

室内热点场景多频段 RIS 辅助 MIMO 通信信道测量与建模



Channel Modeling and Measurement for RIS-Assisted MIMO Communication in InH Scenario

王子昂/WANG Ziang, 桑健/SANG Jian, 李潇/LI Xiao,
王海明/WANG Haiming

(东南大学, 中国南京 210096)
(Southeast University, Nanjing 210096, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403008

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240619.0934.004.html>

网络出版日期: 2024-06-19

收稿日期: 2024-04-20

摘要: 对 Sub-6 GHz 频段和毫米波频段可重构智能超表面 (RIS) 辅助多输入多输出 (MIMO) 通信信道进行了室内热点 (InH) 场景下的信道测量。基于上述信道测量结果, 研究了 RIS 辅助通信信道修正浮动截距 (FI) 模型, 并对模型的准确性以及参数特性进行了验证。对 RIS 辅助通信信道在多频段的传播特性进行了分析, 包括路径损耗增益、路径损耗因子 (PLE)、时间色散等。上述信道测量和建模结果将为 RIS 辅助通信系统的实际应用奠定基础。

关键词: RIS; 信道测量; 信道建模; Sub-6 GHz; 毫米波

Abstract: The channel measurements and modeling are conducted for reconfigurable intelligent surface (RIS)-assisted multiple-input multiple-output (MIMO) communications in an indoor hotspots (InH) scenario at the Sub-6 GHz band and millimeter wave band. Based on the channel measurement results, the modified floating-intercept (FI) path loss model for RIS-assisted wireless communication is investigated, whose accuracy and parameter properties are verified. Moreover, the propagation characteristics for RIS-assisted channels, including path loss gain, path loss exponent (PLE), time dispersion, etc., are analyzed at the multi-frequency band. These channel measurements and modeling results would lay the foundation for future applications of RIS-assisted communication systems in practice.

Keywords: RIS; channel measurement; channel model; Sub-6 GHz; millimeter wave

引用格式: 王子昂, 桑健, 李潇, 等. 室内热点场景多频段 RIS 辅助 MIMO 通信信道测量与建模 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 43-51. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403008

Citation: WANG Z A, SANG J, LI X, et al. Channel modeling and measurement for RIS-assisted MIMO communication in InH scenario [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 43-51. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403008

近年来, 可重构智能超表面 (RIS) 已成为 6G 的一种极具应用潜力的赋能技术。它能够通过低成本、低功耗的近无源反射单元智能地操纵电磁波, 从而实现智能地控制传播环境, 以提高成本效率、能量效率和频谱效率, 被视为新兴“智能无线电环境”范式的推动者^[1]。具体来说, RIS 是一种由大量亚波长尺寸单元组成的超表面, 每个单元由导电印刷贴片组成, 单元尺寸与工作频率成比例。由于单元中嵌入了可调谐负载 (如 PIN 二极管或变容二极管等), 因此

可以通过控制每个单元的电压, 智能地重新配置其反射系数 (如振幅、相位、极化等)^[2]。这些单元使 RIS 具有改变入射信号相位响应和振幅响应的能力, 并使反射信号向所需的方向进行广播或波束成形。同时, RIS 为塑造无线信道引入了新的自由度, 并被视为多种应用的推动者。由于能以高能量效率反射信号^[3], 提供额外的信号传播路径, 增强或减弱特定方向的信号强度等, RIS 在覆盖增强^[4-5]、辅助无线传输^[6]、环境感知和定位、安全通信^[7]等方面极具应用前景^[8]。

基于上述优势, RIS 辅助的无线通信受到广泛关注, 学术界和工业界对其开展了深入研究。其中一个重要的研究问题是简单易用且准确的信道模型, 这是进行链路预算分析、RIS 辅助无线通信系统性能限评估以及优化设计的基础。然

基金项目: 国家自然科学基金项目 (62231009), 江苏省自然科学基金项目 (BK20211511)

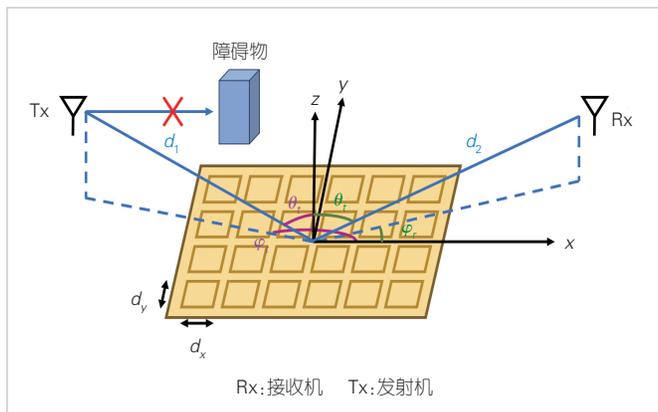
而，现有研究大多沿用无 RIS 场景下的已有模型或对其进行理论建模。在新兴通信场景下，基于实际测量的多频段 RIS 辅助无线通信信道进行建模则鲜有报道，相关工作具有重要的理论和实际意义。

因此，本文中我们研究了 RIS 辅助无线通信信道测量与建模，着重研究了路径损耗模型。考虑到 Sub-6 GHz 频段在 5G 中的广泛应用^[9]以及毫米波频段在 6G 中的潜在应用^[10]，我们在室内热点 (InH) 场景下对上述频段进行了 RIS 辅助多输入多输出 (MIMO) 通信信道测量。针对该场景下的每个频段，我们测量了 3 种传播模式，分别为 RIS 智能反射、RIS 镜面反射以及无 RIS 模式。进而，使用测量得到的信道数据拟合了修正的浮动截距 (FI) 路径损耗模型，验证了该模型的准确性。在此基础上从路径损耗增益、路径损耗因子 (PLE)、时间色散参数等多个角度分析了 RIS 辅助通信信道在不同模式和不同频段下的特性，进一步解释了 RIS 智能控制传播环境的能力。

1 RIS 辅助无线信道路径损耗模型

文献[11]综合考虑了物理因素和电磁因素，推导了 RIS 辅助无线通信自由空间路径损耗模型，并通过在微波暗室中进行测量验证了该模型的准确性。文献[12]对文献[11]中的模型进行了完善，明确给出了发射/接收天线和 RIS 单元的辐射方向图表达式。同时，对单个 RIS 单元的散射性能、功率以及面积进行了分析，并进行了 RIS 辅助无线通信的测量，验证了该模型的准确性。

考虑一个通用的 RIS 辅助无线通信系统，如图 1 所示。发射机 (Tx) 与接收机 (Rx) 之间的视距路径链路 (LoS) 被障碍物阻挡。Tx 通过具有增益为 G_t 的天线向 RIS 发射功率为 P_t 的信号，信号经由 RIS 反射后被具有增益为 G_r 的天线的 Rx 接收，接收信号功率为 P_r 。RIS 位于笛卡尔坐标系的 x - o -



▲图1 可重构智能超表面辅助无线通信系统示意图

y 平面中，RIS 的几何中心与坐标系的原点对齐。RIS 的每行包含 M 个单元，每列包含 N 个单元，共有 $N \times M$ 个单元。每个单元沿 x 轴的大小为 d_x ，沿 y 轴的大小为 d_y ，它们通常具有在 $\lambda/10$ 到 $\lambda/2$ 范围内的亚波长尺寸。 $U_{n,m}$ 表示第 n 行第 m 列中反射系数为 $\Gamma_{n,m}$ 的单元，所有单元的反射系数具有相同的幅度 A 与可编程的相位 $\phi_{n,m}$ ，即 $\Gamma_{n,m} = Ae^{j\phi_{n,m}}$ 。我们使用符号 d_1 、 d_2 、 θ_i 、 φ_i 、 θ_r 和 φ_r 分别表示 Tx 到 RIS 中心之间的距离，Rx 到 RIS 中心之间的距离，RIS 中心到发射机的俯仰角和方位角，RIS 中心到接收机的俯仰角和方位角。

在上述场景下，文献[12]提出了 RIS 辅助无线通信自由空间路径损耗模型，其表达式为：

$$PL = \frac{P_t}{P_r} = \frac{16\pi^2(d_1 d_2)^2}{G_t G_r (M N d_x d_y)^2 \cos(\theta_i) \cos(\theta_r) A^2} \quad (1)$$

假设单元 $U_{n,m}$ 反射系数的相位 $\phi_{n,m}$ 是连续的，那么在这种情况下， $\phi_{n,m}$ 的设计为：

$$\phi_{n,m} = \text{mod} \left(\frac{2\pi}{\lambda} \left((\sin(\theta_i) \cos(\varphi_i) + \sin(\theta_r) \cos(\varphi_r)) \left(m - \frac{M+1}{2} \right) d_x + (\sin(\theta_i) \sin(\varphi_i) + \sin(\theta_r) \sin(\varphi_r)) \left(n - \frac{N+1}{2} \right) d_y \right), 2\pi \right), \quad (2)$$

其中，mod 是取模值操作， λ 是 RIS 辅助通信系统工作频率对应的波长。

从公式 (1) 可以看出，当 Tx 天线、Rx 天线与 RIS 被配置好后， G_t 、 G_r 、 M 、 N 、 d_x 、 d_y 与 A 均为固定值，RIS 辅助无线通信在自由空间中的路径损耗与 Tx 到 RIS 中心之间的距离 d_1 、Rx 到 RIS 中心之间的距离 d_2 、RIS 中心到发射机的俯仰角 θ_i 以及 RIS 中心到接收机的俯仰角 θ_r 有关。

文献[13]基于公式 (1) 的自由空间路径损耗模型，对传统 FI 模型进行了修正，提出了适用于 RIS 辅助通信信道的修正 FI 模型，将 RIS 辅助通信信道模型推广到了一般场景，并通过多场景下的信道测量验证了相应模型。

从公式 (1) 中可以看出，在自由空间中， d_1 与 d_2 上的 PLE 为 2， $\cos(\theta_i)$ 与 $\cos(\theta_r)$ 上的 PLE 为 -1。因此，文献[13]给出了修正的 FI 模型，如公式 (3) 所示：

$$PL_{FI}^{RIS}(d_1, d_2, \theta_i, \theta_r) = \alpha + 10\beta_1 \log_{10}(d_1) + 10\beta_2 \log_{10}(d_2) - 10\lambda_1 \log_{10}(\cos(\theta_i)) - 10\lambda_2 \log_{10}(\cos(\theta_r)) + X_{\sigma}^{FI} \quad (3)$$

在公式 (3) 中， β_1 和 β_2 是距离 d_1 和 d_2 相应的 PLE， λ_1 和 λ_2 是角度 θ_i 和 θ_r 相应的 PLE， α 表示与路径损耗偏移值相

关的截距参数, X_{σ}^{FI} 表示 FI 模型的阴影衰落因子 (SF), 这里建模为高斯分布 $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ 。

公式 (3) 的修正 FI 模型将公式 (1) 的自由空间路径损耗模型做了一般化的推广, 使其应用场景不再局限于自由空间。对于实际测量得到的信道数据, 可以通过拟合修正 FI 模型的 PLE 参数与截距参数, 得到更加准确的信道路径损耗模型。

2 信道测量系统

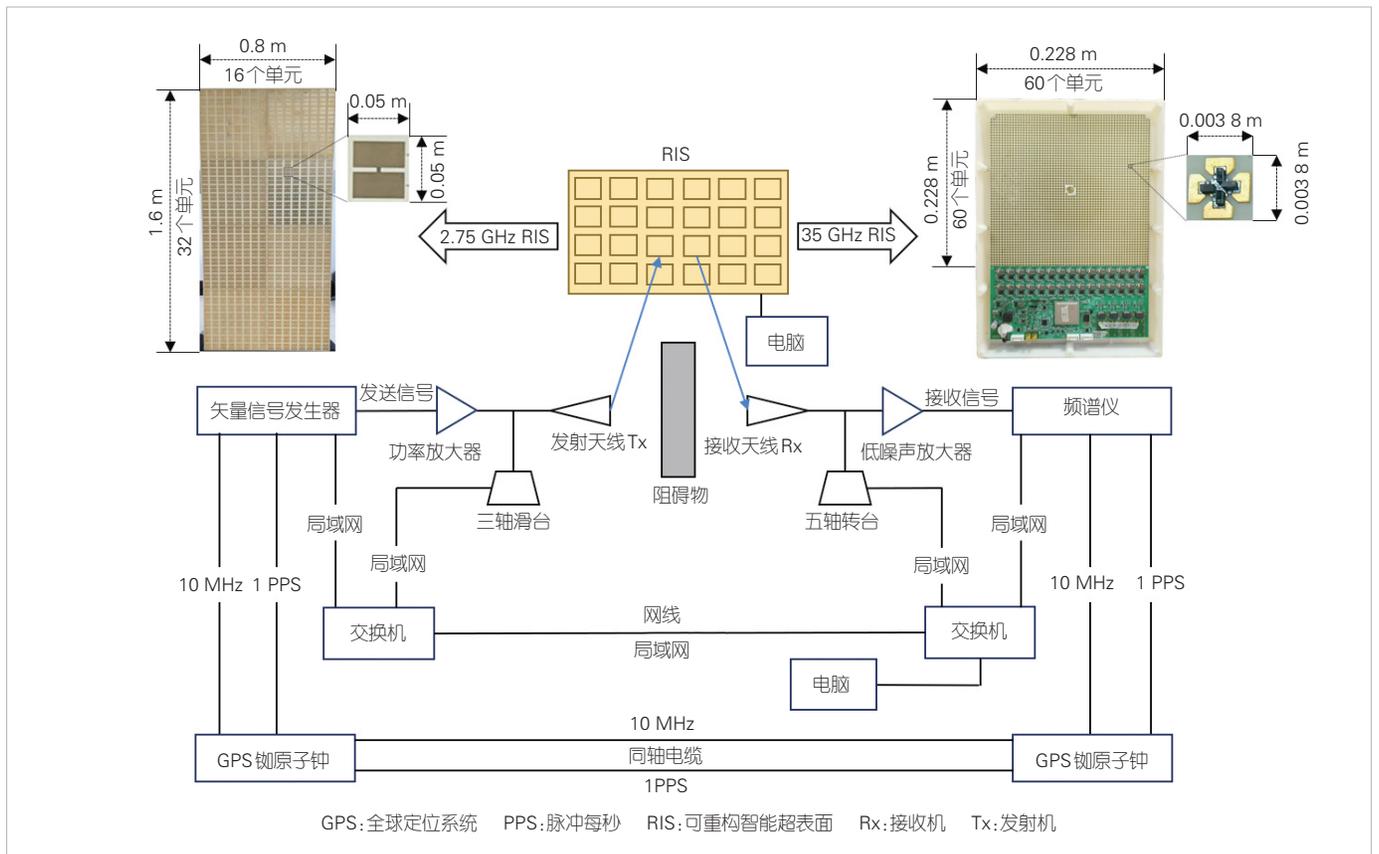
RIS 辅助 MIMO 通信信道测量系统框图如图 2 所示。测量系统主要分为发射端、接收端和 RIS 3 个部分。发射端与接收端中所有可编程部分均通过收发两端的交换机经由网线连接于同一个局域网中, 电脑通过局域网发送 Matlab 脚本命令对测试系统收发两端进行控制。RIS 则与单独的电脑通过网线连接, 以完成对 RIS 的相位配置。

本文的测量系统对 Sub-6 GHz 频段和毫米波频段均适用。对于两个测量频段, 接收天线均选择增益为 0 dBi 的全向天线。Sub-6 GHz 频段的发射天线选择半功率波束宽度为 60° , 增益为 8.25 dBi 的喇叭天线; 毫米波频段的发射天线选择半功率波束宽度为 10° , 增益为 25.6 dBi 的喇叭天线。

程控三轴滑台与五轴转台在 Matlab 脚本命令的控制下, 通过移动发射天线与接收天线, 能够构建 8×4 虚拟 MIMO 收发天线阵列。此外, Sub-6 GHz 频段的测量信号中心频点为 2.75 GHz, 带宽为 100 MHz; 毫米波频段的测量信号中心频点为 35 GHz, 带宽为 300 MHz。

在发射端, 矢量信号发生器 R&S SMW200A 将经过同相/正交 (I/Q) 调制和上变频之后的载频信号通过射频电缆传输至功率放大器, 经放大后通过发射天线辐射至空间信道中。发送信号经过 RIS 镜面/智能反射, 或不经过 RIS 反射, 到达接收端。接收端的接收信号依次通过接收天线、低噪声放大器和射频电缆传输至频谱仪 R&S FSW50。频谱仪对接收信号进行下变频、滤波、模数转换, 随后在测量带宽内采集 4 096 个样点, 以 I/Q 接收序列的形式存储于存储器中, 并在接收到相应的 Matlab 脚本命令后通过局域网将 I/Q 数据传送至电脑。其中, 低噪声放大器对接收信号进行预先放大, 增加可分辨多径信号的数量, 从而改善系统的动态范围。

本文的测量采用全球定位系统 (GPS) 驯服铷钟的方式实现频率同步和时间同步。在发射机和接收机两端均配置有一台泰福特 HJ5418A-H GPS 标准铷原子钟, 矢量信号发生器和频谱仪分别通过两台 GPS 铷原子钟的高精度 10 MHz 输



▲图 2 RIS 辅助多输入多输出(MIMO)通信信道测量系统框图

出信号实现频率同步；两台 GPS 铷原子钟的另一端口可以同步输出 1 脉冲/s (PPS) 信号，利用该信号为矢量信号发生器和频谱仪提供信号发送/采集触发信号，从而实现系统收发两端的时间同步。

从图 2 还可以得到两个频段部署的 RIS 参数。2.75 GHz 频段部署的 RIS 由每列 32 个单元和每行 16 个单元组成，该 RIS 每个单元的尺寸为 0.05 m × 0.05 m。35 GHz 频段部署的 RIS 由每列 60 个单元和每行 60 个单元组成。该 RIS 每个单元的尺寸为 0.003 8 m × 0.003 8 m。两个 RIS 的每个单元由金属贴片和 PIN 二极管组成，它们的相位分辨率为 1 位，可以独立编程。

3 信道测量场景

为了研究 RIS 辅助 MIMO 通信在 InH 场景下的传播特性，本文中我们选择位于江苏省南京市无线谷 A3 楼二楼中庭和三楼阳台处的场景进行信道测量，测量场景实景图如图 3 (a) 所示，图 3 (b) 展示了测量系统中各组件的相对位置。从图 3 可以看出，Tx 位于三楼阳台，Rx 位于二楼中庭，二

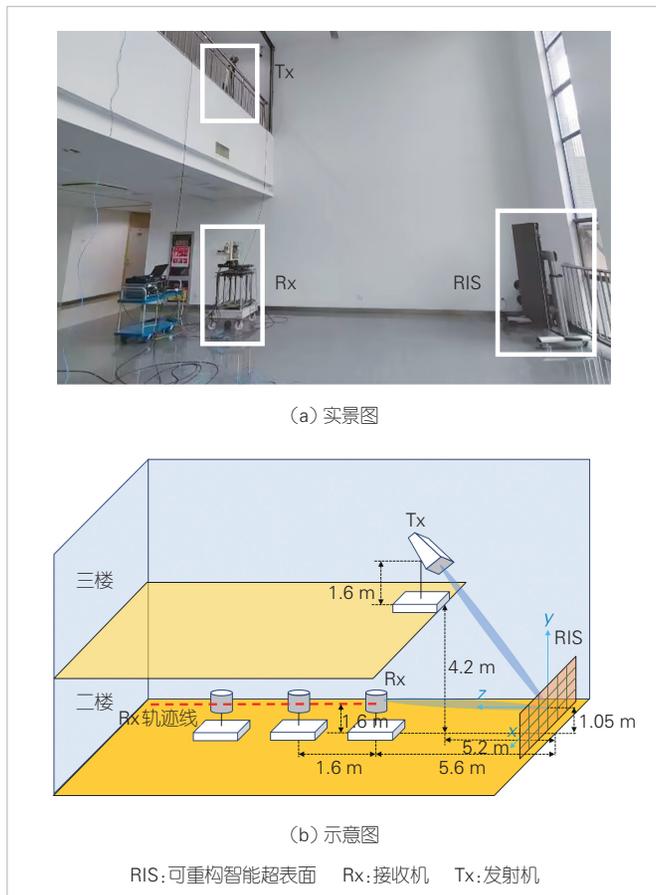
者之间为非视距路径 (NLoS) 链路。为了充分展示 RIS 及其不同传播模式的影响，我们在上述场景中测量了 3 种传播模式下的信道，包括 RIS 智能反射、RIS 镜面反射以及无 RIS 传播模式。RIS 智能反射是指 RIS 将入射信号反射到期望的方向上。在这种情况下，RIS 每个单元的相位配置通过文献 [14] 提出的动态阈值相位量化方法得到。RIS 镜面反射是指 RIS 将入射信号反射到 RIS 的镜面方向上，即 $\theta_r = \theta_t$, $\varphi_r = \varphi_t + \pi$ 方向。在这种情况下，RIS 的所有单元都被配置为编码“0”，RIS 的作用等效为一块相同尺寸的金属板^[7]。无 RIS 是指将 RIS 从传播环境中移除，在这种情况下，Tx 与 Rx 之间的信号传播为固有的 NLoS 链路。

每次测量时，位于三楼的程控三轴滑台在指令控制下移动 8 次发射天线，位于二楼的程控五轴转台在指令控制下移动 4 次接收天线，以构建收发均为均匀线性阵的 8 × 4 虚拟 MIMO 收发天线阵列。由于天线的移动距离远小于天线到 RIS 的距离，因此天线移动造成的 Tx/Rx 到 RIS 的距离变化可以忽略。

如图 3 (b) 中所示，我们以 RIS 中心为原点，以 RIS 高度的方向作为笛卡尔坐标系的 y 轴来进行建模。Tx 与 Rx 位于 y-o-z 平面中，因此 RIS 中心到 Tx 的方位角 $\varphi_t = 90^\circ$ ，RIS 中心到 Rx 的方位角 $\varphi_r = 90^\circ$ 。在测量过程中，Tx 位置保持不变，Tx 喇叭天线距二楼地面高 4.2 m + 1.6 m = 5.8 m；Tx 在二楼地面投影与 RIS 水平距离为 5.2 m；RIS 中心高度为 1.05 m。因此，Tx 与 RIS 中心距离即 $d_1 = \sqrt{(5.8 - 1.05)^2 + 5.2^2} \approx 7.04$ m；RIS 中心到 Tx 的俯仰角 $\theta_t = \arctan((5.8 - 1.05)/5.2) \approx 42.41^\circ$ 。Rx 全向天线距二楼地面高 1.6 m；Rx 初始位置在二楼地面投影与 RIS 水平距离为 5.6 m，并且 Rx 以 1.6 m 的步长沿图 3 (b) 标注出的 Rx 轨迹线远离 RIS。Rx 轨迹线上共有 10 个测量点，假设在第 i 个测量点 Rx 与 RIS 中心距离为 d_2^i ($i = 1, 2, 3, \dots, 10$)，RIS 中心到 Rx 的俯仰角为 θ_r^i 。经过计算， $d_2^i = \sqrt{(1.6 - 1.05)^2 + (5.6 + 1.6(i - 1))^2}$ ， $\theta_r^i = \arctan((1.6 - 1.05)/(5.6 + 1.6(i - 1)))$ 。每个测量点对应的详细配置参数见表 1。

4 数据处理方法

本文中，我们采用时域相关法计算信道冲激响应 (CIR)，具体原理为 Tx 发送具有良好自相关特性的序列 x，Rx 将接收序列 y 与发送序列 x 作相关运算得到无线信道的 CIR。我们使用一对格雷互补序列对 a 和 b 作为发送序列，



▲图 3 RIS 的测量场景

▼表1 InH场景测量参数

测量点、参数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
d_1/m	7.04	7.04	7.04	7.04	7.04	7.04	7.04	7.04	7.04	7.04
$\theta_j/(\circ)$	42.41	42.41	42.41	42.41	42.41	42.41	42.41	42.41	42.41	42.41
d_2^i/m	5.63	7.22	8.82	10.41	12.01	13.61	15.21	16.81	18.41	20.01
$\theta_j^i/(\circ)$	5.61	4.37	3.58	3.03	2.62	2.32	2.07	1.88	1.71	1.58

并将 Rx 接收到的序列记为 y_a 和 y_b 。发送序列和接收序列之间的关系为：

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a \otimes h \\ b \otimes h \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_a \\ z_b \end{bmatrix}, \quad (4)$$

其中, h 为 CIR, z_a 和 z_b 代表信道中的加性高斯白噪声, \otimes 为循环卷积操作符。此外, CIR 又由空间无线信道冲激响应 h_{air} 和系统冲激响应 h_{sys} 卷积得到, h 、 h_{air} 与 h_{sys} 之间满足如下关系：

$$h = h_{sys} \otimes h_{air}. \quad (5)$$

根据公式 (5), 我们可将公式 (4) 写为：

$$\begin{bmatrix} y_a \\ y_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a \otimes h_{sys} \otimes h_{air} \\ b \otimes h_{sys} \otimes h_{air} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_a \\ z_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \mathbf{H}_{sys} \\ \mathbf{B} \mathbf{H}_{sys} \end{bmatrix} h_{air} + \begin{bmatrix} z_a \\ z_b \end{bmatrix}, \quad (6)$$

其中, \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 分别表示为以序列 a 和序列 b 为第一列的循环矩阵, \mathbf{H}_{sys} 为由系统冲激响应 h_{sys} 生成的循环矩阵。由于格雷互补序列对 a 和 b 的自相关特性可以表示为如下矩阵形式：

$$\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \mathbf{B}^H \mathbf{B} = 2\mathbf{I}_L, \quad (7)$$

其中 L 是格雷互补序列对的长度, \mathbf{I}_L 是 $L \times L$ 的单位矩阵。因此根据公式 (7) 可以由公式 (6) 求得 h_{air} 的表达式：

$$h_{air} = \frac{1}{2L} (\mathbf{H}_{sys}^H \mathbf{H}_{sys})^{-1} (\mathbf{H}_{sys}^H \mathbf{A}^H y_a + \mathbf{H}_{sys}^H \mathbf{B}^H y_b). \quad (8)$$

由 x 生成的循环矩阵满足 $\mathbf{X}^H = \mathbf{F}^H \text{diag}\{\tilde{x}^*\} \mathbf{F}$ 和 $\mathbf{X}^H \mathbf{X} = \mathbf{F}^H \text{diag}\{\tilde{x} \odot \tilde{x}^*\} \mathbf{F}$ 的性质。其中, \mathbf{F} 表示离散傅里叶矩阵, $\text{diag}\{x\}$ 表示以 x 为对角元素的对角阵, \tilde{x} 和 x^* 分别表示对 x 进行离散傅里叶变换和复共轭操作后的结果。因此, 公式 (8) 可以进一步简化为：

$$h_{air}(t, \tau) = \frac{1}{2L} \mathbf{F}^H \text{diag}\{\tilde{h}_{sys} \odot \tilde{h}_{sys}^*\}^{-1} \left(\text{diag}\{\tilde{a}^* \odot \tilde{h}_{sys}^*\} \mathbf{F} y_a + \text{diag}\{\tilde{b}^* \odot \tilde{h}_{sys}^*\} \mathbf{F} y_b \right). \quad (9)$$

由上述测量 CIR 的原理可以看出, 在进行 RIS 辅助 MIMO 无线通信信道测量前, 需要对测量系统进行校准得到 h_{sys} 。在校准过程中, 断开图 2 中功率放大器和低噪声放大器与收发天线之间的连接, 将功率放大器输出端与低噪声放大

器输入端直连。发送格雷互补序列对 a 和 b , 接收端接收到的序列为 y_{a_cal} 和 y_{b_cal} , 将接收序列与发送序列进行相关运算即可得到系统冲激响应 h_{sys} , 即：

$$h_{sys} = \frac{1}{2L} \mathbf{F}^H \left(\text{diag}\{\tilde{a}^*\} \mathbf{F} y_{a_cal} + \text{diag}\{\tilde{b}^*\} \mathbf{F} y_{b_cal} \right). \quad (10)$$

对于本文中的 RIS 辅助 MIMO 无线通信系统, 在第 i 个测量点 ($i = 1, 2, 3, \dots, 10$) 处对 8×4 虚拟天线阵列中的第 j 个发射天线 ($j = 1, 2, 3, \dots, 8$) 与第 k 个接收天线 ($k = 1, 2, 3, 4$) 的通信信道按上述时域相关法求其 CIR, 记为 $\hat{h}_{air}^{i,j,k}$ 。因此在每个测量点, 可以通过计算得到 32 个 CIR 数据。对每个 CIR 数据, 可以求其功率时延谱 (PDP)：

$$\text{PDP}_{i,j,k} = \left| \hat{h}_{air}^{i,j,k}(t, \tau) \right|^2. \quad (11)$$

在 PDP 中, 高于检测门限 P_{th} 的多径分量 (MPC) 被认为是有效 MPC, 否则被认为是无效 MPC 或噪声。检测门限按公式 (12) 计算：

$$P_{th}^{i,j,k} = \max(P_{max}^{i,j,k} - \gamma_p, N_0^{i,j,k} + \gamma_N). \quad (12)$$

P_{max} 是 PDP 的峰值功率, γ_p 是相对于峰值功率的功率门限, N_0 是 PDP 的本底噪声, γ_N 是相对于本底噪声的功率门限。在本文中, γ_p 和 γ_N 分别设置为 60 dB 和 15 dB。假设 PDP 中有效 MPC 的数量为 Q , 则每个 PDP 对应的接收信号功率为：

$$P_{i,j,k} = \sum_{q=1}^Q P_{val}^{i,j,k,q}, \quad (13)$$

其中, $P_{val}^{i,j,k,q}$ 表示第 i 个测量点处第 j 个虚拟发射天线与第 k 个虚拟接收天线之间第 q 个有效 MPC 的功率, 由此可得第 i 个测量点处的平均功率：

$$\bar{P}_i = \frac{\sum_{j=1}^8 \sum_{k=1}^4 \bar{P}_{i,j,k}}{8 \times 4}. \quad (14)$$

系统的路径损耗 PL 可以按公式 (15) 计算：

$$PL = P_t + G_t + G_r + G_{sys} - \bar{P}_i, \quad (15)$$

其中, P_t 表示测量过程中的发射功率, G_t 为发射天线增益,

G_r 为接收天线增益, G_{sys} 为系统增益, \bar{P}_i 为第 i 个测量点处的平均功率, 上述表达式中各增益及功率均是对数形式。根据公式 (10) 中的 h_{sys} 可以计算得到校准接收功率 $P_{\text{rx_cal}}$, 系统增益 G_{sys} 可通过下式计算得到:

$$G_{\text{sys}} = P_{\text{rx_cal}} - P_{\text{tx_cal}} \quad (16)$$

其中, $P_{\text{tx_cal}}$ 为校准发射功率。系统增益 G_{sys} 中包括功率放大器增益、低噪声放大器增益与系统损耗。

5 测量结果与分析

本节中, 我们介绍了 InH 场景下 RIS 辅助 MIMO 通信信道在两个频段下的测量结果, 并使用修正的 FI 模型对测量结果进行了拟合。通过对比测量场景下 RIS 智能反射、RIS 镜面反射以及无 RIS 的 NLoS 传播, 得出了 RIS 对无线信道的影响。此外, 本节还从 PDP 的角度分析了 RIS 辅助信道在时域的特性, 并对相应结论做出了解释。

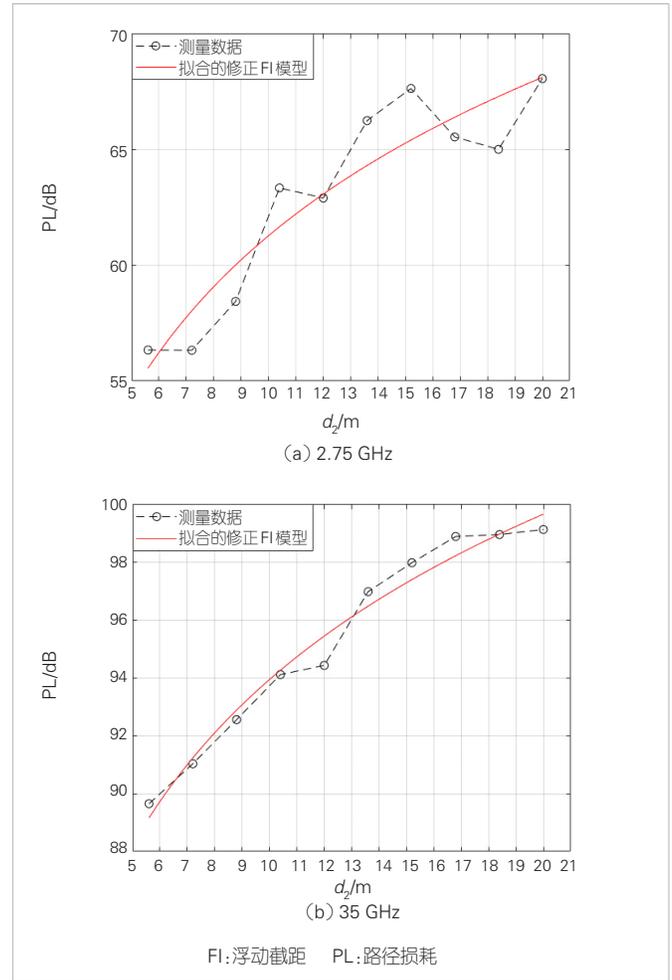
从第 3 节信道测量场景中的测量参数可知, Tx 与 RIS 中心距离 d_1 为定值, RIS 中心到 Tx 的俯仰角 θ_1 为定值, 因此路径损耗模型中的变量只有 Rx 与 RIS 中心距离 d_2 和 RIS 中心到 Rx 的俯仰角 θ_r 。从表 1 可以看出, θ_r 在 $5.61^\circ \sim 1.58^\circ$ 之间变化, $\cos(\theta_r)$ 的最大值与最小值之间的差值只有 0.004 4, 因此 θ_r 的变化可以忽略不计, 当作定值处理。因此在本文的测量场景下, 路径损耗模型中的变量只有 d_2 。在只有一个变量的情况下, 根据公式 (3) 可以推导出, 修正的 FI 模型可以变形为公式 (17):

$$PL_{\text{FI}}(d_2) = \tilde{\alpha} + 10\beta \log_{10}(d_2) + X_{\sigma}^{\text{FI}} \quad (17)$$

其中, $\tilde{\alpha}$ 表示与路径损耗偏移值相关的截距参数, β 表示路径损耗与 d_2 相关程度的 PLE, X_{σ}^{FI} 表示 SF, 建模为高斯分布 $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$ 。

对于 2.75 GHz 与 35 GHz 测量中的 RIS 智能反射模式, 测量数据与修正的 FI 模型拟合的 $\tilde{\alpha}$ 参数分别为 38.52 dB 和 74.93 dB, 拟合的 β 参数分别为 2.28 和 1.90。35 GHz 拟合的 $\tilde{\alpha}$ 参数要大于 2.75 GHz。这是由于频率越高, 波长越短, 而 RIS 的单元具有亚波长尺寸, 因此与 RIS 单元相关的 d_x 和 d_y 参数也越小, 根据公式 (1) 可知拟合的截距参数也就越大。此外, 两个频段测量结果所拟合出与 d_2 相关的 PLE 均与自由空间下的理论值 2 比较接近。但是, 2.75 GHz 拟合出的 PLE 大于 2, 35 GHz 拟合出的 PLE 小于 2。这是因为, 在本文的测量场景下, 2.75 GHz 频段的散射体比 35 GHz 更多, 散射多径更丰富, 因此对 d_2 拟合出的 PLE 更大。

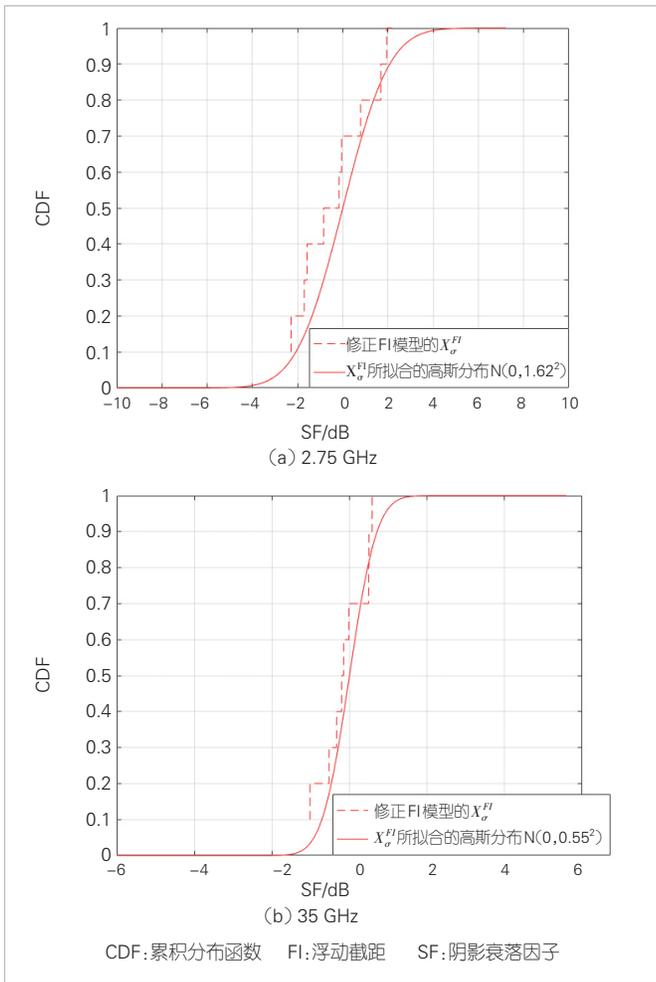
图 4 展示了 2.75 GHz 与 35 GHz 下 RIS 智能反射模式的测



▲图 4 智能反射模式下测量结果拟合的修正 FI 模型

量数据拟合的修正 FI 模型。从图 4 可以直观地看出, 两个频段下模型与测量数据均得到了很好的拟合。图 5 展示了两个测量频段下修正 FI 模型中 SF 的累积分布函数 (CDF)。其中, X_{σ}^{FI} 表示模型的预测路径损耗与测量路径损耗之间的差值。我们将该差值与高斯分布拟合, 以验证模型预测的准确性。修正的 FI 模型在 2.75 GHz 下 SF 拟合的高斯分布为 $\mathcal{N}(0, 1.62^2)$, 在 35 GHz 下 SF 拟合的高斯分布为 $\mathcal{N}(0, 0.55^2)$ 。它们的均值均为 0 dB, 且标准差较小。这表明修正的 FI 模型能很好地拟合测量的路径损耗。

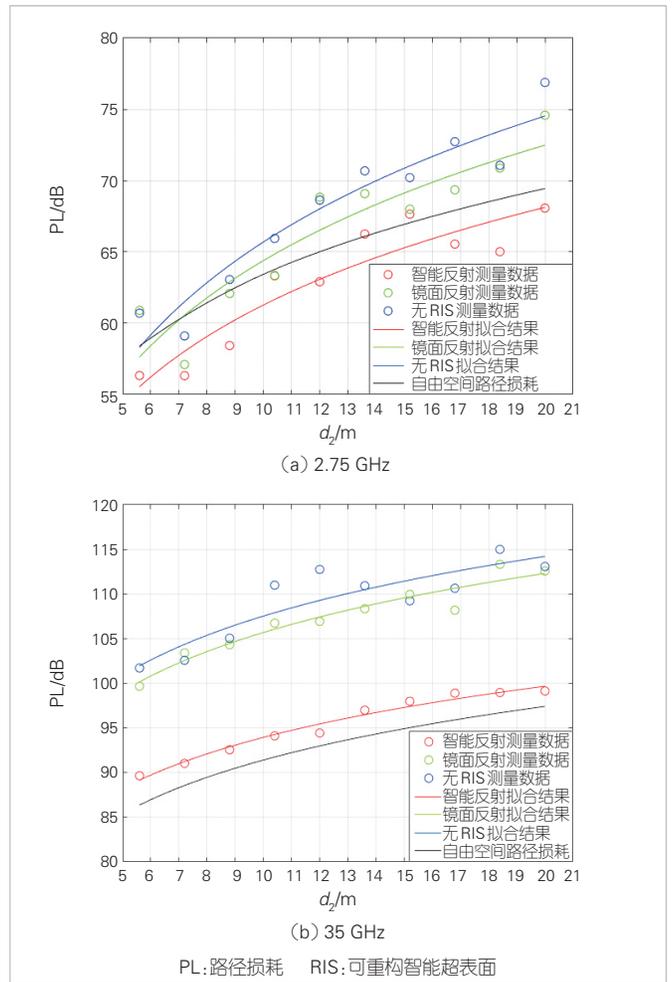
图 6 展示了 2.75 GHz 与 35 GHz 下 RIS 3 种传播模式的路径损耗以及自由空间下的路径损耗。两个频段下的 3 种模式使用修正的 FI 模型进行拟合, 自由空间路径损耗按公式 (1) 进行计算。在图 6 中, 无 RIS 的测量模式也受到 Rx 与 RIS 中心距离 d_2 的影响。因为在该模式下, d_2 表示 Rx 与 RIS 位于其他两种模式中的位置之间的距离, 将 d_2 作为无 RIS 模式的横坐标以便比较 3 种模式之间的差异。从图 6 中可以



▲图5 SF与拟合的CDF

出，随着 d_2 的增加，3 种模式的路径损耗都在增加，但 RIS 镜面反射与无 RIS 模式路径损耗增加速度比 RIS 智能反射更快。此外，比起镜面反射和无 RIS 模式，智能反射模式的 PLE 与自由空间模型的值更加接近。但是，2.75 GHz 下 RIS 智能反射模式的 PLE 比自由空间模型的 PLE 更大，35 GHz 下更小，这一点从前述拟合的 β 参数值也可以看出。这是因为 2.75 GHz 散射更多，因此路径损耗随 d_2 变化更快。然而，35 GHz 散射更少，更接近于自由空间路径损耗随 d_2 的变化速度。从图 6 (a) 和图 6 (b) 还可以看出，2.75 GHz 的智能反射模式的路径损耗分别比镜面反射与无 RIS 表现出了 6.51 dB 和 8.81 dB 的最大增益，35 GHz 则分别为 16.61 dB 和 17.31 dB。以上两点均体现出了 RIS 智能反射模式聚焦信号能量的能力。

图 7 (a) 和图 7 (b) 展示了在 RIS 3 种传播模式与 2 个频段下，第 5 个测量点处第 4 个虚拟发射天线与第 2 个虚拟接收天线之间的 PDP。可以看出，在两个测量频段下，RIS

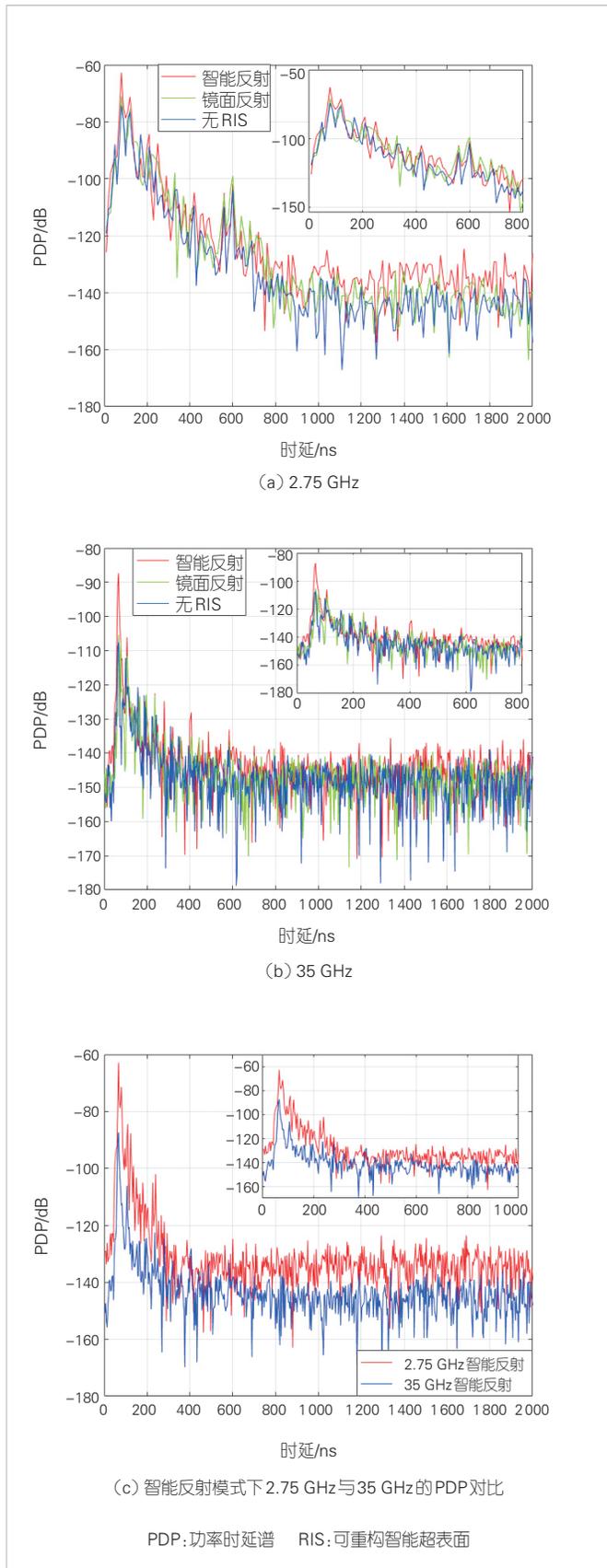


▲图6 3种传播模式的路径损耗

智能反射模式的 PDP 峰值都是最高的，其次是 RIS 的镜面反射模式。无 RIS 的模式由于系统固有的 NLoS 链路传播，PDP 峰值最低。为了更直观地对比 2.75 GHz 与 35 GHz 的 PDP，图 7 (c) 展示了两个频段下 RIS 智能反射模式的 PDP。从图 7 (c) 可以看出，35 GHz 的 PDP 峰值与整体 PDP 水平均低于 2.75 GHz。这是因为频率越高，路径损耗越大，接收信号功率越小。此外，从图 7 (c) 还可以看出，35 GHz 的 PDP 包络比 2.75 GHz 的更窄，这是因为 35 GHz 在测量场景中的散射体比 2.75 GHz 更少，因此通过散射和衍射到达 Rx 的多径信号更少，因此包络更紧凑。

6 结束语

本文中，我们对 2.75 GHz 与 35 GHz 的 RIS 辅助 MIMO 通信信道进行了 InH 场景测量和建模。利用基于时域相关法的测量系统与两个频段的 RIS，我们在 2.75 GHz 与 35 GHz 下进行了测量。在每个频段，测量了 3 种传播模式，包括 RIS 智



▲图7 3种传播模式的PDP对比

能反射、RIS 镜面反射和无 RIS 传播模式。基于测量所得数据，利用修正的 FI 模型对所测 RIS 辅助 MIMO 通信信道进行了路径损耗建模，并验证了模型的准确性。从结果来看，两个频段下 RIS 智能反射模式的路径损耗均显著低于 RIS 镜面反射和无 RIS 的传播模式，这证实了 RIS 改善信道质量的巨大潜力。两个频段下 RIS 辅助信道路径损耗模型也都很好地拟合了修正的 FI 模型。测量结果还表明，RIS 智能反射模式最有利于聚焦信号能量和减少时间色散，体现了编码方案对 RIS 辅助通信的重要性。

参考文献

- [1] RENZO M D, DEBBAH M, PHAN-HUY DT, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable AI meta-surfaces: an idea whose time has come [J]. EURASIP journal on wireless communications and networking, 2019(1): 1–20. DOI: 10.1186/S13638-019-1438-9
- [2] CUI T J, QI M Q, WAN X, et al. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials [J]. Light: science & applications, 20143(10): 1–9. DOI: 10.1038/LSA.2014.99
- [3] XU D N, HAN Y, LI X, et al. Energy efficiency optimization for a RIS-assisted multi-cell communication system based on a practical RIS power consumption model [J]. Frontiers of information technology & electronic engineering, 2023, 24(12): 1717–1727. DOI: 10.1631/FITEE.2300136
- [4] SANG J, YUAN Y F, TANG W K, et al. Coverage enhancement by deploying RIS in 5G commercial mobile networks: field trials [J]. IEEE wireless communications, 2024, 31(1): 172–180. DOI: 10.1109/MWC.011.2200356
- [5] LI X, JIANG L L, LUO C H, et al. RIS-enhanced multi-cell downlink transmission using statistical channel state information [J]. Science China information sciences, 2023, 66(11): 212301. DOI: 10.1007/s11432-022-3723-5
- [6] FENG K M, LI X, HAN Y, et al. Joint beamforming optimization for reconfigurable intelligent surface-enabled MISO-OFDM systems [J]. China communications, 2021, 18(3): 63–79. DOI: 10.23919/jcc.2021.03.006
- [7] FENG K M, LI X, HAN Y, et al. Physical layer security enhancement exploiting intelligent reflecting surface [J]. IEEE communications letters, 2021, 25(3): 734–738. DOI: 10.1109/lcomm.2020.3042344
- [8] HUANG J, WANG C X, SUN Y Z, et al. Reconfigurable Intelligent Surfaces: Channel Characterization and Modeling [J]. Proceedings of the IEEE, 2022, 110: 1290–1311. DOI: 10.1109/JPROC.2022.3186087
- [9] 3GPP. Base station (BS) radio transmission and reception: 3GPP TS 38.104 [S]. 2019
- [10] RAPPAPORT T S, XING Y C, KANHERE O, et al. Wireless communications and applications above 100 GHz: opportunities and challenges for 6G and beyond [J]. IEEE access, 2019, 7: 78729–78757. DOI: 10.1109/access.2019.2921522
- [11] TANG W K, CHEN M Z, CHEN X Y, et al. Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: path loss modeling and experimental measurement [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2021, 20(1): 421–439. DOI: 10.1109/TWC.2020.3024887
- [12] TANG W K, CHEN X Y, CHEN M Z, et al. Path loss modeling and

measurements for reconfigurable intelligent surfaces in the millimeter-wave frequency band [J]. IEEE transactions on communications, 2022, 70(9): 6259–6276. DOI: 10.1109/tcomm.2022.3193400

- [13] SANG J, ZHOU M Y, LAN J F, et al. Multi-scenario broadband channel measurement and modeling for sub-6 GHz RIS-assisted wireless communication systems [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2024: 1. DOI: 10.1109/twc.2023.3330977
- [14] SANG J, LAN J F, ZHOU M Y, et al. Quantized phase alignment by discrete phase shifts for reconfigurable intelligent surface-assisted communication systems [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2024, 73(4): 5259–5275. DOI: 10.1109/tvt.2023.3332107

作者简介



王子昂，东南大学信息科学与工程学院在读本科生；主要研究方向为 RIS 辅助无线通信和信道建模。



桑健，东南大学信息科学与工程学院在读博士研究生；主要研究方向为 RIS 辅助无线通信系统的信道测量、信道建模和编码设计。



李潇，东南大学青年首席教授、博士生导师，国家级高层次青年人才，江苏省自然科学基金杰出青年基金及全国百篇优秀博士学位论文获得者，《IEEE Transaction on Wireless Communications》《IEEE Wireless Communications Letters》编辑；长期从事移动通信的教学和研究工作，主要研究方向为大规模 MIMO、智能超表面辅助通信、智能通信；发表论文 100 余篇，申请国家发明专利 50 余项，其中 31 项已授权。



王海明，东南大学信息科学与工程学院教授；主要研究方向为智能微波工程、电波测量与信道建模、通信感知定位一体化。