一种考虑极化和开关缺陷的新型可重构智能表面信道模型

De-Ming Chian，*IEEE*研究生会员，Chao-Kai Wen，*IEEE*高级会员，Chi-Hung Wu，Fu-Kang Wang，*IEEE*会员，以及Kai-Kit Wong，*IEEE*会士

arXiv:2304.03713v1 [cs.IT] 7 Apr 2023

摘要——**未来无线网络需要能够主动调整无线环境，以满足严格的性能指标。可重构智能表面（RIS）技术凭借低功耗、成本效益高和易于部署等优势，正受到越来越多的关注。然而，现有的RIS信道模型往往忽略了一些重要特性，例如RIS开关组件的缺陷以及天线之间的极化效率，这限制了它们的实际应用。本文提出一种新的RIS信道模型，纳入了这些被忽略的特性，包括反射场、散射场和天线谐振模式。我们通过在3.5 GHz频段实际实现一个配备贴片天线的 4×4 RIS阵列来验证所提出的模型，并使用移相器作为RIS单元的开关组件。我们还建立了移相器的等效模型，并将其纳入信道模型。我们提出一种盲控制算法，以探讨该信道模型的特性，并强调在控制算法中考虑极化和跟踪机制的重要性。我们的信道模型改进了现有模型，可用于RIS技术的实际设计。所提出的算法为控制无线环境提供了一种实用方法，适用于各种无线应用。**

索引词—**可重构智能表面、智能反射表面、信道模型、天线极化、数字移相器模型、盲控制算法。**

I. 引言

在所有场景中优化用户体验是6G网络的主要目标，这要求大幅提升频谱效率、容量和可靠性等关键性能指标。实现这些目标需要先进的发射机和接收机设计，以及主动调整无线环境的能力。第三代合作伙伴计划（3GPP）的最新版本第18版正在考虑综合接入与回传以及网络控制中继器等技术，以实现这些目标。可重构智能表面（RIS）技术具有低功耗、经济高效和易于部署等潜在优势，预计将被纳入下一个版本 [1]。

D.-M. Chian 和 C.-K. Wen 任职于台湾高雄 804 国立中山大学通信工程研究所（电子邮件：icefreeman123@gmail.com、chaokai.wen@mail.nsysu.edu.tw）。C.-H. Wu 和 F.-K. Wang 任职于台湾高雄 804 国立中山大学电气工程系（电子邮件：yes121335@gmail.com、fkw@mail.ee.nsysu.edu.tw）。K.-K. Wong 任职于英国伦敦大学学院电子与电气工程系，电子邮件：kai-kit.wong@ucl.ac.uk。

尽管RIS技术具有潜在优势，但理解可重构智能表面的信道模型仍然是一个长期存在的挑战，当前文献中关于该领域的实验和测量报道也十分有限 [2]。可重构智能表面的信道模型通常分为两类：统计模型和基于射线追踪的模型 [3]。统计模型，例如 [4], [5], [6], 中所述的模型，基于3GPP簇信道模型，并将可重构智能表面的模拟信道分布描述为可控散射簇。基于射线追踪的模型，例如 [7], [8],中所述的模型，利用可重构智能表面散射场的复数雷达散射截面，并将可重构智能表面作为次级发射机导入射线追踪器。

在现有文献中，可重构智能表面主要被视为无线环境中的散射体。研究者利用格林函数 [9] 或矢量势 [10], [11]建立了可重构智能表面的理论散射场信道模型。然而，这些模型并未考虑可重构智能表面的实际设计方法，因而导致信道模型过于简化，建模方法也较为粗略。正如 [2], 所指出的，这些模型在实际测量中的应用有限。

电磁（EM）波与可重构智能表面相互作用时，会遇到两种材料界面：金属和基板，这两种界面可设计为可重构智能表面的两种电磁调控方法。第一种可重构智能表面的电磁调控方法利用金属板上与谐振长度相对应的天线谐振模式。这种谐振现象基于表面电流分布 [12],[13]。格林函数 [9] 和矢量势 [10], [11] 也基于表面电流，但未考虑其他电磁现象。具体而言，当入射波照射到金属板上时，不仅会产生反射场和散射场，还会产生天线谐振模式。例如，无源和有源RIS单元 [14], [9], [15], [16], [17]通常由特殊形状的金属板构成，并连接开关元件；开关元件会改变谐振长度，从而产生不同的天线谐振模式。超表面方法 [18], [19], [20] 采用小型谐振结构和小型天线技术 [21], [22], ，并基于金属板的天线谐振模式，通过开关元件进行控制。

RIS 的第二种电磁控制方法利用基板材料的可控特性，目前这种方法的技术基于液晶（液晶）[23], [24], [25], [26]。液晶会通过改变其材料介电常数 [23], 来响应外加电场，并可用于

通过修改穿过液晶的入射波的电场，直接控制入射场、反射场和散射场。此外，液晶可以通过改变天线谐振模式的表面电流和谐振长度，控制主要由沿空气-介质界面的电场引起的金属板之间的耦合效应 [12]。然而，液晶的设计与控制具有挑战性，因此这项技术尚未在可重构智能表面中得到广泛应用。

除了缺乏对实际设计方法的考虑这一问题外，当前文献还未充分解决两个主要问题。首先，RIS的开关元件所引起的相位相关衰减尚未得到考虑。当前大多数RIS信道模型都假设不同相位下的衰减相等。然而，RIS的受控开关元件，例如PIN二极管 [14], [16],变容二极管 [9], 或射频开关 [15],，会将RIS切换至不同相位，从而导致不同的衰减。尽管当前已有一些工作 [27], [28], [29], [30]正在逐步解决这一问题，但开关元件的物理现象及相位相关衰减的成因尚未得到清晰解释，并且[30]表明，基于其模型的仿真结果仍与测量存在差异。

其次，极化效率未得到充分重视。发射机、接收机和可重构智能表面天线之间的极化匹配程度会显著影响接收功率。然而，当前用于可重构智能表面的信道模型要么忽略极化，要么仅考虑单个天线增益。

从上述讨论中可以明显看出，有必要建立一种新的信道模型，以考虑可重构智能表面的实际设计因素。此外，可重构智能表面的控制算法必须与其相应的信道模型保持一致，以确保最佳性能，否则可能无法有效运行。当前的算法（例如 [27], [15], [31], [32],依赖显式信道状态信息（信道状态信息），但在工程实践中获取可重构智能表面的这一信息面临重大挑战。这些挑战包括可重构智能表面的信道容易受到背景噪声的淹没、需要修改当前的网络协议，以及用于信道估计的额外导频开销。因此，采用隐式信道状态信息的控制算法更适合实际应用。为了解决

针对这些问题，我们提出了一个考虑实际可重构智能表面设计的模型，并开发了一种盲控制算法。我们通过实验和仿真对所提出的模型进行了全面评估。

本文的主要贡献如下：

- 提出了一种基于传输线模型的*RIS* 数字移相器（*DPS*）模型，该模型阐明了传输线中由于相长干涉和相消干涉导致相位相关衰减的原因。
- 提出了一种面向实际设计的可重构智能表面信道模型，该模型同时考虑了天线之间的极化匹配程度以及天线的方向。该模型通过同时考虑反射场、散射场和天线谐振模式，为可重构智能表面提供了独特的视角，并阐明了如何将这三种场与DPS模型整合到信道模型中。

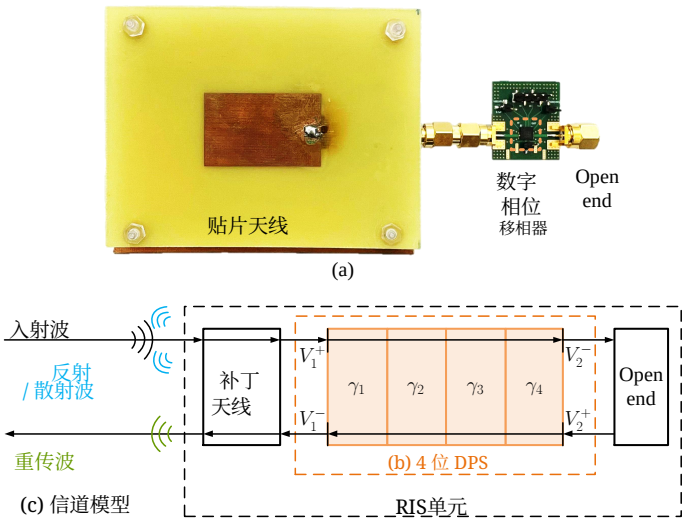

图1。（a）RIS单元，（b）RIS单元中4比特DPS的传输线模型，以及（c）RIS单元的信道模型。

- 一种 采用隐式信道状态信息的盲控制算法被提出，该算法适用于实际应用，与其他未考虑相位相关衰减和极化效率问题的先进方法相比，展现出显著的性能优势。当接收机移动时，还对该算法的跟踪能力进行了评估。

本文其余部分安排如下：第II节介绍DPS模型，并将其扩展至RIS的雷达散射截面。第III节介绍RIS的实际信道模型并对其进行验证。第IV节介绍RIS的盲控制算法。第V节评估该算法，并探讨所提出信道模型的特性。最后，第VI节总结全文。

II. RIS建模

RIS单元的结构如图1(a)所示，由贴片天线、数字移相器（DPS）和开路端组成。为考虑实际设计因素，我们在第II.A节介绍RIS单元的设计及其对应的硬件模型。此外，鉴于许多已有研究（例如 [33]）未能清楚阐述这一点，我们在第II.B节说明RIS作为散射体与作为辐射体之间的区别。

A. 数字移相器模型

我们使用由M/A-COMTechnology Solutions Inc.生产的MAPS-010144，这是一种4位数字移相器，可在 0° 至 360° 之间以 22.5° 个步进提供相移。与其他开关元件相比，[14], [16], [9], [15], DPS能够轻松实现许多稳定状态。因此，我们可以使用DPS轻松详细分析可重构智能表面的不同状态。我们参考了 [34]中的MAPS-010144功能原理图，以及使用多个级联的1位移相器构成的多位移相器等效电路模型。

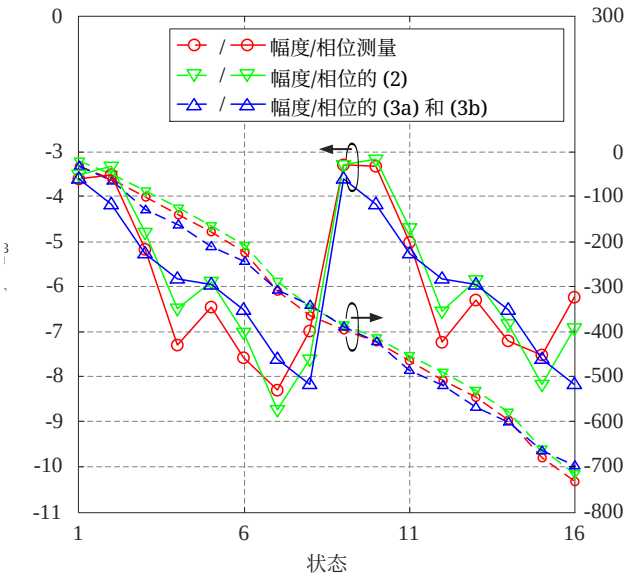

图 2. 我们的 4 位 DPS-O 的反射系数。

假设内部DPS具有完美的阻抗匹配，则可以忽略内部DPS的反射系数。如图1(b)所示，我们使用带有S参数 [35] 的传输线模型对RIS单元中的DPS进行建模，如下所示：

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{\mathrm{dps}} & S_{12}^{\mathrm{dps}} \\ S_{21}^{\mathrm{dps}} & S_{22}^{\mathrm{dps}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}, \tag{1}$$

其中， V 的上标 $^+$ 和 $^-$ 分别表示朝向端口和远离端口传播的信号，而 V 的下标$_1$ 和$_2$ 分别表示双端口处的信号。已知开路端的反射系数为 $\Gamma_{\mathrm{end}} = V_2^+/V_2^-$，通过求解 (1) 可得带开路端的 DPS （ DPS-O ）的反射系数：

$$\Gamma = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11}^{\mathrm{dps}} + \frac{S_{12}^{\mathrm{dps}}\Gamma_{\mathrm{end}}S_{21}^{\mathrm{dps}}}{1-\Gamma_{\mathrm{end}}S_{22}^{\mathrm{dps}}}. \tag{2}$$

在（2）中，这两个项表示（复值）信号将发生相长或 相消干涉。具体而言，第一项是与DPS本身对应的反射信号，第二项是通过DPS的信号。为验证传输线模型（2），我们使用矢量网络分析仪（VNA）测量不同受控状态下不带开路端的DPS的S参数，并将其代入（2）中。相应结果如图2所示，这表明基于（2）的结果与通过VNA直接从DPS-O测得的结果非常接近。值得注意的是，由于反射信号两次通过DPS（往返传输），因此在相位域中会发生 $2\times360^\circ$ 变化。此外，衰减曲线呈现两个周期，其中每个周期都对应于相位域中的一次 360°变化。

接下来，我们将进一步对 DPS-O 在不同受控状态下的相位和衰减进行建模。根据图 2 所示结果可以观察到，相位

表 I 使用受约束线性最小二乘问题对 DPS 进行分析的结果。

第 n 阶	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4
衰减（分贝）	0	-2.35	-1.66	-0.57
第 n 阶	$\angle\gamma_1$	$\angle\gamma_2$	$\angle\gamma_3$	$\angle\gamma_4$
移位相位（度）	-356	-178	-96	-33
DPS 中的二进制代码	(1,0,0,0)	(0,1,0,0)	(0,0,1,0)	(0,0,0,1)
相位偏移了测量 DPS（度）	-179	-88	-45	-23

和衰减与 DPS 的状态呈线性关系。这启发我们利用类似二进制加权数模转换器的特性，对不同状态下的相位和衰减进行建模。具体而言，我们通过四个阶数 $\gamma_1, \ldots, \gamma_4$ 对四位 DPS 进行建模，每个阶数提供不同的相移和衰减，如图 1(b) 所示。为了表示这四个阶数的 ON/OFF 状态，我们使用四位数字输入代码（b_1， b_2， b_3， b_4），其中 1 和 0 分别表示 ON 和 OFF 状态。因此，反射系数的幅度和相位可以表示为四个阶数的加权和，即:

$$|\Gamma| = \gamma_0 + b_1\gamma_1 + b_2\gamma_2 + b_3\gamma_3 + b_4\gamma_4 \ (\mathrm{dB}), \tag{3a}$$
$$\angle\Gamma = \angle\gamma_0 + b_1\angle\gamma_1 + b_2\angle\gamma_2 + b_3\angle\gamma_3 + b_4\angle\gamma_4 \ (\mathrm{deg}), \tag{3b}$$

其中， γ_0 (分贝) 和 $\angle\gamma_0$ (度) 分别表示参考状态 (0，0，0，0)下的衰减和相位。加权求和方程使我们能够将数字二进制数转换为与衰减和相位值成比例的等效模拟输出信号。利用 (3a) 和 (3b)，我们可以如下计算反射系数:

$$\Gamma = |\Gamma| e^{j\angle\Gamma}. \tag{4}$$

注意， Γ 是 (b_1, b_2, b_3, b_4) 的函数，为了便于记号表示，我们省略了这一点。

通过最小二乘（LS）估计获得的四位 DPS-O 的估计参数如表 I 所示。值得注意的是，我们限制 $\gamma_n \le 0, \quad \forall n$ 以反映分贝标量中的增益损耗。利用（3a）和（3b）中估计参数得到的对应结果如图 2 所示，与直接测量结果相符。我们从表 I 中得出两个有趣的观察结果。首先，估计的相位 $\angle\gamma_n$ 约为直接测量的 DPS 相位（即 S_{21}^{dps} 的相位）的两倍。这一结果是合理的，因为反射信号两次通过 DPS。误差较小可归因于内部 DPS 的完美阻抗匹配。其次，当移位相位 $\angle\gamma_n$ 分别接近 0 度或 180 度时，会发生相长干涉和相消干涉，此时衰减分别为 0 和-2.35 分贝。

总之，如式（2）所示，由于不同程度的相长或相消干涉，DPS-O 在每种状态下都表现出与相位相关的衰减。DPS-O 的不同阶数会产生不同程度的衰减损耗和相移，分别由式（3a）和（3b）建模。

我们提出的分析方法，包括式（2）中给出的传输线模型以及受约束的

通过式（3a）和（3b）进行的线性最小二乘估计，可以轻松扩展到其他移相器架构。我们给出两个示例来说明这一点。首先，图 1(b) 中的 DPS 模型基于多个级联的单比特移相器 [34]。当另一个移相器由多个级联的延迟线和相连的开关组件构成时，其等效电路模型与 DPS 类似，因此可以采用我们提出的分析方法。其次，在 [15],中，射频开关用于将四条开路端延迟线并联连接。每条开路端延迟线都可以视为仅有一个受控状态、用于提供固定相移的 DPS 模型。因此，在这种情况下也可以采用我们提出的分析方法。

B. 可重构智能表面的雷达散射截面

接下来，我们阐明 RIS 作为散射体和辐射体之间的关系。实际上，RIS 的雷达散射截面（RCS）由两个分量组成：天线模式（AM（幅度调制））和结构模式（SM） [36], [37]。为了说明这一特性，我们将朝向馈电端口的信号和从馈电端口反射的信号表示为 V_1^-和 V_1^+，如图 1(c) 所示。此外，我们将入射和出射电磁波表示为 $V^{入}$和 V^{out}。然后，联系这两者的一般散射矩阵表示为 [36]

$$\begin{bmatrix} V_1^+ \\ V^{\text{out}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{00} & S_{01} \\ S_{10} & S_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^- \\ V^{\text{in}} \end{bmatrix}, \tag{5}$$

其中 $S_{:,:}$ 表示天线的S 参数， S_{00}和 S_{11} 分别为天线端口和金属表面的反射系数。

采用与(2)类似的方法，入射电磁波 V^{in} 和出射电磁波 $V^{出}$之间的关系可表述为

$$V^{\text{out}} = S_{11}V^{\text{in}} + \frac{S_{10}\Gamma}{1-\Gamma S_{00}} S_{01}V^{\text{in}}, \tag{6}$$

其中， Γ是第 II-A 节中说明的 DPS-O 反射系数。由于式 (6) 右侧的第二项包含 DPS-O 的影响，我们将其称为可重构智能表面的 AM（幅度调制），并将第一项称为可重构智能表面的 SM。具体而言，可重构智能表面的 AM 源于天线在入射平面波作用下的再辐射，与天线的辐射性能及负载有关。

RIS的AM（幅度调制）会受到（2）中不同负载端的影响。为了更好地理解这一点，考虑天线在没有DPS的情况下直接连接到负载端的场景。在此场景中，我们在（2）中得到 $\Gamma = \Gamma_{\text{end}}$ ，需要考虑三种负载端：开路端、短路端和50欧姆端接。对于开路端和短路端，我们分别有 $\Gamma_{\text{end}} = -1$ 和1。这些负载端只会改变（6）中的RIS的AM（幅度调制），但天线仍会重新发射注入信号。然而，对于50欧姆端接， $\Gamma_{\text{end}} = 0$，从而移除RIS的AM（幅度调制），只保留RIS的SM。因此，RIS的SM始终存在，而RIS的AM（幅度调制）才是重点，因为它可以定制入射电磁波。

随着入射电磁波穿过基板并受到 S_{11}的影响，RIS 的 SM 控制方法可以通过操控基板材料的可控属性来实现，例如使用液晶（液晶） [23],[24], [25], [26]。另一方面，当使用可重构智能表面的开关元件 [14], [9], [15], [16] 作为控制方法时，可控信号是可重构智能表面的AM（幅度调制），其由天线谐振模式决定。

根据（6），我们可以确定三种在实际应用中提升RIS的AM（幅度调制）性能的直观方法。第一种方法是减小接地板的尺寸，这样可以减少由散射和反射引起的RIS的SM，并且不会干扰RIS的AM（幅度调制）。第二种方法是在尺寸相同的金属板上增加RIS单元的数量，这样可以保持RIS的SM，并通过更优的天线阵列因子 [12]提升RIS的AM（幅度调制）。第三种方法是使用有源RIS单元 [38], ，它们可以直接放大RIS的AM（幅度调制）的信号功率。

III. 可重构智能表面信道模型

本节基于 3GPP 空间信道模型（SCM），介绍一种适用于 RIS 单元的传播信道模型，并考虑 RIS 的极化。SCM 是一种统计射线追踪方法，可计算每条路径的出发角（AoD）、到达角（AoA）和总路径长度，从而得到信号时延。在无线通信系统建模中，天线的极化是一个重要考量因素，因为它会影响信号的出发角和到达角。SCM 将传播效应与天线效应区分开来。尽管 QuaDRiGa [39], [40] 此前已为用作发射机或接收机的天线提供了极化模型，但其信道模型并未纳入 RIS。我们提出的信道模型考虑了 RIS 的极化，因此在实际场景中更加准确实用。为简化起见，我们仅考虑两条路径：一条视距路径（LoS）和一条 RIS 路径，但该模型可扩展至多条非视距路径（NLoS）。天线模型将在第 III.A 节介绍，视距和非视距路径的传播信道分别在第 III.B 节和第 III.C 节中建模。该模型将在第 III.D 节通过测量进行验证。

A. 天线模型简介

假设平面波沿方向（θ， ϕ）传播，其中 θ 和 ϕ 分别为仰角和方位角，如图 3(a) 所示。我们将仰角 $\theta \in [\pi/2, -\pi/2]$ 定义为从 x-y 平面向上测量的角度，将方位角 $\phi \in [-\pi, \pi]$ 定义为从 x 轴正方向顺时针测量的角度。辐射方向图也称为场方向图或天线增益，用于表征天线的方向响应。具体而言，天线在角度对（θ， ϕ）处的响应由垂直极化和水平极化分量组成，表示为:

$$\mathbf{E}(\theta,\phi) = \left[E^{\text{V}}(\theta,\phi),\, E^{\text{H}}(\theta,\phi)\right]^T. \tag{7}$$

极化辐射方向图适合在全局坐标系（GCS）中描述，因此所有计算都可以在全局坐标系中进行。全局坐标系由

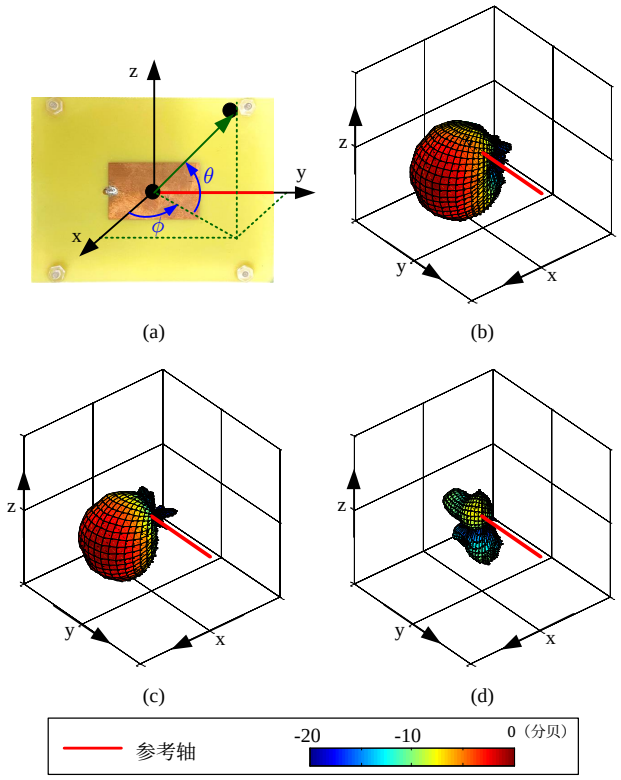

图 3. (a) 贴片天线上的坐标系。通过在消声室中测量所有角度对，得到贴片天线归一化后的 (b) 总天线增益、(c) 垂直天线增益 $\mathbf{E}^{\mathrm{V}}$ 和 (d) 水平天线增益 $\mathbf{E}^{\mathrm{H}}$ 。

坐标（x， y， z）及其对应的仰角和方位角（θ， ϕ）定义，如图 3(a) 所示。当天线的方向发生变化时，可以对辐射方向图进行变换，使其与全局坐标系保持对齐，从而更便于根据传播路径的出发角和到达角读取天线的极化响应。我们将详细介绍这一变换过程。根据互易原理，发射天线的辐射方向图和极化与接收天线的相同[12]。因此，我们只详细讨论发射天线的辐射方向图和极化。

当天线的方向发生变化时，必须考虑两种影响：辐射方向图，以及极化在极球坐标基底中的旋转。接下来，我们将 $(\tilde{x}, \tilde{y}, \tilde{z})$ 记为旋转天线的局部坐标系，˜ ˜其对应的仰角和方位角为 (θ, ϕ)。此外，为了描述天线的旋转，我们定义下一页顶部的旋转矩阵 (8)，其中 r_x、 r_y 和 r_z 分别表示天线绕 x 轴、y轴和 z轴旋转的方向角。

我们首先考虑辐射方向图旋转后的系数。假设天线旋转前，原始发射信号方向，即出发角，位于角度对（θ, ϕ）。回顾一下，该角度对处的辐射方向图由（7）给出。当天线方向发生变化时，必须在不同的出发角处读取辐射方向图。

˜ ˜(θ, ϕ)。由于旋转矩阵(8)定义在笛卡尔坐标中，因此应将信号方向从球坐标转换为笛卡尔坐标。球坐标中的角度对 (θ, ϕ) 可转换为笛卡尔坐标，方法如下

$$\mathbf{s}(\theta, \phi) = [\cos(\theta)\cos(\phi),\ \cos(\theta)\sin(\phi),\ \sin(\theta)]^T. \quad (9)$$

用旋转矩阵 $\mathbf{R}$ 表示天线的旋转后，信号方向可转换为

$$[s_{\tilde{x}}, s_{\tilde{y}}, s_{\tilde{z}}]^T = \mathbf{R}^T\mathbf{s}. \quad (10)$$

现在，旋转天线的出发角可通过

$$\tilde{\theta} = \sin^{-1}(s_{\tilde{z}}), \quad \tilde{\phi} = \tan^{-1}\left(\frac{s_{\tilde{y}}}{s_{\tilde{x}}}\right). \quad (11)$$

最后，通过读取旋转后的出发角 (θ, ϕ) 处的原始方向图 $\mathbf{E}$ ，得到旋转方向图的系数˜ ˜，即

$$\mathbf{E}(\tilde{\theta}, \tilde{\phi}) = \left[E^{\mathrm{V}}(\tilde{\theta}, \tilde{\phi}),\ E^{\mathrm{H}}(\tilde{\theta}, \tilde{\phi})\right]^T. \quad (12)$$

其次，我们考虑极化的旋转。辐射方向图定义在球坐标中。因此，我们将方向 (θ, ϕ) 上的球坐标转换为笛卡尔坐标的变换矩阵定义如下：

$$\mathbf{T}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} \sin(\theta)\cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \sin(\theta)\sin(\phi) & \cos(\phi) \\ -\cos(\theta) & 0 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

其中，第一列和第二列分别表示垂直极化和水平极化向笛卡尔坐标的变换。由于（13）是一个正交矩阵，其逆矩阵就是其转置矩阵。利用该变换矩阵，我们可以使用以下方程将旋转方向图的系数从球-面坐标转换为笛卡尔坐标：

$$[E_{\tilde{x}}, E_{\tilde{y}}, E_{\tilde{z}}]^T = \mathbf{T}(\tilde{\theta}, \tilde{\phi})\mathbf{E}(\tilde{\theta}, \tilde{\phi}). \quad (14)$$

注意，（14）是在旋转天线的局部笛卡尔坐标系中表示的。通过乘以旋转矩阵，可以将其映射到全局笛卡尔坐标系，得到：

$$[E_x, E_y, E_z]^T = \mathbf{RT}(\tilde{\theta}, \tilde{\phi})\mathbf{E}(\tilde{\theta}, \tilde{\phi}). \quad (15)$$

最后，我们将全局笛卡尔坐标转换为全局球坐标。综合以上各项，可得到旋转后的极化如下：

$$\mathbf{E}(\theta, \phi) = \underbrace{\mathbf{T}(\theta, \phi)^T\mathbf{RT}(\tilde{\theta}, \tilde{\phi})}_{\triangleq \mathbf{M}_{\circ}} \cdot \mathbf{E}(\tilde{\theta}, \tilde{\phi}). \quad (16)$$

这里，$\mathbf{E}(\theta, \phi) = [\mathrm{E}^{\mathrm{V}}(\theta, \phi), , \mathrm{E}^{\mathrm{H}}(\theta, \phi)]^T$表示垂直极化和水平极化经过全局角度对（$\theta, \phi$）旋转后的最终辐射方向图。在（16）中，$\mathbf{M}_{\circ} = \mathbf{T}(\theta, \phi)^T\mathbf{RT}(\tilde{\theta}, \tilde{\phi})$是 2×2 极化旋转矩阵，用于描述天线方向变化。

B. 视距路径模型

本小节介绍具有发射天线和接收天线的视距（LoS）场景的信道模型。

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix}\cos(r_z)\cos(r_y) & \cos(r_z)\sin(r_y)\sin(r_x)-\sin(r_z)\cos(r_x) & \cos(r_z)\sin(r_y)\cos(r_x)+\sin(r_z)\sin(r_x)\\ \sin(r_z)\cos(r_y) & \sin(r_z)\sin(r_y)\sin(r_x)+\cos(r_z)\cos(r_x) & \sin(r_z)\sin(r_y)\cos(r_x)-\cos(r_z)\sin(r_x)\\ -\sin(r_y) & \cos(r_y)\sin(r_x) & \cos(r_y)\cos(r_x)\end{bmatrix} \tag{8}$$

为确保在同一基准下准确描述辐射方向图，所有角度都必须位于全局坐标系中。发射天线和接收天线分别表示为 $\mathbf{E}^{\mathrm{t}}(\theta^{\mathrm{t}},\ \phi^{\mathrm{t}})$ 和 $\mathbf{E}^{\mathrm{r}}(\theta^{\mathrm{r}},\ \phi^{\mathrm{r}})$，其中 $(\theta^{\mathrm{t}},\ \phi^{\mathrm{t}})$ 和 $(\theta^{\mathrm{r}},\ \phi^{\mathrm{r}})$ 分别表示出发角和到达角。

由于在相反的参考点观察发射天线和接收天线的极化方向，因此需要对极化方向进行变换，表示为

$$\mathbf{M}_{\mathrm{d}}=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & -1\end{bmatrix}. \tag{17}$$

因此，考虑天线方向的视距信道系数表示为

$$C^{\mathrm{t,r}}=\sqrt{P^{\mathrm{t}}L^{\mathrm{t,r}}}\mathbf{E}^{\mathrm{r}}(\theta^{\mathrm{r}},\phi^{\mathrm{r}})^{T}\mathbf{M}_{\mathrm{d}}\mathbf{E}^{\mathrm{t}}(\theta^{\mathrm{t}},\phi^{\mathrm{t}})e^{-j(\psi^{\mathrm{t}}+\psi^{\mathrm{r}}+kd^{\mathrm{t,r}})}, \tag{18}$$

其中 P^{t} 是发射功率，$L^{\mathrm{t,r}}=(\lambda/4\pi d^{\mathrm{t,r}})^2$ 表示路径损耗，$d^{\mathrm{t,r}}$ 是发射天线与接收天线之间的距离，λ 是电磁波的频率，$k=2\pi/\lambda$ 是波数，ψ^{t} 和 ψ^{r} 分别是发射天线和接收天线的初始相位，由制造过程引起。

在式（18）中，考虑了天线的极化。此外，因子 $|\mathbf{E}^{\mathrm{r}}(\theta^{\mathrm{r}},\ \phi^{\mathrm{r}})^{T}\mathbf{M}_{\mathrm{d}}\mathbf{E}^{\mathrm{t}}(\theta^{\mathrm{t}},\ \phi^{\mathrm{t}})|$ 反映了发射天线与接收天线之间的极化失配。极化效率（或极化失配因子）的定义见文献 [12]。

C. 可重构智能表面路径模型

接下来，我们将式（18）扩展为描述可重构智能表面的信道模型。为简便起见，我们考虑仅存在一个入射波的情况。为便于理解，我们定义一些有用的符号。令 $(\theta^{\mathrm{x,\ y}},\ \phi^{\mathrm{x,\ y}})$ 表示从 x 指向 y 的向量的角度对，其中 $\mathrm{x}、\mathrm{y}\in\{\mathrm{t},\ \mathrm{r},\ \mathrm{ris}\}$。类似地，令 $d^{\mathrm{x,\ y}}$ 表示 x 与 y 之间的距离。值得注意的是，上标 $_{\mathrm{x}}$ 和 $_{\mathrm{y}}$ 的顺序会影响角度，但不会影响距离。

对于可重构智能表面的 AM（幅度调制），可重构智能表面接收的信号会受到极化效率的影响。为此，我们将可重构智能表面的极化响应定义为 $\mathbf{E}^{\mathrm{ris}}(\theta,\ \phi)\in\mathbb{C}^{2\times1}$。随后，信号经过 DPS，并由开路端反射。必须考虑反射系数 Γ 的相位相关衰减，这是由 DPS-O 的相长或相消干涉造成的。最后，信号被传送至接收机。

采用与式（18）类似的概念，信道系数 RIS的AM（幅度调制）可表述如下：

$$\begin{aligned}C^{\mathrm{ris}}_{\mathrm{am}}=&\sqrt{P^{\mathrm{t}}L^{\mathrm{ris,r}}L^{\mathrm{t,ris}}}\\ &\cdot\underbrace{\mathbf{E}^{\mathrm{r}}(\theta^{\mathrm{r,ris}},\phi^{\mathrm{r,ris}})^{T}\mathbf{M}_{\mathrm{d}}\mathbf{E}^{\mathrm{ris}}(\theta^{\mathrm{ris,r}},\phi^{\mathrm{ris,r}})}_{\mathrm{ris}\to\mathrm{r}}\\ &\cdot\Gamma\cdot\underbrace{\mathbf{E}^{\mathrm{ris}}(\theta^{\mathrm{ris,t}},\phi^{\mathrm{ris,t}})^{T}\mathbf{M}_{\mathrm{d}}\mathbf{E}^{\mathrm{t}}(\theta^{\mathrm{t,ris}},\phi^{\mathrm{t,ris}})}_{\mathrm{t}\to\mathrm{ris}}\\ &\cdot e^{-j[\psi^{\mathrm{t}}+\psi^{\mathrm{r}}+\psi^{\mathrm{ris}}+k(d^{\mathrm{ris,r}}+d^{\mathrm{t,ris}})]},\end{aligned} \tag{19}$$

其中，ψ^{ris} 是来自RIS单元天线的初始相位，$L^{\mathrm{t,\ ris}}=(\lambda/4\pi d^{\mathrm{t,\ ris}})^2$ 和 $L^{\mathrm{ris,\ r}}=(\lambda/4\pi d^{\mathrm{ris,\ r}})^2$ 分别是从发射天线到可重构智能表面，以及从可重构智能表面到接收天线的路径损耗。在（19）中，与可重构智能表面的AM（幅度调制）相对应的极化变换可表示为

$$\mathbf{M}_{\mathrm{am}}=\Gamma\cdot\mathbf{E}^{\mathrm{ris}}(\theta^{\mathrm{ris,r}},\phi^{\mathrm{ris,r}})\mathbf{E}^{\mathrm{ris}}(\theta^{\mathrm{ris,t}},\phi^{\mathrm{ris,t}})^{T}. \tag{20}$$

利用上述表达式，可将（19）表示为

$$\begin{aligned}C^{\mathrm{ris}}_{\mathrm{am}}=&\sqrt{P^{\mathrm{t}}L^{\mathrm{ris,r}}L^{\mathrm{t,ris}}}\\ &\cdot\mathbf{E}^{\mathrm{r}}(\theta^{\mathrm{r,ris}},\phi^{\mathrm{r,ris}})^{T}\mathbf{M}_{\mathrm{d}}\mathbf{M}_{\mathrm{am}}\mathbf{M}_{\mathrm{d}}\mathbf{E}^{\mathrm{t}}(\theta^{\mathrm{t,ris}},\phi^{\mathrm{t,ris}})\\ &\cdot e^{-j[\psi^{\mathrm{t}}+\psi^{\mathrm{r}}+\psi^{\mathrm{ris}}+k(d^{\mathrm{ris,r}}+d^{\mathrm{t,ris}})]}.\end{aligned} \tag{21}$$

为了对可重构智能表面的SM进行建模，我们分别引入散射波和反射波的极化变换[10]:

$$\mathbf{M}_{\mathrm{sca}}=\begin{bmatrix}S^{\mathrm{VV}} & S^{\mathrm{VH}}\\ S^{\mathrm{HV}} & S^{\mathrm{HH}}\end{bmatrix},\quad \mathbf{M}_{\mathrm{ref}}=\begin{bmatrix}R^{\perp} & 0\\ 0 & R^{\parallel}\end{bmatrix}, \tag{22}$$

其中，这些参数是板尺寸以及入射波、散射波和反射波角度的函数。我们不提供这些参数的详细表达式，但读者可参考 [10] 以获取更多信息。

由于（22）中假设的形状近似、材料参数近似以及对边缘效应的忽略，需要使用一些调谐系数。因此，与可重构智能表面的SM相对应的极化变换可表示为

$$\mathbf{M}_{\mathrm{sm}}=c_{\mathrm{s}}\mathbf{M}_{\mathrm{sca}}+c_{\mathrm{r}}\mathbf{M}_{\mathrm{ref}}, \tag{23}$$

其中，c_{s} 和 c_{r} 分别为散射场和反射场的调谐系数。

与可重构智能表面的金属材料相对应的信道系数为:

$$\begin{aligned}C^{\mathrm{ris}}_{\mathrm{sm}}=&\sqrt{P^{\mathrm{t}}L^{\mathrm{ris,r}}L^{\mathrm{t,ris}}}\\ &\cdot\mathbf{E}^{\mathrm{r}}(\theta^{\mathrm{r,ris}},\phi^{\mathrm{r,ris}})^{T}\mathbf{M}_{\mathrm{d}}\mathbf{M}_{\mathrm{sm}}\mathbf{M}_{\mathrm{d}}\mathbf{E}^{\mathrm{t}}(\theta^{\mathrm{t,ris}},\phi^{\mathrm{t,ris}})\\ &\cdot e^{-j[\psi^{\mathrm{t}}+\psi^{\mathrm{r}}+k(d^{\mathrm{ris,r}}+d^{\mathrm{t,ris}})]}.\end{aligned} \tag{24}$$

需要注意的是，(20) 中 DPS-O 对Γ 的影响可以控制 (21) 中的 $C^{\mathrm{ris}}_{\mathrm{am}}$，但无法控制 (24) 中的 $C^{\mathrm{ris}}_{\mathrm{sm}}$。大多数文献通过对反射系数$\Gamma$

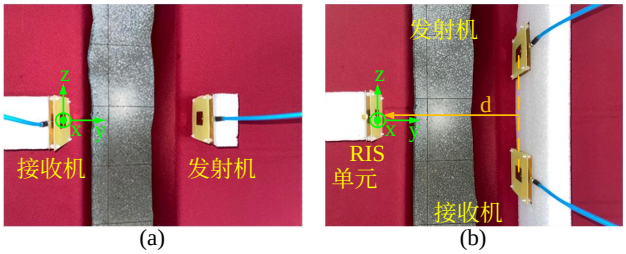

图4. 无或有RIS单元时的发射天线与接收天线场景实验设置：（a）无RIS单元；（b）有RIS单元。

乘以 $C_{\mathrm{sm}}^{\mathrm{ris}}$来对可重构智能表面贡献的信号进行建模。然而，这种模型并不正确，因为它忽略了天线产生的电磁场，即天线中的电流分布。

结合式（18）、（21）和（24），LoS情况下RIS单元的整体信道模型可表示为:

$$C_{\mathrm{element}} = C^{\mathrm{t,r}} + C_{\mathrm{am}}^{\mathrm{ris}} + C_{\mathrm{sm}}^{\mathrm{ris}}, \tag{25}$$

其中，第一项由视距分量贡献，其余项由可重构智能表面贡献。天线响应可通过在电波暗室中测量直接确定，这一过程通常称为天线校准。值得注意的是，由于天线校准时并未忽略天线对角线上的相位和幅度变化，因此，对于此信道模型，发射机、接收机与可重构智能表面之间的适用距离只需大于单根天线的夫琅禾费距离，而非完整天线阵列的夫琅禾费距离[41]。因此，所提出的信道模型也适用于阵列的近场波束成形。

D. 验证

为验证所提出信道模型中的极化转换，我们开展了一系列实验和仿真。实验场景如图4所示。我们使用VNA测量增益损耗，其定义为接收功率与发射功率之比。垂直极化和水平极化的原始辐射方向图$\mathbf{E}^{\mathrm{V}}$ 和$\mathbf{E}^{\mathrm{H}}$分别在电波暗室中测得，如图3(c)和(d)所示。由于垂直极化和水平极化由天线增益和效率描述，因此无需将其纳入式（18）、（19）和（24）。对于图3(a)所示的贴片天线设置，接收信号质量主要由垂直极化决定。因此，通过检查图3中天线相对于参考轴的方向，我们可以大致判断天线之间的极化是否匹配。

我们首先验证了所提出的信道模型（18）中发射天线与接收天线之间的极化变换，如图 4(a) 所示。接收天线分别沿 x 轴、y轴或 z轴旋转。图 5 所示的增益损耗仿真结果与测量结果高度吻合，从而验证了该模型的准确性

信道模型（18）。增益损耗随天线旋转而变化。当天线沿 y 轴旋转 90 度时，由于极化

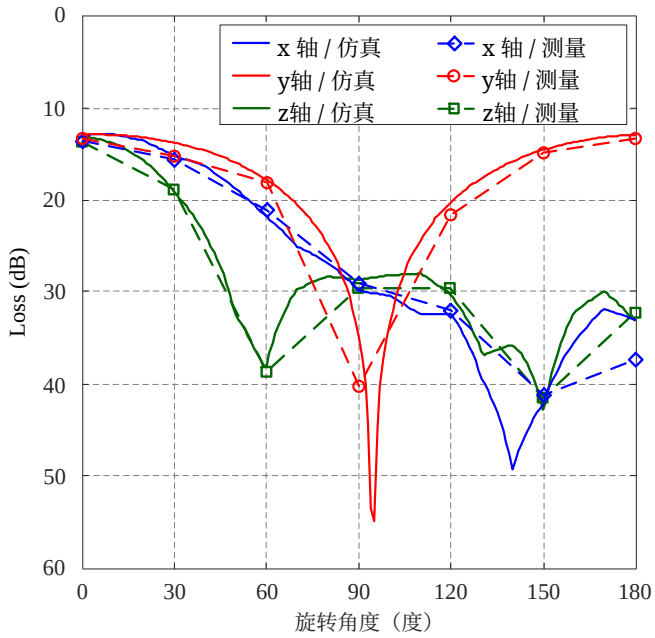

图 5. 与图 4(a) 对应的接收天线旋转。

发射天线与接收天线之间的失配。这些结果说明了考虑天线间极化效率的重要性。

在前一个实验中，我们验证了信道模型中的视距分量。接下来，我们测试了信道模型（25）中的另外两个由可重构智能表面贡献的项。在本实验中，我们将发射机和接收机朝向同一方向放置，以减少（25）中的视距分量$C^{\mathrm{t,\ r}}$。场景如图4(b)所示。为简化分析，我们直接在天线上使用开路端或50欧姆端接，而不连接DPS。我们分析了RIS单元与发射天线和接收天线中间位置之间的不同距离。我们测试了三种情况，包括尺寸相同的金属板、带有50欧姆端接的可重构智能表面，以及带有开路端的可重构智能表面。当天线背面朝向中间位置时，即沿x 轴旋转180度，结果如图6(a)所示。

一方面，由于可重构智能表面无法通过50欧姆端接辐射注入信号，其 $\Gamma_{\mathrm{end}} = 0$、信道模型与同尺寸金属板的信道模型相同，并且信道系数 $C_{\mathrm{am}}^{\mathrm{ris}} = 0$ 在（25）式中。另一方面，由于天线背面的辐射方向图较弱，信道系数 $C_{\mathrm{am}}^{\mathrm{ris}}$ 在（25）式中较小。因此，三种情况下的损耗几乎相同。基于（25）式的仿真结果与测量结果高度吻合。

此外，我们分析了天线正面朝向中间位置的场景，结果如图 6(b) 所示。贴片天线由两块金属板组成：第一层为辐射金属图形，第二层为接地板；辐射金属图形的尺寸取决于工作频段。一些入射波能够穿过前层的高损耗FR-4材料，到达第二层的整体金属板，从而导致较弱的

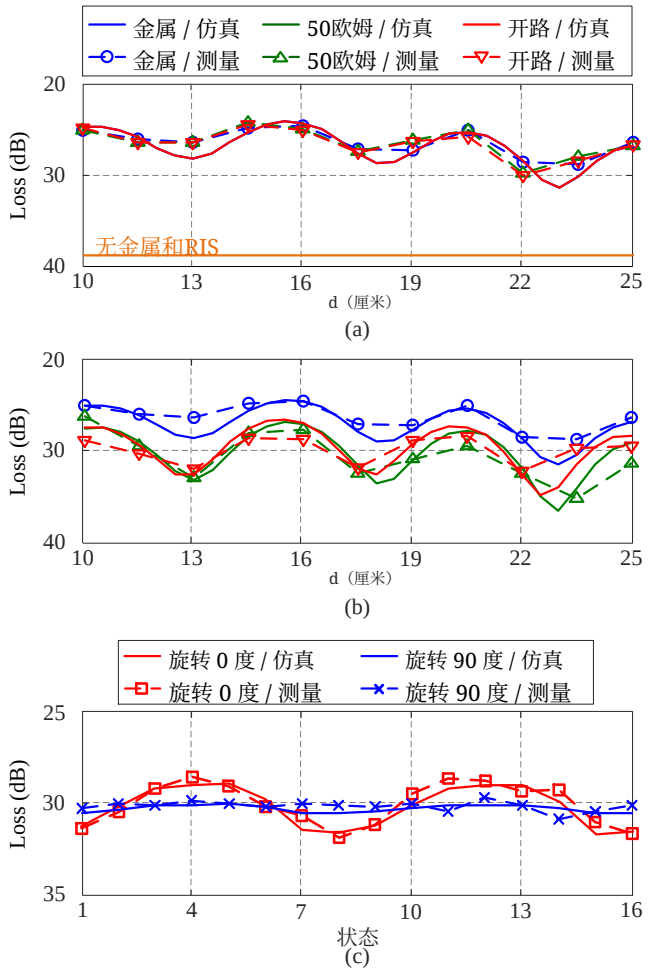

图6. 当受试者的（a）背部或（b）正面朝向发射天线和接收天线的中间位置时，与图4(b)对应的金属板或RIS单元的位置。（c）对于不同的极化方向，带有DPS的RIS单元替代图4(b)中的RIS单元。

传播波的能量。RIS的 SM由入射波和微弱的传播波决定，因此其能量低于同尺寸金属板直接利用的能量。因此，带有50欧姆端接的 RIS 的损耗大于同尺寸金属板的损耗，这验证了 $C_{\mathrm{sm}}^{\mathrm{ris}}$的存在。随着距离增加，带有开路端和50欧姆端接的RIS 的损耗逐渐分离，因为 RIS 的AM（幅度调制）传播角变得越来越接近贴片天线的主瓣。这一观察表明，额外信号来自 $C_{\mathrm{am}}^{\mathrm{ris}}$。

接下来，我们将图4(b)中 $d = 25$ 处的RIS单元替换为图1中带有DPS-O的RIS单元。当RIS单元沿y轴旋转0度或90度时，我们考虑了所有DPS状态，结果如图6(c)所示。[1] 当旋转角度为0度时，发射天线、接收天线和RIS天线之间的极化相匹配。因此，不同的DPS状态可以通过相长或相消干涉控制接收信号。然而，当旋转角度为90度时，天-

[1]图6(c)的源代码可在GitHub上获取：https://github.com/icefreeman123/Matlab_RIS_ChannelModel。

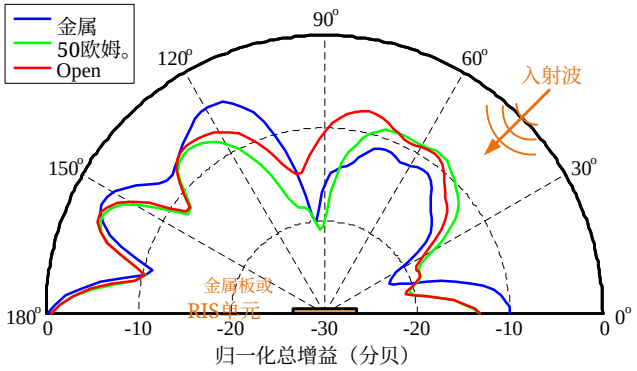

图7. 金属板或RIS单元的仿真辐射方向图。

nas 与可重构智能表面的天线不匹配，因此不会出现干扰现象。这些观察结果证实了在可重构智能表面场景中考虑极化效率的必要性，并验证了第II-A节中的DPS-O 模型以及第 II-E 节中考虑可重构智能表面极化的信道模型。

为验证所提出的RIS单元信道模型，我们使用ANSYS HFSS有限元边界积分（FE-BI）绘制了如图7所示的辐射方向图。采用以45度角发射电磁波的贴片天线作为发射天线，并将一个尺寸相同的金属板或RIS单元放置在半圆的中心。仿真的辐射方向图表示在半圆周围不同位置测得的功率，角度范围为0至180度。结果表明，金属板与带有50欧姆端接的RIS单元的辐射方向图相似，反射角约为135度，除反射角外的其他角度均存在散射场。这是因为带有50欧姆端接的RIS单元无法重新发射注入信号。另一方面，将开路端RIS单元与带有50欧姆端接的RIS单元进行比较可以发现，两种方向图的差异仅出现在约90度处，该处是天线的主瓣。该结果验证了信号被注入天线并由RIS重新发射。

IV. 盲控制算法

在建立单个RIS单元的信道模型后，我们将其扩展到RIS阵列。阵列中天线的一般设计方式是使它们彼此保持足够的距离，以避免耦合，因此我们假设互耦效应可以忽略不计。在视距场景中，RIS阵列的信道模型是所有 N_{ris} RIS单元之和，可表示如下：

$$C_{\mathrm{array}} = C^{\mathrm{t,r}} + \sum_{n=1}^{N_{\mathrm{ris}}} \left(C_{\mathrm{am},n}^{\mathrm{ris}} + C_{\mathrm{sm},n}^{\mathrm{ris}} \right), \tag{26}$$

其中，$C_{\mathrm{am},\ n}^{\mathrm{ris}}$ 是第 n个RIS单元的AM（幅度调制），$C_{\mathrm{sm},\ n}^{\mathrm{ris}}$ 是第 n 个RIS单元的AM（幅度调制）。由于制造工艺的影响，RIS单元的初始相位可能并不相同。然而，这些相位可以视为额外的固定、】

【

需要由DPS补偿的相位。尽管相同的DPS状态组合在仿真和测量中可能产生不同C_{array}，但其趋势相似。因此，通过对所有DPS状态组合采用穷举搜索方法，我们可以解释为什么信道模型of aRIS阵列(26)是正确的，正如第V-B节所讨论的。

为了更好地理解式（26）中的可重构智能表面信道模型的特性，我们提出了一种适用于所有DPS状态的控制算法。由于依赖精确信道信息的控制算法有许多修改要求和额外成本 [14], ，因此不依赖信道信息的盲方法十分重要。

算法 1： 盲贪心算法

输入： $\mathbf{B}_{\text{codebook}}$, $\mathbf{B}_{bit}$, N_{ris}, N_{bit}, T_{r}, T_{g}。
初始化： $\mathbf{B}_{\text{r}} \leftarrow \mathbf{0}_{N_{\text{ris}} \times N_{\text{比特}}}$, $\mathbf{B}^{\text{tmp}} \leftarrow \mathbf{0}_{N_{\text{ris}} \times N_{\text{比特}}}$。
随机最大值采样：
(1) 获取$\mathbf{B}^{\text{tmp}}$下的接收信号质量 P。
对 $t_{\text{r}} = 1, .., T_{\text{r}}$ **执行**
  (2)生成 $\mathbf{B}^{\text{tmp}}$，从$\mathbf{B}_{\text{codebook}}$中均匀抽取。
  (3) 获取接收信号质量 P_{tmp}，使用 $\mathbf{B}^{\text{tmp}}$。
  (4)**如果** $P_{\text{tmp}} > P$ **然后**
    $P \leftarrow P_{\text{tmp}}$, $\mathbf{B}_{\text{r}} \leftarrow \mathbf{B}^{\text{tmp}}$.
(5) $\mathbf{B}_{\text{g}} \leftarrow \mathbf{B}_{\text{r}}$.
贪婪搜索：
对于 $t_{\text{g}} = 1, \ldots, T_{\text{g}}$ **do**
  对于 $n_{\text{ris}} = 1, .., N_{\text{ris}}$，**执行**
    (6) $\mathbf{B}_{\text{tmp}} \leftarrow \mathbf{B}_{\text{g}}$.
    对于 $m_{\text{bit}} = 1, .., 2^{N_{\text{bit}}}$，**执行**
      (7) n_{ris}第$\mathbf{B}^{\text{tmp}}$行 $\leftarrow m_{\text{bit}}$第$\mathbf{B}_{bit}$行。
      (8) 使用$\mathbf{B}^{\text{tmp}}$获取接收信号质量 P_{tmp}。
      (9)**如果** $P_{\text{tmp}} > P$ **则**
        $P \leftarrow P_{\text{tmp}}$, $\mathbf{B}_{\text{g}} \leftarrow \mathbf{B}^{\text{tmp}}$.
(10) $\mathbf{B} \leftarrow \mathbf{B}_{\text{g}}$.
输出： $\mathbf{B}$。

我们提出了一种基于贪心方法的盲算法，称为盲贪心（BG）算法。该算法旨在寻找所有DPS状态的最优组合，记为$\mathbf{B} = [\mathbf{b}_1, \cdots, \mathbf{b}_{N_{\text{ris}}}]^T$，其中每个$\mathbf{b}_{n_{\text{ris}}}$是第 n_{ris}个DPS的 N_{bit}位数字输入码。BG算法包括两个主要步骤：随机最大采样（RMS） [14]和贪婪搜索（GS）。RMS从穷举码本$\mathbf{B}_{\text{codebook}}$ 中均匀抽取样本，以获得用于贪心方法的更优初始起点$\mathbf{B}_{\text{r}}$。经过 T_{r} 次迭代后，RMS中的最佳$\mathbf{B}_{\text{r}}$ 被设为GS的初始起点$\mathbf{B}_{\text{g}}$。GS按照贪心方法，逐步从某个DPS的所有状态$\mathbf{B}_{\text{bit}}$中进行穷举抽取，并替换第 n_{ris}个DPS的状态。经过T_{g} 次迭代后，GS中的最佳$\mathbf{B}_{\text{g}}$ 被设为最终最优组合$\mathbf{B}$。

由于在整个搜索空间中进行均匀采样，RMS能够避免陷入局部最优组合。然而，在RMS过程中，接收信号质量可能会发生剧烈变化。相比之下，GS的接收信号质量变化平稳，且总体呈改善趋势。因此，BG算法将若干次RMS迭代与GS相结合。以获得粗略和精细的最优组合。BG算法的概述见算法1。

V. 实验、仿真与讨论 IONS

在式（26）中，我们提出了一种考虑可重构智能表面极化特性的新信道模型。来自可重构智能表面各单元的接收信号分为两类：$C^{\text{ris}}_{\text{am},n}$ 和$C^{\text{ris}}_{\text{sm},n_{\text{o}}}$。为分析该模型的特性，我们使用BG算法进行了一系列实验和仿真，相关内容将在以下小节中介绍。

A. 实验

我们的实验使用了一个 4×4 RIS阵列，如图8(a)所示。该阵列由16个RIS单元组成，如图1所示。发射机和接收机均使用与RIS单元上所用天线相同的贴片天线。通过使用VNA在3.5 GHz下测量增益损耗，确定BG算法的接收信号质量。我们在个人计算机上使用MATLAB实现BG算法，可重构智能表面控制器则采用基于Cyclone V SoC FPGA的DE10-Nano套件。控制器通过通用输入/输出（GPIO）引脚配置所有DPS。计算机与可重构智能表面控制器之间通过半双工蓝牙连接进行通信。计算机使用BG算法确定DPS的状态，可重构智能表面控制器处理来自计算机的指令，并设置RIS阵列上DPS的状态。

为在真实场景中评估（26），我们使用图8(a) 所示的 4×4 RIS阵列坐标系和位置。RIS阵列位于 (0,0,0) 米处，发射机位于 (0.8,0, 0) 米处，接收机位于 (0.8,0.2,0) 米处。发射机和接收机均沿负 x 轴方向，并与 RIS阵列具有相同的极化方向。

通过测试 DPS 的所有可能状态，我们可以通过比较仿真数据和测量数据的概率质量函数（pmf）来评估(26)。然而，总状态数为 $2^{N_{\text{bit}} \times N_{\text{ris}}}$，这会导致测量时间极长。因此，我们为每个 DPS 仅选择两种状态，得到 $2^{N_{\text{ris}}} = 65,536$ 个样本。具体而言，选择 DPS 的第 5 种和第 8 种状态，因为这两种状态的反射系数衰减相近，且相位差约为 180°。仿真数据和测量数据对应的概率质量函数如图 8(b) 所示。尽管两者存在一些差异，但其形状非常相似。仿真数据与测量数据存在差异的主要原因如下：首先，RIS 的 SM 仿真基于这样的假设：RIS阵列是由良导体构成的理想平面结构；而实际上，RIS阵列由两层组成，因此该假设并不完全成立。其次，RIS阵列的辐射方向图直接由多个 RIS单元构成，并且忽略了互耦效应。尽管存在这些局限性，(26) 中的模型仍得到了验证。

我们的实验还发现，最佳可重构智能表面状态下与未使用可重构智能表面时的增益差为 5.3 分贝，而两者之间的增益差为

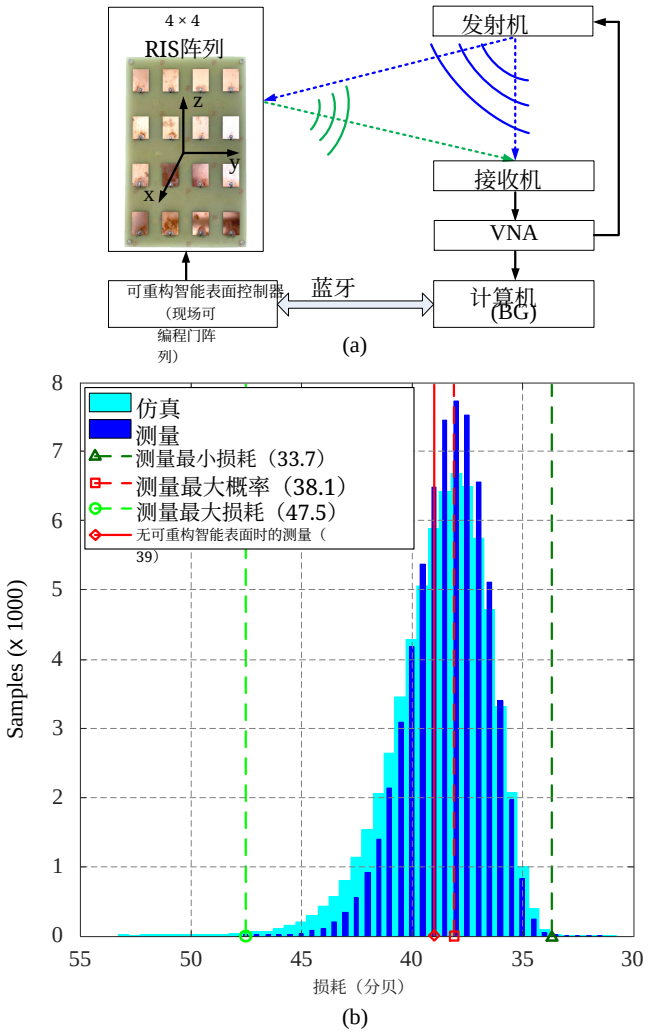

图 8. 使用 4×4 RIS阵列时，（a）实验设置的坐标系和框图，以及（b）穷举DPS状态的仿真数据和测量数据的概率质量函数。

最佳和最差可重构智能表面状态之间的差异为13.8分贝。这些差异表明，通过控制 DPS的状态，我们的可重构智能表面阵列能够显著改善接收信号质量。在相同的实验设置下，使用 BG算法时，我们可以实现34.9 分贝的损耗，这对应于所有可能状态中的前 0.67%。因此，BG算法是一种用于寻找 DPS 最优状态的高效算法。在接下来的仿真中，我们将使用 BG算法来分析（26）的特性。

B. 极化对*RIS*控制方法的影响

如图9所示，仿真设置与图8(a)中的实验设置类似，其中采用了 4×4 RIS阵列。首先，我们考察极化对接收机接收信号的影响。接收机的位置沿y轴以0.025 m为步长，从$(1.6,0.2,0)$移动至$(1.6,0.7,0)$。如图9(a)和(b)所示，接收机的位置保持不变或旋转，其中参考轴（红线）表示参考极化

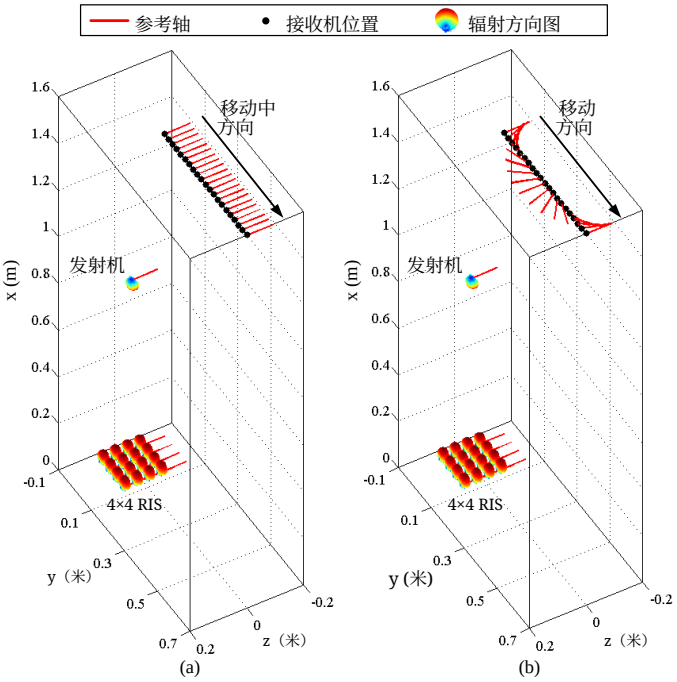

图 9. 在使用 4×4 RIS阵列的场景中，移动后的接收机（a）保持其方向不变，或（b）旋转其方向。

方向。所有天线均采用相同的贴片天线结构，贴片天线的辐射方向图如图3所示。

值得注意的是，尽管发射机与接收机之间存在视距路径，但由于这些到达角和离开角对应的辐射方向图增益较弱，路径损耗仍然非常大。因此，视距路径的路径损耗远大于经由RIS的路径损耗，使得视距路径的贡献可以忽略不计。因此，以下结果主要由RIS贡献。

与图 9(a)对应的结果如图 10(a)所示。在图 9(a)中，天线（即发射机、RIS和接收机）之间的极化相匹配，因为它们的参考轴方向相同。本文分析了三种RIS控制方法：BG算法、理想波束成形和DPS波束成形。理想波束成形方法根据视距路径与每个RIS单元路径之间的相位差，控制每个RIS单元的相位。理想波束成形方法可作为性能上界，但在实践中无法实现，因为它未考虑相位量化和相位相关衰减效应。然而，DPS波束成形方法基于理想波束成形，并根据所使用的DPS选择最接近的相位，同时考虑了相位相关衰减效应。正如预期，理想波束成形方法在图 10(a)中表现最佳。然而，由于忽略了相位相关衰减效应，DPS波束成形出现了显著性能下降，其表现不如BG算法。该结果表明，仅考虑相位对齐不足以实现最优性能。

在图 9(b)中，接收机在移动过程中每一步都会改变方向。接收机的天线放置在

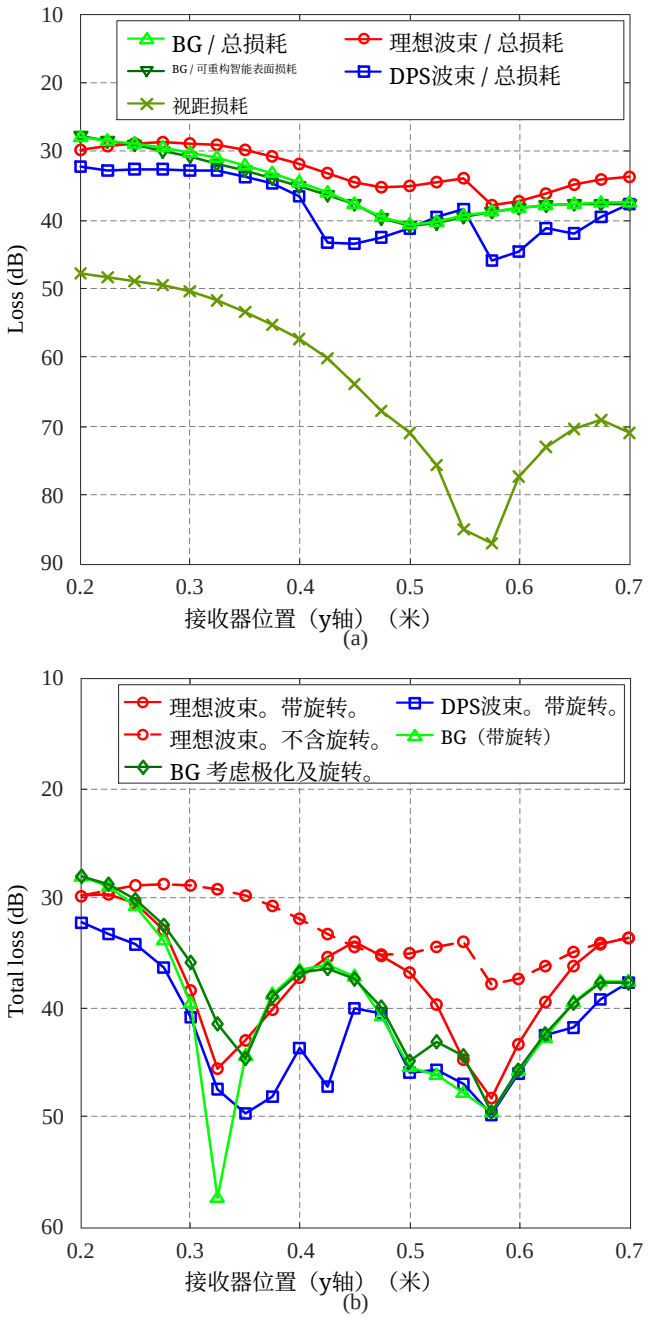

图 10. (a) 极化匹配和 (b) 极化失配的不同控制方法。

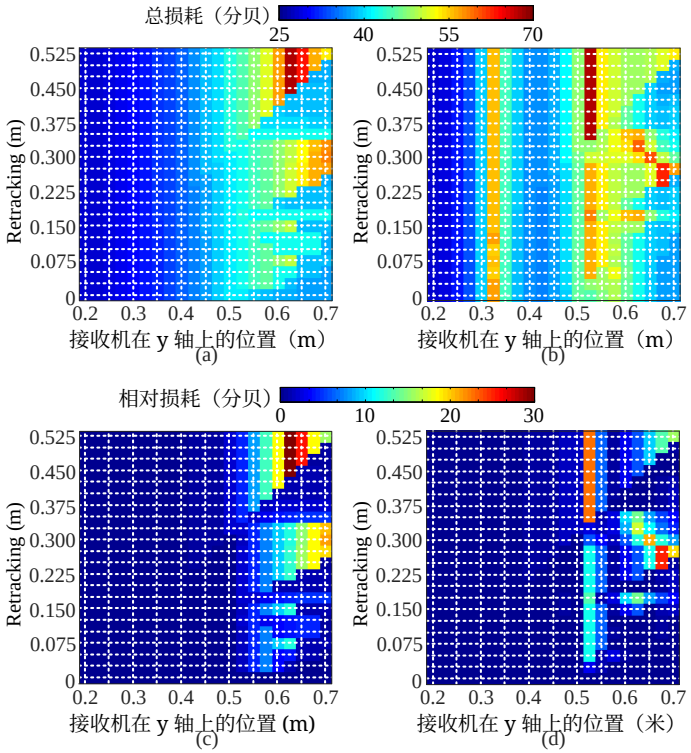

图11.采用BG算法的跟踪机制时，(a)极化匹配和(b)极化失配的总损耗，以及(c)极化匹配和(d)极化失配的相对损耗。

从上述仿真中，我们可以推断，如果可对RIS的极化进行控制，预期性能将得到改善。在 [42], 中提出了一种双端口结构，该结构利用天线的同一金属板实现双极化。通过使用这种结构，可以切换天线同一金属板上端口的位置，并在RIS单元上实现极化切换。通过纳入不同的极化方式和DPS状态，可以将BG算法扩展到这种情况。所考虑的极化方式为线性极化，分别具有0、45和90度旋转。相应结果也展示于图10(b)中。在约0.325m的位置，当接收机的参考轴与RIS正交时，不进行极化选择的BG算法得到最差结果。然而，通过选择RIS较优的AM，考虑极化选择的BG算法性能提升了约15分贝。该结果表明，控制极化方向是必要的。

yz 平面上，其参考轴绕 x 轴逆时针旋转。除参考轴旋转 180 度和 360 度时外，各天线之间的极化均不匹配。相应结果如图10(b)所示。对于理想波束成形，在开始、中间和结束时可以观察到三个峰值，因为这些位置的极化相匹配。与前一种情况类似，考虑实际 DPS 时，DPS波束成形并不总是优于 BG算法。结果再次表明，无论天线之间的极化是否匹配，仅考虑相位对齐都是不够的。

C. 通过跟踪机制控制*RIS*

现有的盲控制算法，如[14], 中所述，每次位置发生变化时都需要执行全搜索，导致其在实际应用中产生显著延迟。鉴于电磁波的分布在空间中是连续的，附近位置处所有DPS的状态的最优组合很可能相似。基于这一观察，我们提出了一种称为跟踪机制的新方法。该方法利用最新的最优组合激活BG算法的GS组件

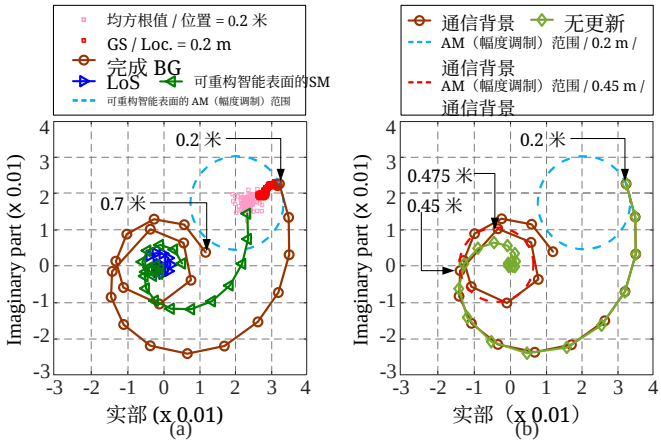

图 12. 在极化匹配的情况下，采用（a）完整 BG算法和（b）不更新时的信道系数，并与（a）进行比较。

$\mathbf{B}$，将其作为新位置的初始状态$\mathbf{B}_g$。通过仅激活GS组件，而不是完整的BG算法，可以缩短在新位置搜索最优状态所需的时间。

跟踪机制是缩短搜索最优状态所需时间的有效方法。然而，何时重新启用完整 BG算法是一个关键问题。为回答这一问题，我们分析了图 9 所示的场景，并分别在图 11（a）和（b）中绘制了图 9（a）和（b）所示情形的总损耗。横轴表示接收机的位置，纵轴表示跟踪机制的启用距离。请注意，接收机沿 y轴从 0.2m 移动至 0.7 m，移动距离为 0.5m。一方面，启用距离为零表示每到达一个新位置就重新启用完整 BG算法；与任何非零启用距离相比，这种情况的性能最佳。另一方面，启用距离为 0.525 m 表示在初始位置执行 BG算法后不再更新，因此性能最差。

为便于比较，我们还分别在图 11(c) 和 (d) 中绘制了图 11(a) 和 (b) 的相对性能损耗（相对于激活距离为零时的路径损耗）。结果发现，即使不进行跟踪（即激活距离为 0.525 m），当接收机位置在 0.2 至 0.5 m 之间时，相对性能损耗也小于 10 分贝。因此，在此范围内，跟踪机制并非特别关键。然而，当接收机位置大于 0.5 m 时，为避免相对损耗超过 10 分贝，跟踪机制的激活距离必须小于 0.225 m。

为进一步理解上述结果背后的原因，我们分析极化匹配情况下的信道系数。注意，在（26）式中，信道系数由三个部分组成：视距路径、可重构智能表面的 SM，以及可重构智能表面的 AM（幅度调制）。图 12(a) 中，我们用带圆形标记的棕色线表示采用完整 BG算法时接收机各位置对应的信道系数。此外，我们还分别用带右指三角形标记的蓝色线和带左指三角形标记的绿色线表示仅包含静态分量的部分信道系数，即视距路径和可重构智能表面的 SM。各位置静态分量之和称为静态中心点。在第一个位置，即 0。2 m 处，我们展示了完整 BG算法（包括 RMS 和 GS）过程中信道系数的轨迹。从图中可以看出，在 GS 过程中，信道系数是可重构智能表面的 AM（幅度调制）与静态分量之和发生相长干涉的结果，因此逐渐向右上方移动。在 RMS 过程中则可能发生相消干涉。我们可以通过静态中心点到最终信道系数（圆形标记）之间的距离，确定可控范围。由于相长干涉和相消干涉均发生在静态中心点附近，因此可以大致判断可控范围呈圆形。可控范围的半径由可重构智能表面的 AM（幅度调制）决定。

为了与图 12(a) 进行比较，我们现在考察未使用跟踪机制时的最差性能，其对应的信道系数在图 12(b) 中以带菱形标记的绿色线条表示。在接收机位置为 0.2 m 和 0.45,m 时，可以观察到两个显著现象。首先，随着接收机远离可重构智能表面的主瓣中心，对应于可重构智能表面 AM（幅度调制）的半径会减小。由于可控范围的半径不断减小，各 DPS 状态组合之间的差异也随之减小，因此跟踪机制可能很容易选出不合适的组合。其次，当接收机从 0.45 移动到 0.475 m 时，采用完整 BG算法所得的信道系数会显著变化。在大于 0.45m 的位置，未进行任何更新时的信道系数与采用完整 BG算法得到的结果明显不同。因此，必须降低跟踪机制的激活距离，以减轻对高跟踪能力的需求。由此可见，当可重构智能表面的 AM（幅度调制）主导信道系数时，基于电磁波空间连续性特性的跟踪能力远优于可重构智能表面的 SM 占主导的情况。在这种情况下，可重构智能表面的状态无需频繁更新。

VI. 结论

本文提出了一种新的RIS信道模型，该模型考虑了极化因素，并由RIS的AM（幅度调制）和SM组成。RIS的AM（幅度调制）基于与RIS金属板上的谐振长度相对应的天线谐振模式，而RIS的SM由RIS金属表面上的散射波和反射波组成。以往的研究尚未明确处理这两种效应，这限制了其实际应用。我们实现了一个 4×4 RIS阵列，以验证所提出的信道模型，并利用DPS控制RIS的AM（幅度调制）；在此过程中，我们通过为DPS建立模型，阐明了相位相关衰减产生的原因。我们还提出了BG算法，用于控制所提出的RIS信道模型，从而降低信道获取的复杂度。仿真结果表明，天线的极化、相位相关衰减和跟踪机制是控制算法需要考虑的重要因素。具体而言，所提出的跟踪机制可以显著减少搜索所需的时间

仅当可重构智能表面的 AM（幅度调制）强度占主导地位时，新位置处的最优状态才会出现。这些发现为基于可重构智能表面的通信系统的设计和优化提供了深刻见解。

参考文献

[1] Y. Yuan、D. Wu、Y. Huang 和 C.-L. I，“可重构智能表面中继：过往经验与成功策略”，《IEEE 通信杂志》，第 60 卷，第 12 期，第 117–123 页，2022 年 12 月。[2] J. Huang 等，“可重构智能表面：信道特征分析与建模”，《IEEE 会议录》，第 110 卷，第 9 期，第 1290–1311 页，2022 年 9 月。[3] Y. Yuan 等，“可重构智能表面研究与开发的最新进展”，《中兴通讯技术》，第 20 卷，第 1 期，第 3–13 页，2022 年 3 月。[4] E. Basar、I. Yildirim 和 F. Kilinc，“毫米波频段可重构智能表面的室内外物理信道建模与高效定位”，《IEEE 通信汇刊》，第 69 卷，第 12 期，第 8600–8611 页，2021 年 12 月。[5] J. Dang 等，“基于几何的随机信道模型及其在智能反射表面辅助无线通信中的应用”，《IET 通信》，第 15 卷，第 421–434 页，2021 年 2 月。[6] Y. Sun、C.-X. Wang、J. Huang 和 J. Wang，“采用具有实际相移的智能反射表面的 6G 无线系统三维非平稳信道模型”，《IEEE 认知通信与网络汇刊》，第 7 卷，第 2 期，第 496–510 页，2021 年 6 月。[7] Y. Liu 和 C. D. Sarris，“可重构智能表面通信信道的高效传播建模”，《IEEE 天线与无线传播快报》，第 21 卷，第 10 期，第 2120–2124 页，2022 年 10 月。[8] Y. Liu 和 C. D. Sarris，“基于有效复数雷达散射截面的可重构智能表面赋能链路传播建模”，TechRxiv，2022 年。 [在线]。可通过以下网址获取：https: //doi.org/ 10 36227 21552420 1 。/ techrxiv。{v X. Pei 等，[9]“RIS 辅助无线通信：原型设计、自适应波束成形及室内外现场测试”，《IEEE 通信汇刊》，第 69 卷，第 12 期，第 8627–8640 页，2021 年 12 月。[10] C. A. Balanis，《高级工程电磁学》，第 2 版。美国新泽西州霍博肯：Wiley，2012 年。[11] ¨O. ¨ Ozdogan、E. Bj¨ornson 和 E. G. Larsson，“智能反射表面：物理原理、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。[12] C. A. Balanis，《天线理论：分析与设计》，第 3 版。美国纽约州纽约市：Wiley，2005 年。[13] K.-L. Wong、C.-Y. Tsai 和 J.-Y. Lu，“两个非对称镜像间隙耦合环形天线：未来智能手机八天线 MIMO 阵列的紧凑型构件”，《IEEE 天线与传播汇刊》，第 65 卷，第 4 期，第 1765–1778 页，2017 年 4 月。[14] S. Ren、K. Shen、Y. Zhang、X. Li、X. Chen 和 Z. -Q. Luo，“具有性能保证的智能反射表面配置：盲波束成形”，《IEEE 无线通信汇刊》（提前访问），2022 年 11 月。[15] M. Dunna、C. Zhang、D. Sievenpiper 和 D. Bharadia，“ScatterMIMO：利用智能表面实现虚拟 MIMO”，载于《第 26 届年度国际移动计算与网络会议论文集》，美国纽约，2020 年 4 月，第 1–14 页。[16] J. Rao 等，“一种用于宽角度无源波束成形的新型可重构智能表面”，《IEEE 微波理论与技术汇刊》，第 70 卷，第 12 期，第 5427–5439 页，2022 年 12 月。[17] K. K. Kishor 和 S. V. Hum，“一种放大型可重构反射阵天线”，《IEEE 天线与传播汇刊》，第 60 卷，第 1 期，第 197–205 页，2012 年 1 月。[18] A. Darvazehban、S. Ahdi Rezaeieh、A. Zamani 和 A. M. Abbosh，“用于人体躯干电磁成像的方向图可重构超表面天线”，《IEEE 天线与传播汇刊》，第 67 卷，第 8 期，第 5453–5462 页，2019 年 8 月。[19] A. Darvazehban、S. A. Rezaeieh 和 A. M. Abbosh，“用于人体躯干电磁扫描的可编程超表面天线”，《IEEE Access》，第 8 卷，第 166 801–166 812 页，2020 年 9 月。[20] Z. Zhang 等，“基于微波网络理论的可重构智能表面宏模型”，《IEEE 天线与传播汇刊》，第 70 卷，第 10 期，第 8707–8717 页，2022 年 10 月。

[21] K.-L. Wong 和 J.-Y. Lu，“用于智能手机 MIMO 操作的 3.6 GHz 10 天线阵列”，Microw. Opt. Technol. Lett.，第 57 卷，第 1699–1704 页，2015 年 7 月。[22] K.-L. Wong 和 J.-Y. Lu，“沿金属边框智能手机侧边的 2.4/5.2/5.8 GHz WLAN 小型窄开槽天线 ”，Microw. Opt. Technol. Lett.，第 58 卷，第 886–892 页，2016 年 4 月。[23] G. Perez-Palomino 等，“F 波段中带宽改进的液晶可重构反射阵单元设计与实验验证”，IEEE Trans. Antennas Propag.，第 61 卷，第 4 期，第 1704–1713 页，2013 年 4 月。[24] X. Li 等，“采用液晶的宽带电子扫描反射阵天线”，IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.，第 20 卷，第 3 期，第 396–400 页，2021 年 3 月。[25] R. Guirado、G. Perez-Palomino、M. Ferreras、E. Carrasco 和 M. Ca˜no- Garc´ıa，“液晶超表面的动态建模及其在缩短可重构时间方面的应用”，IEEE Trans. Antennas Propag.，第 70 卷，第 12 期，第 11 847–11 857 页，2022 年 12 月。[26] H. Kim、J. Kim 和 J. Oh，“通信：面向 6G FR3 和雷达应用的高孔径效率二维波束扫描液晶嵌入式反射阵天线新型系统化设计”，IEEE Trans. Antennas Propag.，第 70 卷，第 11 期，第 11 194–11 198 页，2022 年 11 月。[27] S. Abeywickrama、R. Zhang、Q. Wu 和 C. Yuen，“智能反射表面：实用相移模型与波束成形优化”，IEEE Trans. Commun.，第 68 卷，第 9 期，第 5849–5863 页，2020 年 9 月。[28] Y. Zhao、B. Clerckx 和 Z. Feng，“IRS 辅助 SWIPT：非线性能量采集器模型下的联合波形、主动和被动波束成形设计”，IEEE Trans. Commun.，第 70 卷，第 2 期，第 1345–1359 页，2022 年 2 月。[29] M. R. Camana、C. E. Garcia 和 I. Koo，“智能反射表面辅助 MISO SWIPT 系统中的速率分割多址”，IEEE Trans. Green Co mmun. Netw.，第 6 卷，第 4 期，第 2084–2099 页，2022 年 12 月。[30] B. O. Zhu、J. Zhao 和 Y. Feng，“具有全反射相位调谐功能的有源阻抗超表面”，Sci. Rep.，第 3 卷，第 1 期，第 3059–3064 页，2013 年 10 月。[31] S. Huang、Y. Ye、M. Xiao、H. V. Poor 和 M. Skoglund，“智能反射表面增强型无蜂窝网络的分布式波束成形设计”，IEEE Wireless Commun. Lett.，第 10 卷，第 3 期，第 673–677 页，2021 年 3 月。[32] Z. Zhang 和 L. Dai，“宽带可重构智能表面辅助无蜂窝网络的联合预编码框架”，IEEE Trans. Signal Process.，第 69 卷，第 4085–4101 页，2021 年 6 月。[33] Z. Wang、L. Tan、H. Yin、W. Kai、X. Pei 和 D. Gesbert，“可重构智能表面的接收功率模型及基于测量的验证”，载于第 22 届国际无线通信信号处理进展研讨会（SPAWC）论文集，意大利卢卡，2021 年 9 月，第 1–5 页。[34] H.-S. Lee 和 B.-W. Min，“用于高功率及相位压缩点的 W 波段 CMOS 4 位相移器”，IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs，第 62 卷，第 1 期，第 1–5 页，2015 年 1 月。[35] D. M. Pozar，《微波工程》。美国新泽西州霍博肯：Wiley，2012 年。[36] R. C. Hansen，“天线作为散射体与辐射体时的关系”，Proc. IEEE，第 77 卷，第 5 期，第 659–662 页，1989 年 5 月。[37] L. Gan、W. Jiang、Q. Chen、X. Li 和 Z. Zhou，“法布里-珀罗天线带内 RCS 的分析与降低”，IEEE Access，第 8 卷，第 146 697–146 706 页，2020 年 8 月。[38] Z. Zhang 等，“有源可重构智能表面与无源可重构智能表面：哪一种将在 6G 中胜出？ ”，IEEE Trans. Commun.（提前出版），2022 年 12 月。[39] S. Jaeckel、K. Borner、L. Thiele 和 V. Jungnickel，“用于三维空间信道模型的几何极化旋转模型”，IEEE Trans. Antennas Propag.，第 60 卷，第 12 期，第 5966–5977 页，2012 年 12 月。[40] S. Jaeckel、L. Raschkowski、K. B¨orner 和 L. Thiele，“QuaDRiGa：一种具有时间演进特性的三维多小区信道模型，可用于虚拟现场试验”，IEEE Trans. Antennas Propag.，第 62 卷，第 6 期，第 3242–3256 页，2014 年 6 月。[41] E. Bj¨ornson、 ¨O. T. Demir 和 L. Sanguinetti，“阵列和可重构智能表面近场波束成形入门”，载于 Asilomar 信号、系统与计算会议论文集，美国加利福尼亚州太平洋丛林，2021 年 10 月，第 105–112 页。

[42] H. Nawaz 和 I. Tekin，“用于有源天线和带内全双工应用的三种双极化 2.4 GHz 微带贴片天线”，载于 第 *16* 届地中海微波研讨会（*MMS*）论文集，阿布扎比，阿拉伯联合酋长国，2016 年 11 月，第 1–4 页。