自供能可重构智能表面的可行性研究

¨Zhenyu Li、Ozan Alp Topal、Ozlem Tu˘gfe Demir、Emil Bj¨ornson、Cicek Cavdar

arXiv:2601.04723v1 [cs.IT] 8 Jan 2026

摘要——自供能可重构智能表面（ssRIS）无需承担布线和供电等运行成本，同时又能保持相位偏移可重构能力，因此可以部署在传统中继或基站无法到达的位置，为增强无线覆盖提供了一种新方法。本研究通过分析两种收能反射（HaR）方案——元件分割（ES）和时间分割（TS）——评估部署 ssRIS 的可行性。我们考察了在视距（LOS）和非视距（NLOS）ssRIS 至用户设备（UE）信道条件下，单元需求如何随关键系统参数、发射功率、数据速率需求和中断约束而变化。分析结果和数值结果表明，两种方案具有不同的可行性特征。TS 方案的信道硬化增益更佳，在中断裕度变化时仍能保持单元需求稳定，因此适用于能量采集条件良好且数据速率适中的室内部署。然而，TS 的单元需求会随能量采集难度和数据速率呈指数增长。相比之下，ES 方案的单元需求仅随能量采集难度线性增长，在具有挑战性的室外场景中可行性更高。研究结果表明，TS 在条件良好的环境中表现出色，能够优先保证可靠性；而在要求运行稳健性的严苛条件下，ES 则更为适用。

索引词——自供能可重构智能表面，可行性研究，时间分割，单元分割，收能与反射。

I. 引言

METASURFACES 凭借低成本制造和调控无线环境的能力，已被广泛研究以提升通信质量 [1]。随着更多原型问世，显而易见，要维持可调的相移，需要布线和外部供电 [2], ，这限制了部署的灵活性。为寻找潜在解决方案，我们此前通过比较可重构智能表面（RIS）与静态超表面（SMS），分析了运营成本与超表面增益之间的权衡 [3]。可重构智能表面能够以增加功耗为代价提供可调相移，而静态超表面则无需能量即可提供固定相移。我们的研究结果表明，密集部署静态超表面虽可抵消可重构带来的吞吐量优势，但成本依然高昂，在实际应用中亦是如此。这些局限促使人们探索自供能可重构智能表面（ssRIS）。正如 [4], 中所介绍的，自供能可重构智能表面兼具可重构智能表面的可重构性，同时能够从入射电磁波中采集能量，为自身运行供电。这一能力使自供能可重构智能表面成为一种颇具前景的解决方案，可用于构建经济高效、高吞吐量的超表面辅助系统。

一项相关研究 [4] 探讨了不同收能反射（HaR）方案在各种通信场景中的影响。然而，关于实现特定服务质量（QoS）目标所需的单元数量，仍缺乏充分研究。作为一项关键设计参数，自供能可重构智能表面（ssRIS）的单元数量直接决定了满足服务质量要求的可行性：波束成形增益随单元数量呈平方增长，从而实现更强的信号放大；但每增加一个单元，功耗也会随之增加，使满足自供能要求更具挑战。此外，单元数量增加还会推高制造成本和控制复杂度，从而对实际部署的可行性造成限制。因此，评估各收能反射（HaR）方案在不同系统条件（例如发射功率和数据速率要求）下适应能力的变化情况，以及其单元数量需求，至关重要。我们将这种适应能力定义为可行性。具体而言，在给定系统约束下所需单元更少，或在条件恶化时单元需求增长较慢的方案，更有利于自供能可重构智能表面（ssRIS）的实际部署。

本文研究利用 ssRIS 增强通信的可行性。本文的主要贡献总结如下：

- 对于单用户设备（UE）多输入单输出（MISO）系统，我们证明，当 ssRIS 到基站（BS）的信道由视距（LOS）主导时，若基站与用户设备之间不存在直达链路，则最大比传输（MRT）预编码可确保用户设备处的能量采集和信噪比（SNR）均达到最优。

- 我们的解析推导与数值结果表明，在不同的能量收集条件和数据速率要求下，不同的收集-反射方案具有不同的可行性。当能量收集条件良好且数据速率要求较低时，时间分割（TS）方案可提高自供能可重构智能表面的可行性。此外，在保持较低中断率方面，TS 方案也表现出更好的可行性。相反，在能量收集条件较差或数据速率需求较高等更具挑战性的场景中，元件分割（能量分割）方案更能

Z. Li、O. A. Topal、E. Bj¨ornson 和 C. Cavdar 任职于瑞典斯德哥尔摩的 KTH 皇家理工学院电气工程与计算机科学学院（电子邮箱：{zhenyuli、oatopal、emilbjo、cavdar}@kth.se）。¨O. T. Demir 任职于土耳其安卡拉比尔肯特大学电气与电子工程系（电子邮箱：ozlem-tugfedemir@bilkent.edu.tr）。本研究在尤里卡凯尔特项目 RAI-6Green：稳健且人工智能原生的6G绿色移动网络（项目编号：C2023/1-9）框架下开展，并部分获得瑞典无线创新中心：SweWIN（2023-00572）的资助；这两个项目均由瑞典创新署 Vinnova 资助。

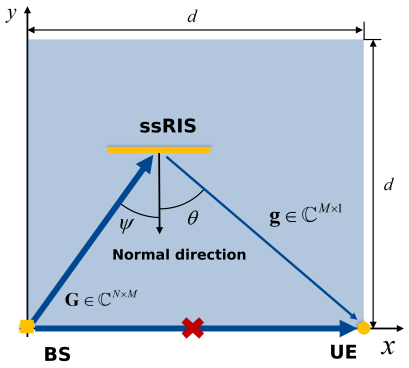

图 1. 系统模型。方形和圆形分别表示基站和用户设备的位置。

最大限度地提高自供能可重构智能表面的可行性。

II. 系统模型

如图 1 所示，我们的系统由一个基站、一个用户设备和一个自供能可重构智能表面组成，它们位于边长为 d 的正方形区域内。基站和用户设备分别位于相对的角落。基站配备 N 根天线，组成均匀平面阵列（UPA）；自供能可重构智能表面也采用 UPA，包含 M 个单元；用户设备配备一根各向同性天线。所有设备均位于同一平面内，且自供能可重构智能表面的表面与基站所在平面平行。

由于存在基站与用户设备之间的视距直达链路时，超表面的增益会显著降低 [3], [5]，我们假设用户设备因遮挡而无法与基站建立直达链路。此外，为实现自供能能力，必须将自供能可重构智能表面部署在基站的视距范围内，以确保能够采集到足够的能量。假设基站-自供能可重构智能表面信道 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N\times M}$ 为纯视距信道

$$\mathbf{G} = \sqrt{\rho(\psi, d_{\mathrm{SR}})} e^{-j\varphi_{\mathrm{SR}}} \cdot \mathbf{a}_N(\psi)\mathbf{a}_M^T(\psi) \tag{1}$$

其中，φ_{SR} 是参考相移，d_{SR} 是传播距离，ψ 是相对于基站的自供能可重构智能表面的方位角。自由空间路径损耗（FSPL）为 $\rho(\psi, d) = \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} G(\psi)$，其中 λ 是波长，$G(\psi) = \pi \cos(\psi)$，对于 $\psi \in [-\pi/2, \pi/2]$，表示遵循余弦模型 [1], [6]的自供能可重构智能表面天线增益。阵列响应向量 $\mathbf{a}_M(\psi) \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 和 $\mathbf{a}_N(\psi) \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ 的各元素模均为 1。

我们用 $\mathbf{g} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 表示从自供能可重构智能表面到用户设备的信道。用户设备侧的接收信号可表示为

$$y = \boldsymbol{\phi}^H \mathbf{H}\mathbf{w}s + n \tag{2}$$

其中，n 是加性白高斯噪声（AWGN），其谱密度为 N_0。此外，基站-自供能可重构智能表面-用户设备级联信道表示为 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M\times N} = \mathrm{diag}(\mathbf{g})\mathbf{G}^H$。$\boldsymbol{\phi} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 表示由自供能可重构智能表面引入的相移。此外，$\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N\times 1}$ 是单位范数数字预编码向量，s 是满足 $\mathbb{E}\{|s|^2\} = P$ 的数据流。

ssRIS 接收到的功率可表示为

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{Rc}} &= P\left\|\mathbf{G}^H\mathbf{w}\right\|^2 \\ &= P\rho(\psi, d_{\mathrm{SR}})\left(\mathbf{w}^H\mathbf{a}_N(\psi)\mathbf{a}_M^T(\psi)\mathbf{a}_M^*(\psi)\mathbf{a}_N^H(\psi)\mathbf{w}\right) \\ &\le PNM\rho(\psi, d_{\mathrm{SR}}) \end{aligned} \tag{3}$$

其中，上限由柯西–施瓦茨不等式得出。此外，忽略从 AWGN 中收集的能量。值得注意的是，预编码器不仅会影响用户设备（UE）接收信号的质量，也会影响 ssRIS 的自供能能力。具体而言，式（3）中 $\mathbf{a}_N(\psi)$ 与 $\mathbf{w}$ 的内积表明，预编码选择会直接影响 ssRIS 的自供能条件。

III. 系统设计与数据速率分析

如前所述，必须精心设计预编码器，以最大限度地提升自供能可重构智能表面的自供能能力和用户设备处的信噪比。本节首先讨论秩一信道条件下相移的最优设计。随后，我们证明，假设自供能可重构智能表面与基站之间的信道由视距分量主导，且基站与用户设备之间不存在直达链路，则无论用户设备与自供能可重构智能表面之间的具体信道实现如何，最大比传输波束成形都能保证自供能可重构智能表面实现最大能量收集，并使用户设备处的信噪比达到最大。

A. 自供能可重构智能表面的相移设计

为简化分析且不失一般性，我们假设反射无损。因此，对于所有 m，每个相移项的幅度 $|\phi_m| = 1$ 均成立。我们采用最大比传输波束成形 $\mathbf{w} = \frac{(\boldsymbol{\phi}^H \mathbf{H})^H}{\|\boldsymbol{\phi}^H \mathbf{H}\|}$，以最大化用户设备的信噪比。根据基站与自供能可重构智能表面之间的视距假设，格拉姆矩阵 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M\times M}$（定义为 $\mathbf{V} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H$）的秩为一。因此，相移的最优选择为 $\boldsymbol{\phi} = \exp(j\angle \mathbf{u}_1)$，其中 $\mathbf{u}_1$ 是 $\mathbf{V}$ 对应于唯一非零特征值 λ_1 的特征向量。于是，信噪比可表示为

$$\Gamma^* = \frac{P\lambda_1\|\boldsymbol{\phi}^H\mathbf{u}_1\|^2}{BN_0} \tag{4}$$

其中，B 为带宽。$\mathbf{u}_1$ 和 λ_1 决定系统性能，并取决于所考虑的信道条件。下文将针对不同的ssRIS-UE信道推导它们。

B. 不同信道条件下的数据速率

由于ssRIS具有无源特性，为满足自维持要求，必须将其放置在基站的视距区域内；但ssRIS-UE信道不一定是视距信道。因此，还应根据不同的信道条件分别讨论数据速率。

1) 视距 ssRIS-用户设备信道：在假设视距分量占主导的情况下，从ssRIS到用户设备的信道响应为

$$\mathbf{g} = \sqrt{\rho(\theta, d_{\mathrm{RD}})} e^{-j\varphi_{\mathrm{RD}}} \mathbf{a}_M(\theta) \tag{5}$$

其中，φ_{RD} 为参考相移，θ 为用户设备相对于ssRIS的方位角。

按照对 $\mathbf{G}$ 进行的类似分析，我们可以证明 $\mathbf{V} = \mathrm{diag}(\mathbf{g})\mathbf{G}^H\mathbf{G}\,\mathrm{diag}(\mathbf{g})^H$ yields 的主导特征值和特征向量为

$$\mathbf{u}_1 = \frac{\overline{\mathbf{a}}_M}{\sqrt{\rho(\theta, d_{\mathrm{RD}})M}}, \quad \lambda_1 = \rho_0 NM \tag{6}$$

其中 $\mathbf{a}_M^{-} = \mathrm{diag}(\mathbf{g})\mathbf{a}_M^*(\psi)$，且 ρ_0，$\rho(\psi, d_{\mathrm{SR}})\rho(\theta, d_{\mathrm{RD}})$。

由此得到最优波束成形向量 $\boldsymbol{\phi} = \sqrt{M}\mathbf{u}_1$ 和 $\mathbf{w} = \frac{\mathbf{a}_N(\psi)}{\sqrt{N}}$，从而得到数据速率

$$R = B\log_2\left(1 + \underbrace{P\rho_0/(BN_0)}_{\triangleq\Gamma_0} \cdot NM^2\right) \tag{7}$$

以及用于能量采集的最优接收功率

$$P_{\mathrm{Rc}} = PNM\rho(\psi, d_{\mathrm{SR}}). \tag{8}$$

2) NLOS ssRIS-UE信道：在非视距情况下，假设 ssRIS 与用户设备之间的传播经历任意衰落，即

$$\mathbf{g} = \sqrt{\rho(\theta, d_{\mathrm{RD}})}\tilde{\mathbf{g}} \tag{9}$$

其中 $\tilde{\mathbf{g}} \in \mathbb{C}^M$ 为衰落向量。则 V 表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{V} &= \rho(\theta, d_{\mathrm{RD}})\,\mathrm{diag}(\tilde{\mathbf{g}})\mathbf{G}^H\mathbf{G}\,\mathrm{diag}(\tilde{\mathbf{g}})^H \\ &= \rho_0 N\|\tilde{\mathbf{a}}_M\|^2 \frac{\tilde{\mathbf{a}}_M}{\|\tilde{\mathbf{a}}_M\|}\frac{\tilde{\mathbf{a}}_M^H}{\|\tilde{\mathbf{a}}_M\|}\end{aligned} \tag{10}$$

其中，引入的辅助向量 $\tilde{\mathbf{a}}_M = \mathrm{diag}(\tilde{\mathbf{g}})\mathbf{a}_M^*(\psi) \in \mathbb{C}^M$。据此，可分别得到特征值和特征向量：

$$\mathbf{u}_1 = \frac{\tilde{\mathbf{a}}_M}{\|\tilde{\mathbf{a}}_M\|}, \quad \lambda_1 = \rho_0 N\sum_{m=1}^{M}|\tilde{g}_m|^2, \tag{11}$$

其中，$\tilde{g}_m$ 是 $\tilde{\mathbf{g}}$ 的第 m 个元素。根据式（4），最大信噪比可表示为

$$\Gamma^\star = \Gamma_0 N\left(\sum_{m=1}^{M}|\tilde{a}_{M,m}|\right)^2 \tag{12}$$

其中，m 表示 $\tilde{\mathbf{a}}_M$中的第 m个元素。此外，通过实施（11），可计算得到相应的波束成形器 $\mathbf{w} = \frac{\mathbf{a}_N(\psi)}{\sqrt{N}}$，从而获得最大收集功率。

在非视距场景中，快衰落的影响更为显著，但实际硬件限制使 ssRIS 无法以与信道波动相同的速率进行重构。因此，对于非视距场景，我们评估信噪比的中断概率，该概率定义为信噪比低于阈值 γ 的概率。不失一般性，考虑不相关瑞利衰落 $\tilde{\mathbf{g}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$。如 [7],所提出的，我们可以利用中心极限定理（CLT）近似信噪比。基于该近似，$Y = \sum_{i=1}^{M}|\tilde{a}_{M,i}|$ 可近似为一个截断高斯随机变量[1]，其累积分布函数为

$$F_Y(y) = \begin{cases}1 - CQ((y-\mu_Y)/\sigma_Y), & y \geq 0, \\ 0, & y < 0,\end{cases} \tag{13}$$

其中，$\mu_Y = M\sqrt{\pi}/2$ 且 $\sigma_Y^2 = M(4-\pi)/4$。此外，$C = 1/Q(-\mu_Y/\sigma_Y)$，其中 $Q(\cdot)$为高斯Q函数。信噪比中断概率 $P_{\mathrm{out}}(\gamma)$表示为

$$P_{\mathrm{out}}(\gamma) = \mathbb{P}\{\Gamma < \gamma\} = F_Y\left(\sqrt{\frac{\gamma}{N\Gamma_0}}\right). \tag{14}$$

[1]由于 Y必须始终为非负，因此采用截断高斯分布。结果表明，对于 $M \geq 10$ 在 [7]中的情况，该近似是准确的。

C. 不同收集-反射方案下的自维持约束

收集-反射方案决定了自供能可重构智能表面的运行逻辑。在 [4], 中，分析了包括能量分割（ES）、时间切换（TS）和功率分割（PS）在内的收集-反射方案。对于所假设的基站与自供能可重构智能表面之间的视距信道，能量分割与功率分割的性能相当，因此分析范围缩小为能量分割和时间切换。在这两种收集-反射方案中，运行阶段大致可分为能量收集阶段和反射阶段。在能量收集阶段，所有入射信号都会被完全吸收。在反射阶段，入射到自供能可重构智能表面的信号将被无损反射，同时消耗功率以维持注入反射信号的额外相移。本文所说的自供能能力，是指收集能量总量超过反射阶段消耗能量的状态。

1）单元分割：在 ES 情形下，能量采集和反射由不同的超表面单元同时执行。M_{Rf} 和 M_{Hr} 分别表示用于反射和能量采集的单元数量。采用此方案时，从基站到自供能可重构智能表面的信道分为与能量采集相关的信道 $\mathbf{G}_{\mathrm{Hr}} \in \mathbb{C}^{N\times M_{\mathrm{Hr}}}$ 和与反射相关的信道 $\mathbf{G}_{\mathrm{Rf}} \in \mathbb{C}^{N\times M_{\mathrm{Rf}}}$。ES 的自供能约束可表示为

$$\eta P\rho(\psi, d_{\mathrm{SR}})NM_{\mathrm{Hr}} \geq M_{\mathrm{Rf}}P_0 \tag{15}$$

其中，P_0 是用于反射的单元的功耗，η 是能量采集效率。

2）时间分割：在 TS 情形下，能量收集阶段和反射阶段在时间上正交进行。在能量收集阶段，所有单元都连接到能量采集电路并进行能量采集；在反射阶段，单元则连接到反射电路，从而能够对信号进行移相。我们将用于能量采集的时间占比记为 τ，因此用于反射的时间占比为 $1-\tau$。TS 的自供能约束表示为

$$\tau\eta P\rho(\psi, d_{\mathrm{SR}})NM \geq (1-\tau)MP_0 \tag{16}$$

由此可见，不等式两边的单元数量 M 可以约去，这表明自供能能力条件与单元数量无关。

IV. ssRIS辅助系统优化

利用 ssRIS 的可行性取决于单元需求如何随系统条件变化。为对此进行量化，我们构建优化问题，以最小化在保持自供能能力的同时达到目标数据速率所需的单元数量 R_0。所得最小单元数直接反映可行性：在给定条件下所需单元数越少，可行性越高，因为 ssRIS 能以更少的资源达到性能目标。为此，我们构建单元数量

优化问题 P1，用于 ssRIS-UE 信道为视距时的能量分割，其形式如下：

$$\textbf{P1:}\ \underset{M_{\mathrm{Hr}},M_{\mathrm{Rf}}}{\text{minimize}}\quad M_{\mathrm{Hr}}+M_{\mathrm{Rf}} \tag{17a}$$

$$\text{s.t.}\quad (15),$$

$$B\log_2\left(1+\Gamma_0 N M_{\mathrm{Rf}}^2\right)\geq R_0. \tag{17b}$$

其中，约束 (15) 保证 ssRIS 的自供能能力，约束 (17b) 保证 UE 的数据速率高于阈值。由于总元件需求没有上限，因此始终可以达到最优性。当 (15) 和 (17b) 均取等号时，可通过解析方法得到最优的 M_{Hr} 和 M_{Rf} 。最优单元数量可计算为

$$M_{\mathrm{Rf}}^{\star}=\sqrt{\left(2^{\frac{R_0}{B}}-1\right)\frac{1}{N\Gamma_0}} \tag{18}$$

$$M_{\mathrm{Hr}}^{\star}=\underbrace{P_0/(\eta P N\rho(\psi,d_{\mathrm{SR}}))}_{\triangleq\alpha}\sqrt{\left(2^{\frac{R_0}{B}}-1\right)\frac{1}{N\Gamma_0}}. \tag{19}$$

其中，常数项 α 反映了能量采集条件。较小的 α 对应于有利的能量采集条件，即更高的发射功率、更小的传播衰减$\rho(\psi,d_{\mathrm{SR}})$或更多的天线 N。

当 ssRIS-UE 信道为视距时，TS 的优化问题记为 P2，其形式如下：

$$\textbf{P2:}\ \underset{M,\tau}{\text{minimize}}\quad M \tag{20a}$$

$$\text{s.t.}\quad (16),$$

$$(1-\tau)B\log_2\left(1+\Gamma_0 N M^2\right)\geq R_0. \tag{20b}$$

采用与 ES 情形类似的方法，可以解析求解该问题，最优解为

$$\tau^{\star}=\frac{P_0}{\eta P N\rho(\psi,d_{\mathrm{SR}})+P_0}=\frac{\alpha}{1+\alpha} \tag{21}$$

$$M^{\star}=\sqrt{\left(2^{\frac{R_0}{(1-\tau^{\star})B}}-1\right)\frac{1}{N\Gamma_0}}. \tag{22}$$

当 ssRIS-UE 信道处于非视距条件时，信噪比的仿射约束由中断概率约束取代，要求 $P_{\mathrm{out}}(\gamma)$ 保持低于可容忍裕度 ε。当 ssRIS-UE 信道为非视距时，针对 ES 情形构建的优化问题记为 P3，其形式如下：

$$\textbf{P3:}\ \underset{M_{\mathrm{Hr}},M_{\mathrm{Rf}}}{\text{minimize}}\quad M_{\mathrm{Rf}}+M_{\mathrm{Hr}} \tag{23a}$$

$$\text{s.t.}\quad (15),$$

$$P_{\mathrm{out}}(\gamma_0^{\mathrm{ES}})\leq\varepsilon, \tag{23b}$$

其中，γ_0^{ES}是能量分割对应的信噪比阈值，由 R_0 确定为 $\gamma_0^{\mathrm{ES}}=2^{\frac{R_0}{B}}-1$。将 γ_0^{ES}代入式（14）后，约束（23b）可展开为

$$\underbrace{(1-\varepsilon)Q\left(-\sqrt{\frac{M_{\mathrm{Rf}}\pi}{4-\pi}}\right)}_{\triangleq f_1(M_{\mathrm{Rf}})}\leq\underbrace{Q\left(2\sqrt{\frac{\gamma_0^{\mathrm{ES}}}{N\Gamma_0 M_{\mathrm{Rf}}(4-\pi)}}-\sqrt{\frac{M_{\mathrm{Rf}}\pi}{4-\pi}}\right)}_{\triangleq f_2(M_{\mathrm{Rf}})}. \tag{24}$$

注意到 $f_2(0)-f_1(0)<0$和 $f_2(\infty)-f_1(\infty)=\varepsilon>0$，至少存在一个 M_{Rf} 使上述不等式˜取等号。我们令 M_{Rf} 表示这些根中的最小值。˜可通过二分法数值计算。然后，最优值为

$$M_{\mathrm{Rf}}^{\star}=\tilde{M}_{\mathrm{Rf}},\quad M_{\mathrm{Hr}}^{\star}=\alpha M_{\mathrm{Rf}}^{\star}. \tag{25}$$

类似地，在 TS 情形下，所构建的优化问题记为 P4，表示如下：

$$\textbf{P4:}\ \underset{M,\tau}{\text{minimize}}\quad M \tag{26a}$$

$$\text{s.t.}\quad (16),$$

$$P_{\mathrm{out}}(\gamma_0^{\mathrm{TS}})\leq\varepsilon. \tag{26b}$$

注意到 $\gamma_0^{\mathrm{TS}}=2^{\frac{R_0}{1-\tau()B}}-1$ 随 τ单调递增，因此中断概率随 τ单调递增。因此，由 (21) 得到的满足 τ 的最小目标信噪比记为 $\tilde{\gamma}_0^{\mathrm{TS}}$，而 $\tilde{M}$ 表示满足中断约束所需的单元数量。M 也可通过在 (24) 中将 γ_0^{ES}和 M_{Rf} 替换为 $\tilde{\gamma}_0^{\mathrm{TS}}$和 $\tilde{M}$ 后进行数值计算。最优的 $\tau^{\star}$ 由 (21) 得到，而最优单元数量则通过二分法求解替换后使 (24) 取等号的根得到。

V. 数值分析

根据前述分析，单元需求主要取决于三个因素：数据速率要求 R_0、能量收集条件 α以及中断裕度 ε （针对非视距场景）。本节通过考察不同收集-反射方案下单元需求随各因素的变化情况，研究 ssRIS 的可行性。尽管可以通过提高发射功率 P、增加天线数量 N或改进硬件来降低 P_0，从而减小 α，但我们重点考察变化 P，因为在实际部署中，这是最容易调整的参数。我们还直接考察 R_0 和 ε的影响。

我们将载波频率 f 设为 15 GHz，带宽B 设为 50 MHz。我们考虑 $N=128$、$\eta=0.65$和$P_0=2\,\mu$W [4]。对于 NLOS ssRIS-UE 信道，我们将参考中断裕量 ε 设为 1%，这是一个为实现高可靠性而采用的保守经验值。所考虑区域的长度d设为 50 m。

如图2所示，在视距情形下，当 P 较高或 R_0较低时，TS 仅需较少的单元即可实现更好的单元可行性。随着 P 降低或 R_0 升高，这一优势逐渐减弱，最终达到交点，优势随之消失。为便于分析，最小总单元数

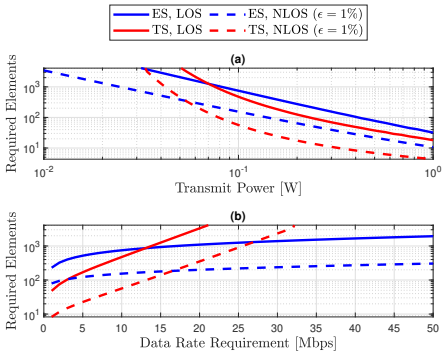

图2. 不同系统参数下的单元需求。LOS 和 NLOS 指的是 ssRIS-UE 信道的传播条件。(a) 收集能量条件的影响（通过改变发射功率 P），其中数据速率为 $R_0 = 10$ Mbps；(b) 数据速率 R_0 的影响，其中发射功率为 $P = 0.1$ W。

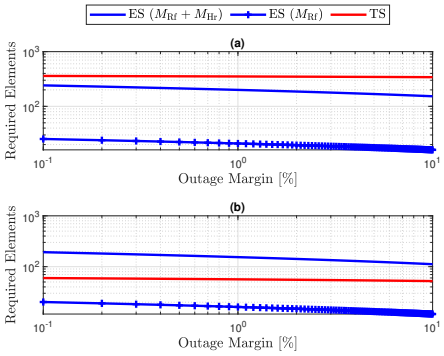

图3. 非视距 ssRIS-UE 信道下，不同中断裕度对应的元件需求。(a) $P = 0.1$ W 和 $R_0 = 20$ Mbps；(b) $P = 0.1$ W 和 $R_0 = 15$ Mbps。

在 ssRIS-UE 信道为视距时，ES 和 TS 所需的数量分别表示为 $M_{\mathrm{ES}} = (1+\alpha)\sqrt{\left(2^{\frac{R_0}{B}} - 1\right)\frac{1}{N\Gamma_0}}$和 $M_{\mathrm{TS}} = \sqrt{\left(2^{\frac{R_0(1+\alpha)}{B}} - 1\right)\frac{1}{N\Gamma_0}}$。随着发射功率提高，$\alpha \to 0$，TS 和 ES 在单元需求方面表现相似。然而，当能量收集条件较差时，即 $\alpha \to \infty$，与 ES 的线性增长相比，TS 的单元需求呈指数级增长。因此，当 α 较低时，TS 所需的单元较少；但随着能量收集条件恶化，所需单元数会显著增加。同样，由于 R_0 与 α成正比，与 ES 情形相比，随着 R_0 增加，TS 的单元需求也增长得更快。

观察发现，NLOS 情况下的可行性变化趋势与 LOS 情况类似，但所需单元数较少。NLOS 情况下，不同运行条件对应的单元需求变化，可以通过中断概率约束的表现来理解。在有利条件下（发射功率较高且数据速率要求适中），使式 (24) 取等号的根位于 Q函数的中间区域，此时 TS 和 ES 方案用于通信所需的单元数相近且较少。然而，ES 还需要用于能量采集的单元，以支持反射操作，因此总单元需求更高。相反，当运行条件使该根落在 Q函数的尾部区域时，中断约束将变得极难满足。此外，对于相同的 R_0，当 γ_0^{TS} 指数级大于 γ_0^{ES} 时，ES 在该区域表现出更高的可行性。

为明确了解中断裕度的影响，在图2(a)所示交点附近的系统条件下检查元件需求，相应结果如图3所示。随着 ε 的减小，中断约束变得更加严格，使得式(24)中达到等式的根被推向尾部区域，从而减小两侧Q函数自变量之间的差距。图3中的观察结果验证了这一分析，但TS对中断裕度变化的敏感性较低。这可以解释为，对于相同的数据速率需求，在TS方案下，反射阶段可以包含更多元件，从而带来额外的信道硬化增益。

在TS方案下的反射阶段，这会带来额外的信道硬化增益。

VI. 结论

本研究通过分析单元需求如何随能量采集条件、数据速率需求和中断约束变化，评估了在能量分割和时间切换收能反射方案下部署自供能可重构智能表面的可行性。为确保结论具有普适性，研究考察了视距和非视距 ssRIS-用户设备信道场景。

数值结果揭示了两种方案互补的可行性特征。时间切换具有更好的信道硬化效果，但其单元需求会随着能量采集难度和数据速率要求的增加而呈指数级增长，因此在具有挑战性的场景中可行性受限。这使其非常适合用于增强室内物联网和 WiFi 系统，在这类场景中，稳定的连接至关重要，且能量采集条件较为有利。相比之下，能量分割受能量采集条件和数据速率要求的影响较小，因此在维持自供能能力更具挑战性的室外部署中更具可行性。

参考文献

[1] M. Di Renzo, A. Zappone, M. Debbah, M.-S. Alouini, C. Yuen, J. De Rosny, and S. Tretyakov, 《可重构智能表面赋能的智能无线电环境：工作原理、研究现状与未来发展方向》, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 第 38 卷, 第 11 期, 第 2450–2525 页, 2020 年。[2] J. Tang, M. Cui, S. Xu, L. Dai, F. Yang, and M. Li, 《面向 B5G 通信的透射式可重构智能表面：设计、原型开发与实验演示》, IEEE Transactions on Communications, 第 71 卷, 第 11 期, 第 6605–6615 页, 2023 年。[3] Z. Li, O. A. Topal, ¨O. T. Demir, E. Bj¨ornson, and C. Cavdar, 《室内密集空间中静态与可重构超表面的混合部署：需要多大程度的可重构性？》, 载于 2024 IEEE 无线通信与网络会议（WCNC）, 2024 年, 第 1–6 页。[4] D. Tyrovolas, S. A. Tegos, V. K. Papanikolaou, Y. Xiao, P.-V. Mekikis, P. D. Diamantoulakis, S. Ioannidis, C. K. Liaskos, and G. K. Karagian-nidis, 《零能耗可重构智能表面（zeRIS）》, IEEE Transactions on Wireless Communications, 第 1–1 页, 2023 年。[5] Y. Liu, X. Liu, X. Mu, T. Hou, J. Xu, M. Di Renzo, and N. Al-Dhahir, 《可重构智能表面：原理与机遇》, IEEE communications surveys & tutorials, 第 23 卷, 第 3 期, 第 1546–1577 页, 2021 年。[6] E. Bj¨ornson and ¨O. T. Demir, 《多天线通信与可重构表面导论》。Now Publishers, Inc., 2024 年。[7] N. K. Kundu and M. R. McKay, 《可重构智能表面辅助的 MISO 通信：最优波束成形器与性能分析》, 载于 2020 IEEE Globe-com Workshops（GC Workshops）。IEEE, 2020 年, 第 1–6 页。