

# 全息无线电:全息超表面赋能的 超大规模 MIMO 新范式

邓若琪<sup>1</sup>,张雨童<sup>1</sup>,张浩波<sup>1</sup>,邱博雅<sup>1</sup>,张泓亮<sup>1</sup>,宋令阳<sup>1,2</sup>

(1. 北京大学电子学院,北京 100871; 2. 鹏城实验室,广东深圳 518055)

**摘要:** 得益于空间复用能力,超大规模多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术成为未来第六代通信提供高速数据服务和全球海量网络接入的关键技术之一. 传统的大规模 MIMO 技术主要依托装配有高分辨率移相器的大规模相控阵来实现. 然而,移相电路的高功耗与高硬件成本阻碍了超大规模相控阵在实际工程中的应用,从而阻碍了超大规模 MIMO 的实际部署与发展. 本文考虑了一种超大规模 MIMO 的新范式——全息无线电. 在全息无线电中,大量微小而廉价的天线单元紧密集成,在低硬件成本的情况下达到高方向性增益,从而能够对电磁波进行灵活的调控并有效提升无线通信性能. 本文提出利用一种名为可重构全息超表面(Reconfigurable Holographic Surface, RHS)的新型超材料天线来实现全息无线电. 具体而言, RHS 由大量低成本低功耗可调谐超材料单元组成,其馈源与超表面集成为一体并产生电磁波,电磁波沿着超表面传播并逐一激励 RHS 辐射单元,每个 RHS 辐射单元会根据全息干涉原理在超表面上构建全息图案控制电磁波的辐射幅值从而实现全息波束成形. 根据 RHS 的工作原理,本文介绍了一种低复杂度的新型多址接入技术——全息多址接入(Holographic-pattern Division Multiple Access, HDMA)技术,其主要思想是将所有发射信号映射叠加至超表面构建的单一全息图样上从而为多用户提供数据传输服务. 本文对 HDMA 方案进行了优化设计以最大化 RHS 辅助下的多用户广播通信系统能量效率. 为了进一步验证 HDMA 技术的有效性,本文实现了二维 RHS 阵列的原型机并搭建了 RHS 辅助下的全息无线电通信平台. 基于 HDMA 技术,该通信平台能够以低功耗支持多用户高清视频的实时传输. 实验结果表明 RHS 具有以简单的布线方式和低功耗实现定向增益的巨大潜力,从而进一步验证了利用 RHS 实现全息无线电的可行性. 此外,本文还讨论了基于 RHS 的全息无线电的未来研究方向和关键挑战.

**关键词:** 第六代通信; 全息无线电; 超大规模多输入多输出; 可重构全息超表面; 全息多址接入

中图分类号: TN821

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)12-2984-12

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20221136

## Holographic Radio: A New Paradigm for Ultra-Massive MIMO Enabled by Reconfigurable Holographic Surfaces

DENG Ruo-qi<sup>1</sup>, ZHANG Yu-tong<sup>1</sup>, ZHANG Hao-bo<sup>1</sup>, DI Bo-ya<sup>1</sup>, ZHANG Hong-liang<sup>1</sup>, SONG Ling-yang<sup>1,2</sup>

(1. School of Electronics, Peking University, Beijing 100871, China;

2. Peng Cheng Laboratory, Shenzhen, Guangdong 518055, China)

**Abstract:** Benefited from the capability of spatial multiplexing, ultra-massive multiple-input multiple-output(MIMO) is one of the key techniques in the forthcoming 6G communications to provide high-speed data services and global massive connectivity. Traditional MIMO technique is realized by large-scale phased-arrays with high-resolution phase shifters. However, the high power consumption and hardware cost of phase-shifting circuits hinder the implementation of ultra-massive phased arrays in practice, thus limiting the deployment and development of ultra-massive MIMO. In this article, a new paradigm named holographic radio is considered for ultra-massive MIMO, where numerous tiny and inexpensive antenna elements are integrated into a compact space to realize high directive gain with low hardware cost, such that the electromagnetic waves can be flexibly regulated and the wireless communication performance can be effectively enhanced. We

收稿日期: 2022-10-10; 修回日期: 2022-12-20; 责任编辑: 朱梅玉

基金项目: 国家重点研发计划项目(No. 2020YFB1804800); 国家自然科学基金(No. 62271012, No. 6194110); 北京市自然科学基金(No. L212027, No. 4222005)

propose a practical way to enable holographic radio by a novel metasurface-based antenna called reconfigurable holographic surface(RHS). Specifically, RHSs are composed of numerous densely packed tunable metamaterial elements with low power consumption and low hardware cost. The feeds of the RHS are integrated with the meta-surface to generate electromagnetic waves propagating along the meta-surface and exciting the RHS elements one by one. Based on the holographic interference principle, each RHS element can control the radiation amplitude of the incident electromagnetic waves to construct a holographic pattern on the meta-surface, thus realizing holographic beamforming. Based on the working principle of RHSs, we introduce a novel multiple access technique called holographic-pattern division multiple access(HDMA). We develop the principle for HDMA with the main idea of mapping the intended signals for receivers to a superposed holographic pattern constructed by the RHS. A holographic beamforming optimization scheme is also developed to maximize energy efficiency of RHS-aided multi-user broadcast systems. To further verify the effectiveness of HDMA, we implement a prototype of the two-dimensional RHS and build an RHS-aided communication platform. Based on the HDMA scheme, the communication platform is capable of supporting real-time transmission of high-definition video for multiple users. Experimental results also show that the RHS has great potential to achieve high directive gain with simple wiring layout and low power consumption, thereby substantiating the feasibility of the RHS-enabled holographic radio. Moreover, future research directions and the corresponding key challenges for the RHS-enabled holographic radio are also discussed.

**Key words:** sixth generation communications; holographic radio; ultra-massive multiple-input multiple-output; reconfigurable holographic surface; holographic-pattern division multiple access

## 1 引言

近年来,随着各类移动设备和应用的爆炸性增长,未来第六代(Sixth Generation, 6G)移动通信在高速率数据传输和大规模网络接入等方面都面临巨大的挑战<sup>[1]</sup>. 为了应对这一挑战,大规模多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术逐渐演进为超大规模 MIMO 技术. 该技术凭借其对波束的精准调控以及实现高定向增益的能力,被认为是能够满足 6G 通信需求最有前景的技术之一<sup>[2,3]</sup>. 传统的大规模 MIMO 系统主要依托装配有高分辨率移相器的大规模相控阵来实现. 然而,移相电路的高功耗与高硬件成本使得超大规模相控阵难以在实际工程中应用,从而阻碍了超大规模 MIMO 的实际部署与发展<sup>[4,5]</sup>.

在此背景下,一种超大规模 MIMO 的新范式——全息无线电被提出. 全息无线电具有利用全息超表面同时实现射频频谱和空间频谱全息的能力. 一方面,全息无线电利用全息超表面对射频频谱资源进行充分探索,能够进一步发展频谱共享和认知无线网络,有效提升频谱效率;另一方面,全息无线电能够利用全息超表面对电磁场进行精准调制和调控从而实现空间复用,极大地提升网络容量<sup>[6]</sup>. 具体而言,全息超表面由大量微小而廉价的天线单元紧凑集成,它在低硬件成本的情况下达到高方向性增益,从而能够对电磁波进行灵活的调控并有效提升无线通信性能<sup>[7]</sup>. 为了实现全息超表面,超材料天线可以通过电控二极管等简单的可调谐元件而不是复杂的移相电路来调控电磁波<sup>[8]</sup>,表明了其具有以低功耗和低硬件成本来实现超大规模 MIMO 的巨大潜力.

作为一种具有代表性的超材料天线,可重构全息超表面(Reconfigurable Holographic Surface, RHS)将超

材料辐射特性与光学全息成像理论相结合,可以直接部署于收发端作为收发天线阵列使用,这为实现全息无线电提供了一种切实可行的方法. 将光学全息原理应用于天线最早由 Deschamp 于 1967 年首次提出<sup>[9]</sup>,而后在 1970 年 Checcacci 团队首次实现了这一想法,设计出了全息天线<sup>[10]</sup>. 1975 年 Lizuka 团队将馈源与全息天线集成在同一平面上,使其整体体积大大缩小<sup>[11]</sup>. 然而,传统全息天线具有波束方向不可改变的局限性,20 世纪初,Smith 团队将传统全息天线与超材料特性结合,提出了 RHS 这一新型天线的概念<sup>[12]</sup>. 具体而言,RHS 由大量超材料辐射单元组成,其馈源与超表面集成为一体并产生电磁波,电磁波沿着超表面传播并逐一激励 RHS 辐射单元,每个 RHS 辐射单元会根据全息干涉原理在超表面上构建全息图案控制电磁波的辐射幅值从而产生目标波束. 基于此,一种名为全息多址接入(Holographic-pattern Division Multiple Access, HDMA)的新型空分多址接入技术(Space Division Multiple Access, SDMA)技术被提出<sup>[13]</sup>. 该技术利用不同波束所对应的不同全息图案的叠加性为多用户提供数据传输服务,具有功耗低、复杂度低等特点.

鉴于 RHS 的工作原理,其相较于传统天线的优势总结如下:首先,RHS 采用 PCB 工艺制作,设计紧凑,结构超轻超薄,易于大规模集成且便于部署于收发端;其次,RHS 不依赖有源放大器和复杂的移相电路即可实现波束成形,因此功耗低<sup>[13]</sup>;再次,由于制造 RHS 所需的所有组件(如二极管、PCB 和直流控制电路)都是大量的商用现货部件<sup>[14]</sup>,RHS 的硬件成本很低;最后,与传统相控阵所采用的并联馈电模式不同<sup>[15]</sup>,RHS 采用串联馈电模式,输入信号只需与馈源相连而无需与所

有 RHS 辐射单元通过馈线相连,因此在实际部署超大规模 MIMO 时布线更为简单. 基于上述一系列优点, RHS 可以有效克服传统大规模天线的局限性,在未来 6G 通信中具有广阔的应用前景.

虽然 RHS 的工作特性和优势使实现全息无线电成为可能,但作为一种新兴的超材料天线, RHS 的初步研究主要集中在硬件组件设计<sup>[12]</sup>和全息波束成形方案优化<sup>[13,16,17]</sup>. 在文献[12]中,作者设计了一种加载有 PIN 二极管的可调谐 RHS 辐射单元,该单元的辐射振幅可以通过调节 PIN 二极管的 ON/OFF 状态来控制. 在文献[13,16]中,作者设计了一种全新的多址接入技术,即 HDMA 技术和一种全息波束成形优化算法以最大化 RHS 辅助下的通信系统的和速率. 在文献[17]中,作者提出了一种 RHS 辅助下的雷达系统,并在此基础上设计了适用于雷达目标探测功能的全息波束形成方案. 然而,大多数研究工作仅证实了简单的一维 RHS 阵列具有波束形成的能力或者从理论层面上研究了 RHS 辅助下的无线通信,还没有工作研究过基于 HDMA 技术的多用户通信全息无线电系统. 本文主要从理论层面、硬件层面和系统层面探索了 RHS 辅助通信的能量效率,进而研究了利用 HDMA 技术实现多用户通信全息无线电的可行性. 更确切地说,本文从以下两个方面对基于 RHS 的全息无线电研究做出了贡献.

(1) 提出能量效率最大化的 HDMA 方案. 基于 HDMA 技术利用不同波束方向所对应的不同全息图案的叠加性为多用户进行服务的原理,本文设计了不同全息图案所对应的权重值的优化算法,从而获得了 HDMA 优化方案以最大化 RHS 辅助下的多用户广播通

信系统能量效率.

(2) 实现基于 HDMA 技术的多用户通信全息无线电原型机. 为了证实利用 RHS 实现全息无线电的可行性,本文实现了一个二维 RHS 阵列,并原型搭建了 RHS 辅助下的通信平台,利用 HDMA 技术实现了多用户广播通信业务,并证明了该平台具有以低能耗实现高清 1 080 p 视频实时传输的能力. 此外,还对基于 RHS 的全息无线电的未来研究方向和关键挑战进行了讨论.

## 2 可重构全息超表面工作原理及全息多址接入技术

本节首先对 RHS 的基本硬件结构和全息工作原理进行介绍,之后提出了一种新型的 SDMA 技术,即 HDMA 技术,基于此进一步介绍了全息波束成形原理.

### 2.1 全息原理

RHS 是一种由馈源和若干超材料辐射单元组成的特殊的漏波天线. 如图 1 所示, RHS 的馈源一般嵌于超表面的边缘或者背板上,它可以将输入的信号转化成电磁波,该电磁波也称作参考波<sup>[18]</sup>. RHS 采用的是串联馈电的方式,即从馈源发出的参考波沿着超表面自主传播,并且逐一激励 RHS 辐射单元. 参考波可以通过 RHS 辐射单元的缝隙结构转化成漏波从而向自由空间辐射能量<sup>[17]</sup>,其中,参考波在每个 RHS 辐射单元处的辐射幅度可以被独立电控以实现全息波束成形. 可以看出,与传统相控阵天线所采用的并联馈电方式(即每个天线单元都需要单独的馈电线来馈入信号)相比, RHS 所采取的串联馈电方式在实际部署超大规模 MIMO 时布线会更为简单.

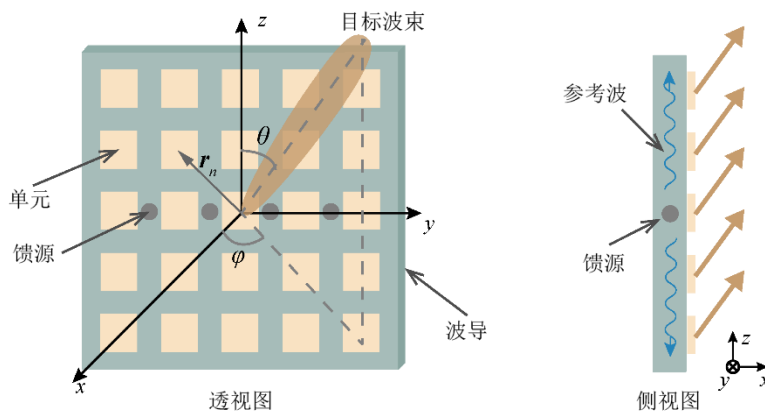


图 1 可重构全息超表面结构示意图

为了进一步阐明 RHS 的全息工作原理,考虑一个有  $K$  个馈源和  $N$  个辐射单元的 RHS,将在自由空间中传播方向为  $(\theta, \varphi)$  并最终将信号传递至的接收器的目标波束表示为  $\Psi_{\text{obj}}$ ,将由馈源  $k$  产生的携带传输信号的参

考波表示为  $\Psi_{\text{ref}}$ ,则在第  $n$  个 RHS 辐射单元处,目标波束  $\Psi_{\text{obj}}$  和参考波  $\Psi_{\text{ref}}$  可以分别表示为<sup>[19]</sup>

$$\Psi(\theta, \varphi, \mathbf{r}_n) = e^{-jk(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{r}_n} \quad (1)$$

$$\Psi_{\text{ref}}(\theta, \varphi, \mathbf{r}_n^k) = e^{-jk \cdot \mathbf{r}_n^k} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{k}_j(\theta, \varphi)$  是自由空间中传播矢量,  $\mathbf{r}_n$  是第  $n$  个 RHS 辐射单元的位置向量,  $\mathbf{k}_s$  为参考波的传播矢量,  $\mathbf{r}_n^k$  是从馈源  $k$  指向第  $n$  个 RHS 辐射单元的距离向量. RHS 实现全息波束成形的关键在于其可以在超表面上构造全息图案来记录目标波束与参考波之间的干涉  $\Psi_{\text{intf}}$ . 具体来说, 根据全息干涉原理, 目标波束与参考波之间的干涉可以表示为  $\Psi_{\text{intf}} = \Psi_{\text{obj}} \Psi_{\text{ref}}^*$  [20]. 因此, 在 RHS 超表面所记录的全息图案被参考波激励时, 产生的漏波, 即  $\Psi_{\text{intf}} \Psi_{\text{ref}}$  满足  $\Psi_{\text{intf}} \Psi_{\text{ref}} \propto \Psi_{\text{obj}} |\Psi_{\text{ref}}|^2$ , 这表明其自由空间传播方向正是与目标波束方向相同的  $(\theta, \varphi)$ .

**备注 1** RHS 的硬件结构与运行机理与另一种具有代表性的超材料天线 RIS 不同. 具体而言, 在硬件结构上, RHS 的馈源与超表面高度集成, 因此, RHS 可以方便地直接部署在通信收发机上. 与此相反, 由于 RIS 的反射特性, RIS 的馈源一般放置于超表面之外, 在发射机和 RIS 之间需要一个额外的控制链路来调控每个 RIS 单元的移相值 [21]. 此外, RHS 采用串联馈电的方法, RIS 采用并联馈电的方法, 所有 RIS 单元被入射信号同时激发. 由于这两种超表面天线物理结构和工作机理的不同, RHS 可以直接作为发射/接收天线使用, 而 RIS 则作为中继被广泛应用 [22].

## 2.2 全息多址接入技术

RHS 采用了一种基于幅度控制的方法来表征包含在干涉  $\Psi_{\text{intf}}$  中的信息从而构建全息图案. 其主要思想为, 如果参考波与目标波在某一 RHS 辐射单元处相位一致, 则该 RHS 辐射单元将被调谐, 从而使得参考波的大部分能量辐射到自由空间; 与之相反, 如果参考波与目标波在某一 RHS 辐射单元处相位相差较大, 该 RHS 元素将处于失谐状态, 不能将参考波能量辐射至自由空间中 [12].

为了建立起上述 RHS 辐射幅度和目标波束与参考波的相位差的映射关系, 我们考虑利用干涉的实部值

$\text{Re}[\Psi_{\text{intf}}]$ , 即目标波束与参考波相位差的余弦值. 具体而言, 由于  $\text{Re}[\Psi_{\text{intf}}]$  的值随着目标波束与参考波相位差的增大而减小, 满足上述幅值控制要求,  $\text{Re}[\Psi_{\text{intf}}]$  可以直接表征 RHS 上辐射幅值分布. 因此, 能够产生方向为  $(\theta, \varphi)$  的目标波束全息图案  $\mathbf{m}$ , 即每个 RHS 辐射单元的辐射幅度可以在数学上被参数化为

$$m(\theta, \varphi, \mathbf{r}_n^k) = \frac{\text{Re}[\Psi_{\text{intf}}(\theta, \varphi, \mathbf{r}_n^k)] + 1}{2} \quad (3)$$

其中, 为了避免 RHS 单元辐射幅度出现负数值,  $\text{Re}[\Psi_{\text{intf}}]$  被归一化至  $[0, 1]$ . 式(3)提供了与传统基于相位控制波束成形截然不同的基于幅度调控的全息波束成形基本原理.

基于上述 RHS 产生单波束的原理, 利用 RHS 可以实现一种全新的多址接入技术, 即 HDMA 技术. 如图 2 所示, HDMA 技术利用全息图案可叠加的原理, 将所有传输的数据映射到 RHS 上的一个全息图上, 从而产生多个指向用户方向的波束, 每个用户通过对应于特定定向波束的全息图案接收信息. 具体来说, 在 HDMA 中, RHS 的全息图案计算为每个目标波束对应的辐射幅值分布的加权总和. 将服务用户的数量表示为  $L$ ,  $(\theta_l, \varphi_l)$  为用户  $l$  相对于 RHS 的方向, 则 RHS 上构建的全息图样  $\mathbf{m}$ , 即每个 RHS 辐射单元的归一化辐射幅值可以表示为

$$m_n = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K a_{l,k} \frac{\text{Re}[\Psi_{\text{intf}}(\theta_l, \varphi_l, \mathbf{r}_n^k)] + 1}{2} \quad (4)$$

其中,  $a_{l,k}$  为不同全息图案对应的权重系数, 满足  $\sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K a_{l,k} = 1$ . 不同全息图案的权重  $a_{l,k}$  可以根据每个用户的数据传输需求进行调节和优化. 从式(4)可以看出, HDMA 技术与传统依赖相控阵调相的 SDMA 技术在实现方式和理论表达上都是截然不同的, 因此, HDMA 为利用空间复用实现多址接入提供了一种全新的途径.

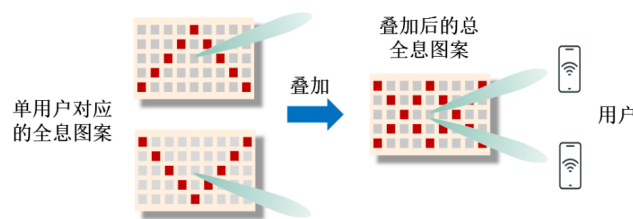


图2 HDMA技术原理示意图

**备注 2** 相比传统 SDMA 技术, HDMA 技术拥有更低的预编码复杂度和硬件复杂度, 在预编码复杂度上, 由式(4)可以看出, 在 HDMA 技术中, 为了应对不同的通信传输需求, 所需要优化的变量即  $a_{l,k}$  数目为  $L \times K$ ; 而在配置有个  $K$  射频链和  $N$  个相控阵天线单元的传统 SDMA 系统中, 移相器的数目为  $N \times K$ , 即需要优化的移

相值为  $N \times K$ . 一般而言, 服务用户数量  $L$  小于天线单元数量, 即  $L < N$ , 因此 HDMA 技术的预编码复杂度小于传统 SDMA 技术. 在硬件复杂度上, 不同于传统的 SDMA 技术依赖相控阵复杂的相移电路实现, 基于 RHS 工作原理的 HDMA 技术是通过辐射幅值可控的超材料辐射单元来实现的. 超材料辐射单元可以通过控制施加在

低功耗和低复杂度的射频开关(如PIN二极管)的偏置电压来改变其辐射幅值. 因此, HDMA 技术比传统 SDMA 技术的复杂度更低.

### 3 能量效率最大化 HDMA 方案设计

本节首先介绍了多用户广播场景下全息波束成形方案并建模了能量效率最大化问题, 之后进一步优化设计了相应的 HDMA 方案来解决这一问题.

#### 3.1 能量效率最大化问题建模

基于 HDMA 技术的原理, 本小节将进一步介绍多用户广播场景下全息波束成形方案. 如图 3 所示, 为了同时服务于  $L$  个用户, 发射端(如基站)将首先将将要广播的信号通过  $K$  个射频链向上变频至载波频段. 具体而言, 每个射频链路都与 RHS 的馈源一一连接. 每个

射频链路将信号上变频后, 会将信号传输到与之连接的馈源处. 馈源会将接收到的高频电流转换为电磁波, 即参考波, 在 RHS 上传播, 参考波继而通过 RHS 辐射单元转化成漏波, 将所携带的信号辐射至自由空间. 其中, 每个 RHS 通过全息波束成形控制参考波在每个辐射单元处的辐射振幅, 从而产生定向波束. 根据 HDMA 原理, 全息波束成形矩阵  $\mathbf{M} \in C^{N \times K}$  由以下元素构成:

$$M_n^k = \sqrt{\eta} \cdot m_n \cdot e^{-\alpha|r_n^k|} \cdot e^{-jk \cdot r_n^k} \quad (5)$$

其中,  $\eta$  为每个 RHS 辐射单元的效率, 即每个 RHS 辐射单元接收的功率与从馈源发出的参考波总功率之比;  $m_n$  为式(4)中 RHS 所创建的全息图案;  $e^{-\alpha|r_n^k|}$  为参考波从馈源  $k$  传输至第  $n$  个 RHS 辐射单元的损耗;  $\alpha$  为与 RHS 单元结构有关的损耗系数;  $e^{-jk \cdot r_n^k}$  为从馈源  $k$  发出的参考波传输至第  $n$  个 RHS 辐射单元时的相位.

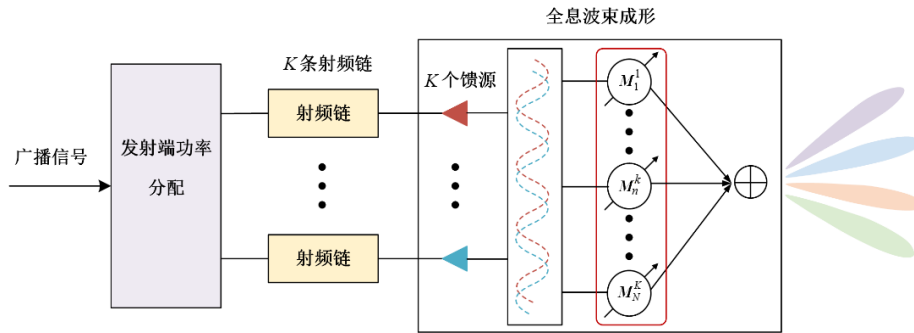


图3 基于全息波束成形的广播通信过程

将发射端的给  $L$  个用户发射的广播信号表示为  $x$ , 根据上述全息波束成形矩阵  $\mathbf{M}$ , 用户端接收到的信号  $y_l$  可以表示为

$$y_l = \mathbf{H}_l \mathbf{M} \mathbf{P} x + n_l \quad (6)$$

其中,  $\mathbf{H}_l \in C^{1 \times N}$  是从 RHS 辐射单元到用户  $l$  的信道矩阵,  $\mathbf{P} \in C^{K \times 1}$  为功率分配矩阵并满足  $\text{Tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^H) = P_t$ ,  $P_t$  为发射机总功率,  $n_l$  为高斯白噪声. 将传输带宽表示为  $B$ , 单个 RHS 辐射单元功耗表示为  $P_{\text{RHS}}$ , 该功耗与 RHS 单元上加载的可调谐元件性能相关, 不失一般性, 将  $P_{\text{RHS}}$  视为与 RHS 单元结构有关的常数, 因此, 该多用户广播系统的总能量效率可以表示为

$$\Gamma = \frac{B \sum_{l=1}^L \log_2(1 + |\mathbf{H}_l \mathbf{M} \mathbf{P}|^2 / \sigma^2)}{NP_{\text{RHS}} + P_t} \quad (7)$$

则多用户广播系统能量效率最大化问题可以建模为

$$\begin{cases} \sum_{l=1}^L \frac{2\eta [R_l \text{Re}(b_{l_i}^{l,k}) + I_l \text{Im}(b_{l_i}^{l,k})]}{\sigma^2 + \eta(R_l^2 + I_l^2)} = \frac{\ln 2 \cdot \lambda^* (NP_{\text{RHS}} + P_t)}{B}, \forall l, k, \\ \sum_{l,k} a_{l,k}^* = 1 \end{cases} \quad (10)$$

$$\max_{\{a_{l,k}\}} \Gamma, \text{ s.t. } \sum_{l,k} a_{l,k} = 1 \quad (8)$$

#### 3.2 HDMA 方案优化设计

为了求解出最优的 HDMA 方案, 即每个全息图案的权重值  $\{a_{l,k}^*\}$ , 利用拉格朗日乘子法求解上述等式约束  $\sum_{l,k} a_{l,k} = 1$  下的能量效率最大化问题. 具体而言, 记  $\lambda$  为对应于等式约束的拉格朗日乘子, 则能量效率最大化问题的拉格朗日函数可以表示为

$$\mathcal{L}(a_{l,k}, \lambda) = \frac{B \sum_{l=1}^L \log_2(1 + |\mathbf{H}_l \mathbf{M} \mathbf{P}|^2 / \sigma^2)}{NP_{\text{RHS}} + P_t} - \lambda (\sum_{l,k} a_{l,k} - 1) \quad (9)$$

令  $\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial a_{l,k}} = 0, \forall l, k$ , 最优解  $\{a_{l,k}^*\}$  和  $\lambda^*$  可以通过求解

如下方程组得到:

其中,

$$R_{l_1} = \sum_{l',k'} a_{l',k'}^* \text{Re}(b_{l_1}^{l',k'}), l_1 = 1, 2, \dots, L \quad (11)$$

$$I_{l_1} = \sum_{l',k'} a_{l',k'}^* \text{Im}(b_{l_1}^{l',k'}), l_1 = 1, 2, \dots, L \quad (12)$$

$$b_{l_1}^{l',k'} = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{l_1}[n] \mathbf{P}[k] \cdot e^{-\alpha |r_n^k|} \cdot e^{-jk_x \cdot r_n^k} \times \frac{\text{Re}[\Psi_{\text{intf}}(\theta_{l'}, \varphi_{l'}, \mathbf{r}_n^{k'})] + 1}{2} \quad (13)$$

因此,最优的 HDMA 方案,即全息图样  $\mathbf{m}$  可以通过将所解得的最优权重  $\{a_{l,k}^*\}$  代入(4)式中得到. 换言之,全息图样由如下元素构成:

$$m_n = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K a_{l,k}^* \frac{\text{Re}[\Psi_{\text{intf}}(\theta_l, \varphi_l, \mathbf{r}_n^k)] + 1}{2} \quad (14)$$

为了验证上述能量效率最大化算法的有效性,图4采用 MATLAB 仿真比较了 HDMA 技术和传统依赖相控阵实现的 SDMA 技术的能量效率. 为了方便起见,仿真中假设基站利用 HDMA/SDMA 技术服务两用户,其中 HDMA 技术利用 RHS 实现,SDMA 技术利用传统相控阵实现. 基站与用户之间距离均为 10 m,信道假设为视距信道,基站发射功率设为 30 dBm,工作频率设为 12 GHz (Ku 频段). 我们考虑加载有两个 PIN 二极管的 RHS 辐射单元,单个 RHS 辐射单元功耗  $P_{\text{RHS}}$  设为 0.02 W (此功耗值与本文第 4 节中实现的 RHS 单元功耗值相同). 此外,在该工作频段下,相控阵单个移相器功耗设为 1 W<sup>[23]</sup>. 图4中可以看出 HDMA 方案能量效率优于传统 SDMA 方案. 图4还说明了所提出的优化 HDMA 方案可以有效地提升基于 HDMA 多用户通信系统的能量效率.

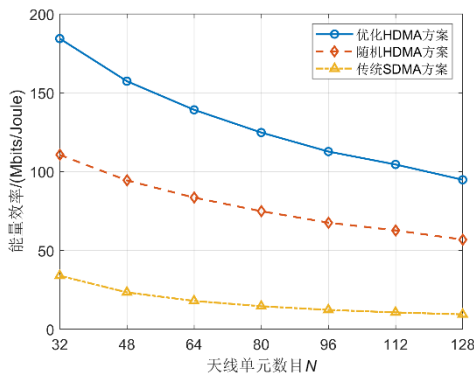


图4 HDMA与SDMA方案的能量效率对比图

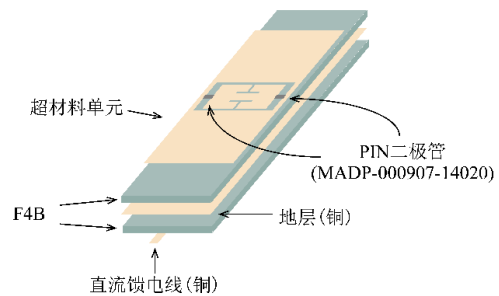
#### 4 可重构全息超表面硬件设计与全波分析

本节介绍了 RHS 辐射单元的硬件结构设计,并且提供了相应的 RHS 全波分析结果.

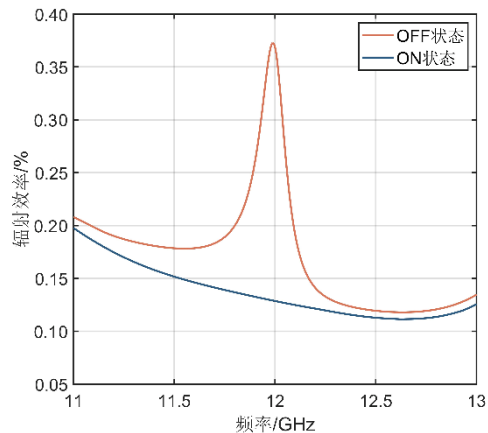
#### 4.1 硬件设计

设计能够调控参考波辐射幅值的 RHS 辐射单元的关键在于加载有 PIN 二极管的互补电感电容 (Complementary Electric-LC, cELC) 谐振器<sup>[12]</sup>. 如图5(a)所示, cELC 谐振器是由一圈环形槽蚀刻的微带线,以及与该闭环相结合的金属贴片构成,在矩形金属贴片的每条长边中间都有一个 T 形槽,可以提供更多的几何参数进行调整,从而能够更加灵活地调控 RHS 辐射单元的辐射特性,比如辐射效率和谐振频率等. 此外,考虑到单元结构的对称性,在微带线与中央金属贴片之间的间隙上分别由两个 PIN 二极管连接. 通过给 PIN 二极管施加不同的偏置电压可以控制其 ON/OFF 状态. cELC 谐振器的互感系数以及参考波的辐射幅值则由 PIN 二极管的状态决定. 具体地说,当 PIN 二极管处于 OFF 状态时, RHS 辐射单元会将参考波的能量辐射至自由空间中,即辐射幅值较大;而当 PIN 二极管处于 ON 状态时, RHS 辐射单元基本不会将参考波的能量辐射至自由空间中,即辐射幅值较小.

本文设计的 RHS 辐射单元尺寸为  $0.82 \times 1.7 \times 0.11 \text{ cm}^3$ , 目标工作频率为 12 GHz, 所选用的 PIN 二极



(a) RHS辐射单元硬件结构



(b) 单元辐射特性

图5 RHS辐射单元结构及其辐射特性

管型号为工作频率覆盖 12 GHz 的 MACOM MADP-000907-14020<sup>[24]</sup>. RHS 辐射单元一共有五层:其中顶层是刻蚀有 cELC 谐振环的微带线结构;第二层为 F4B 射频衬底,用于引导参考波传播;第三层是接地层;第四层为 F4B 隔离介质层,用于隔离接地层和底部直流馈电层;底层是直流偏置馈线,它可以通过过孔向 PIN 二极管施加偏置电压.

图 5(b)展示了在 CST 电磁全波分析中,RHS 辐射单元在 PIN 二极管处于不同状态时的辐射效率.从图中可以看出,当 PIN 二极管处于 OFF 状态时,RHS 元件的辐射效率比 PIN 二极管处于 OFF 状态时要大得多,这表明通过调节 PIN 二极管 ON/OFF 状态,RHS 辐射单元能够对参考波的辐射幅值进行调控.

## 4.2 RHS 阵列全波分析

在上述对 RHS 辐射单元进行仿真的基础上,我们利用 CST 电磁仿真进一步对不同尺寸的 RHS 阵列进行了全波分析.

### 4.2.1 一维 RHS 阵列

考虑一个有 16 个 RHS 辐射单元的一维 RHS 阵列.如图 6 所示,RHS 阵列从左端端口,即端口 1 馈电,端口 1 产生的电磁波在传播过程中不断地从各个 RHS 辐射单元的 cELC 结构中辐射能量,电磁波的剩余能量会被右端端口,即端口 2 吸收.为了确定每个 RHS 辐射单元 PIN 二极管的 ON/OFF 状态,对于某一给定传播方向的目标波束,首先利用(3)式计算每个 RHS 辐射单元的理论辐射幅值.当幅值大于预定义阈值时,PIN 二极管处于 OFF 状态;相反,当幅值小于阈值时,PIN 二极管则处于 ON 状态.图 6 显示了一维 RHS 阵列在目标波束方向分别为  $0^\circ$  和  $30^\circ$  时的仿真方向图.从图中可以观察到

RHS 方向图的主瓣方向与目标波束方向相吻合,这表明 RHS 可以通过幅度调控实现全息波束成形. CST 电磁仿真的天线远场结果还表明,该一维 RHS 阵列的增益约为 4 dBi.

### 4.2.2 二维 RHS 阵列

考虑到二维 RHS 阵列可以实现三维全息波束成形,即可以同时控制波束的俯仰角  $\theta$  和方位角  $\varphi$ ,我们还分别对不同尺寸(有 32 个 RHS 辐射单元和 64 个 RHS 辐射单元)的二维 RHS 阵列的性能进行了评估.

如图 6 所示,二维 RHS 阵列的边缘处嵌有多个馈源,每个馈源产生的电磁波会沿着超表面传播并且逐一激励 RHS 辐射单元,将电磁波能量辐射到自由空间,而电磁波的剩余能量将会被右边的端口吸收.与单馈源 RHS 阵列不同的是,每个 RHS 辐射单元的辐射幅值和馈源与该 RHS 辐射单元之间的距离有关,即多馈源 RHS 中每个馈源都对应着一个全息图案,对于多馈源二维 RHS 阵列,为了产生方向为  $(\theta, \varphi)$  的目标波束,每个 RHS 辐射单元的辐射幅值可以计算为

$$m_n(\theta, \varphi) = \sum_{k=1}^K a_k \frac{\operatorname{Re}[\Psi_{\text{intf}}(\theta, \varphi, \mathbf{r}_n^k)] + 1}{2} \quad (15)$$

其中,  $a_k$  为不同全息图案对应的权重系数.在仿真中,为了方便起见,我们考虑不同全息图案的均匀叠加,即  $a_k = 1/K$ .

图 6 给出了目标波束方向  $(\theta, \varphi)$  分别为  $(50^\circ, 330^\circ)$  和  $(20^\circ, 80^\circ)$  时,两种不同尺寸二维 RHS 阵列的方向图.从图中可以看出方向图的主瓣方向与目标波束方向是一致的,这表明了 HDMA 技术的有效性.此外,当 RHS 辐射单元数量越多时,主瓣波束宽度越窄,波束成形增益越大.当 RHS 辐射单元数目为 16, 32 和 64 时,

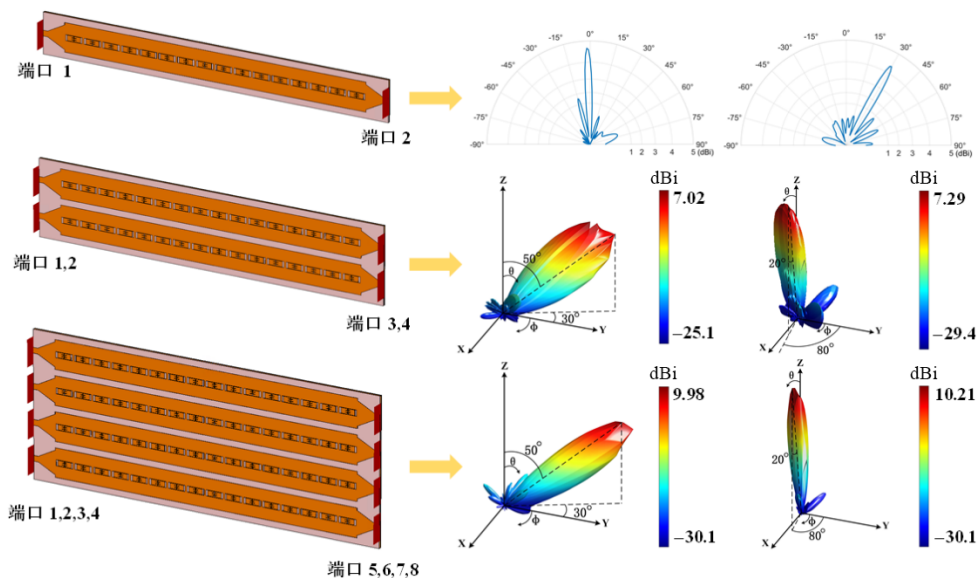


图6 不同尺寸 RHS 阵列全波分析仿真图

RHS 阵列的增益分别约为 4 dBi, 7 dBi 和 10 dBi. 由此可以看出, 当 RHS 辐射单元数量增加一倍时, RHS 阵列增益增加 3 dB, 表明 RHS 阵列增益提升能力与传统天线相同<sup>[25]</sup>.

**备注 3** 在与传统天线拥有相同的增益提升能力下, 由于通过控制二极管电压即可实现波束成形, RHS 硬件成本和功耗将远低于传统天线, 因此, 在相同硬件成本和功耗的情况下, RHS 可以依靠大量的 RHS 辐射单元达到高定向增益, 从而为实现全息无线电提供了一条切实可行的道路.

此外, 由于 RHS 采用串联馈电模式, 输入信号只需与馈源相连而无须与所有 RHS 辐射单元通过馈线相连, 馈源产生的携带有信号的电磁波可沿着超表面传播逐一激励各辐射单元并向外辐射信号. 以含有 64 个辐射单元的二维 RHS 阵列样机为例, 该阵列含有 4 个馈源, 因此完成馈电只需要 4 根射频线与 4 个馈源分别相连即可; 相比之下, 同样具有 64 个天线单元的相控阵采用并联馈电的方式, 4 个射频线需要通过移相器与 64 个天线单元分别相连, 且移相电路需要额外的布线, 因此相控阵的布线要远复杂于 RHS 阵列. 因此在实际部署超大规模 MIMO 时采用 RHS 阵列布线会更为简单.

## 5 可重构全息超表面原型机

本节介绍了 RHS 阵列原型机的物理实现, 为了验证 HDMA 的有效性, 进而分别阐述了 RHS 远场方向图的实验测量方法和实验结果.

### 5.1 RHS 阵列物理实现

如图 7 所示, 所实现的 RHS 为由 64 个 RHS 辐射单元组成的二维阵列, 其中阵列每一行有 16 个 RHS 辐射单元, 每一列有 4 个 RHS 辐射单元, RHS 阵列整体尺寸为  $15.2 \times 6.05 \times 0.11 \text{ cm}^3$ . 此外, 阵列每一行的左端都嵌有一个馈源用以馈入电磁波. 由每个馈源产生的参考波沿着超表面传播到每个 RHS 辐射单元, 并将能量辐射到自由空间. 电磁波的剩余能量将被嵌于阵列每一行右端的匹配负载所吸收. 我们利用现场可编程门阵列 (Field Programmable Gate Array, FPGA) 控制施加在每个 RHS 辐射单元上 PIN 二极管的电压值, 从而控制 PIN 二极管的 ON/OFF 状态以及每个 RHS 辐射单元的辐射幅值.

### 5.2 RHS 阵列方向图测量

如图 8 所示, 我们采用工作频率可达 50 GHz 的矢量网络分析仪 (Agilent N9030 A) 对 RHS 阵列的方向图进行测量. 为了避免环境散射, 我们在微波暗室中测量了二维 RHS 阵列的远场方向图. 其中, RHS 阵列放置在天线转台上, 矢量网络分析仪的 1 号端口通过功分器连接到 RHS 的 4 个馈源, 2 号端口与标准喇叭天线 (LB-7520-C-SF) 相连. 标准喇叭天线放置在距离 RHS 阵列

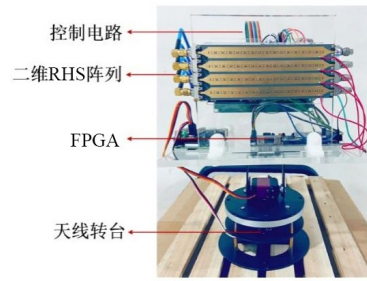


图 7 二维 RHS 阵列原型机

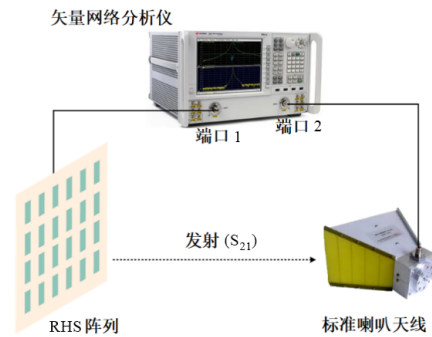


图 8 RHS 阵列方向图测试示意图

2 m 远的地方. 标准喇叭天线的增益为 20 dBi.

在方向图测量中, RHS 阵列作为发射天线, 喇叭天线作为接收天线. 对于给定 RHS 阵列的全息图案, 即每个 RHS 辐射单元的辐射幅值, 通过控制天线转台, 可以测量喇叭天线接收到的不同角度所对应的相对信号强度 (即矢量网络分析仪上显示的  $S_{21}$  参数). 因此, 通过归一化不同角度下的  $|S_{21}|$  的值, 就可以得到 RHS 阵列的方向图.

在方向图测量中, 我们采用 HDMA 技术使 RHS 阵列产生多波束, 即每个 RHS 辐射单元的幅值我们采用式 (4) 计算得出. 在实验中, 为了方便起见, 我们考虑不同全息图案的均匀叠加, 即  $a_{l,k} = 1/(KL)$ , 则每个 RHS 辐射单元的辐射幅值可以具体表示为

$$m_n = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \frac{\text{Re}[\Psi_{\text{intf}}(\theta_l, \varphi_l, \mathbf{r}_n^k)] + 1}{2KL} \quad (16)$$

图 9(a) 和图 9(b) 显示了在水平平面上 RHS 阵列目标多波束方向分别  $(-30^\circ, 30^\circ)$  和  $(30^\circ, 45^\circ)$  归一化远场测试方向图. 具体而言, 针对不同的多目标波束方向, RHS 阵列会根据式 (7) 创建相应全息图案, 即当 RHS 辐射单元的理论辐射幅值小于 0.5 时, 该 RHS 辐射单元的 PIN 二极管将设置为 ON 状态, 反之, PIN 二极管将设置为 OFF 状态. 从图中可以看出, RHS 阵列能够全息图案叠加的方式实现多波束调控. 此外, RHS 阵列中每个 PIN 二极管的功耗为 0.01 W, 而相同频段下的移相器功耗为 1 W<sup>[23]</sup>. 因此, 利用 RHS 实现 HDMA 技术相比利用传统相控阵实现 SDMA 技术在节省功耗上也有很大的优势.

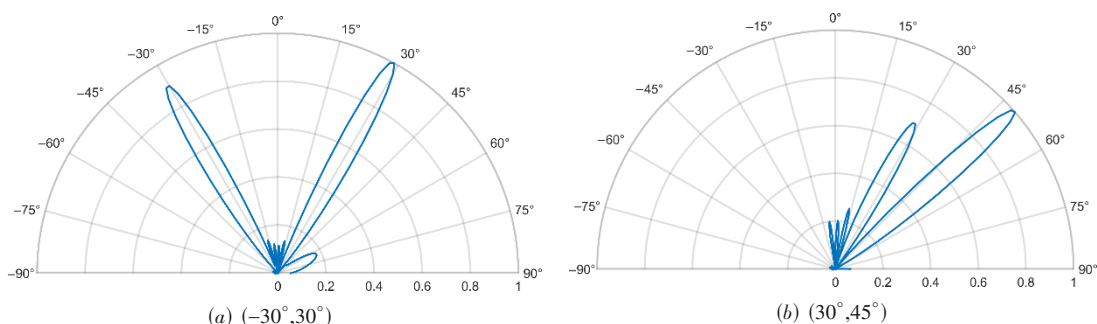


图9 RHS阵列多波束远场测试方向图

## 6 基于HDMA技术的全息无线电通信平台

本节阐述了基于HDMA技术的全息无线电通信平台的搭建方案,同时对该通信平台的性能进行了评估.

### 6.1 基于HDMA技术的全息无线电通信平台

基于上述RHS阵列和HDMA技术,我们开发了一个全息无线电通信平台,如图10所示,该通信平台的硬件模块由发射端和接收端两部分组成.发射端包括发射主机、发射通用软件无线电外设(Universal Software Radio Peripheral, USRP)和二维RHS阵列.接收端包括接收天线、接收USRP和接收端主机.各硬件模块的功能具体介绍如下.

(1)发射端.发射USRP型号为LW-N210,该USRP基于GNU无线电软件开发包,可以对基带信号进行处理,实现对无线信道传输信号的射频调制<sup>[26]</sup>.USRP的工作频率为2.5 GHz,通过USRP的输出端口连接变频器

器,将信号上变频至12 GHz.变频器进而将上变频后的信号发送给RHS.

(2)接收端.接收端由一个USRP LW-N210和一个标准喇叭天线(LB-75-20-C-SF)组成.具体而言,标准喇叭天线接收从RHS发出的信号,变频器将喇叭天线接收到的信号下变频至2.5 GHz并且传送至接收端USRP,USRP进而对信号进行射频解调和处理以恢复原始信号.

(3)发射/接收主机.发射/接收主机可以通过软件程序分别控制发射端和接收端.具体而言,每台主机上都设置有一个用户交互界面.通过发射主机的用户交互界面可以对发射端的载波频率、调制方式等参数进行控制,信号可以通过发射主机发送到USRP;接收主机的用户交互界面可以显示恢复的信号及其对应的频谱、星座图等参数.

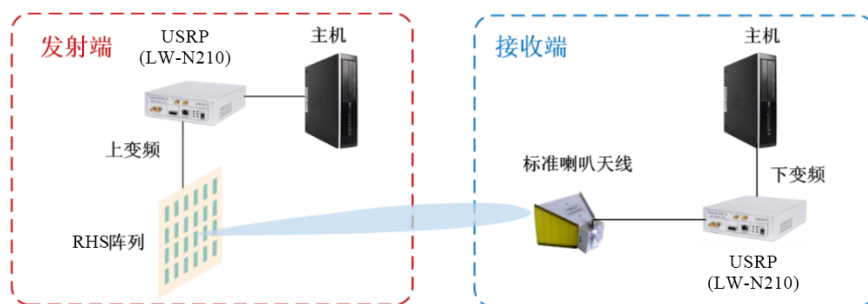


图10 RHS辅助下的全息无线电通信平台硬件模块示意图

该通信平台部署在开阔环境中,以便对一般通信环境下的数据传输性能进行评估.如图11所示,两个接收机分别部署于RHS阵列的 $-30^\circ$ 和 $30^\circ$ 方向上.RHS与每个喇叭天线之间的距离为1.8 m;我们根据HDMA技术设置了能够产生方向为 $-30^\circ$ 和 $30^\circ$ 波束的RHS阵列全息图案.具体而言,根据式(10)中能量效率最大化的HDMA方案设计表达式,数值求解出在该场景下,不同全息图案的权重系数近似相等,即 $a_{l,k} = 1/(KL)$ ;发射USRP的发射功率为15 dBm.在此通信平台中,数据传输采用数字地面视频广播(DVB-T)标准<sup>[27]</sup>.

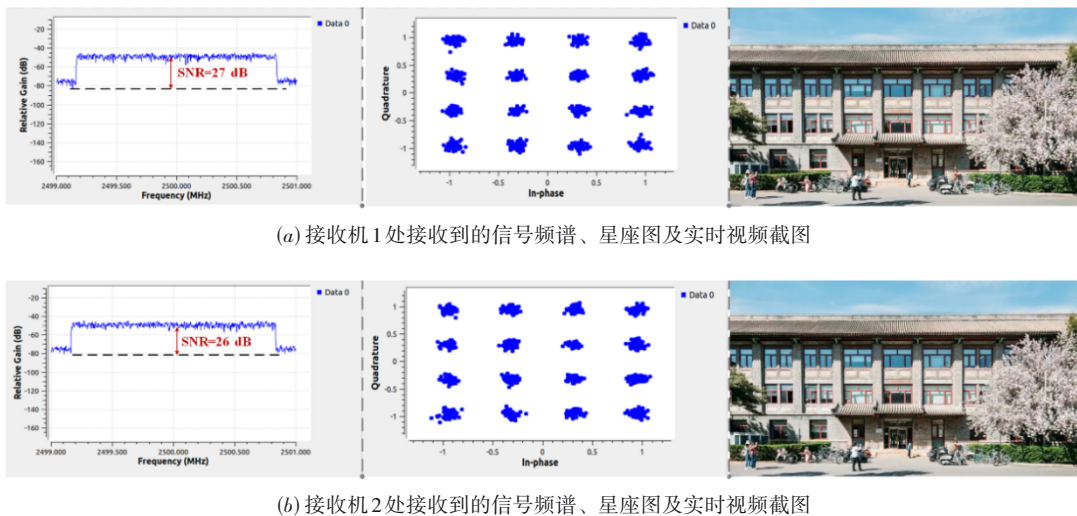


图11 RHS辅助下的通信平台测试场景图

## 6.2 通信平台性能评估

采用 16 QAM 调制传输实时视频,其中视频分辨率为  $1\ 920 \times 1\ 080$ ,帧速率为 30 帧/秒.图 12 显示了在两个接收 USRP 处的用户交互界面,在此界面中可以实时显示接收到的视频画面,接收频谱和星座图等重要参数.从图中可以看出,在实验环境下,每个接收机的信噪比均大于 20 dB.接收星座图为 16 QAM 所对应的星座图,

表明接收端成功解调出接收信号.还可以观察到两个接收机解调出的视频文件和传输视频一样,这验证了所搭建的 RHS 辅助下的通信平台多个接收机的高清视频的实时传输,同时也说明了 HDMA 技术的有效性.此外,在此目标方向设置下,RHS 阵列的功耗为 0.6 W,考虑到相同频段下的单个移相器功耗为  $1\ \text{W}^{[23]}$ ,这说明了 HDMA 技术可以在承载高清视频传输业务时极大地节省功耗.



(a) 接收机 1 处接收到的信号频谱、星座图及实时视频截图

(b) 接收机 2 处接收到的信号频谱、星座图及实时视频截图

图 12 接收机处用户交互界面

## 7 未来研究方向和关键挑战

前文通过全波分析与实验说明了 RHS 阵列为实现超大规模 MIMO 提供了一个有前途的解决方案.本节进一步讨论了基于 RHS 的全息无线电的未来研究方向和关键挑战.

### 7.1 RHS 基础结构设计

天线增益和辐射效率是两个表征 RHS 阵列性能的关键指标.同时达到高辐射效率和高天线增益的要求对 RHS 的基础结构设计提出了很大的挑战,具体而言,RHS 的基础结构设计主要包括 RHS 尺寸设计和 RHS 辐射单元材料的选择这两大方面.

(1) RHS 几何结构与尺寸设计.未来通信不断向高频段演进,虽然高频段频谱资源丰富,但是有着传输距离近、衰减大的局限性,为了满足爆炸性增长的数据传输需求,RHS 尺寸需要不断扩大以弥补高频通信的缺陷,从而获得更高的天线增益及数据传输速率.然而,对于大规模 RHS 阵列,超表面传输过程中信号衰减是不可忽视的,这将大大降低天线的辐射效率<sup>[28]</sup>.除此之外,RHS 阵列的耦合效应也与 RHS 的几何结构和尺寸相关,随着阵列的增大,RHS 的耦合效应也将随之加强,因此,RHS 几何结构与尺寸设计需要综合考虑天线

增益、天线辐射效率以及耦合效应.

(2) RHS 单元材料选择.除了上文中介绍的加载有 PIN 二极管的 RHS 辐射单元外,具有波束调控能力的 RHS 单元还可以通过加载变容二极管或者液晶等可调谐材料实现.可调谐材料是影响 RHS 辐射效率的关键因素.具体而言,当 RHS 对在超表面上传播的电磁波进行调制时,可以激发出不同模式的空间谐波.激发态空间谐波的某些模式被转化为所需辐射的漏波,而空间谐波的其他模式会造成能量损失,从而降低 RHS 的辐射效率.一般来说,在高频段,PIN 二极管造成的能量损失会高于液晶,但是采用液晶会产生更高昂的硬件成本.因此,考虑到辐射效率和制造成本之间的权衡,应慎重选择辐射元件的材料.

### 7.2 RHS 传输方案设计

RHS 具有结构轻薄、低功耗、低成本、易于大规模集成等一系列优势,可以被广泛地应用于各种通信场景中,不同通信场景的不同通信需求也给基于 RHS 的传输方案设计带来了挑战.

(1) 基于 RHS 的收发机联合设计.由于 RHS 支持双向通信,需要联合优化收发器设计以提高通信系统容量.与传统基于移相器的接收机不同,作为接收天线

时, RHS根据全息图案调制从自由空间入射的平面波, 因此需要设计一种新型的接收波束形成方案来提升接收效率. 此外, 在RHS上传播的参考波、入射平面波和全息图案之间的耦合对收发机联合设计提出了很大的挑战.

(2) 基于RHS的码本设计与波束训练. 得益于全息超表面的低功耗、低硬件成本及简单的布线方式, 该天线具有实现超大规模MIMO的巨大潜力. 然而, 大量的全息超表面单元使得传统信道估计方法的复杂度变得极高, 从而为波束赋形方案设计带来困难. 为解决这一问题, 可以通过码本设计与波束训练的方法实现波束赋形, 即通过波束训练在预先设计好的码本中找到最佳码字, 用于波束赋形. 考虑到RHS的调幅特性, 传统的码本设计不再适用, 基于RHS的码本设计与波束训练亟须进一步研究与探讨.

## 8 结论

本文研究了基于RHS的全息无线电, 介绍了一种新型的多址接入技术——HDMA技术, 该技术通过利用对应于不同目标波束全息图样的可叠加性将所传输的信号可以映射到单个全息图案上, 从而服务于多用户. 本文对HDMA方案进行了优化设计以最大化RHS辅助下的多用户广播通信系统能量效率. 基于RHS的硬件结构设计, 本文对一维和二维RHS阵列进行了全波分析并且实现了RHS阵列的原型机, 实验结果验证了HDMA技术的有效性. 为了进一步研究全息无线电系统的可行性, 本文搭建了一个基于HDMA技术的具有支持多用户高清视频实时传输能力的通信平台. 仿真和实验结果表明, RHS具有以简单布线、低功耗、低成本实现高定向增益的巨大潜力, 从而为实现超大规模MIMO提供了一种可行的方法. 除此之外, 本文还对基于RHS的全息无线电的未来研究方向以及关键研究挑战进行了讨论.

## 参考文献

- [1] Anon. More than 50 billion connected devices[R]. Stockholm, Sweden: Ericsson, 2011.
- [2] LARSSON E G, EDFORS O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 186-195.
- [3] HOYDIS J, BRINK S TEN, DEBBAH M. Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: How many antennas do we need? [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(2): 160-171.
- [4] DI RENZO M, HAAS H, GHAYEB A, et al. Spatial modulation for generalized MIMO: Challenges, opportunities, and implementation[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2014, 102(1): 56-103.
- [5] WANG D M, ZHANG Y, WEI H, et al. An overview of transmission theory and techniques of large-scale antenna systems for 5G wireless communications[J]. *Science China Information Sciences*, 2016, 59(8): 1-18.
- [6] 潘时龙, 宗柏青, 唐震宙, 等. 面向6G的智能全息无线电[J]. *无线电通信技术*, 2022, 48(1): 1-15.
- [6] PAN S L, ZONG B Q, TANG Z Z, et al. Intelligent holographic radio for 6G[J]. *Radio Communications Technology*, 2022, 48(1): 1-15. (in Chinese)
- [7] PIZZO A, MARZETTA T L, SANGUINETTI L. Spatially-stationary model for holographic MIMO small-scale fading [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(9): 1964-1979.
- [8] DI B Y, ZHANG H L, SONG L Y, et al. Hybrid beamforming for reconfigurable intelligent surface based multi-user communications: Achievable rates with limited discrete phase shifts[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8): 1809-1822.
- [9] DESCHAMPS G A. Some remarks on radio-frequency holography[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1967, 55(4): 570-571.
- [10] CHECCACCI P, RUSSO V, SCHEGGI A. Holographic antennas[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1970, 18(6): 811-813.
- [11] LIZUKA K, MIZUSAWA M, URASAKI S, et al. Volume-type holographic antenna[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1975, 23(6): 807-810.
- [12] SLEASMAN T, IMANI M F, XU W R, et al. Waveguide-fed tunable metamaterial element for dynamic apertures [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, 15: 606-609.
- [13] DENG R Q, DI B Y, ZHANG H L, et al. HDMA: Holographic-pattern division multiple access[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(4): 1317-1332.
- [14] HUANG C W, HU S, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Holographic MIMO surfaces for 6G wireless networks: Opportunities, challenges, and trends[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2020, 27(5): 118-125.
- [15] MIETZNER J, SCHOBBER R, LAMPE L, et al. Multiple-antenna techniques for wireless communications—A comprehensive literature survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2009, 11(2): 87-105.
- [16] DENG R Q, DI B Y, ZHANG H L, et al. Reconfigurable holographic surface-enabled multi-user wireless communications: Amplitude-controlled holographic beamforming

- [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(8): 6003-6017.
- [17] ZHANG X Y, ZHANG H B, ZHANG H L, et al. Holographic radar: Target detection enabled by reconfigurable holographic surfaces[J/OL]. IEEE Communications Letters, 2022: 1-5. DOI:10.1109/LCOMM.2022.3206910.
- [18] YURDUSEVEN O, MARKS D L, GOLLUB J N, et al. Design and analysis of a reconfigurable holographic metasurface aperture for dynamic focusing in the Fresnel zone [J]. IEEE Access, 2017, 5: 15055-15065.
- [19] DENG R Q, DI B Y, ZHANG H L, et al. Reconfigurable holographic surfaces for future wireless communications [J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(6): 126-131.
- [20] JOHNSON M C, BRUNTON S L, KUNDTZ N B, et al. Extremum-seeking control of the beam pattern of a reconfigurable holographic metamaterial antenna[J]. Journal of the Optical Society of America. 2016, 33(1): 59-68.
- [21] ZHANG H L, DI B Y, HAN Z, et al. Reconfigurable intelligent surface assisted multi-user communications: How many reflective elements do we need? [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(5): 1098-1102.
- [22] DI RENZO M, ZAPPONE A, DEBBAH M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: How it works, state of research, and the road ahead[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(11): 2450-2525.
- [23] Devices Analog. HMC642ALC5 GaAs MMIC 6-bit digital phase shifter, 9-12.5 GHz[R/OL]. [2022-10-10]. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc642a.pdf>.
- [24] YANG H H, YANG F, XU S H, et al. A 1-bit 10×10 reconfigurable reflectarray antenna: Design, optimization, and experiment[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64(6): 2246-2254.
- [25] TSE D, VISWANATH P. Fundamentals of Wireless Communication[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [26] SARIJARI M A, MARWANTO A, FISAL N, et al. Energy detection sensing based on GNU radio and USRP: An analysis study[C]//IEEE 9th Malaysia International Conference on Communications. Kuala Lumpur: IEEE, 2009: 338-342.
- [27] LADEBUSCH U, LISS C A. Terrestrial DVB (DVB-T): A broadcast technology for stationary portable and mobile use[J]. Proceedings of the IEEE, 2006, 94(1): 183-193.
- [28] ZHANG H B, ZHANG H L, DI B Y, et al. Holographic integrated sensing and communication[J]. IEEE Journal

on Selected Areas in Communications, 2022, 40(7): 2114-2130.

### 作者简介



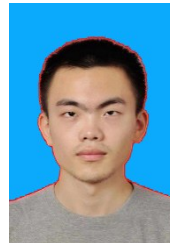
**邓若琪** 女, 1997年出生. 北京大学电子学院博士研究生. 主要研究方向为可重构全息超表面及卫星网络等.

E-mail: ruoqi.deng@pku.edu.cn



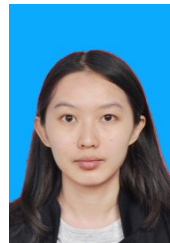
**张雨童** 女, 1995年出生. 北京大学电子学院博士研究生. 主要研究方向为可重构智能表面及码本设计等.

E-mail: yutongzhang@pku.edu.cn



**张浩波** 男, 1997年出生. 北京大学电子学院博士研究生. 主要研究方向为可重构智能表面及通感一体化等.

E-mail: haobo.zhang@pku.edu.cn



**邸博雅** 女, 1992年出生. 博士. 北京大学电子学院助理教授. 主要研究方向为无线通信、边缘计算、车载网络、智能反射面和非正交多址接入等.

E-mail: boya.di@pku.edu.cn



**张泓亮** 男, 1992年出生. 博士. 北京大学电子学院助理教授. 主要研究方向为可重构智能表面、空中接入网络、优化理论和博弈论等.

E-mail: hongliang.zhang@pku.edu.cn



**宋令阳(通讯作者)** 男, 1979年出生. 博士. 北京大学电子学院教授. 主要研究方向为无线通信和网络、MIMO、OFDMA以及信号处理和机器学习等.

E-mail: lingyang.song@pku.edu.cn