

基于可重构智能表面的抗干扰OAM无线通信系统

杨德生^① 李金星^① 王禹翔^① 杨国辉^① 袁乐怡^{*①②} 张 狂^{①②}

^①(哈尔滨工业大学 哈尔滨 150001)

^②(毫米波全国重点实验室 南京 210096)

摘要: 针对复杂电磁环境下的通信干扰挑战, 为克服传统固定孔径天线难以实时重构波束和动态适应干扰环境的局限性, 该文构建了一种基于可重构智能表面(RIS)的抗干扰OAM模式移位键控(OMSK)通信系统。首先建立了系统信道模型, 推导了误码率与OAM模态纯度的解析关系, 揭示了模态纯度是制约系统抗干扰性能的核心瓶颈, 为RIS硬件的高纯度设计提供了理论依据。其次, 设计了一款工作于5.1 GHz的2-bit双极化RIS, 仿真证实其激发的各模态纯度均优于88%, 实测纯度达74%以上。最后, 搭建完整的OMSK无线通信原型系统, 通过对照实验证实了OAM波束与平面波及不同模式间的强正交隔离特性, 并基于多组模式跳变编码序列开展抗干扰通信测试。结果表明, 在10 mW极低发射功率下, 接收端RIS使系统丢包率从80%以上降至15%以下, 等效EVM改善约10 dB, 距离测试进一步量化了受波束发散制约的有效通信边界。上述结果表明, 基于RIS的OMSK系统能够在低功率条件下实现可靠的无线通信。

关键词: 轨道角动量; 无线通信; 信道模型; OAM纯度; 可重构智能表面

中图分类号: TN973.3

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2026)x-0001-17

DOI: 10.12000/JR26015

CSTR: 32380.14.JR26015

引用格式: 杨德生, 李金星, 王禹翔, 等. 基于可重构智能表面的抗干扰OAM无线通信系统[J]. 雷达学报(中英文), 待出版. doi: 10.12000/JR26015.

Reference format: YANG Desheng, LI Jinxing, WANG Yuxiang, *et al.* A jamming-resistant OAM wireless communication system based on reconfigurable intelligent surface[J]. *Journal of Radars*, in press. doi: 10.12000/JR26015.

A Jamming-Resistant OAM Wireless Communication System Based on Reconfigurable Intelligent Surface

YANG Desheng^① LI Jinxing^① WANG Yuxiang^① YANG Guohui^①
YUAN Yueyi^{*①②} ZHANG Kuang^{①②}

^①(Harbin Institute of Technology Harbin 150001)

^②(State Key Laboratory of Millimeter Waves Nanjing 210096)

Abstract: To address communication interference in complex electromagnetic environments and overcome the limitations of traditional fixed-aperture antennas in terms of real-time beam reconfiguration and dynamic

收稿日期: 2026-01-09; 改回日期: ; 网络出版: 2026-xx-xx

*通信作者: 袁乐怡 yuan Yueyi@hit.edu.cn

*Corresponding Author: YUAN Yueyi, yuan Yueyi@hit.edu.cn

基金项目: 本文研究成果受到国家自然科学基金项目(No. 62301193, 62171165, U23B2014), 中国博士后科学基金项目(No. 2022M710944), 黑龙江省博士后资助项目(LBH-Z22017), 中国科协青年人才托举工程项目(2023QNR001), 毫米波全国重点实验室开放课题(K202505, K202423)资助

Foundation Items: This work was supported by National Natural Science Foundation of China (No. 62301193, 62171165, U23B2014), China Postdoctoral Science Foundation (No. 2022M710944), Postdoctoral fellowships in Heilongjiang Province (No. LBH-Z22017), Young Elite Scientists Sponsorship Program by CAST (2023QNR001), Open project of State Key Laboratory of Millimeter Waves(K202505, K202423)

责任编辑: 冯一军 Corresponding Editor: FENG Yijun

©The Author(s) 2026. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License

(<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

adaptation to jamming, this paper proposes an anti-jamming orbital angular momentum (OAM) mode shift keying (OMSK) communication system based on reconfigurable intelligent surfaces (RIS). First, a system channel model is established, and an analytical relationship between the bit error rate and OAM mode purity is derived. This analysis reveals that mode purity is the core bottleneck constraining the system's anti-jamming performance, which provides a theoretical basis for the design of high-purity RIS hardware. Second, a 2-bit dual-polarized RIS operating at 5.1 GHz is designed. Simulations confirm that the purity of each excited mode exceeds 88%, whereas the measured purity exceeds 74%. Finally, a complete OMSK wireless communication prototype system is constructed. Comparative experiments verify the strong orthogonal isolation between OAM beams and plane waves as well as between different OAM modes. Anti-jamming communication tests are then conducted based on multiple mode-hopping coding sequences. The results show that at an extremely low transmission power of 10 mW, the receiver-side RIS reduces the system packet loss rate from over 80% to below 15%, with an equivalent error vector magnitude improvement of approximately 10 dB. Distance tests further quantify the effective communication boundary constrained by beam divergence. These results demonstrate that the RIS-based OMSK system can achieve reliable wireless communication under low-power conditions.

Key words: Orbital Angular Momentum (OAM); Wireless communication; Channel model; OAM purity; Reconfigurable intelligent surface

1 引言

随着第五代移动通信技术(5G)的规模化部署与5G/6G研究的推进,无线网络接入设备数量呈指数级增长,设备间的同频干扰已成为制约通信质量的关键瓶颈。在传统抗干扰技术中,扩频通信虽然能有效抑制干扰,但其代价是需要消耗数倍于原始信号的频谱带宽,这与日益稀缺的频谱资源之间存在难以调和的矛盾。相比之下,轨道角动量(Orbital Angular Momentum, OAM)作为电磁波除频率、时间、码域之外的独立空间维度,为解决上述矛盾提供了全新思路^[1],OAM涡旋波束具有天然的正交性,不同拓扑荷数的模态在空间上互不干扰。这意味着利用OAM进行信号调制或复用,本质上是利用空间正交性来实现抗干扰,不仅无需扩展信号带宽,反而能显著提升频谱效率。因此,探索基于OAM的新型无线通信架构,对于实现高抗干扰、高频谱效率的无线通信具有重要意义。

目前的OAM无线通信研究已在系统验证与信道建模方面取得了丰硕成果^[2-6],在实验验证方面, Ren等人^[2]结合OAM与MIMO技术实现了16 Gbit/s的毫米波传输, Yang等人^[4]则实现了百倍波长距离的太赫兹OAM通信,误码率低至 3.8×10^{-3} (前向纠错门限)。实验验证表明, OAM波束具备实现高质量无线通信的潜力。为进一步优化其性能并拓展应用场景,研究人员从理论层面对其进行了系统性建模与分析。在理论层面,现有研究多围绕均匀圆阵(Uniform Circular Array, UCA)架构展开^[7-14],通过结合OFDM技术^[7]或开发接收端鲁棒算法来优化性能^[8]。为了进一步挖掘OAM的抗干扰潜力,部分学者还提出了模式调制^[8]模式跳变^[9-17]等方案。

然而,现有OAM通信理论模型均是基于UCA实现,存在显著的局限性。UCA依赖固定的硬件馈电网络,一旦加工完成,其激发的OAM模态往往难以实时、灵活地重构。这种“静态”特性严重制约了系统应对动态干扰环境的能力,难以实现复杂的抗干扰调制策略(如高速模式跳变)。可重构智能表面(Reconfigurable Intelligent Surface, RIS)凭借其对电磁波相位的实时调控能力,为解决这一难题提供了一种理想方案。RIS不仅能够集成大规模单元阵列以获得较高的波束赋形增益,还可以通过改变偏置电压实时切换表面相位分布,从而灵活激发不同模态的OAM波束。近年来,学术界在利用RIS动态激发OAM方面开展了大量深入的研究。在多模态切换方面, Wu等人^[15]在2025年设计了一种机械可重构超表面,通过双层结构的相对位移实现了 $l = \pm 1$ 至 ± 3 多模态OAM的动态切换;在实时编码调控方面, Zhang等人^[16]在2024年利用有源惠更斯超表面,实现了OAM模态的灵活按需生成与时空编码控制。在超表面复用与多功能集成方面,许河秀等人^[18]系统综述了基于多元信息的多功能电磁集成超表面研究进展,指出利用极化、频率等自由度进行多维复用是实现系统小型化与集成化的关键路径;郭子健等人^[19]则提出了一种基于双几何相位的超表面设计方法,成功实现了三频点处的全空间波前独立调控,进一步拓展了超表面的频域复用能力。郭忠义等人^[20]探讨了涡旋电磁波在雷达成像中的应用潜力;刘康等人^[21]则从理论上分析了OAM模态的正交性对射频链路抗干扰性能的提升,为利用OAM进行抗干扰通信提供了理论依据。尽管上述研究在波束调控与复用传输方面成果丰硕,但仍

存在局限性：现有关于RIS辅助OAM通信的研究多集中于OAM波束的优化^[22-24]，缺乏对信道统计特性的深入建模，普遍忽略了OAM模式纯度下降对通信链路抗干扰性的影响。特别是关于模式串扰如何定量制约系统误码率性能，目前缺乏严谨的数学表征与理论支撑。

基于此，本文提出并分析了一种面向室内环境的OAM模式移位键控(OAM Mode Shift Keying, OMSK)无线通信系统。首先，建立了基于RIS的OMSK信道模型，推导出了信噪比和误比特率与纯度的关系。定量评估了OAM纯度对系统抗干扰性能的影响，为优化设计提供了理论依据。然后，设计并研制了一种双极化有源2-bit反射超表面，仿真证实其激发的 ± 1 和 ± 2 阶OAM波束纯度均高于88%，进一步的阵列实测结果表明，各阶模式的实际激发纯度均达到了74%以上。最后，构建了基于RIS的OAM无线通信测试系统，实验结果表明，该系统能够充分利用模式正交性，实现低误码率的抗干扰通信。

2 OMSK无线通信系统的系统模型

2.1 通信系统信道模型

图1所示为基于双RIS辅助的OMSK无线通信系统架构。主要由发射侧RIS(RIS-T)、接收侧RIS(RIS-R)及收发天线组件构成。在发射链路中，RIS-T作为模式调制器，通过时域切换反射单元的预设相位分布，依据预设序列 $[l_1, l_2, \dots, l_{N_r}]$ 切换反射相位，产生携带对应拓扑荷的OAM波束；接收链路则利用RIS-R的同心多环拓扑结构进行空间解耦，通过在各环区加载与发射端相反的拓扑荷的OAM相位对入射涡旋波进行相位补偿与能量聚焦，从而将正交的OAM模式分离并导向接收天线。具

体而言，携带信号的阶OAM波束在RIS-R的第阶环区完成相位补偿(解耦)，并被精准聚焦至接收天线中，接收机执行贪婪检测算法(Greed Detector, GD)判决能量峰值端口以完成信号恢复。

首先建立信道模型。设RIS-T与RIS-R分别包含 $N_T \times N_T$ 和 $N_R \times N_R$ 反射单元，RIS-R上 $(u, v)^{\text{th}}$ 单元接收到的信号可表示为

$$r_{u,v}(t) = \sqrt{E_s} W_{u,v} s(t) + n_{u,v}(t) \quad (1)$$

其中， $s(t)$ 表示 t 时刻的信号， $W_{u,v} = \sum_{i,j} h_{i,j}^{u,v} e^{j\phi_{i,j}}$ 表示RIS-T到RIS-R单元的聚合信道增益， $n_{u,v}$ 复高斯白噪声且 $n_{i,j}^{u,v} \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ ， N_0 为噪声功率密度。 $h_{i,j}^{u,v}$ 为独立同分布的瑞利信道增益，其表达式记为 $h = \alpha(\lambda/4\pi d) \exp(-jk_0 d)$ ， $\alpha \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 表示衰落系数， d 表示收发单元之间的欧氏距离。将衰落信道和距离的表达式代入接收信号表达式后，可推导出 l 号天线的接收信号：

$$r_l(t) = \xi \sum_{u,v=1}^N (\beta_{u,v}^l e^{j\Delta\varphi_{u,v}}) s(t) + n(t) \quad (2)$$

其中， $\xi = j\alpha\sqrt{E_s}[\lambda/(4\pi)]^2$ 为系统链路传输系数， $\Delta\varphi_{u,v} = \phi_{u,v} - \psi_{u,v}^l$ 表示RIS-T与RIS-R之间的相位差， $\psi_{u,v}^l$ 和 $\beta_{u,v}^l$ 分别为RIS-R上针对第 l 个模式的相位补偿与衰落系数。由OAM波束的模式正交性可知，目标信号能量有对应模式的OAM贡献，能量正比于其模式纯度 p ，模式间干扰信号的能量有非目标模式的OAM贡献，能量正比于 $(1-p)$ 。令 $\eta = |\lambda^2/(4\pi)|^2$ 表示自由空间路径增益因子，则目标信号功率 P_{signal} 和串扰信号功率 P_{cross} 可分别表示为

$$P_{\text{signal}} = E_s \left| \frac{\lambda^2}{4\pi} \right| p, \quad P_{\text{cross}} = E_s \left| \frac{\lambda^2}{4\pi} \right| (1-p) \quad (3)$$

系统信噪比(Signal-Noise-Ratio, SNR)定义为

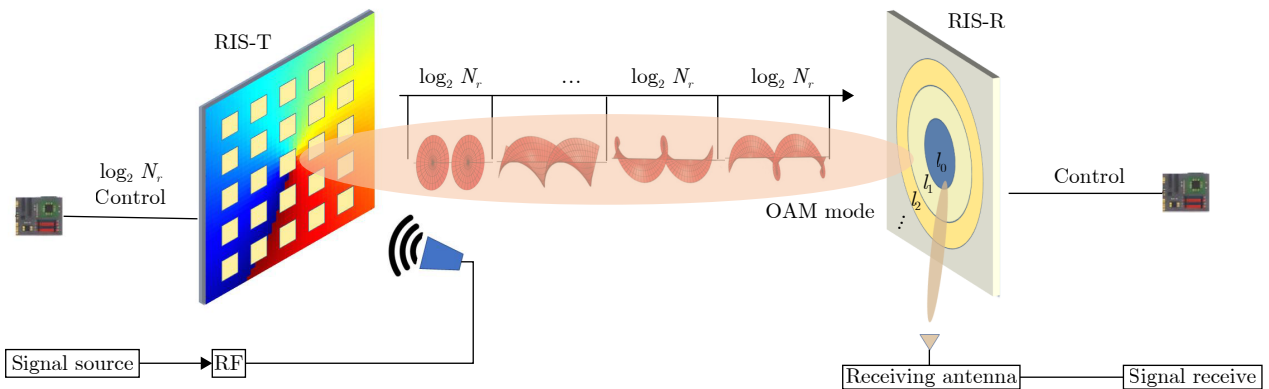


图 1 OMSK无线通信系统的方案示意图(障碍物用于阻断收发天线间的直接通信路径)

Fig. 1 The scheme figure of OMSK wireless communication system.(The obstacle is used to block the direct communication path between the transmitting and receiving antennas)

目标信号功率与干扰功率及噪声功率之和的比值。将式(3)代入定义式, 可得

$$\gamma = \frac{E_s \left| \frac{\lambda^2}{4\pi} \right|^2 p}{N_0 + E_s \left| \frac{\lambda^2}{4\pi} \right|^2 (1-p)} = \frac{\left| \frac{\lambda^2}{4\pi} \right|^2 p}{\frac{N_0}{E_s} + \left| \frac{\lambda^2}{4\pi} \right|^2 (1-p)} \quad (4)$$

式(4)对OMSK系统进行了信噪比的量化, 同时揭示了OMSK系统在非理想模式纯度下的性能瓶颈。观察该式可知, 当信噪比远大于1时, N_0/E_s 趋近于0, 此时信噪比的理论极限为 $p/(1-p)$ 。这表明模式纯度 p 实际上设定了系统抗干扰性能的物理上限。然而, 信噪比公式仅反映了统计平均意义下的信号质量, 无法直接表征随机信道下的瞬时误码。为了精准评估系统的误比特率, 必须从“平均功率”深入到“瞬时概率分布”。具体而言, 式(3)中推导出的 P_{signal} 和 P_{cross} 将直接作为计算后续概率模型均值与方差的关键值, 这为2.2节的误码率理论推导奠定了物理基础。

2.2 OMSK通信系统的误比特率分析

根据以上推导建立的信道模型及信噪比计算公式, 我们将在本节推导理论误比特率的下限。本文选择简单高效的GD算法对天线阵列接收的信号进行检测, 能够满足OMSK系统的需求, 其检测方式为直接选择瞬时能量最高的信号作为判决输出:

$$m = \arg \max |r_m|^2 \quad (5)$$

其中, r_m 表示接收信号的幅度。根据GD算法的判决原理, 当正确信号的能量低于错误信号的能量时, 便会发生误码:

$$P(m \rightarrow \hat{m}) = P \left\{ \left| \sqrt{E_s} A + n_m \right|^2 < |r_m|^2 \right\} \quad (6)$$

其中, $\hat{m}$ 表示错误信号位, A 表示正确信号对应天线的聚合衰落幅度(即所有反射单元信道增益的相干叠加)。表示正确信号对应天线的随机衰落因子, N 表示每个模式对应的圆环中的单元数目, 在本文中, 各个模式对应圆环中单元数均为 N 。为了能够获得误码率的上界, 我们对式(6)中错误信号的接收功率进行放大, 思路如下: 若判决出错, 近似认为错误天线捕获的全部非目标模式功率均来源于其非对应区域的干扰, 即干扰能量正比于 $(1-p)E_s$ 。此时误码率上界可表示为

$$P(m \rightarrow \hat{m}) \leq P \left\{ |r|^2 < \max |r_{\hat{m}}|^2 \right\} = P(Y_1^2 < Y_2^2) \quad (7)$$

接下来分别对 Y_1 和 Y_2 服从的随机分布进行分析。由于收发RIS对应的区域单元数 $N \gg 1$, 根据

中心极限定理^[25], 聚合幅度 A 服从高斯分布。定义统计矩常数 $C_1 = \pi/4$ 和 $C_2 = 1 - \pi^2/16$ 。首先分析正确路径信号 Y_1 。该信号由目标 OAM 模式主导, 其能量正比于 pE_s 。基于高斯近似, 其幅度分布的均值与方差可分别由 C_1 和 C_2 确定。其次分析错误路径信号 Y_2 。该信号的构成较为复杂, 主要包含两部分: 一是目标模式在错误天线上的相位失配残留分量 $\overline{A}_1$; 二是其他非目标模式产生的串扰分量 $\overline{A}_2$ 。其中, 残留分量 $\overline{A}_1$ 的解析式为

$$\overline{A}_1 = \alpha \sum_{u,v=1}^N (\beta_{u,v}^l e^{j\psi_{u,v}}) \quad (8)$$

其中, $\psi_{u,v}$ 服从 $(-2\pi, 2\pi)$ 内的均匀随机分布, $\overline{A}_1$ 是第一部分对应的复衰减系数。根据随机过程相关理论^[26], 该残留分量的统计值为0, 主要表现为加性干扰。对于错误路径中的第二部分 $\overline{A}_2$, 其主导能量来源于功率为 $(1-p)E_s$ 的模式串扰。综合上述分析, 将 Y_1 (主信号)与 Y_2 (串扰+残留)的统计分布统一建模, 可得如下方程组:

$$\begin{cases} Y_1 \sim \mathcal{CN} \left(N\sqrt{pE_s}C_1, NpE_sC_2 + \frac{N_0}{2} \right) \\ Y_2 \sim \mathcal{CN} \left(N\sqrt{(1-p)E_s}C_1, N(1-p)E_sC_2 + \sigma_{\text{noise}}^2 \right) \end{cases} \quad (9)$$

其中, 噪声方差项 σ_{noise}^2 包含了热噪声以及残留分量的方差的贡献, 近似为 $N\sqrt{pE_s} + N_0/2$ 。最后, 通过采用皮尔逊近似法^[27], 将上述非中心卡方分布近似为一种中心卡方分布^[28]:

$$Y^2 \approx \frac{c_3}{c_2} \chi_v^2 - \frac{c_2^2}{c_3} + c_1 \quad (10)$$

其中, χ_v^2 表示自由度为 ν 的卡方分布。定义系统增益常数 $\Lambda = \pi^2 N^2 E_s / N_0$ 与纯度因子 $\delta = 2p - 1$, 则式(10)中 c_1, c_2, c_3 及自由度 ν 可同一表示为

$$\begin{cases} c_1 = \frac{\Lambda\delta}{2N_0}, & c_2 = \frac{\Lambda}{2N_0^2} \\ c_3 = \frac{3\Lambda\delta}{8N_0^2}, & \nu = \frac{8\Lambda}{9\delta^2} \end{cases} \quad (11)$$

基于此, 式(7)定义的误码率可通过伽马函数 $\Gamma(\cdot)$ 与下不完全伽马函数 $\gamma(\cdot)$ 计算:

$$P(Y^2 < 0) \approx \frac{\gamma \left(\nu/2, \frac{\nu - c_1\sqrt{\nu/c_2}}{2} \right)}{\Gamma(\nu/2)} \quad (12)$$

最终, 利用切尔诺夫界得到其上界^[29]:

$$P(m \rightarrow \hat{m}) \leq \left[\left(1 - \frac{3}{4}\delta^2 \right) e^{\frac{3}{4}\delta^2} \right]^{\frac{\nu}{2}} \quad (13)$$

BER的理论上限可以表达为

$$\begin{aligned} \text{BER} &\leq \frac{1}{N_r \log_2 N_r} \sum \text{PEP}_{\text{OMSK}}(m \rightarrow \hat{m}) e(m \rightarrow \hat{m}) \\ &= \frac{N_r}{2} \mathbb{P}(m \rightarrow \hat{m}) \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)和图2表明了OAM纯度对OMSK通信系统的性能影响,由以上的推导可知,系统的干扰源由加性热噪声和模式串扰共同构成。当信噪比较低时,热噪声占主导;当信噪比变高时,模式串扰变成主导。同时,单元数也对通信质量有影响,单元数越多通信质量越好。从图2可知,该串扰造成的干扰很难通过增加信号功率来消除,即无论发射功率如何增加,误码率都将限制在由纯度决定的理论下限上。

3 双极化RIS的设计及OAM波束的激发

3.1 RIS 单元设计与电磁调控能力实测

为构建上述OAM无线通信系统,本文设计了

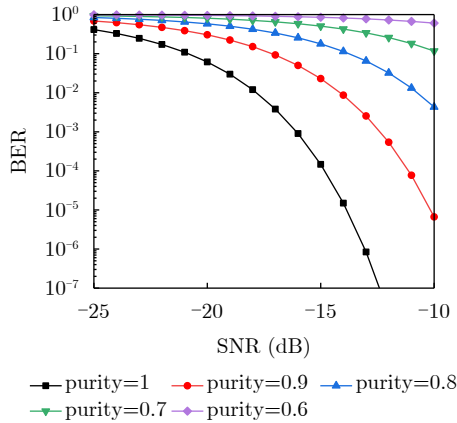


图2 基于OMSK无线通信系统的ABER与OAM纯度关系

Fig. 2 The relationship between ABER and OAM purity based on OMSK wireless communication system

一种工作于5 GHz的双极化可重构超表面单元。图3展示了设计超表面的结构组成,它由顶层金属贴片、两层介质、夹层金属地板以及底层偏置线构成:顶层金属贴片采用交错形谐振贴片结构,其中4个交错枝节与中心贴片通过4个可控PIN二极管相连(型号SMPA1345-040LF);底层偏置线含有隔离射频信号的扼流结构;两层介质分别为F4BTM350 ($\epsilon_r = 3.5$, $\tan\sigma = 0.001$)和F4BTM265 ($\epsilon_r = 2.65$, $\tan\sigma = 0.001$)。所设计结构主要利用贴片的 45° 取向,在y极化(x极化)电磁波垂直照射时,电场可以沿着 $\pm 45^\circ$ 的贴片分成两个分量,此基础上,在两个方向的贴片的金属臂上分别加载两个PIN二极管(导通和关断的等效串联集总参数: $R_{\text{on}} = 7 \Omega$, $L_{\text{son}} = 0.7 \text{ nH}$ 和 $C_{\text{off}} = 0.17 \text{ pF}$, $L_{\text{soff}} = 0.7 \text{ nH}$),通过改变两个金属臂上的两个二极管的通断,实现 180° 的交叉极化电磁波的相位调控,再加上中间的多边形金属贴片结构可以额外引入 90° 的相位偏移,通过以上的方,该单元可以实现在5 GHz频点附近交叉极化波的2-bit相位调制,为后续的通信提供硬件基础。

我们在CST Microwave Studio对本文所设计的单元进行了仿真和优化,仿真中边界条件设置为unit cell边界条件,端口设置为Floquet端口,通过综合优化单元的各项参数,最后实现了2bit的交叉极化相位调控。单元的具体结构和参数标注如图3所示(结构参数值见表1),其优化后的仿真结果如图4所示。在5.0 ~ 5.2 GHz频段内,单元实现了高效的交叉极化反射。通过改变4个PIN二极管的通断状态,实现了4种交叉极化调制状态。如图4(a)所示,单元的4种状态的S11交叉极化幅度均在-2.5 dB以上。在中心频点5.1 GHz处,单元4种状态的S11幅度均大于-1 dB。在5.0~5.05 GHz和5.15~5.20 GHz

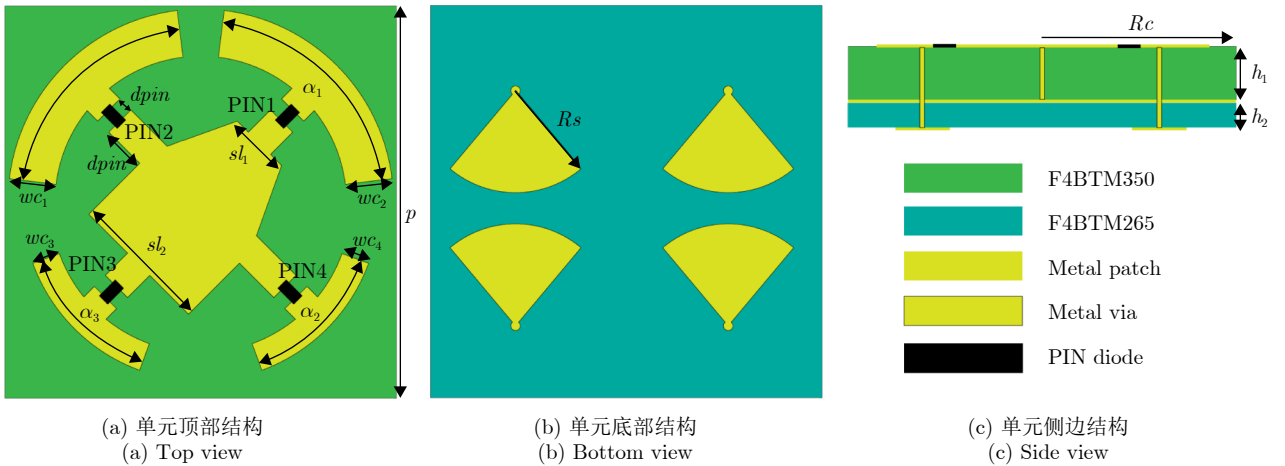


图3 单元结构图

Fig. 3 Schematic of the unit cell

表 1 单元结构参数

Tab. 1 Structural parameters of the proposed unit cell

结构参数	数值	结构参数	数值
α_1	83°	l_{pin}	4.5 mm
α_2	80°	sl_1	5 mm
α_3	75°	sl_2	9 mm
α_4	83°	Rs	6.3 mm
wc_1	4.1 mm	$h1$	4 mm
wc_2	4 mm	$h2$	2 mm
wc_3	2 mm		
wc_4	1.8 mm		
d_{pin}	1 mm		

两个频段内，交叉极化的反射幅度在 $-2.5\sim-1.0$ dB 之间，其主要原因在于PIN二极管等效电路中的等效电阻($R = 7\ \Omega$)偏大，在频段内会产生一定的欧姆损耗。如图4(b)所示，单元的4种调控状态分别实现了 $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ 和 -90° 的相位调控，即2-bit 相位调控，且在整个 $5.0\sim 5.2$ GHz频段内，相位差的变化量在 10° 以内(相位与通断状态映射关系见表2)。由以上的仿真结果可知，本文设计的单元可以在本系统的目标工作频段内实现2bit的交叉极化相位调控。

为了验证本文设计的单元在实际测试中的相位调控能力，我们加工了一个 16×16 的阵列。该阵列由电磁调控阵列和RIS控制系统组成。本文设计的 RIS 的控制系统如图5所示，主要包含主控、转接板以及从机电路3个模块。其中主控电路系统安装在转接板上，包含电源电路、通信电路和屏幕3部分：电源电路将输入电压转换为系统所需稳定电源；通信电路实现与上位机的连接；有机发光二极管屏幕显示系统运行时的基本信息。从机电路的控制单元与电源设计与主控一致，除了控制单元、电源电路，它作为主控指令的执行单元，主要负责提供多通道、高精度的可编程模拟电压输出。图5(b)进一步阐述了RIS系统的整体框架，主要包含上位机、主控电路、从机电路以及 RIS 4个模块。其中上位机(计算机)、主控和从机之间均采用串口通信，上位机通过USB接口与主控连接，而主控的其它串口与各从机的串口并联。从机根据主控的控制信号设置其多路数模转换器的电压值，通过电压驱动输出到各个通道改变对超表面单元的偏置电压，最终实现对RIS的动态调控。

利用以上控制系统，我们对加工的RIS超表面进行了测试。本文测试使用两个标准增益喇叭作为

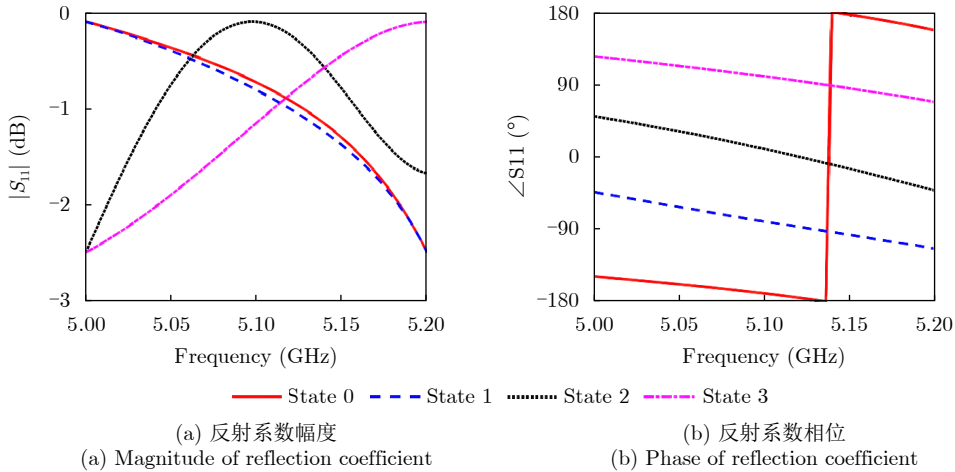


图 4 单元在4种状态下的交叉极化反射结果。

Fig. 4 Simulated cross-polarized reflection results of the unit cell under four states

表 2 4种工作状态对应的PIN二极管通断情况

Tab. 2 PIN diode states for the four operating modes

PIN	State 0	State 1	State 2	State 3
PIN1	on	off	on	off
PIN2	off	on	off	off
PIN3	off	on	off	on
PIN4	on	off	off	off
相移值	0°	-90°	180°	90°

注：on和off分别表示对应的PIN二极管导通和关断的状态。

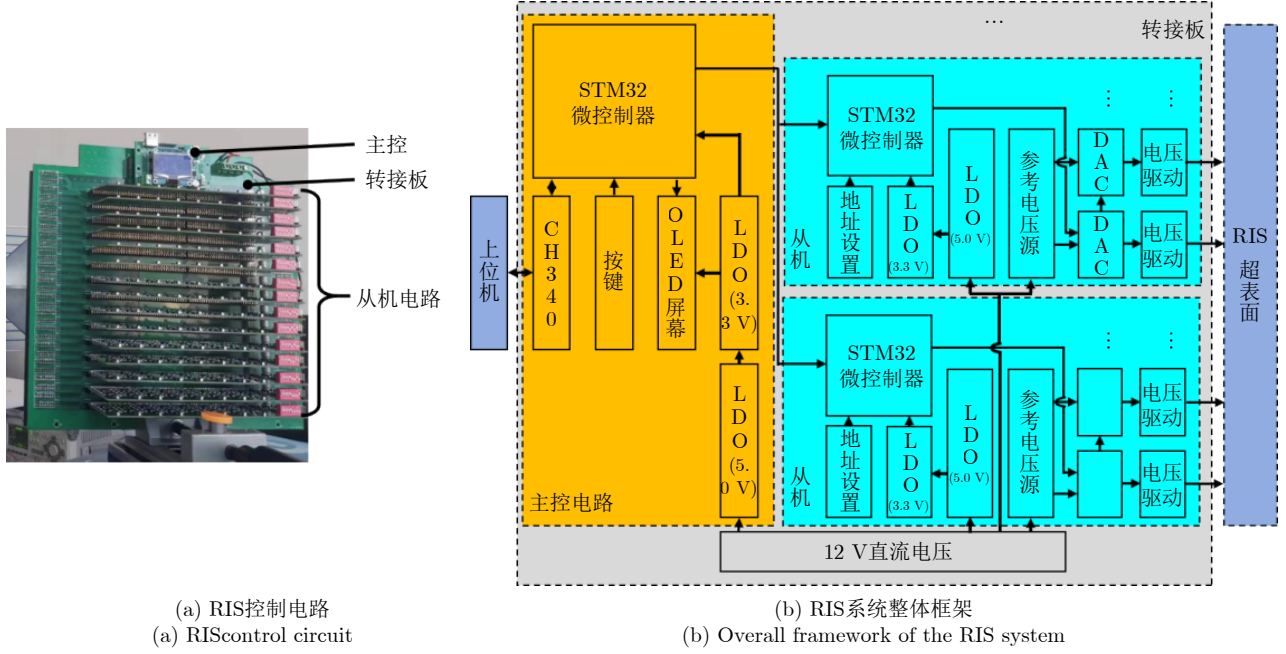
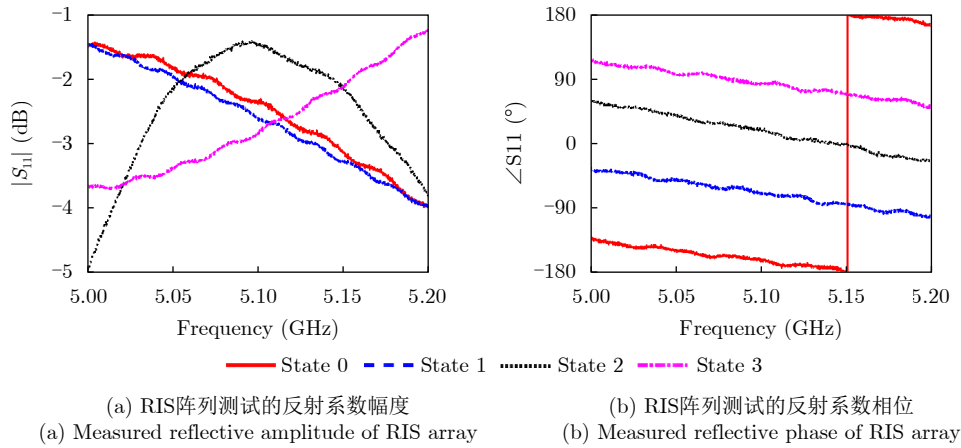
图 5 RIS超表面的系统框架^[30]Fig. 5 System framework of the proposed RIS metasurface^[30]

图 6 RIS阵列的实测反射系数

Fig. 6 Measured reflective coefficient of RIS array

馈源和接收天线，它们均放在RIS超表面侧，与RIS超表面的垂直距离为300 mm (大约 $5\lambda_0$ ， λ_0 代表中心频点电磁波的波长)。为了能够测试出阵列的反射系数，它们分别放置在RIS表面中垂线两侧 20° 的位置。从图中可以看出，4种状态的交叉极化反射幅度在5.0~5.2 GHz频段内均在-5 dB以上，其中在中心频点5.1 GHz附近，各状态的幅度集中在-1.5~-3.0 dB之间，具有较高的反射效率。相位方面，4条曲线在工作频段内近似等间隔分布，相邻状态间的相位差约为 90° ，与设计的2-bit相位调控目标一致。需要注意的是，State 2在低频端(5.0 GHz附近)幅度偏低，State 3在高频端(5.15 GHz以上)幅度也有所下降，这主要是PIN二

极管等效电阻引入的欧姆损耗在频带边缘更为明显所致。总体而言，实测结果与仿真趋势吻合，表明加工的阵列在目标频段内具备稳定的2-bit交叉极化相位调控能力。为了进一步评估单元的反射电磁波的极化纯度，我们利用极化转换率评估单元在实际中的极化转化效果，其计算方法为

$$PCR = \frac{|R_{xy}|^2}{|R_{xy}|^2 + |R_{yy}|^2} \quad (15)$$

其中，PCR(Polarization Conversion Ratio)表示极化转换率，表示入射电磁波能量转化为交叉极化能量的百分比； R_{xy} 和 R_{yy} 分别代表交叉极化电场幅度和共极化的电场幅度。图7中给出了4种状态下PCR随频率的变化曲线。可以看到，4条曲线的整体走

势一致,在5.0~5.2 GHz的工作频段内,各状态的PCR均保持在88%以上,其中在中心频点5.1 GHz附近达到峰值,最高约为95%。偏离中心频段后PCR逐渐下降,在4.8 GHz和5.4 GHz处分别降至65%~70%和60%~75%左右,这与前述S11幅度在频带边缘衰减的趋势相符。上述结果说明,所加工的RIS阵列在目标频段内能够实现高效的极化转换。

3.2 基于RIS的OAM波束实测与性能评估

由以上结果可以看出,本文设计的单元可以实现仿真和测试中实现交叉极化的2bit相位调控。为了进一步验证其激发OAM波束的能力,我们在仿真和实测中激发了应用于通信系统的拓扑荷 $l = \pm 1$ 和 ± 2 的OAM波束,以验证第2节提出的理论。鉴于OAM波束的螺旋波前会在传播过程中逐渐发散,其模式纯度随距离增加而降低,本文在OAM波前基础上引入了贝塞尔波束波前来抑制发散效应。这种合成波前的相位分布如下所示:

$$\phi(x, y) = l \cdot \text{atan2}(y, x) + k_0 \sqrt{x^2 + y^2} \sin \theta \quad (16)$$

其中, $\phi(x, y)$ 表示 (x, y) 处的单元的相位补偿值, $\text{atan2}(y, x)$ 为四象限反正切函数(值域为 $(-\pi, \pi]$), θ 表示贝塞尔波束的汇聚角度。随后,将式(16)的连续相位分布按以下方式进行2-bit离散:

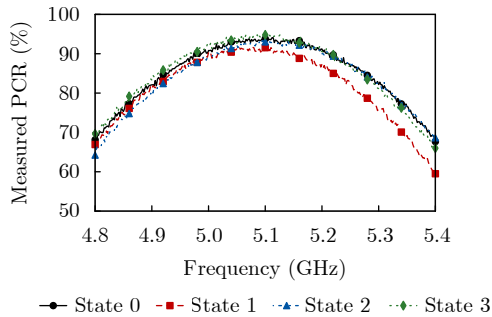


图7 实测极化转换率

Fig. 7 Measured polarization conversion ratio

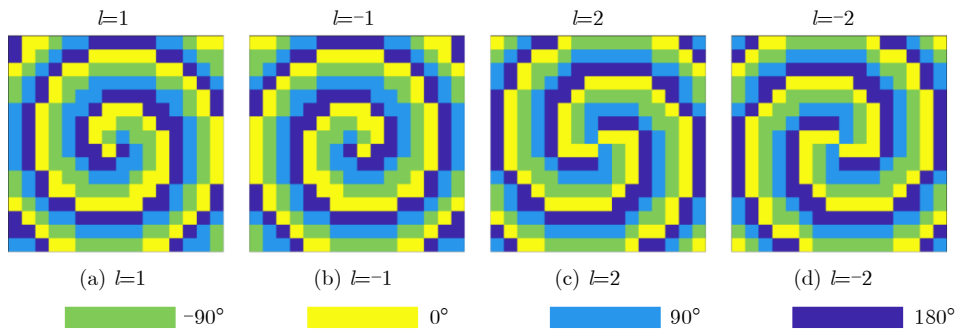


图8 4种OAM模式对应的理论计算相位分布

Fig. 8 Theoretically calculated phase distributions of the four OAM modes

$$\phi_{2\text{-bit}} = \begin{cases} -90^\circ, & -135^\circ < \phi \leq -45^\circ \\ 0^\circ, & -45^\circ < \phi \leq 45^\circ \\ 90^\circ, & 45^\circ < \phi \leq 135^\circ \\ 180^\circ, & \text{其它} \end{cases} \quad (17)$$

最终得到2-bit相位调制下的贝塞尔与OAM混合的相位分布(见图8)。

根据图8的相位分布,改变阵列中对应位置单元上的PIN二极管的通断,并在平面波照射下进行全波仿真,得到表面在5.0~5.2 GHz频段内的交叉极化反射场(见图9)。由图中结果可以看出,反射场在xoy面呈现甜甜圈式的中空特点,而相位分布呈现螺旋式的相位分布特点,且其分布与对应模式的OAM相位分布相同。

进一步,为了验证阵列的辐射特性,我们对其的远场辐射进行了仿真,其结果如图10和图11所示。其中,图10和图11分别为仿真得到的 ± 1 和 ± 2 阶的OAM远场方向图和yoz面的电场幅度分布图。由图中结果可以看出,远场方向图的主瓣凹陷,yoz面的电场幅度分布呈现中空的现象,主要的能量分布在传播方向轴线的两侧。以上的结果进一步验证本文设计的阵面激发的OAM波束符合其理论的传播特性。

为确保OMSK无线通信系统的抗干扰能力,需要生成模式纯净的OAM波束。为此,我们引入OAM波束的模式纯度作为评估指标,其计算公式如下:

$$\text{Purity}_{l_0} = \frac{|E_{l_0}|^2}{\sum_{l=-\infty}^{+\infty} |E_l|^2} \quad (18)$$

其中, E_l 表示第 l 阶OAM波束的电场幅度,而 l_0 则代表目标模式的阶数(本文研究 $l_0 = \pm 1, \pm 2$ 模式),其计算公式如下:

$$E_l = \frac{1}{2\pi} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E(x, y) e^{j\theta(x, y)} \cdot e^{-jl \cdot \text{atan2}(y, x)} dx dy \quad (19)$$

其中, (x, y) 和 $\theta(x, y)$ 分别表示场点的坐标和方位

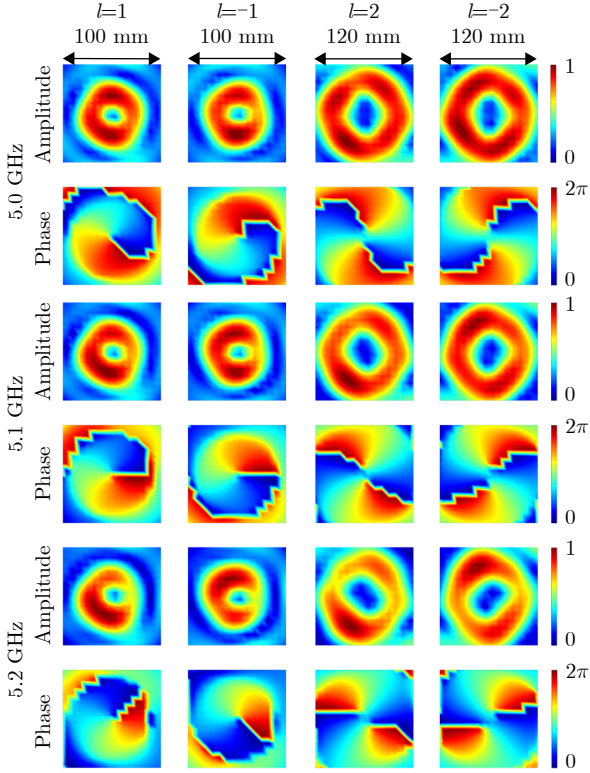


图 9 工作频段内不同阶数 OAM 激发场的归一化电场
(传播距离: 300 mm)

Fig. 9 Normalized electric field of different-order OAM excitation fields for the operating band (propagation distance: 300 mm)

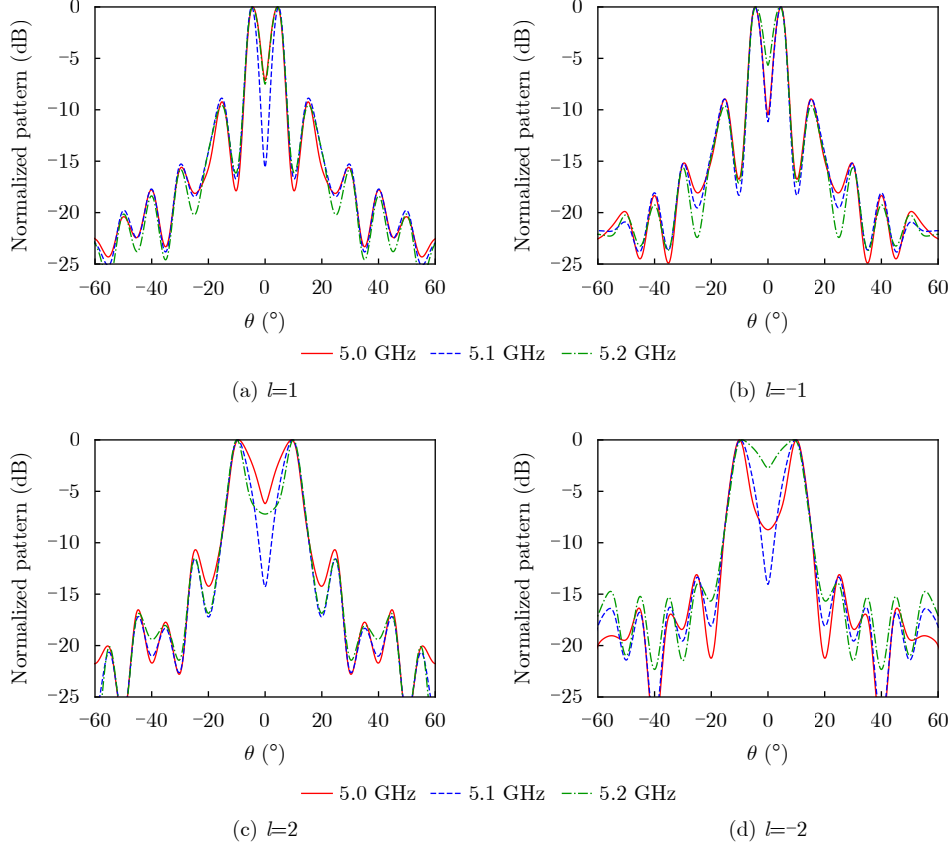


图 10 5.0 GHz, 5.1 GHz和5.2 GHz下的仿真归一化远场方向图(E面)

Fig. 10 Simulated normalized far-field radiation patterns at 5.0 GHz, 5.1 GHz, and 5.2 GHz (E-plane)

角。根据式(19)计算得到的 OAM 模式纯度如图12所示, 结果表明, 在不同模式的 OAM 中, 主模式(l_0)的纯度远高于串扰模式($l \neq l_0$), 证明杂散模式被有效抑制。其中, 设计的主模式($l_0 = \pm 1, \pm 2$)在中心设计频率5.1 GHz 处的纯度最高可达 94.85%和90.24%, 在工作频带内始终保持 87% 以上。上述结果表明, 该 RIS 设计已满足第2节理论模型中对高模式纯度的要求, 具体而言, 依据前文推导结论, 当模式纯度高于88%时, 系统即便在信噪比为 -10 dB的强噪声工况下, 理论误码率仍可维持在 3.8×10^{-3} 的前向纠错门限以下。

图13为4种OAM模式在中心频率(5.1 GHz)的实测场分布与模式纯度。测试距离为500 mm(与通信测试距离相同)。幅度和相位分布均呈现出与各阶OAM波束对应的环形幅度特征和螺旋相位变化, 实测结果与仿真基本吻合。模式纯度方面, $l = \pm 1$ 阶纯度约为80.5%, $l = +2$ 阶为74.2%, $l = -2$ 阶为82.5%, 均保持在74%以上, 较仿真值(87%以上)下降约8%~14%, 主要原因是加工精度有限以及测试时喇叭和探头对阵面存在一定遮挡。尽管如此, 实测纯度仍满足系统正常通信的需求, 表明各模式之间具有良好的正交性, 为后续基于OAM模式复用的通信实验奠定了硬件基础。

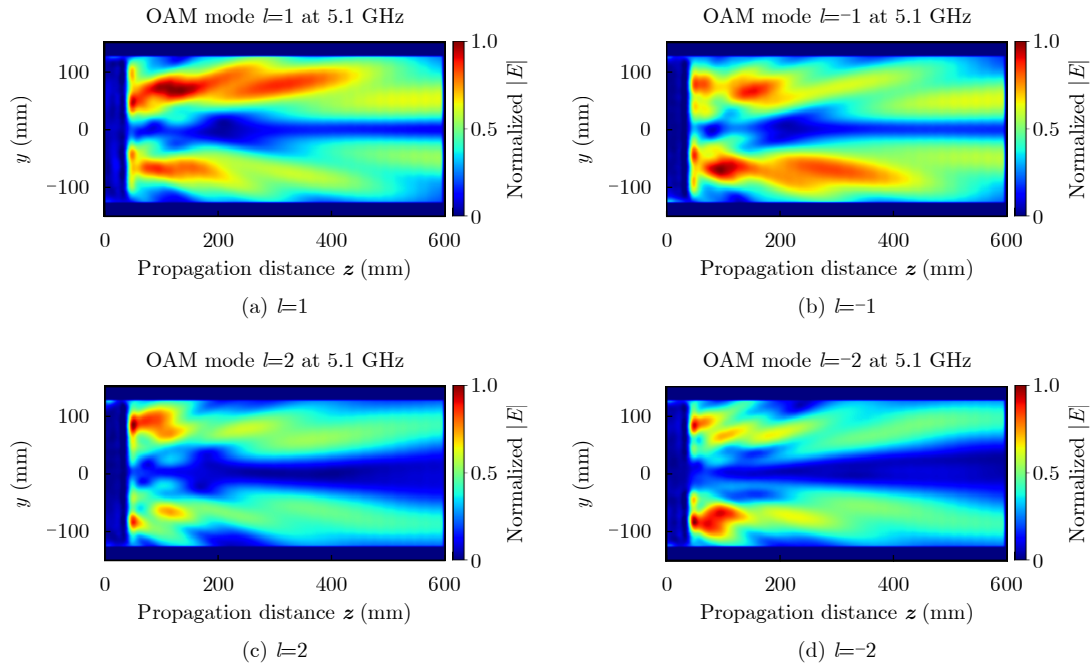


图 11 中心频点处OAM的yoz面的电场分布

Fig. 11 Electric field distribution of OAM in the YOZ plane at the center frequency

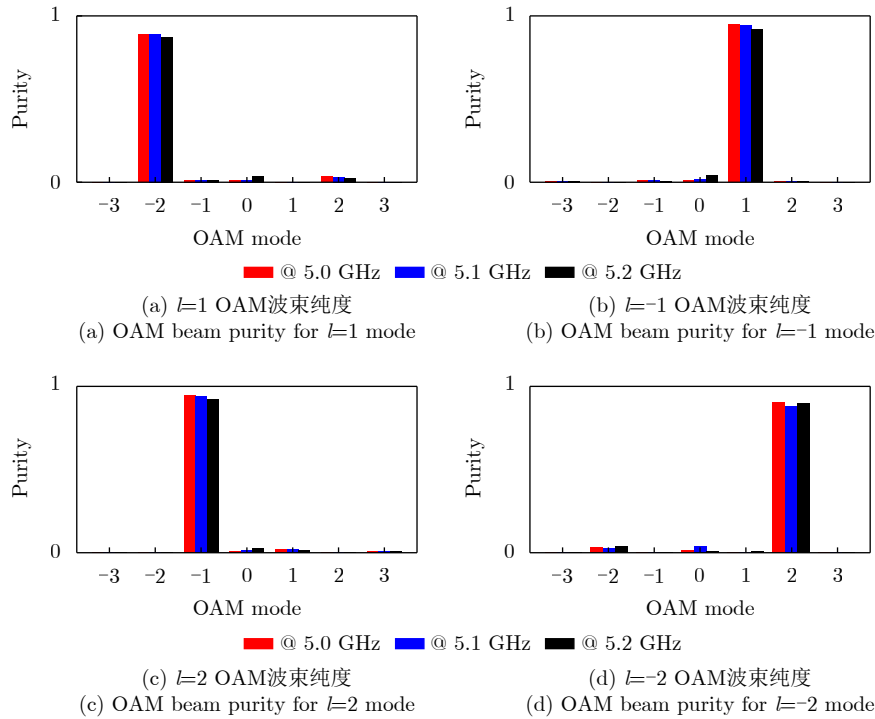


图 12 仿真的OAM模式纯度

Fig. 12 Simulated purity of OAM beam with mode

4 基于RIS的OAM无线通信性能的测试

4.1 通信系统的抗干扰通信测试

根据第2节提出的 OMSK 通信理论和第3节设计的可重构超表面, 我们搭建了一套基于RIS的OAM无线通信系统, 并对它的通信性能进行了测试。整

个系统包括: 2 台计算机、2 台通用软件无线电外设(Universal Software Radio Peripheral, USRP)和2个智能超表面阵列, 其示意图如图14所示。其中, 发射控制计算机负责控制USRP生成并发射信号, 而接收控制计算机则同步控制接收USRP并管理超表面阵列的微控制器单元MCU调控电压。

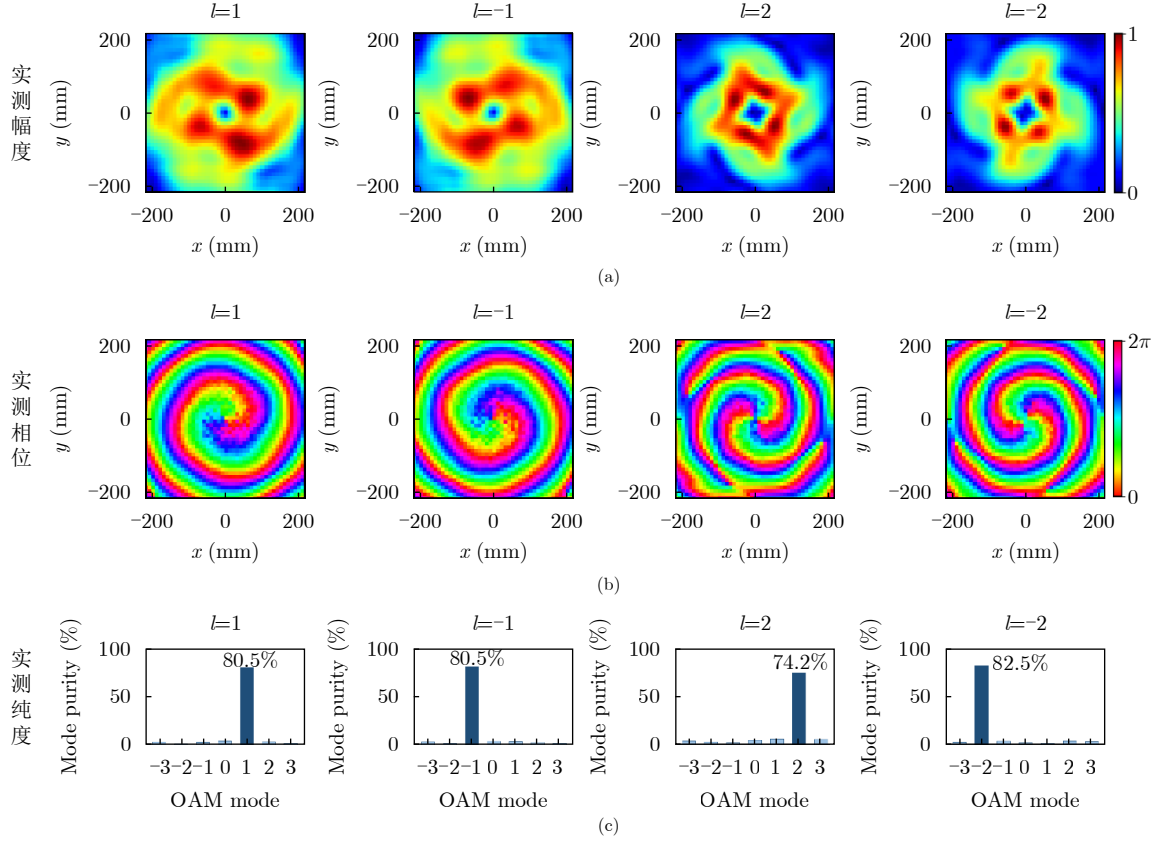


图 13 实测的OAM波束的结果

Fig. 13 Measured results of OAM beams

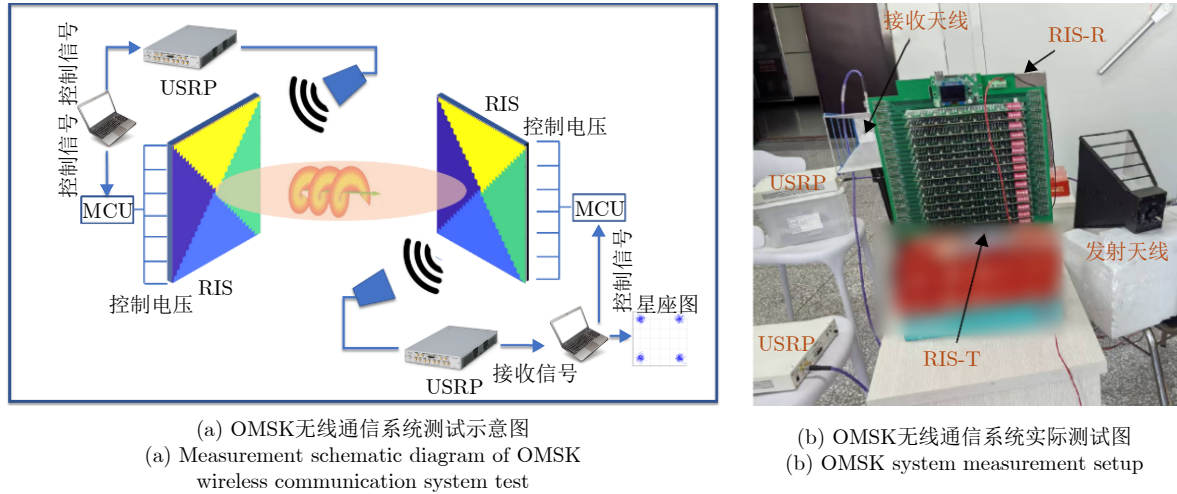


图 14 OAM无线通信系统测试系统图

Fig. 14 Schematic diagram of the OAM wireless communication test system

系统工作流程如下：首先，待传输信号经编码后加载至平面波，由发射端USRP以及喇叭天线辐射到有源超表面上。为了充分利用RIS的转极化特性以抑制直射径干扰，实验中采用了正交极化配置：将发射喇叭天线设置为y极化，而接收喇叭天线设置为x极化，x极化接收天线能够物理隔离来自发射端的y极化直射波，确保接收的信号能量源

于RIS反射的交叉极化(x极化)OAM波束。随后，平面波照射到发射端RIS后被施加设计的波前从而激发特定模式的OAM波束，并垂直指向接收端的RIS。接着，OAM波束传播一定距离后垂直入射至接收端RIS，其OAM相位的模式与发射端相反，被接收端RIS反射的场恢复为平面波并被接收天线获取。最后，接收信号后经过USRP下变频和接收端

计算机处理后实现解码。整个通信链路性能可通过分析接收信号星座图进行评估。

图15显示OAM无线通信系统的在 $l_0 = \pm 1, \pm 2$ 这4个不同模式 OAM 波束进行传输时的通信性能。图15(a)中的星座图点簇清晰且显著分离,这反映信号得到了有效解调,图15(b)的时域波形显示接收信号电平幅度稳定维持在0.5 V内,证明此通信系统成功利用涡旋波束实现了高质量通信。

为了更全面地分析评估OAM波束的通信性能,我们设置了2组对照实验:(1)在相同传输距离下,平面波发射、OAM波接收的通信测试效果;(2)在相同距离下,不同模式的OAM波束发射和接收的通信效果。首先用第一组实验配置进行测试,其结果如图16所示。此时接收信号的星座图点簇杂乱发散,时域信号的虚部和实部呈现不规则的分布,与理想值存在巨大差异。这一结果表明,在发射端为平面波时无法实现有效的通信,证明了平面波与OAM波束在通信接收端有很强的隔离度,OMSK系统可以降低空间中的平面波干扰。随后,采用第2组实验配置(不同模式OAM波束间通信)进行测试。图17(a)的星座图仅呈现两个分离度较低的点簇,图17(b)的接收信号电平幅度则大幅降低

至 0.1 V左右,证明OMSK通信系统的不同模式 OAM信号之间具有很强的隔离度。

综合对比这两个对照实验:第1组(平面波发-OAM 波收)因发送端为平面波,该平面波信号视为干扰源,导致接收端RIS无法有效解调出信号;第2组(不同模式 OAM 波间通信),因其波前相位与接收RIS预设的匹配模式不符,由于不同模式之间的OAM相互正交,同样无法被系统有效接收和解调。这两组结果表明,基于不同拓扑荷 OAM 通信链路之间具有优异正交性和低串扰特性。这一独特的物理特性不仅能隔绝外部的平面波信号干扰,还能有效阻隔非目标模式的信号耦合至接收系统。综上所述,基于OAM模态复用的OMSK通信系统天然具备强抗干扰能力和信道扩容潜力,验证并实现了第2节中的高抗干扰性能,为构建下一代高可靠、大容量的无线通信系统提供了切实可行的技术路径。

4.2 系统实现与通信协议设计

4.1节的对照实验已验证了OMSK系统对平面波和不同模式干扰的隔离能力。本节基于图14所示的实测平台,利用USRP进行丢包率测试,量化评

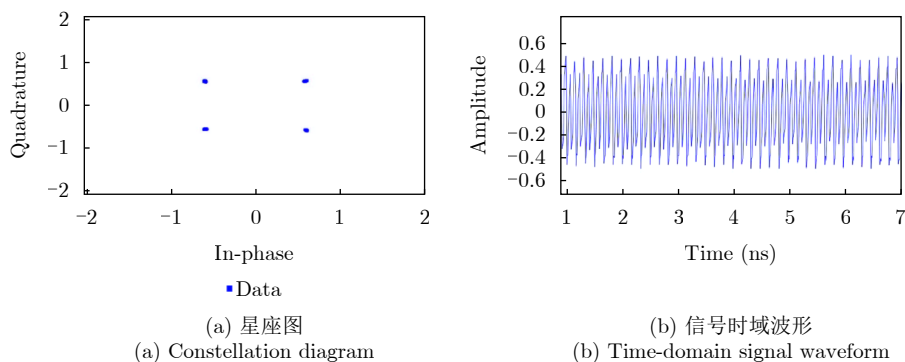


图 15 涡旋波束通信测试结果

Fig. 15 OAM wireless communication measurement results

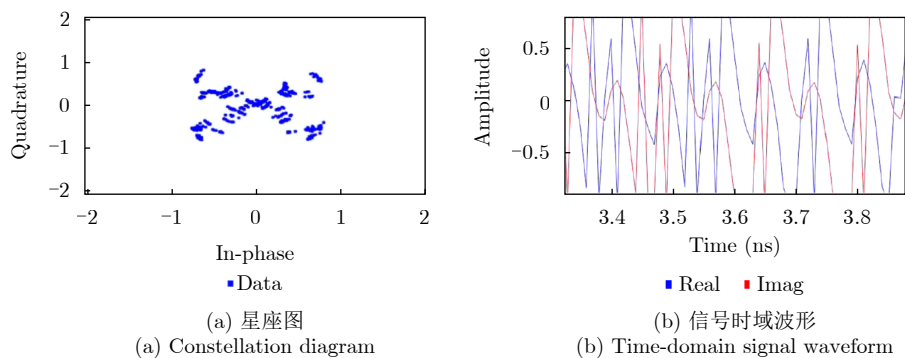


图 16 平面波发射、OAM波接收的通信测试结果

Fig. 16 Measured communication performance under plane wave transmission and OAM wave reception

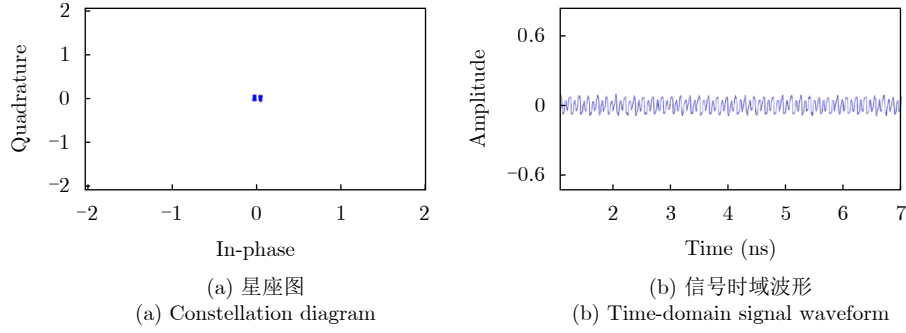


图 17 不同模式OAM波束收发通信测试

Fig. 17 Communication tests of OAM beam transmission and reception with different modes

估系统的传输可靠性。本实验系统采用基于USRP与射频微波模块的外差式变频架构。系统底层物理层框架严格遵循 IEEE 802.11n标准。为了获得高分辨率的宽带信道特征，系统配置如下：

$$f_c = 2407 + 5 \times n_{ch} \text{ (MHz)} \quad (20)$$

代入信道号 $n_{ch} = 11$ ，得到基带中心频率为 2462 MHz，经上变频搬移至 5.1 GHz 射频频段发射。系统采用 HT40 带宽模式，包含 114 个有效子载波。接收端获取的第 k 个子载波的信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 表示为

$$H_k = I_k + j \cdot Q_k \quad (21)$$

其中， I_k 和 Q_k 分别为实部与虚部幅度。为简化测试并排除 MAC 层重传机制的影响，发送端 USRP 以 5 帧/秒的速率广播 IEEE 802.11n 标准数据帧，每帧有效载荷仅 4 字节，用于封装一个自增的 32 位序列号 $Count$ 。

由于本系统采用帧级传输机制，接收端通过帧校验序列判断数据完整性，无法直接获取比特级误码信息，本文采用 MAC 层丢包率 (Packet Loss Rate, PLR) 作为评价指标。当干扰导致误码累积超过纠错能力时，帧校验序列校验失败，该帧被丢弃，表现为丢包。通过比对期望序列号与实际接收序列号的连续性来统计丢包，整体丢包率定义为

$$P_{loss} = \left[1 - \frac{N_{received}}{Count_{max} - Count_{min} + 1} \right] \times 100\% \quad (22)$$

其中， $N_{received}$ 为实际收到的包数量， $Count_{max}$ 与 $Count_{min}$ 分别为统计周期内序列号的最大值与最小值。若当前接收序号大于期望序号，则判定发生丢包，单次丢包数 L_{new} 为

$$L_{new} = current_seq - expected_seq \quad (23)$$

在编码方案上，系统规定 $l = +1, -1, +2, -2$ 分别对应四进制调制的不同符号。工作时基带系统按预设序列向 RIS 控制器下发切换指令，依次激

发对应拓扑荷的 OAM 波束。为考察不同跳变顺序对链路的影响，实测中设计了 4 组编码序列：编码组 1 $\{+1, -1, +2, -2\}$ 、编码组 2 $\{+1, +2, -1, -2\}$ 、编码组 3 $\{-1, +1, -2, +2\}$ 、编码组 4 $\{-2, +2, -1, +1\}$ 。其中，编码组 1 $\{+1, -1, +2, -2\}$ 和编码组 3 $\{-1, +1, -2, +2\}$ 以正负符号交替为主，相邻符号间均跨越正负模态；编码组 2 $\{+1, +2, -1, -2\}$ 和编码组 4 $\{-2, +2, -1, +1\}$ 则以同符号连续跳变为主，相邻符号间存在仅改变阶数的近距离切换。上述设计覆盖了跨符号跳变与近距离切换两类典型模式转换场景，用以验证系统性能对跳变序列的不敏感性。接收端 RIS 按空间分区对不同模态进行相位补偿，将能量汇聚至接收天线，通过判决功率完成符号检测。

为量化系统的抗干扰性能，设置了两组对照实验。第 1 组为无 RIS 接收：发射端正常进行 OAM 编码发射，但接收端不加解耦 RIS，直接用喇叭天线接收，模拟常规的天线接收到 OAM 波束携带的信息的情况。第 2 组为完整 RIS 收发。两组实验中，发送端均以 5 帧/秒持续广播报文，接收端通过校验序列号连续性统计 MAC 层丢包率。具体的实验参数见表 3。

图 18 给出了 4 组编码序列在有无接收端 RIS 两种条件下的丢包率对比。在未配置接收端 RIS 时，4 组的丢包率均处于 81%~95% 的高位，通信链路基本不可用，这是因为 OAM 波束具有螺旋相位分布，常规天线在未经相位补偿的情况下对其进行接收时，孔径内不同方位角处的信号相位相互抵消，导致有效接收功率极低。配置接收端 RIS 后，丢包率大幅下降，4 组编码序列的丢包率均降至 25% 以下，其中多数测试点集中在 10%~20% 的范围内。同一编码组内 5 次重复测试的结果波动较小，说明系统在动态跳模工作状态下具有较好的稳定性。以上结果表明，接收端 RIS 的相位补偿能够有效恢复 OAM 信号，实现高质量的信号传输。

除丢包率外,本文还引入误差向量幅度(Error Vector Magnitude, EVM)来评估信号解调质量。由于所用商用基带芯片无法直接输出底层EVM数据,这里根据IEEE 802.11n标准中误码率与EVM的映射关系,由实测丢包率反推得到等效EVM,结果如图19所示。无RIS接收时,4组编码序列的等效EVM在 $-8 \sim -12$ dB之间,该水平下接收机已无法正确判决符号,与前述丢包率超过80%的结果一致。启用接收端RIS后,等效EVM降至 $-18 \sim -23$ dB,满足802.11n标准中16-QAM调制的解调门限要求。各组5次测试间的EVM波动在1.5 dB以

内,进一步说明系统在跳模工作状态下的解调性能是稳定的。

图20给出了编码组1在不同收发距离下的丢包率变化。在200~500 mm范围内,丢包率从约2%缓慢上升至12%左右,链路质量良好。超过500 mm后,丢包率开始明显增大,600 mm处约为22%,700 mm处升至35%。当距离达到800 mm以上时,丢包率急剧恶化,至1000 mm处已接近100%,链路基本失效。造成这一现象的原因是OAM波束的能量呈环状分布,传播距离越远,能量环的半径越大,逸出接收端RIS孔径的部分越多,接收信噪比随之下降。需要指出的是,本实验发射功率受限于商用Wi-Fi节点,仅为10 mW左右。在这一功率水平下,500 mm是保证丢包率低于15%的有效通信距离。这一距离限制主要来自实验平台本身的条件,而非OMSK体制的缺陷。一方面,实验所用的商用Wi-Fi节点发射功率仅约10 mW,远低于常规接入点的100 mW,接收信号功率本就有限;信号还需经发射端和接收端RIS两次交叉极化反射,受PIN二极管等效电阻($R=7 \Omega$)的欧姆损耗影响,每次反射约引入1.5~3.0 dB损耗,使得整体链路预算低于单跳直射的情形。另外,更关键的是,OAM涡旋波束的能量呈环状分布,且能量环的半径

表 3 核心实验参数设置

Tab. 3 Key experimental parameter settings

参数名称	设定数值 (Value)
空口中心频率 (RF Center Frequency)	5.1 GHz
基带中频频率 (Baseband IF)	2462 MHz (信道 11)
系统射频带宽 (RF Bandwidth)	40 MHz (HT40 模式)
发射端极限功率 (Transmission Power)	≤ 10 mW
典型测试距离 (Typical Testing Distance)	500 mm
极限测试距离 (Maximum Testing Distance)	1000 mm
发包速率 (Packet Rate)	5 frames/s
单帧有效载荷 (Payload Size)	4 Bytes

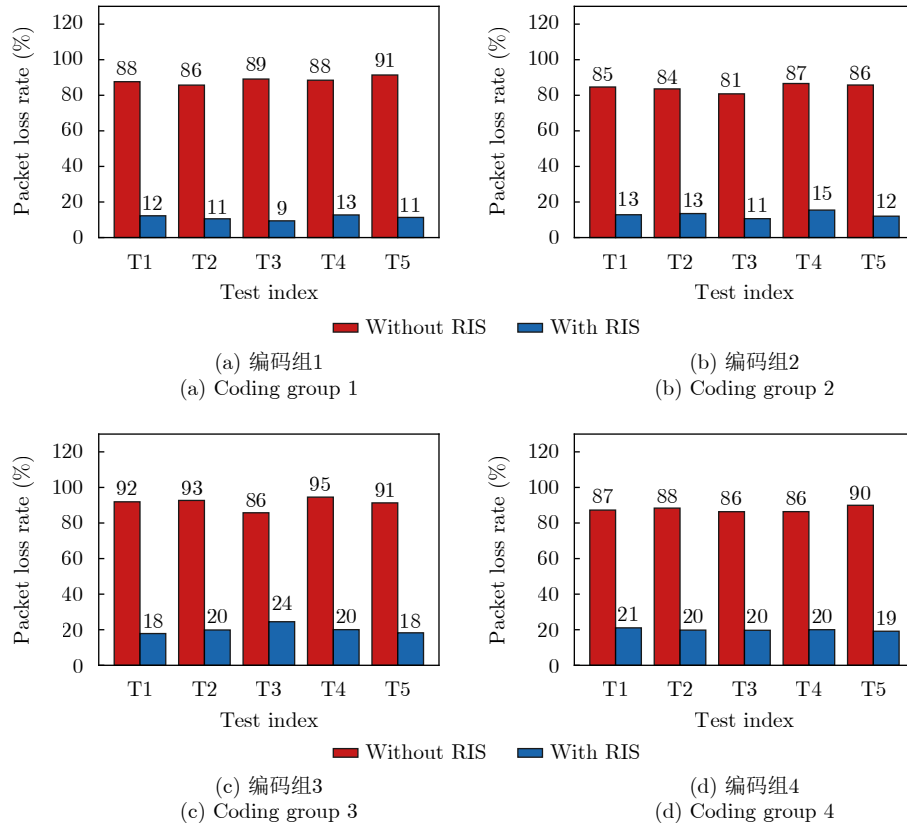


图 18 4个编码组的实测丢包率

Fig. 18 Measured packet loss rate of four coding groups

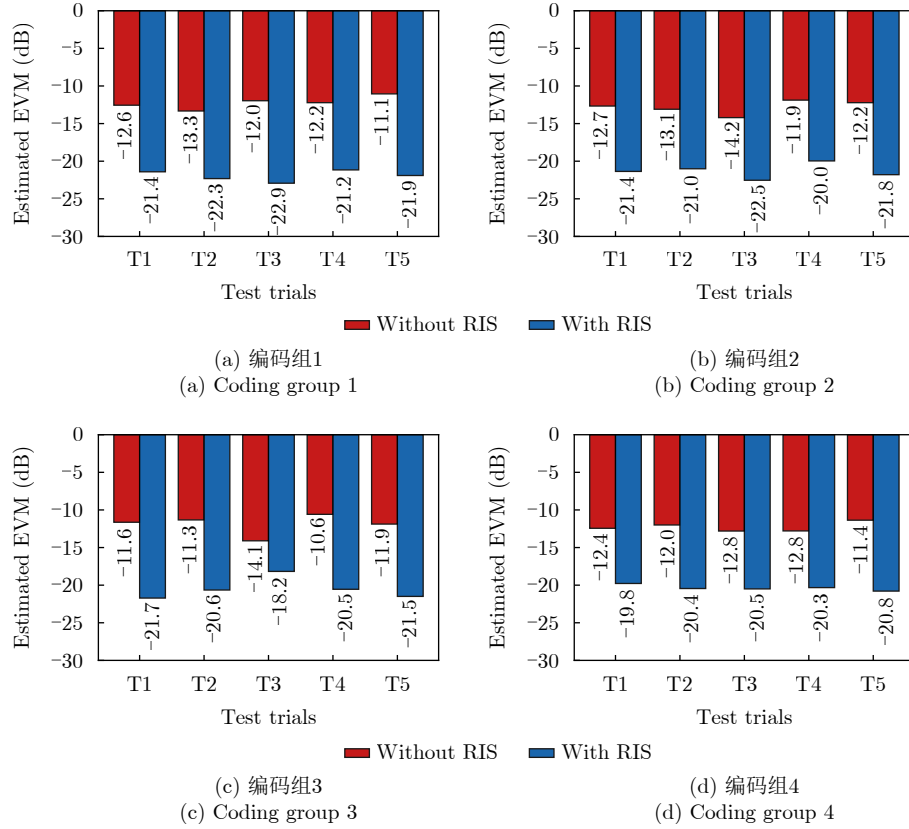


图 19 4个编码组的测试EVM

Fig. 19 Measured EVM of four coding groups

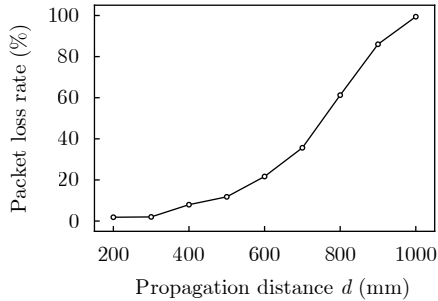


图 20 不同传输距离下丢包率的测试结果

Fig. 20 Measurement results of packet loss rate at different transmission distances

随传播距离增大而扩大；当传播距离超过约500 mm后,能量环的尺寸逐渐超出接收端RIS的有限口径,大量涡旋能量从口径外逸出,接收端可截获的有效能量随距离迅速减少,这正是图20中距离越远丢包率越高、并在1 m处趋于失效的根本原因。

上述两方面因素均可通过工程手段加以改善,系统的作用距离仍有较大的提升空间。针对接收信号功率不足,最直接的办法是提高发射功率,将其从10 mW提高到常规Wi-Fi的100 mW即可明显改善信噪比;同时采用MEMS开关或变容二极管等损耗更低的可调器件,可减小每次反射的插入损耗。

针对涡旋波束发散导致的能量逸出,关键在于延长贝塞尔波束的无衍射距离:由于该距离正比于发射口径半径、反比于汇聚角 θ ,既可通过增大发射端RIS的口径来实现,也可减小汇聚角 θ 或在相位分布中进一步叠加汇聚相位,使波束在更远的接收平面上仍保持较好的能量汇聚;同时适当增大接收端RIS的口径,也能截获更多发散的涡旋能量。此外,在接收端加入低噪声放大器或适当降低系统带宽,也有助于压低噪声基底、进一步提升接收信噪比。

综合图18-图20的测试结果,该OMSK通信系统的抗干扰性能可从3个层面得到验证:丢包率对比实验表明,接收端RIS的相位补偿使丢包率从80%以上降至25%以下;等效EVM从无RIS时的-8~-12 dB改善至-18~-23 dB,达到16-QAM的解调门限;距离测试则给出了系统在10 mW发射功率下的有效通信边界,500 mm以内丢包率可控制在15%以下。上述结果表明,利用RIS激发OAM波束并结合模态跳变编码,能够在低功率条件下实现可靠的无线通信。

5 结语

本文围绕基于RIS的抗干扰OAM通信系统,开展了理论建模、硬件设计与系统实测3方面工作。

理论上,建立了OMSK信道模型,推导了误码率与模态纯度的解析关系,表明模态纯度是影响系统抗干扰性能的关键参数。硬件上,设计了双极化2-bit有源RIS,仿真中各阶OAM波束纯度均高于88%;实测极化转换率在5.1 GHz处达88%以上,各阶OAM波束实测纯度均在74%以上。在此基础上,基于USRP搭建了完整的OMSK无线通信测试系统,对照实验验证了OAM波束与平面波及不同模式间的正交隔离特性,并通过多组模式跳变编码序列进行抗干扰通信测试,结果表明在10 mW发射功率下,接收端RIS使丢包率从80%以上降至15%以下,同时给出了受波束发散影响的有效通信距离。此外,当前系统的模式跳变速率受限于微控制器的指令刷新速度,RIS上PIN二极管本身的切换时间在纳秒级,后续可通过FPGA并行控制进一步提升跳变速率。上述结果验证了利用RIS实现OAM抗干扰通信的可行性。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突

Conflict of Interests The authors declare that there is no conflict of interests

参 考 文 献

- [1] ALLEN L, BEIJERSBERGEN M W, SPREEUW R J C, *et al.* Orbital angular momentum of light and the transformation of Laguerre-Gaussian laser modes[J]. *Physical Review A*, 1992, 45(11): 8185–8189. doi: [10.1103/PhysRevA.45.8185](#).
- [2] REN Yongxiong, LI Long, XIE Guodong, *et al.* Line-of-sight millimeter-wave communications using orbital angular momentum multiplexing combined with conventional spatial multiplexing[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(5): 3151–3161. doi: [10.1109/TWC.2017.2675885](#).
- [3] SHUANG Ya, ZHAO Hanting, JI Wei, *et al.* Programmable high-order OAM-carrying beams for direct-modulation wireless communications[J]. *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2020, 10(1): 29–37. doi: [10.1109/JETCAS.2020.2973391](#).
- [4] YANG Hang, ZHENG Shilie, ZHANG Hongqi, *et al.* A THz-OAM wireless communication system based on transmissive metasurface[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2023, 71(5): 4194–4203. doi: [10.1109/TAP.2023.3255539](#).
- [5] REN Yongxiong, WANG Zhe, LIAO Peicheng, *et al.* Experimental characterization of a 400 Gbit/s orbital angular momentum multiplexed free-space optical link over 120 m[J]. *Optics Letters*, 2016, 41(3): 622–625. doi: [10.1364/OL.41.000622](#).
- [6] LAVERY M P J, PEUNTINGER C, GÜNTNER K, *et al.* Free-space propagation of high-dimensional structured optical fields in an urban environment[J]. *Science Advances*, 2017, 3(10): e1700552. doi: [10.1126/sciadv.1700552](#).
- [7] CHEN Rui, YANG Wenhai, XU Hui, *et al.* A 2-D FFT-based transceiver architecture for OAM-OFDM systems with UCA antennas[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(6): 5481–5485. doi: [10.1109/TVT.2018.2817230](#).
- [8] CHEN Rui, XU Hui, LI Jiandong, *et al.* Misalignment-robust receiving scheme for UCA-based OAM communication systems[C]. The 85th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Sydney, Australia, 2017: 1–5. doi: [10.1109/VTCSpring.2017.8108434](#).
- [9] YANG Yuwen, CHENG Wenchu, ZHANG Wei, *et al.* Mode modulation for wireless communications with a twist[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(11): 10704–10714. doi: [10.1109/TVT.2018.2867566](#).
- [10] CHEN Rui, XU Hui, WANG Xiaodong, *et al.* On the performance of OAM in keyhole channels[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(1): 313–316. doi: [10.1109/LWC.2018.2871692](#).
- [11] EDFORS O and JOHANSSON A J. Is orbital angular momentum (OAM) based radio communication an unexploited area?[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, 60(2): 1126–1131. doi: [10.1109/TAP.2011.2173142](#).
- [12] LIANG Liping, CHENG Wenchu, ZHANG Wei, *et al.* Joint OAM multiplexing and OFDM in sparse multipath environments[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(4): 3864–3878. doi: [10.1109/TVT.2020.2966787](#).
- [13] LIANG Liping, CHENG Wenchu, ZHANG Wei, *et al.* Mode hopping for anti-jamming in radio vortex wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(8): 7018–7032. doi: [10.1109/TVT.2018.2825539](#).
- [14] HAYAT B, ZHANG Jinling, ISHFAQ M, *et al.* Broadband OAM vortex beams generating through transmitarray for millimeter wave applications[J]. *Optics Express*, 2025, 33(5): 10036–10046. doi: [10.1364/OE.551496](#).
- [15] WU Xiangming, ZHANG Zhengping, LI Zhenfei, *et al.* Dynamic multimode OAM generation implemented by mechanically reconfigurable metasurfaces[J]. *Materials Today Electronics*, 2025, 12: 100142. doi: [10.1016/j.mtelec.2025.100142](#).
- [16] ZHANG Zhengren, ZHANG Bingxue, HE Qian, *et al.* Flexible generation of OAM mode reconfigurable beams and

- spinning OAM beams based on active induced magnetism Huygens' metasurface[J]. *Optics Express*, 2024, 32(21): 36674–36685. doi: [10.1364/OE.537765](https://doi.org/10.1364/OE.537765).
- [17] 吴杰, 胡俊, 张忠祥, 等. 具有可重构特征的轨道角动量天线技术研究进展[J]. 电子与信息学报, 2024, 46(4): 1173–1185. doi: [10.11999/JEIT230847](https://doi.org/10.11999/JEIT230847).
- WU Jie, HU Jun, ZHANG Zhongxiang, *et al.* Research progress of orbital angular momentum antenna technologies with reconfigurable characteristics[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2024, 46(4): 1173–1185. doi: [10.11999/JEIT230847](https://doi.org/10.11999/JEIT230847).
- [18] 许河秀, 王彦朝, 王朝辉, 等. 基于多元信息的多功能电磁集成超表面研究进展[J]. 雷达学报, 2021, 10(2): 191–205. doi: [10.12000/JR21037](https://doi.org/10.12000/JR21037).
- XU Hexiu, WANG Yanzhao, WANG Chaohui, *et al.* Research progress of multifunctional metasurfaces based on multiplexing concept[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(2): 191–205. doi: [10.12000/JR21037](https://doi.org/10.12000/JR21037).
- [19] 徐健, 王彦朝, 罗慧玲, 等. 基于双几何相位超表面的三频全空间波前调控[J]. 电子学报, 2024, 52(2): 396–406. doi: [10.12263/DZXB.20230534](https://doi.org/10.12263/DZXB.20230534).
- XU Jian, WANG Yanzhao, LUO Huiling, *et al.* Tri-band full-space wavefront control using dual-geometric-phase metasurface[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2024, 52(2): 396–406. doi: [10.12263/DZXB.20230534](https://doi.org/10.12263/DZXB.20230534).
- [20] 郭忠义, 王运来, 汪彦哲, 等. 涡旋雷达成像技术研究进展[J]. 雷达学报, 2021, 10(5): 665–679. doi: [10.12000/JR21075](https://doi.org/10.12000/JR21075).
- GUO Zhongyi, WANG Yunlai, WANG Yanzhe, *et al.* Research advances in vortex radar imaging technology[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(5): 665–679. doi: [10.12000/JR21075](https://doi.org/10.12000/JR21075).
- [21] 林屹峰, 单明明, 孔旭东, 等. 涡旋电磁波轨道角动量模式抗干扰性能分析[J]. 雷达学报, 2021, 10(5): 773–784. doi: [10.12000/JR21096](https://doi.org/10.12000/JR21096).
- LIN Yifeng, SHAN Mingming, KONG Xudong, *et al.* Orbital angular momentum anti-interference properties analysis of electromagnetic vortex wave[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(5): 773–784. doi: [10.12000/JR21096](https://doi.org/10.12000/JR21096).
- [22] ZHANG Kuang, WANG Yuxiang, BUROKUR S N, *et al.* Generating dual-polarized vortex beam by detour phase: From phase gradient metasurfaces to metagratings[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2022, 70(1): 200–209. doi: [10.1109/TMTT.2021.3075251](https://doi.org/10.1109/TMTT.2021.3075251).
- [23] AHMED H, KIM H, ZHANG Yuebian, *et al.* Optical metasurfaces for generating and manipulating optical vortex beams[J]. *Nanophotonics*, 2022, 11(5): 941–956. doi: [10.1515/nanoph-2021-0746](https://doi.org/10.1515/nanoph-2021-0746).
- [24] TIAN Hanwei, ZHANG Xinge, JIANG Weixiang, *et al.* Programmable controlling of multiple spatial harmonics via a nonlinearly phased grating metasurface[J]. *Advanced Functional Materials*, 2022, 32(31): 2203120. doi: [10.1002/adfm.202203120](https://doi.org/10.1002/adfm.202203120).
- [25] CANBILEN A E, BASAR E, and IKKI S S. Reconfigurable intelligent surface-assisted space shift keying[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(9): 1495–1499. doi: [10.1109/LWC.2020.2994930](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.2994930).
- [26] DINAN M H, PEROVIĆ N S, and FLANAGAN M F. RIS-assisted receive quadrature space-shift keying: A new paradigm and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(10): 6874–6889. doi: [10.1109/TCOMM.2022.3198117](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2022.3198117).
- [27] SIMON M K. Probability Distributions Involving Gaussian Random Variables[M]. New York: Springer, 2006: 358–359. (查阅网上资料,请补充引用页码).
- [28] SIMON M K and ALOUINI M S. Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis[M]. New York: John Wiley & Sons, 2000: 1002–1008.
- [29] SZPANKOWSKI W. Average Case Analysis of Algorithms on Sequences[B]. New York: Wiley, 2001: 588–600.
- [30] ZHANG Yue, LIU Yuefei, YANG Guohui, *et al.* Design of control circuit for active metasurface based on varactor diode[C]. 2023 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China), Hangzhou, China, 2023: 1–4. doi: [10.23919/ACES-China60289.2023.10249886](https://doi.org/10.23919/ACES-China60289.2023.10249886).

作者简介

杨德生, 博士生, 主要研究方向为基于RIS的OAM高纯度激发和无线通信等。

李金星, 副研究员, 主要研究方向为双各向异性超表面, 频率选择表面和天线等。

王禹翔, 副研究员, 主要研究方向为可重构智能超构表面, 天线及天线罩设计等。

杨国辉, 副教授, 主要研究方向为电磁兼容分析与预测、微波测量与仪器等。

袁乐怡, 研究员, 主要研究方向为电磁媒质与电磁表面、电磁场人工调控等。

张 狂, 教授, 主要研究方向为超表面和RIS的无线通信等。

(责任编辑: 于青)