的 $G\sigma_v^2+\sigma_s^2$，其中 $G\sigma_v^2$ 和 σ_s^2 分别是有源可重构智能表面单元引入的动态噪声和静态噪声的功率。利用 [4,图4（c）],中的噪声测量系统，我们展示了图4中不同工作频率下噪声功率谱密度 $G\sigma_v^2+\sigma_s^2$ 随 G 变化的测量结果。可以观察到，噪声功率随 G近似线性增加，这验证了式（17）中的噪声模型 $G\sigma_v^2+\sigma_s^2$ 。具体而言，当 $f=2.3601$为GHz时，σ_s^2 的谱密度约为 -174 分贝毫瓦/Hz，而 σ_v^2 的谱密度约为 -160 分贝毫瓦/Hz，高出约15 dB。这是因为输入噪声经过噪声系数放大，而且其他有源组件（例如用于为有源可重构智能表面供电的直流电源）也会引入额外噪声。

B. 和速率仿真结果

1）仿真设置：我们考虑一个有源RIS辅助的MU-MISO系统。具体而言，我们考虑信道条件不同的两个场景。在场景1中，由于严重遮挡，直达链路较弱；而在场景2中，直达链路较强。具体来说，我们采用3GPP TS 36.814标准中的两种不同路径损耗模型来表征信道的大尺度衰落：i) $\mathrm{PL}_s=37.3+22.0\log\ d$；ii) $\mathrm{PL}_w=41.2+28.7\log\ d$，其中 d表示两个设备之间的距离。场景1中使用路径损耗模型PL_w 生成较弱的基站-用户链路，场景2中则使用PL_s 生成较强的基站-用户链路。两个场景均使用PL_s 生成基站-RIS信道和RIS-用户信道。为考虑小尺度衰落，我们对涉及的所有信道均采用莱斯衰落信道模型，并假设莱斯因子为 $\kappa=1$。

基站和有源/无源RIS分别位于(0, -60 m)和(200 m, 30 m)。四个用户随机分布在以(200 m, 0)为圆心、半径为5 m的圆内。基站天线数和RIS单元数分别设为 $M=4$ 和 $N=256$。噪声功率设为 $\sigma^2=\sigma_v^2=-70$ 分贝毫瓦。为进行公平比较，我们将总功耗约束为 $P^{\max}$：$=P_{\mathrm{BS}}^{\max}+P_{\mathrm{maxA}}$。对于有源RIS，采用**算法1**进行联合预编码与波束成形设计；对于无源RIS，则采用 [2] 中的算法。

2) 仿真结果：图5和图6展示了所考虑的两种场景中和速率随总消耗功率的变化情况 $P^{\max}$ ，其中直达链路分别较弱和较强。首先，在直达链路较弱的场景1中，无源RIS确实能够提升性能，而有源可重构智能表面带来的和速率增益则高得多。其次，在直达链路较强的场景2中，无源RIS带来的和速率增益可以忽略不计，而有源可重构智能表面仍能实现显著的和速率增益。例如，当 $P^{\max}=10$ dBW时，场景1中无RIS、采用无源RIS和采用有源RIS时的容量分别为5.34bps/Hz、7.00 bps/Hz和32.41 bps/Hz；而在场景2中，这些数值分别为19.87 bps/Hz、20.51 bps/Hz和32.18 bps/Hz。在这种情况下，无源RIS在场景1中带来31%的增益，而在场景2中仅带来可忽略的3%增益。相比之下，有源可重构智能表面在场景1和场景2中分别实现了显著的507%和62%的和速率增益，远高于无源RIS所带来的增益。

C. 实地测试：*64*单元有源*RIS*辅助无线通信原型

1）*64*单元有源*RIS*辅助通信原型：为验证有源可重构智能表面的显著增益，我们开发了一款64单元有源RIS辅助无线通信原型，如图7所示。具体而言，该原型的硬件结构由三部分组成：基站、64单元有源RIS和用户。基站和用户均使用天线增益为13 dBi的喇叭天线来发射

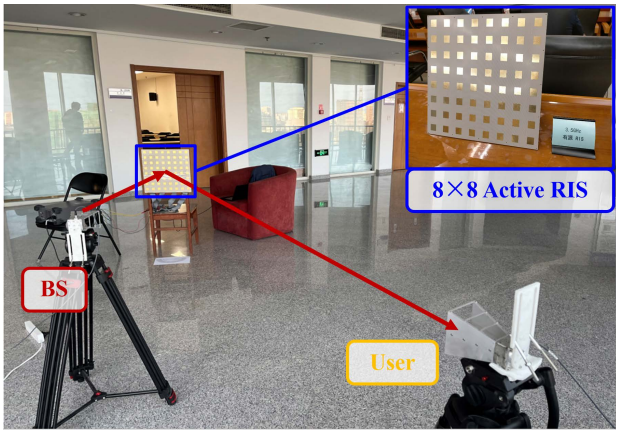

图 7. 所开发的 64 单元有源 RIS 辅助无线通信系统的照片。

和接收信号，并采用通用软件无线电外设（USRP）生成和处理基带信号及射频信号（硬件版本：USRP-2953R）。通过周期性地扩展有源RIS单元， [8],64单元有源RIS是一个 8×8平面阵列，其中每个单元的反射增益为 $G = 10$ dB。

2）实验环境：基于所开发的原型，我们搭建了实验环境以进行进一步验证。为匹配收发机，我们通过调整有源单元的电路阻抗，将有源 RIS 的工作频率设为 $f = 3.5$ GHz，带宽设为 40 MHz。基站天线和用户天线的极化分别设置为垂直极化和水平极化。发射功率设为 -10 mW。我们将基站、 RIS 和用户的高度均固定为 1 m。基站-RIS 链路和 RIS-用户链路的水平距离分别设为 2 m 和 3.5 m。有源 RIS 的到达角（AoA）固定为 $0°$，离开角（AoD）则会根据需要指定，以评估有源可重构智能表面在不同朝向下的性能增益。为观测有源 RIS 的反射增益，我们使用一块孔径尺寸与有源 RIS 相同的金属板进行性能对比。

3) 实验结果： 通过将用户移动到不同的出射角（AoD）位置，并使用离散傅里叶变换（DFT）码本配置有源可重构智能表面的相移，我们获得了表 I 所示的实验结果。可以观察到，与金属板的接收功率相比，有源可重构智能表面始终能够实现约 10 dB 的增益。有源可重构智能表面的数据速率可保持在约 30 兆比特每秒，而金属板的数据速率仅在 1 兆比特每秒至 2 兆比特每秒之间变化。这是因为，有源可重构智能表面的波束成形能够使反射波束获得较高的阵列增益和反射增益，而金属板只能随机反射入射信号，无法进行同相合成或放大，从而验证了有源可重构智能表面的显著增益。

VI. 结论

本文研究了有源可重构智能表面的概念，以克服“乘性衰落”效应带来的根本局限。首先，我们通过

表 I 所开发原型的实验结果

AoD	设备	接收功率	数据速率
15°	金属板	-110 分贝毫瓦	1.2 兆比特每秒
	有源可重构智能表面	-100 分贝毫瓦	28.5 兆比特每秒
30°	金属板	-105 分贝毫瓦	1.5 兆比特每秒
	有源可重构智能表面	-98 分贝毫瓦	30.5 兆比特每秒
45°	金属板	-105 分贝毫瓦	1.5 兆比特每秒
	有源可重构智能表面	-95 分贝毫瓦	30 兆比特每秒
60°	金属板	-108 分贝毫瓦	2 兆比特每秒
	有源可重构智能表面	-90 分贝毫瓦	32 兆比特每秒

对制作的有源可重构智能表面单元进行实验测量，验证了有源可重构智能表面的信号模型。基于经过验证的信号模型，我们针对有源可重构智能表面辅助的多用户多输入单输出系统，构建了和速率最大化问题，并提出了一种联合预编码与波束成形算法来求解该问题。仿真结果表明，在典型应用场景中，现有无源RIS只能实现约3%的微小和速率增益，而有源可重构智能表面可实现约62%的显著和速率增益，从而确实克服了“乘性衰落”效应。最后，我们开发了一种由64单元有源可重构智能表面辅助的通信无线通信原型，并通过现场测试验证了有源可重构智能表面的显著增益。未来，有源可重构智能表面领域还有许多值得探索的研究方向，例如硬件设计、原型开发、信道估计和能效分析。

致谢

本研究部分得到了中国国家重点研发计划（项目编号：2020YFB1805005）、国家自然科学基金委员会（项目编号：62031019）的资助，并得到了欧盟委员会通过 H2020-MSCA-ITN META WIRELESS 研究项目（项目编号：956256）提供的部分资助。

参考文献

[1] C. Huang、A. Zappone、G. C. Alexandropoulos、M. Debbah 和 C. Yuen，“面向无线通信能量效率的可重构智能表面”，*IEEE Trans. Wireless Commun.*，第 18 卷，第 8 期，第 4157–4170 页，2019年8月。[2] C. Pan、H. Ren、K. Wang、W. Xu、M. Elkashlan、A. Nallanathan 和 L. Hanzo，“基于智能反射面的多小区 MIMO 通信”，*IEEE Trans. Wireless Commun.*，第 19 卷，第 8 期，第 5218–5233 页，2020年8月。[3] M. Najafi、V. Jamali、R. Schober 和 H. V. Poor，“大型智能反射面的物理建模与可扩展优化”，*IEEE Trans. Commun.*，第 69 卷，第 4 期，第 2673–2691 页，2021年4月。[4] Z. Zhang、L. Dai、X. Chen、C. Liu、F. Yang、R. Schober 和 H. V. Poor，“有源 RIS 与无源 RIS：谁将在 6G 中胜出？”*IEEE Trans. Commun.*，2022 年 12 月。[5] J. Bousquet、S. Magierowski 和 G. G. Messier，“采用 130 纳米 CMOS 实现的 4 GHz 有源散射器，用于相位扫描放大转发”，*IEEE Trans. Circuits Syst. I*，第 59 卷，第 3 期，第 529–540 页，2012年3月。[6] Q. Wu 和 R. Zhang，“通过有源与无源联合波束成形实现智能反射面增强型无线网络”，*IEEETrans. Wireless Commun.*，第 18 卷，第 11 期，第 5394–5409 页，2019年11月。[7] K. Shen 和 W. Yu，“通信系统的分式规划——第一部分：功率控制与波束成形”，*IEEE Trans. Signal Process.*，第 66 卷，第 10 期，第 2616–2630 页，2018年5月。[8] X. Chen 和 F. Yang，“非线性电磁表面：理论、设计与应用”，清华大学硕士论文，2018年5月
[ ] 2020, 在线获取：
http://etds.lib.tsinghua.edu.cn/Thesis。