



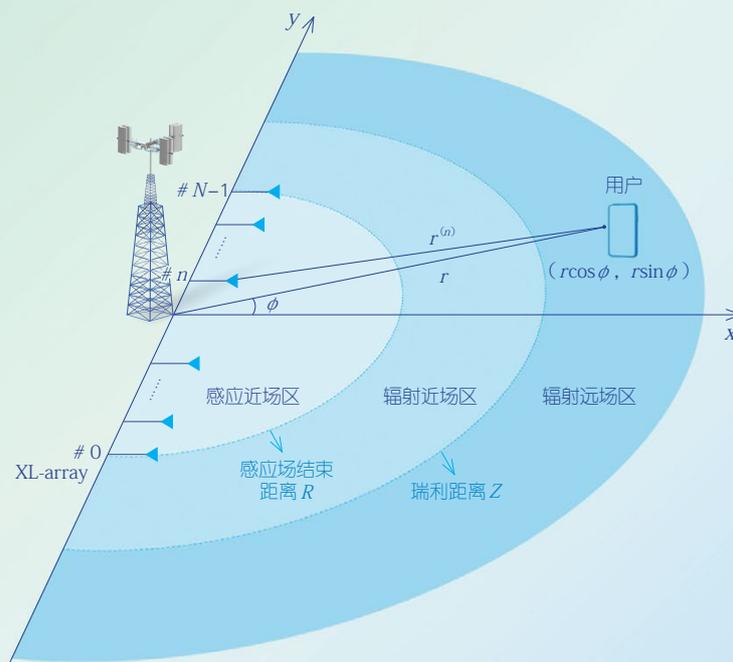
中兴通讯技术

ZTE TECHNOLOGY JOURNAL

<http://tech.zte.com.cn>

第 30 卷 · 总第 176 期 · 2024 年 6 月 · 第 3 期

专题：6G 多天线技术



(封面图片详解见 P27)



《中兴通讯技术》第9届编辑委员会成员名单

顾问 侯为贵(中兴通讯股份有限公司创始人) 钟义信(北京邮电大学教授)
陈锡生(南京邮电大学教授) 糜正琨(南京邮电大学教授)

主任 陆建华(中国科学院院士)

副主任 李自学(中兴通讯股份有限公司董事长) 李建东(西安电子科技大学教授)

编委 (按姓名拼音排序)

陈建平	上海交通大学教授	陶小峰	北京邮电大学教授
陈前斌	重庆邮电大学教授、副校长	王翔	中兴通讯股份有限公司高级副总裁
段晓东	中国移动研究院副院长	王文博	北京邮电大学教授、副校长
葛建华	西安电子科技大学教授	王文东	北京邮电大学教授
管海兵	上海交通大学教授	王喜瑜	中兴通讯股份有限公司执行副总裁
郭庆	哈尔滨工业大学教授	王耀南	中国工程院院士
洪伟	东南大学教授	王志勤	中国信息通信研究院副院长
黄宇红	中国移动研究院院长	卫国	中国科学技术大学教授
纪越峰	北京邮电大学教授	吴春明	浙江大学教授
江涛	华中科技大学教授	邬贺铨	中国工程院院士
蒋林涛	中国信息通信研究院科技委主任	向际鹰	中兴通讯股份有限公司首席科学家
金石	东南大学首席教授、副校长	肖甫	南京邮电大学教授、副校长
李尔平	浙江大学教授	解冲锋	中国电信研究院教授级高工
李红滨	北京大学教授	徐安士	北京大学教授
李厚强	中国科学技术大学教授	徐子阳	中兴通讯股份有限公司总裁
李建东	西安电子科技大学教授	续合元	中国信息通信研究院首席专家
李乐民	中国工程院院士	薛向阳	复旦大学教授
李融林	华南理工大学教授	薛一波	清华大学教授
李自学	中兴通讯股份有限公司董事长	杨义先	北京邮电大学教授
林晓东	中兴通讯股份有限公司副总裁	叶茂	电子科技大学教授
刘健	中兴通讯股份有限公司高级副总裁	易芝玲	中国移动研究院首席科学家
刘建伟	北京航空航天大学教授	张平	中国工程院院士
隆克平	北京科技大学教授	张卫	复旦大学教授
陆建华	中国科学院院士	张宏科	中国工程院院士
马建国	中原工学院学术副校长	张钦宇	哈尔滨工业大学(深圳)教授、副校长
毛军发	中国科学院院士	张云勇	中国联通云南分公司总经理
孟洛明	北京邮电大学教授	赵慧玲	工业和信息化部信息通信科技委常委
石光明	鹏城实验室副主任	郑纬民	中国工程院院士
孙知信	南京邮电大学教授	钟章队	北京交通大学教授
谈振辉	北京交通大学教授	周亮	南京邮电大学教授、副校长
唐宏	中国电信IP领域首席专家	朱近康	中国科学技术大学教授
唐雄燕	中国联通研究院副院长	祝宁华	中国科学院院士

目次

中兴通讯技术 (ZHONGXING TONGXUN JISHU)
第30卷 总第176期 2024年6月 第3期

中文核心期刊 中国科技核心期刊 第三届国家期刊奖百种重点期刊 信息通信领域产学研合作特色期刊 中国知网、万方数据、重庆维普等数据库收录期刊 1995年创刊

热点专题 ▶

6G多天线技术

- 01 专题导读 金石, 章嘉懿, 韩瑜
- 03 浅析基于AI的信道信息预测在6G中的应用 肖华华, 鲁照华, 胡留军
- 10 基于稀疏阵列的近场通信与感知方法 周聪, 成洪樯, 游昌盛
- 15 基于ODDM调制的6G通感一体化系统波形设计: 基础、挑战和未来方向
..... 王得志, 黄崇文, 林海
- 21 面向下一代网络的近场通信: 理论、应用与挑战 万雨, 李翔宇, 武庆庆
- 26 面向6G的超大规模阵列下近场波束方向图 朱富强, 阳析
- 35 利用统计CSI的DMA辅助无线携能通信传输方法 黄小钧, 张军
- 43 室内热点场景多频段RIS辅助MIMO通信信道测量与建模 王子昂, 桑健, 李潇, 王海明
- 52 面向XL-MIMO可视区域识别的非均匀空间采样 厉凯, 高锐锋, 王珏
- 60 面向6G的信道状态信息压缩技术 鲁照华, 胡留军, 李伦, 李永
- 67 U6G超大规模MIMO技术 韩瑜, 章嘉懿, 金石
- 72 50G-PON标准进展及关键技术 黄新刚, 杨波
- 81 无蜂窝大规模MIMO的接入点间同步与空口校准技术
..... 梁祥虎, 王晓妮, 李原, 郑康, 王东明

专家论坛 ▶

企业视界 ▶

技术广角 ▶

《中兴通讯技术》2024年热点专题名称及策划人

1. 下一代多址技术

北京交通大学教授 艾渤
北京交通大学教授 陈为

2. 网络大模型

中国电信IP领域首席专家 唐宏
中兴通讯无线首席架构师 熊先奎

3. 6G多天线技术

东南大学首席教授 金石
北京交通大学教授 章嘉懿
东南大学副研究员 韩瑜

4. 6G无线系统技术

中国信息通信研究院副院长 王志勤
中国移动研究院院长 黄宇红
东南大学教授 王东明

5. 卫星通信技术

哈尔滨工业大学(深圳)教授 张钦宇

6. 数据通信新技术

中国电信研究院教授级高工 解冲锋
中国联通研究院首席科学家 唐雄燕

Special Topic ▶

Multiple Antenna Technologies for 6G

- 01 Editorial..... JIN Shi, ZHANG Jiayi, HAN Yu
- 03 Application of AI-Based Channel Information Prediction in 6G.....
..... XIAO Huahua, LU Zhaohua, HU Liujun
- 10 Sparse Array Enabled Communications and Sensing for Extremely Large-Scale Array.....
..... ZHOU Cong, CHENG Hongqiang, YOU Changsheng
- 15 Waveform Design for 6G Integrated Sensing and Communication Systems Based on ODDM
Modulation: Fundamentals, Challenges, and Future Directions.....
..... WANG Dezhi, HUANG Chongwen, LIN Hai
- 21 Near-Field Communication for Next-Generation Networks: Theory, Applications, and Chal-
lenges..... WAN Yu, LI Xiangyu, WU Qingqing
- 26 Near-Field Beam Pattern for 6G Extremely Large-Scale Arrays..... ZHU Fuqiang, YANG Xi
- 35 Design of DMA Assisted Simultaneous Wireless Information and Power Transfer Based on
Statistical CSI..... HUANG Xiaojun, ZHANG Jun
- 43 Channel Modeling and Measurement for RIS-Assisted MIMO Communication in InH Scenario
..... WANG Ziang, SANG Jian, LI Xiao, WANG Haiming
- 52 Non-Uniform Spatial Sampling for Visibility Region Recognition in XL-MIMO.....
..... LI Kai, GAO Ruifeng, WANG Jue
- 60 Channel State Information Compression Technology for 6G.....
..... LU Zhaohua, HU Liujun, LI Lun, LI Yong
- 67 U6G Extra-Large Scale MIMO Technology..... HAN Yu, ZHANG Jiayi, JIN Shi
- 72 Standard Progress and Key Technologies of 50G-PON..... HUANG Xingang, YANG Bo
- 81 Inter-Access Point Synchronization and Over-The-Air Reciprocal Calibration for Cell-Free
Massive MIMO Systems.....
..... LIANG Xianghu, WANG Xiaoni, LI Yuan, ZHENG Kang, WANG Dongming

Expert Forum ▶

Enterprise View ▶

Research Paper ▶

期刊基本参数: CN 34-1228/TN*1995*b*16*90*zh*P*¥20.00*6500*13*2024-06

敬告读者

本刊享有所有发表文章的版权, 包括英文版、电子版、网络版和优先数字出版版权, 所支付的稿酬已经包含上述各版本的费用。未经本刊许可, 不得以任何形式全文转载本刊内容; 如部分引用本刊内容, 须注明该内容出自本刊。

6G 多天线技术专题导读



专题策划人



金石



章嘉懿



韩瑜

随着5G进入大规模商用化部署阶段，6G在全球范围内已成为科技竞争新焦点。2023年，国际电信联盟定义了6G的6大场景和15项关键能力。在此需求驱动下，发展并增强多天线技术是实现6G愿景目标的有效手段。多天线技术发展至今，已从天线形态及拓扑设计、信道建模及测量、无线传输理论与关键技术等多个方面取得了重要突破。当前阶段多天线技术相关研究更注重近场通信、通感一体化等新应用场景的开发，在超大规模多天线、智能超表面等新天线形态下的扩展，以及利用人工智能（AI）等新技术进行传输优化或变革性创新等。本期热点专题和专家论坛栏目以“6G多天线技术”为主题，邀请该领域的专家学者撰写了10篇文章。这些文章介绍并分析了6G多天线技术的最新关键进展，对存在问题和具体的解决方案进行了深入讨论。

《浅析基于AI的信道信息预测在6G中的应用》探索了AI在6G通信系统信道信息预测的多种模型和策略，分析了不同数据收集方法的影响，介绍了多种可能的模型监控方式，通过仿真展示了AI在信道信息预测中的优势，同时讨论了其所面临的挑战；《基于稀疏阵列的近场通信与感知方

法》提出了利用稀疏阵列构造超大规模阵列以赋能近场通感一体化的思路，介绍了稀疏阵列在远场和近场通信与感知中的研究现状与关键难题，并对未来研究方向进行了展望；《基于ODDM调制的6G通感一体化系统波形设计：基础、挑战和未来方向》研究了基于正交时延多普勒分集复用（ODDM）多载波调制的多用户通感一体化系统的波形设计问题，提出了具有较低复杂度的求解算法；《面向下一代网络的近场通信：理论、应用与挑战》从电磁特性和波束特性出发分析了近场传输特性，阐释了超大规模天线阵列、智能超表面使能近场、无蜂窝近场和通信感知一体化等近场应用场景，讨论了通信容量提升的潜力和信道估计的挑战；《面向6G的超大规模阵列下近场波束方向图》推导了超大规模均匀线阵的近似近场场强表达，揭示了近场波束方向图中的角度偏转现象，引入了回归距离这一度量并得到其表达；《利用统计CSI的DMA辅助无线携能通信传输方法》探明了动态超表面天线（DMA）辅助无线携能系统信息解码用户遍历速率的确定性等价式，提出了基于统计信道状态信息（CSI）的最大化遍历速率的无线传输方法；《室内热点场景多频段RIS辅助MIMO通信信道测量与建模》对2.75 GHz与35 GHz的可重构智能超表面（RIS）辅助多输入多输出（MIMO）通信信道进行了室内热点场景信道测量，在两种频率、多种传输模式下分别建立了路径损耗模型；《面向

XL-MIMO 可视区域识别的非均匀空间采样》讨论了非均匀空间采样方案在超大规模多输入多输出 (XL-MIMO) 系统用户可视区域识别中的应用, 提出了一种有限样本下的非均匀空间采样方案; 《面向 6G 的信道状态信息压缩技术》提出基于 AI 的信道状态信息压缩技术方案, 并全面思考了模型训练、模型管理中的标准制定、实际应用等相关问题, 分析了不同问题的潜在解决方案; 《U6G 超大规模 MIMO 技术》调研了 U6G 超大规模 MIMO 系统的天线形态及信道特征, 在面临成本、开销、复杂度的挑战下提出了高效能 U6G 超大规模 MIMO 无线传输的总体设计目标。

本期的作者来自知名企业、高校与科研机构, 面向 6G 多天线技术, 从核心挑战、传输理论、关键技术、新型应用等方面介绍了最新的研究成果。希望本期的内容能为读者提供有益的启示和参考, 并在此对所有作者和审稿专家的大力支持表示由衷的感谢!

策划人简介

金石, 东南大学移动通信国家重点实验室教授、博士生导师, 教育部“长江学者奖励计划”特聘教授, 国家自然科学基金杰出青年科学基金获得者, 国家“万人计划”科技创新领军人才; 主要研究方向为移动通信理论与关键技术、物联网理论与关键技术, 以及人工智能在无线通信中的应用等; 研究成果获得省部级科学技术一等奖 5 项; 已发表论文 700 余篇, 获授权国际/国家发明专利 100 余项, 出版专著 2 部、教材 1 部。

章嘉懿, 北京交通大学教授; 主要研究领域为大规模 MIMO 基础理论和关键技术; 先后主持和参加基金项目 10 余项, 获得 3 项科研成果奖; 已发表论文 100 余篇, 授权国家发明专利 10 余项。

韩瑜, 东南大学移动通信国家重点实验室副研究员; 主要研究领域为超大规模 MIMO 无线传输; 主持和参加基金项目 5 项, 获得 2 项科研成果奖; 已发表论文 70 余篇, 授权国家发明专利 10 余项。

浅析基于AI的信道信息预测在6G中的应用



Application of AI-Based Channel Information Prediction in 6G

肖华华/XIAO Huahua^{1,2,3}, 鲁照华/LU Zhaohua^{2,3},
胡留军/HU Liujun^{2,3}

(1. 北京交通大学, 中国 北京 100044;
2. 中兴通讯股份有限公司, 中国 深圳 518057;
3. 移动网络和移动多媒体技术全国重点实验室, 中国 深圳 518055)
(1. Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;
2. ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China;
3. State Key Laboratory of Mobile Network and Mobile Multimedia
Technology, Shenzhen 518055, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403002

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240619.1517.014.html>

网络出版日期: 2024-06-20

收稿日期: 2024-04-16

摘要: 深入探讨了基于AI的信道信息预测在6G通信系统中的应用, 并从信道信息预测的信道模型、信道信息预测方案、数据收集方法、模型监控技术、仿真验证结果, 以及基于AI的信道信息预测所面临的机会与挑战这6个维度展开分析。在信道信息预测方案的分析中, 广泛探索了多种信道信息预测策略; 在数据收集方面, 详细分析了不同参考信号传输类型及数据收集范围的影响; 在模型监控方面, 讨论了3种可能的监控方式。此外, 通过仿真验证, 充分展示了基于AI的信道信息预测技术的有效性和优越性。

关键词: 多输入多输出; 信道信息预测; 人工智能; 模型监控; 模型训练

Abstract: The application of AI-based channel information prediction in the 6G communication system is deeply discussed from the following six dimensions: the channel model of channel information prediction, the channel information prediction scheme, the data collection method, the model monitoring technology, validation results, and opportunities and challenges of AI-based channel information prediction. In the analysis of channel information prediction schemes, various channel information prediction strategies are widely explored; in the data collection section, the influence of different reference signal transmission types and data collection ranges is analyzed in detail; in the model monitoring, three possible monitoring methods are discussed. In addition, the effectiveness and superiority of AI-based channel information prediction technology are presented through simulation verification.

Keywords: multi-input multi-output; channel information prediction; artificial intelligence; model monitoring; model training

引用格式: 肖华华, 鲁照华, 胡留军. 浅析基于AI的信道信息预测在6G中的应用 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 3-9. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403002

Citation: XIAO H H, LU Z H, HU L J. Application of AI-based channel information prediction in 6G [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 3-9. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403002

随着无线通信技术的飞速发展, 特别是6G时代的来临, 业界对通信速率和传输网络可靠性的要求日益提高^[1]。与此同时, 人工智能(AI)技术也在不断进步, 其影响力已渗透至各个领域, 包括智能家居、自动驾驶汽车、医疗诊断、金融投资等。在通信领域, AI同样展现出了巨大的潜力和价值。在未来的无线通信技术中, AI技术的应用得到了业界广泛的关注和研究^[2-5]。AI技术与无线通信技术相互融合、相互促进将是一种趋势。

多天线技术^[6]是提升无线通信系统传输速率的关键技术之一。但要充分发挥多天线技术的优势, 需要在发送端获得

准确的信道信息, 其中信道信息包括信道状态信息(CSI)、信道矩阵、特征向量等。特别是在基于频分复用的系统中, 获取准确的信道信息成为了多天线技术的核心要点。然而, 无线通信中的信道常常受到多径效应、阴影衰落、多普勒频移等多种因素的影响, 是一种时变的信道。这给无线通信系统的调度带来了挑战。为了应对这一挑战, 一种有效的方法是利用历史信道信息预测未来的信道信息。通过信道信息预测, 人们可以了解未来信道信息变化趋势, 并且通信系统可以根据预测的信道信息提前进行调度, 以便在数据传输前做出相应的调整和优化, 从而确保数据传输的可靠性和效率,

提高了网络性能、优化资源分配并确保服务质量。

传统的信道信息预测方法主要依赖于复杂的数学模型和信号处理算法，但在面对高速移动、高密度部署和复杂多变的通信环境时，这些信道信息预测方法的预测性能和鲁棒性常受到限制。随着6G时代的到来，网络密度的增加、数据速率的提升和传输时延的降低都对信道信息预测提出了更高的要求。传统的信道信息预测方法在性能上难以满足要求，而基于AI的信道信息预测技术^[2]则能够利用大数据和深度学习算法，自适应地学习和挖掘信道状态变化的内在规律，实现更为准确和高效的信道信息预测。通过基于AI的信道信息预测，6G网络可以更加精准地预测信道信息的变化，从而提前进行资源分配和传输策略调整，确保数据传输的高效性和可靠性。

本文旨在详细探讨基于AI的信道信息预测在6G通信系统中的应用，并从6个方面探讨AI在6G信道信息预测中的应用：信道模型简述、信道信息预测方案分析、信道信息预测的数据收集、信道信息预测的模型监控、信道信息预测的仿真验证，以及基于AI的信道信息预测面临的机会与挑战。

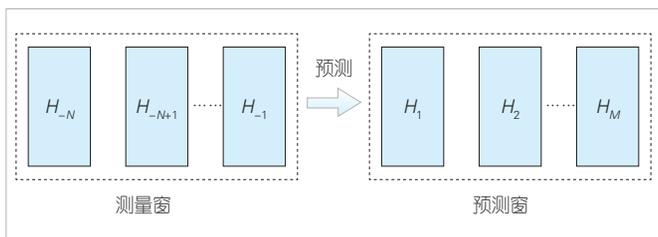
1 信道模型介绍

在一个多输入多输出的无线通信系统中，信道信息预测是关键技术之一。如图1所示，信道信息预测通常需要在测量窗口获得 N 个历史信道信息 $\{H_{-N}, H_{-N+1}, \dots, H_{-1}\}$ ，并且通过信道信息预测技术预测 M 个未来的信道信息 $\{H_1, H_2, \dots, H_M\}$ 。

这个过程可以表述为：

$$H_1, H_2, \dots, H_M = f(H_{-N}, H_{-N+1}, \dots, H_{-1}), \quad (1)$$

其中， H_i 为信道信息，是 $N_r \times N_t \times N_b$ 的复数矩阵， N_r 、 N_t 、 N_b 分别表示接收天线数目、发送天线数目、子载波数目/时域符号数。这里，当 $i=-N, \dots, -1$ 时， H_i 表示历史信道信息，一般在测量窗口中测量 M 个参考信号获得；当 $i=1, \dots, M$ 时， H_i 表示预测的信道信息，它一般根据测量窗口的 N 个历史信道信息预测获得。其中， f 表示信道信息预测过程，可以为基于人工智能的神经网络，也可以为维纳滤波或者卡尔曼滤波等。



▲图1 信道信息预测示意图

2 信道信息预测方案

2.1 信道信息预测的模型类型

信道信息预测是一项依赖于 N 个历史信道信息预测未来 M 个信道信息的任务，这些信道信息具有时间相关性，因此循环神经网络^[2]如循环神经网络（RNN）、长短期记忆网络（LSTM）、门控循环单元网络（GRU）、Transformer等可以用于信道信息预测。

模型部署位置（基站侧或终端侧）会影响反馈的信道状态信息内容、反馈开销、参考信号设计以及模型管理策略等。基于部署位置的不同，信道信息预测模型可分为3种类型：基站侧模型、终端侧模型以及双边模型。

1) 基站侧模型

此类模型部署于基站。基站发送参考信号，终端接收并测量所述参考信号，从而获取并反馈历史信道信息给基站。基站接收终端反馈的历史信道信息预测未来的信道信息。基站通常有全局视野和强大的数据处理能力，可以运行复杂模型以提高信道信息的预测精度。该模型需要量化反馈历史信道信息，从而影响模型输入精度。此外，由于需要反馈大量的历史信道信息，该模型对网络基础设施有较大的依赖，可能导致延迟和带宽限制。

2) 终端侧模型

此类模型直接在终端运行。终端通过测量获得历史信道信息后直接进行信道信息预测，无须反馈历史信道信息给基站，这减少了反馈开销且保证了输入数据的高精度。然而，终端的多样性和算力水平的差异可能导致模型复杂度和预测精度有所不同。

3) 双边模型

该模型包括两部分：一部分部署于终端，另外一部分部署于基站。终端进行低精度的信道信息预测，并将结果反馈给基站。基站接收低精度信息并进行高精度恢复。这种方法结合终端和基站的优势，但要求基站和终端均支持AI，且终端侧模型的多样性对基站侧模型的泛化能力提出了挑战。

表1总结了上述3种模型的优缺点，以便更直观地比较和选择适合的模型类型。

2.2 模型输入数据的形式分析

信道信息预测模型的输入主要包括3种形式：原始信道信息、信道信息对应的特征向量、信道信息对应的码本。

1) 原始信道信息

这种方式直接采用信道测量的原始数据进行预测，完整

▼表1 3种信道信息预测的模型优缺点总结

	基站侧模型	终端侧模型	双边模型
模型位置	基站	终端	基站和终端
算力水平	高,可以实现高性能的预测模型	低,一般实现简单低性能的预测模型	终端侧低、基站侧高
输入的信道信息精度	低	高	高
信道信息预测精度	低	高	中
反馈开销大小	高	低	低
标准影响	可实现标准透明	可能对参考信号配置和模型监控有影响	可能对参考信号配置和模型监控、CSI反馈等有影响

CSI:信道状态信息

保留了信道信息。其显著优势在于信息全面,有利于预测精度的提升。然而,原始信道信息的数据维度通常较大,可能导致模型训练的复杂度和计算成本、存储成本显著增加。考虑到反馈原始信道信息的开销巨大,这种方式更适合用于终端侧模型。

2) 信道信息对应的特征向量

此方式通过提取信道信息的特征向量,将高维的原始数据转化为低维的特征向量作为模型输入,例如,在频域上一个子带(通常包含数十个子载波)对应一个特征向量。这种方法有效降低了数据维度,减少了计算复杂度。然而,特征提取过程中可能伴随部分信道特征信息的损失,进而对信道信息预测精度产生一定影响。由于反馈特征向量的开销也不容忽视,这种方式同样更适合终端侧模型。如果要用于基站侧模型,则需要进一步研究高效反馈特征向量的方法。

3) 信道信息对应的码本

此方式将信道信息或者信道信息对应的特征向量编码为离散的码本形式,有利于信道信息的反馈。其优势在于显著降低了数据的存储和传输资源开销。然而,码本表示不可避免地会引入量化误差,对预测精度造成一定影响。由于反馈开销得到了有效降低,这种方式可以灵活应用于基站侧模型或双边模型。

表2对上述模型输入方式进行了总结。

2.3 模型输入和输出分析

模型输入和输出的大小主要基于预测需求及数据集的特性。输入的信道信息个数越多,模型便能捕获到更多有用信息,进而提高预测精度。然而,随着输入数据量的增长,模型的计算复杂度和训练时长也会相应攀升。输出信道信息的数量则受到模型预测能力、不同时隙信道间的相关性、预测时间范围及预测步长等多重因素影响。在实际操作中,需结合具体需求和数据集特性,确定合适的输入输出规模。

当预测信道信息个数 M 大于1时,通常存在两种预测方式:直接预测与迭代预测。

1) 直接预测

直接预测法通过模型一次性输出 M 个预测信道信息,比如使用 N 个历史信道信息 $\{H_{-N}, H_{-N+1}, \dots, H_{-1}\}$ 直接预测得到 M 个预测信道信息 $\{H_1, H_2, \dots, H_M\}$ 。此方法简单直观,能快速获取多个预测结果。然而,由于输出维度较大,模型的复杂度会随着 M 的增加而线性上升。

2) 迭代预测

迭代预测法则采用逐步推进的方式。首先,利用 N 个历史信道信息 $\{H_{-N}, H_{-N+1}, \dots, H_{-1}\}$ 预测第1个信道信息 H_1 ; 随后,将 H_1 加入历史信息集合,用更新后的集合 $\{H_{-N+1}, \dots, H_{-1}, H_1\}$ 预测第2个信道信息 H_2 ; 以此类推,直至完成所有 M 个信道信息的预测。这种方法的优势在于能利用先前的预测结果优化后续预测,可提高预测精度。模型的复杂度主要取决于输入大小,与输出信道信息个数 M 无关。然而,迭代过程可能导致误差累积,尤其在长期预测中,误差可能逐渐放大。

因此,在选择预测方案时,需综合考虑具体需求、数据特性及模型复杂度等因素。对于短期预测或高精度要求的场景,直接预测法可能更为合适;而对于长期预测或精度要求相对较低的情况,迭代预测法则不失为一个可考虑的选择。

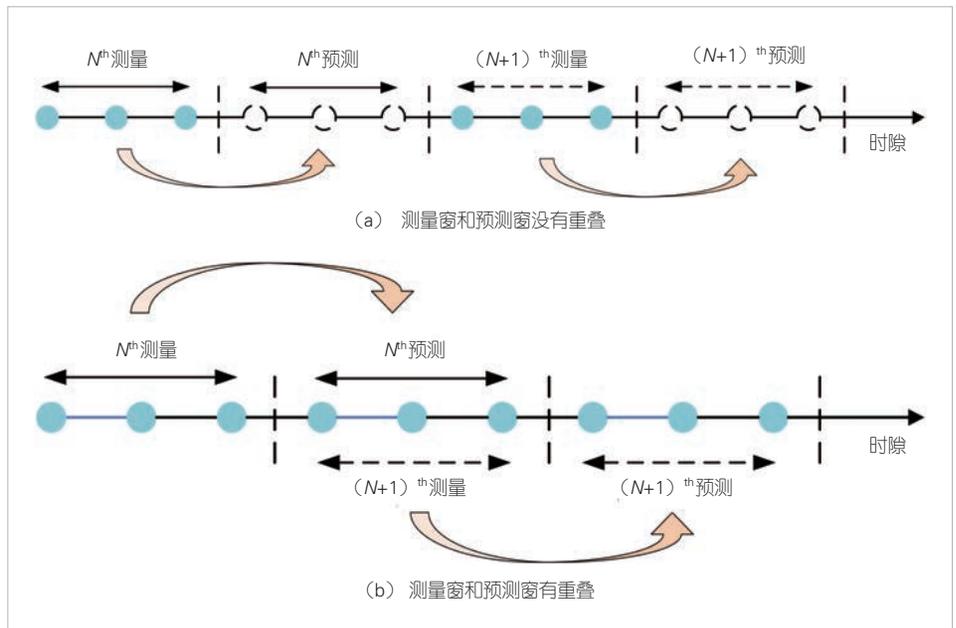
3 信道信息预测的数据收集

数据收集在模型训练过程中扮演着至关重要的角色,对模型的性能、泛化能力产生重要影响。在机器学习和人工智能领域,高质量的数据集是训练出高效、可靠模型的

▼表2 3种输入数据形式的优缺点总结

输入形式	原始信道信息 H H 对应的特征向量		H 对应的码本
适用的模型类型	终端侧模型	终端侧模型	基站侧模型和双边模型
模型复杂度	高	中	中
模型输入的数据精度	高	中	低
数据存储开销	大	中	小
信道信息预测精度	高	中	低
反馈开销	极高	高	低

基石。数据收集的数量和质量直接决定模型训练的效果。更多的数据可以提供更多的特征和模式信息，这使得模型能够更好地学习数据的内在规律和关联。同时，数据的多样性也是至关重要的，它能够增强模型的泛化能力，使其在面对新数据时能够做出更准确的预测。数据收集的精准性对于模型训练同样具有重要意义。精准的数据集可确保模型学习到的是与目标任务紧密相关的特征，从而避免引入无关噪声或偏差。这有助于提升模型的性能，使其在特定任务上达到更高的准确率。



▲图2 两种参考信号的传输方式示意图

3.1 参考信号的设计

为了积累足够多且质量高的信道信息预测数据集，基站需要在特定时间段内发送参考信号。通常，根据时域特性的不同，参考信号被划分为3类：周期参考信号、半持续参考信号以及非周期参考信号。其中，周期参考信号每隔固定时隙 T 发送一次；半持续参考信号同样每隔 T 时隙发送，但仅限于激活和去激活期间；非周期参考信号则通过物理层信令触发后进行发送，可以是单次触发单次发送，也可以是按照标准规定次数发送。

为获得丰富多样的样本，我们需要在一段足够长的时间里，收集不同时间和位置的信道信息。设定一个起始时隙，每 $N+M$ 个连续周期上的参考信号组成一组数据。其中，前 N 个参考信号位于测量窗口，用于捕获历史信道信息；随后的 M 个参考信号位于预测窗口，在训练数据中用于获取标签，而在模型推理时，这部分预测窗口的参考信号无须传输。

参考信号的传输方式有两种可能的模式^[7]。第一种如图2 (a) 所示，第 N 组参考信号的测量窗口与预测窗口完全不重叠。这种方式在收集模型推理所需数据时，能有效减少导频的开销，但在收集训练数据时，由于需要收集标签数据，因此并不能节省参考信号的开销。第2种方式如图2 (b) 所示，第 $N+1$ 组参考信号的测量窗口与第 N 组参考信号的预测窗口存在部分重叠。由于这种方式的参考信号会持续发送，因此无法在收集模型推理数据时节省导频开销。然而，在收集训练数据时，这种重叠方式能够有效减少参考信号的开销。

在选择传输方式时，需根据实际应用场景和需求进行权

衡，以达到最佳的数据收集效率和模型性能。

3.2 数据收集的范围

基于AI的信道信息预测，用于信道信息预测的模型存在不同的应用范围，包括适用于整个小区范围的通用模型和特定于单一小区的专用模型。这两类模型有各自的优势与不足。通用模型因其良好的泛化能力，可以广泛用于不同小区的用户。为训练此类模型，数据收集者需收集涵盖多个小区的数据集，因此通常需要较大的数据集，模型构建也相对复杂。然而，其显著优势在于，当用户在不同小区切换时，无须切换模型，这极大提升了模型使用的便捷性，比较适合终端侧模型。相对地，小区专用模型则专为特定小区用户设计。在训练此类模型时，数据收集者仅需收集该小区的数据集，因此所需数据量较小，模型构建也更为简单。然而，当用户在小区切换时，必须同时切换模型，这在一定程度上增加了小区切换的复杂性。如果模型推理在终端侧，则在用户进行小区切换时，需从基站下载模型。我们将通用模型和专用模型特点在表3中做了总结。

综上所述，选择使用通用模型还是专用模型，需根据实际应用场景和需求进行权衡。

4 信道信息预测的模型监控

4.1 模型监控的意义

由于用户在移动过程中可能存在的阴影衰落、阻挡物体改变、离基站的距离改变等因素，无线信道会随时间发送而

▼表3 通用模型和专用模型的特点比较

模型作用域	泛化能力	使用范围	数据集范围	模型复杂度	模型类型
小区通用模型	强	不同小区用户	不同小区的数据集	一般较高	终端侧模型
小区专用模型	弱	单一小区用户	单一小区的数据集	一般较低	基站侧模型

变化。这种变化可能导致先前性能良好的模型在适应新的信道环境时性能下降。也就是说，一个模型在某一时刻可能表现优异，但随着时间推移和无线信道的改变，其推理性能有可能逐渐减弱。因此，我们需要设计一套机制来实时监控模型的性能。一旦发现模型性能下滑，我们可以迅速采取行动，切换到更合适的模型或传统的信道信息预测方法。这样的性能监控流程与模型监控方法对于确保通信质量和效率至关重要。通过监控，我们能够及时发现模型存在的问题以及性能下降的趋势，从而采取相应的措施进行调整和优化，避免通信故障和性能下降对用户体验造成不利影响。

4.2 模型监控的方法

一般来说，基站侧的模型监控比较简单，只需要终端反馈一些模型性能参数就可以实现。而终端侧的模型则稍微复杂一些，主要包括3种可能的监控方法。

1) 基站侧进行监控

在该方法中，终端将预测的信道信息和预测窗测量的标签信道信息发送给基站。基站利用这些信道信息计算模型性能参数，并据此判定现有模型是否有效。随后，基站将判决结果发送给终端，用于终端的模型选择/切换等。此方法的优点在于基站具有全局视野，能够更准确地评估模型性能；缺点是需要消耗额外的通信资源来传输信道信息和判决结果。

2) 终端侧进行监控

在此方法中，终端获取预测的信道信息和预测窗测量的标签信道信息，并计算网络性能特征以判定模型的有效性。这种方法无须与基站通信，减少了通信资源开销。然而，终端可能受限于其计算能力和存储空间，对模型性能的评估可能不够准确。一般来说，在主流的无线通信协议中，一般都是基站具有主导权，以避免一些恶意终端的恶意操作行为。这种监控方法容易造成终端不受基站控制的情况。

3) 终端和基站共同监控

在该方法中，终端同样计算模型性能参数，但自己不决定模型的性能好坏，而是将模型性能参数反馈给基站。基站根据接收的模型性能参数判定模型的有效性，并将判决结果发送给终端。这种方式结合了前两种方法的优点，既利用了基站的全局视野，又减少了不必要的通信资源开销。

综上所述，每种监控方法都有其独特的优缺点。终端厂

商比较倾向于终端侧监控方法，而基站厂商则更倾向于基站自主可控的方案。在6G的研究中，需要根据标准影响、产业链等因素全盘研究和充分讨论。

5 信道信息预测的仿真

在前面的章节中，我们详细探讨了基于AI的信道信息预测所涉及的模型类型、用于模型训练或监控的数据收集、模型监控方案等关键环节。在本节中，我们将从仿真的视角出发，验证基于AI的信道信息预测的性能优势。

在众多模型中，LSTM^[2]作为一种特殊的RNN，因其引入了门控机制和记忆单元，成功解决了传统RNN在处理长序列时遇到的梯度消失和爆炸问题。在信道信息预测中，LSTM模型能够精准捕捉信道信息的时序依赖关系，进而实现对未来信道状态的预测。与此同时，Transformer模型在捕捉全局依赖关系和并行计算方面展现出显著优势。它通过自注意力机制学习信道信息之间的关联，从而实现对未来信道信息的预测。然而，相对于LSTM模型，基于Transformer的模型在参数数量和计算复杂度上较高，因此要求基站或终端具备更强的计算能力。

鉴于此，本仿真实验主要聚焦于LSTM网络，并采用了简单的两层网络结构。作为对比基线，我们采用了大多数公司在3GPP RAN1中使用的方案^[3-4,8-11]，即仅使用最近一个历史时隙的信道信息作为预测的信道信息。通过仿真对比，我们可以更直观地展示基于AI的信道信息预测的性能优势，并为实际应用提供有力支持。

5.1 仿真条件介绍

我们进行了一系列仿真，从不同的角度来验证基于AI的信道信息预测的性能。在仿真中，我们收集了3GPP 38.901^[1]中密级城区宏基站的信道数据。发送天线配置为32天线(8,8,2,1,1,2,8)，接收天线为4根(1,2,2,1,1,1,2)。带宽为10 MHz(52个物理资源块)，载波间距为15 kHz，100%室外用户，且移动速度为30 km/h，参考信号的周期为5 ms。AI模型相关的参数见表5所示。

5.2 仿真结果

在表6中，我们用4个历史信道信息预测未来1个预测

信道信息。其中，预测的信道信息距离最后一个历史信道信息的时间为 P ，模型的输入为原始信道信息矩阵 \mathbf{H} ，模型的输出为预测的信道信息矩阵 \mathbf{H}' 。

在表7中，我们用10个历史信道信息预测1个预测信道信息。其中，预测信道信息距离最后一个历史信道信息的时间为 P ，模型的输入为原始信道信息矩阵 \mathbf{H} ，模型的输出为预测信道信息矩阵 \mathbf{H}' 。

在表8中，我们用10个历史信道信息预测1个预测信道信息。其中，预测信道信息距离最后一个历史信道信息的时间为 P ，模型的输入为原始信道信息对应的特征向量 \mathbf{V} ，模型的输出为预测信道信息对应的特征向量 \mathbf{V}' 。

▼表5 信道信息预测模型的训练相关参数

参数	取值
模型	LSTM
参数类型	实数
模型输入数据形式	原始信道信息或特征向量
模型输入大小	$T_1 \times 2 \times N_i \times N_r \times N_b$ 其中, T_1 为测量窗大小
模型输出大小	$T_2 \times 2 \times N_i \times N_r \times N_b$ 其中, $T_2=1$ 为预测窗大小
训练数据集	80 000
验证数据集	5 000
测试数据集	5 000
Batch大小	200
优化器	Adam
损失函数	MSE
性能指标	SGCS和NMSE ^[8]

LSTM: 长短期记忆网络
MSE: 均方误差
NMSE: 归一化均方差
SGCS: 平方余弦相似度

▼表6 测量窗口为4且输入和输出为信道矩阵的仿真结果

SGCS	$P=5$ ms	$P=10$ ms	$P=15$ ms	$P=20$ ms
AI(SGCS)	0.956 9	0.814 9	0.774 8	0.748 1
Legacy(SGCS)	0.799 9	0.749	0.728 8	0.718 2
AI(NMSE)	-9.080	-3.891	-3.086	-2.715
Legacy(NMSE)	-3.726	-2.752	-2.489	-2.343

AI: 人工智能
NMSE: 归一化均方差
SGCS: 平方余弦相似度

▼表7 测量窗口为10且输入和输出为信道矩阵的仿真结果

SGCS	$P=5$ ms	$P=10$ ms	$P=15$ ms	$P=20$ ms
AI(SGCS)	0.991 5	0.918 4	0.820 0	0.792 7
Legacy(SGCS)	0.799 2	0.749 4	0.731 0	0.720 4
AI(NMSE)	-14.76	-7.017	-3.935	-3.516
Legacy(NMSE)	-3.512	-2.769	-2.579	-2.386

AI: 人工智能
NMSE: 归一化均方差
SGCS: 平方余弦相似度

5.3 仿真结果总结

从表6和表7可以看出，测量窗口为10的信道信息预测性能远好于测量窗口为4的信道信息预测性能，即更多的历史信道信息的输入，有利于提高信道信息预测的性能。

从表7和表8可以看出，对于都是测量窗口为10的信道信息预测，输入数据为原始信道信息矩阵的性能远好于输入数据为特征向量的性能。这主要是因为，对原始信道矩阵做特征值分解可能会丢失一部分信道特征，这可能导致不同时隙的信道信息的相关性会相应减小。

6 机会和挑战

基于人工智能的信道信息预测技术为无线通信领域带来了前所未有的机会。

首先，AI技术具有强大的学习和分析能力，能够深入挖掘信道信息的内在规律和变化趋势。通过对历史数据的训练和学习，AI模型能够提高信道信息预测精度，实现对未来信道信息的准确预判。这有助于通信系统提前做出适应性调度，优化资源配置，提高传输效率。

其次，基于AI的信道信息预测技术可以实现个性化服务。不同用户、不同场景下的信道特性可能存在差异，AI模型可以通过学习不同用户的通信习惯和环境特点，为不同用户提供更加精准的信道预测服务。这有助于提升用户体验，满足多样化的通信需求。

最后，随着5G、6G等新一代通信技术的不断发展，信道信息预测技术将成为实现高速、低时延、大连接等目标的关键技术之一。基于AI的信道信息预测技术可以与其他通信技术相结合，比如基于AI的信道信息压缩和信道信息预测相融合的技术、基于AI的历史位置预测用户的位置信息，并将位置信息生成信道信息的技术等，共同推动无线通信系统的性能提升和创新应用。

然而，基于人工智能的信道信息预测技术也面临着一些挑战。

首先，数据的质量和数量对AI模型的性能至关重要。在实际应用中，获取大量高质量的信道信息数据往往是一项

▼表8 测量窗口为10且输入和输出为特征向量的仿真结果

SGCS	$P=5$ ms	$P=10$ ms	$P=15$ ms	$P=20$ ms
AI(SGCS)	0.844 4	0.767 6	0.746 0	0.732 9
Legacy(SGCS)	0.799 3	0.749 4	0.731 0	0.720 4
AI(NMSE)	-5.088	-3.833	-3.536	-3.355
Legacy(NMSE)	-3.521	-2.773	-2.581	-2.387

AI: 人工智能
NMSE: 归一化均方差
SGCS: 平方余弦相似度

艰巨的任务。数据的缺失、噪声和不平衡等问题都可能影响模型的训练效果和预测精度。

其次，模型的复杂度和计算量也需要考虑。为了获得更好的预测性能，AI模型通常有较高的复杂度，这可能导致计算资源的消耗增加。如何在保证预测精度的同时降低模型的复杂度和计算量，是一个需要解决的技术难题。

最后，无线信道环境的复杂性和动态性也给信道信息预测带来了挑战。信道环境可能受到多种因素的影响，如多径效应、干扰、移动性等。这些因素可能导致信道信息的快速变化，使得预测变得更加困难。因此，如何设计能够适应复杂多变环境的AI预测模型，是另一个需要面对的挑战。

综上所述，基于AI的信道信息预测技术既带来了不错的技术机会，也面临着诸多挑战。通过不断的研究和创新，我们可以克服这些困难，充分发挥AI在信道信息预测中的潜力，为无线通信系统的性能提升和创新应用做出贡献。

7 结束语

本文中，我们深入剖析了基于AI的信道预测在6G中的应用，并从信道模型、预测方案、数据收集、模型监控、仿真验证等多个维度进行了全面探讨。我们探索了多种预测策略，分析了不同数据收集方法的影响，并讨论了多种模型监控方式。通过仿真验证，我们充分展示了AI在信道信息预测中的优势。这一系列研究为6G中信道信息预测的应用奠定了坚实基础。

致谢

感谢中兴通讯股份有限公司算法部魏兴光、李伦、李永、刘文丰对本研究的大力支持！

参考文献

- [1] IMT-2030(6G)推进组. 6G总体愿景与潜在关键技术白皮书 [R]. 2021
- [2] IMT-2030(6G)推进组. 无线AI技术研究报告(第2版) [R]. 2022
- [3] 3GPP. New WID on artificial intelligence (AI)/machine learning (ML) for NR air interface, qualcomm (moderator): RP-234039 [S]. 2023

- [4] 3GPP. Study on artificial intelligence (AI)/machine learning (ML) for NR air interface (Release 18): TR 38.843 V1.3.0 [S]. 2023
- [5] WEN C K, SHIH W T, JIN S. Deep learning for massive MIMO CSI feedback [J]. IEEE wireless communications letters, 2018, 7(5): 748-751. DOI: 10.1109/lwc.2018.2818160
- [6] XU B K, WANG Z, XIAO H H, et al. Low-complexity precoding for extremely large-scale MIMO over non-stationary channels [C]// Proceedings of ICC 2023-IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2023: 6516-6522. DOI: 10.1109/icc45041.2023.10279327
- [7] ZTE. Discussion on specification support for AI/ML beam management [R]. 2024
- [8] Huawei. Summary#5 of [109-e-R18-AI/ML-03] [R]. 2022
- [9] ZTE. Evaluation on AI CSI feedback enhancement [R]. 2023
- [10] ZTE. Discussion on study for AI/ML CSI prediction [R]. 2024
- [11] 3GPP. Technical specification group radio access network; study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 16): TR 38.901 [S]. 2019

作者简介



肖华华，北京交通大学在读博士研究生，中兴通讯股份有限公司技术预研无线资深专家；主要研究领域包括多天技术、人工智能和定位技术等；发表论文10余篇。



鲁照华，中兴通讯股份有限公司资深预研工程师；主要从事移动通信物理层关键技术研究；发表论文10余篇。



胡留军，中兴通讯股份有限公司算法部副部长，正高级工程师；曾获信息产业重大技术发明奖、深圳市科技进步奖一等奖、广东省科学技术奖二等奖及专利金奖、广东省技术发明奖二等奖等奖项；主持或参与多项国家级项目，发表论文15篇。

基于稀疏阵列的近场通信与感知方法



Sparse Array Enabled Communications and Sensing for Extremely Large-Scale Array

周聪/ZHOU Cong^{1,2}, 成洪樯/CHENG Hongqiang¹, 游昌盛/YOU Changsheng¹

(1. 南方科技大学, 中国 深圳 518055;
2. 哈尔滨工业大学, 中国 哈尔滨 150001)
(1. Southern University of Science and Technology, Shenzhen 518055, China;
2. Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403003

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240619.1102.006.html>

网络出版日期: 2024-06-20

收稿日期: 2024-04-25

摘要: 超大规模阵列的应用可以显著增加传输距离和提高频谱效率, 克服路径损耗, 从而为通信领域带来新的发展机遇。在超大规模阵列中用户往往处于辐射近场区域, 因此通信系统需要采用更为精准的球面波模型。然而, 超大规模阵列面临硬件成本和能耗高以及信号处理算法复杂等问题。为解决该问题, 提出利用稀疏阵列构造超大规模阵列, 赋能近场通感一体化。分别对稀疏阵列在远场和近场通信与感知中的关键问题进行了深入分析, 阐述了现有稀疏阵列应用的挑战, 并提出未来稀疏阵列的研究方向。

关键词: 稀疏阵列; 超大规模阵列; 近场通信; 近场感知

Abstract: The application of extremely large-scale array can significantly increase transmission distance and enhance spectral efficiency, overcoming path loss and thus bringing new development opportunities to communications. With users potentially located in the near-field region of the base station equipped with an extremely large-scale array, a more accurate spherical wave model needs to be adopted. However, extremely large-scale array faces challenges such as high hardware costs, energy consumption, and complex signal processing algorithms. To address this issue, the sparse array is used to construct extremely large-scale array, enabling integrated sensing and communication. An in-depth analysis of the key issues of sparse arrays in both far-field and near-field communication and sensing is conducted. The challenges of existing sparse array applications are discussed, and then future research directions for sparse arrays are presented.

Keywords: sparse array; extremely large-scale array; near-field communication; near-field sensing

引用格式: 周聪, 成洪樯, 游昌盛. 基于稀疏阵列的近场通信与感知方法 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 10-14. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403003

Citation: ZHOU C, CHENG H Q, YOU C S. Sparse array enabled communications and sensing for extremely large-scale array [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 10-14. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403003

随着5G的成功商业化, 学术界和工业界的眼光聚焦在6G的功能性探索。一方面, 为了进一步提供更可靠更高速率的通信服务, 6G需要更大的带宽, 因此毫米波和太赫兹频段成为未来移动通信系统的关键备选频段^[1-2]; 另一方面, 网络感知已被国际电信联盟列举为6G的典型场景, 这意味着定位和活动识别等应用在6G中将得到支持, 大大释放了移动通信网络的性能。以上两点均促使多天线技术向

着超大规模阵列演进, 以提供更高的天线增益来对抗毫米波和太赫兹频段的路径损耗, 以及更高的感知分辨率以提升6G网络的感知精度^[3]。另外, 超大规模阵列的引入促使通信范式发生根本性的改变, 使得传统的远场平面波假设不再成立, 信道建模需要更为精确的近场球面波模型。在近场中, 超大规模阵列导出的波束具有聚焦特性, 提供了新的距离自由度, 使得通信中传统的空分多址演进为位分多址^[4]。传统远场感知只能估计用户的角度, 而近场则可以感知用户的位置, 从而提升了感知的维度。

然而, 基于传统稠密阵列的超大规模阵列也面临诸多挑

基金项目: 国家重点研发计划青年科学家项目 (2023YFB2905100)

战。一方面，稠密阵列的天线和射频链路的数量众多，不可避免地导致了单基站的硬件成本和能量消耗的大幅提升，这对于6G移动网络的部署是不可接受的。另一方面，由于超大规模阵列信道矩阵的高维度，球面波参数的估计面临计算量巨大的挑战。

一种有前景的解决方案是在超大规模阵列的背景下使用稀疏阵列替代稠密阵列^[5]。一般来说，稀疏阵列包括稀疏均匀线性阵列、互质阵列、嵌套阵列和最小冗余阵列。其中，稀疏均匀线性阵列是天线间距大于半载波波长的均匀线性阵列，而互质阵列由两个具有不同间距且间距互质的均匀线性子阵交叉组成。嵌套阵列是由两个均匀线性子阵前后嵌套组成。一般来说第一级嵌套子阵天线互耦性高，而最小冗余阵列是基于阵元位置差最小冗余的准则进行设计的，需要通过穷举或优化手段或者相应阵列构型，没有系统化设计方法。因此，本文对稀疏阵列的探讨主要聚焦于稀疏均匀线性阵列和互质阵列。稀疏阵列有着诸多好处，在相同天线数的情况下，由于更大的孔径，稀疏阵列能够提高比稠密阵列更多的感知和通信自由度。另外，相同孔径的前提下，稀疏阵列的天线数和射频链路数量远远小于稠密阵列，降低了硬件成本和功耗。因此，在天线技术向着超大规模阵列的演进过程中，稀疏阵列将作为6G通感一体需求背景下的关键备选技术。

1 稀疏阵列远场通感场景

1.1 远场通信

稀疏阵列在远场区域的多个方向上存在栅瓣问题，导致多用户通信系统中用户间干扰严重。在多天技术朝着超大规模阵列演进之前，阵列的天线数一般较少，阵列的波束宽度大，栅瓣在整个空间中占据很大比例，致使用户间干扰发生概率大。因此，远场条件下，稀疏阵列的研究主要聚焦于提升感知自由度，尤其是实现同时估计数量比天线数多的用户的到达角，这对于密集阵列来说是难以实现的。

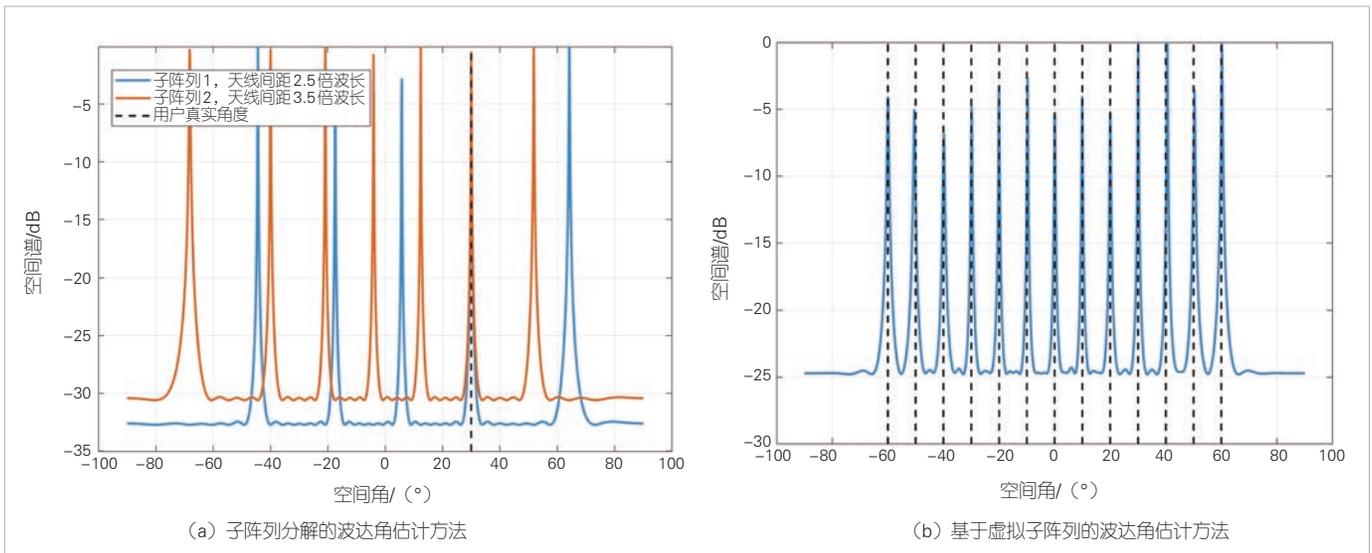
WANG H. Z.^[6]等首先详细讨论了稀疏均匀线性阵列在远场的波束图与栅瓣的分布，证明了当用户密集分布时，稀疏均匀线性阵列的多用户和速率有可能超过同等天线数的稠密阵列。这是因为当用户在小空间角区域内密集分布时，用户间互相位于彼此的主瓣，避免了栅瓣的干扰。而主瓣波束宽度与孔径成反比，在相同天线数的条件下，稀疏均匀线性阵列远小于稠密阵列，使得稀疏阵列下用户间干扰减缓。这为稀疏阵列在未来6G高密度用户分布的场景提供了潜在应用的可能。然而，当用户分布相互分散时，由于严重的用户间

干扰，稀疏均匀线性阵列的性能将极具下降。我们将在近场部分指出，由于近场波束聚焦效应，稀疏阵列的栅瓣区域将大大减少，这缓解了多用户通信系统的用户间干扰。

1.2 远场感知

互质阵列的远场感知方法大致分为基于子阵列分解的波达角估计方法和基于虚拟子阵列的波达角估计方法。基于子阵列分解的波达角估计方法要求分别对两个均匀子阵列进行波达角估计。传统的超分辨波达角估计算法主要有多重信号分类(MUSIC)算法和旋转不变子空间(ESPRIT)算法，它们都是基于特征结构的子空间算法，对于传统阵列，要求阵列间距小于半波长，以避免出现角度模糊问题。由于互质阵两个子阵的间距均大于半波长，因此对单个子阵列采用传统的超分辨的波达角估计算法时，会出现多余旁瓣。文献[7]指出，在两个稀疏均匀子阵列分别获得的波达角方向估计结果中，由于子阵列间距互质的特性，有且仅有一个相同或者相近的谱峰，即为真实的互质阵列波达角方向估计结果。单用户估计结果如图1(a)所示。然而，在这种方法中，互质数组被分解为两个子数组进行独立计算，虽然易于实现，但是该类算法只利用了子阵列接收信号的自相关信息，并没有利用不同子阵列的互相关信息，因此可识别的信源数受限于阵元数较少的子阵列的阵元数，导致感知自由度的减小。该方法在分辨率和计算复杂度方面优于传统采用均匀阵列的波达角方向估计算法，实现方法简单、易操作，适用于目标数量有限且对估计精确度要求较高的应用场景。

接着，P. PAL等在文献[8]中提出了一种基于虚拟子阵的波达角估计方法。该方法通过对接收信号的协方差矩阵进行向量化和数据重构，生成一个虚拟阵列接收到的单快拍信号，其虚拟阵列的孔径和阵元数量远远大于实际阵列，因此具有比实际阵列更高的自由度。多用户估计结果如图1(b)所示。由于生成的虚拟信号是高度相关的，因此需要对信号进行空间平滑处理。然而，空间平滑技术会导致连续自由度减半，从而显著降低阵列的检测性能。在平滑过程中，该方法忽略了虚拟阵列中的非连续部分，未充分利用其信息。为了解决这一问题，文献[9]采用了阵列插值的方法来构建虚拟均匀线性阵列，以充分利用非均匀虚拟阵列中的所有虚拟传感器。这种方法提高了互质阵列的自由度。此外，基于虚拟阵列信号稀疏重建的方法能够综合利用互质阵列的不同部分，不仅完整利用了互质阵列的全部自由度，还能提高波达角估计的精度。

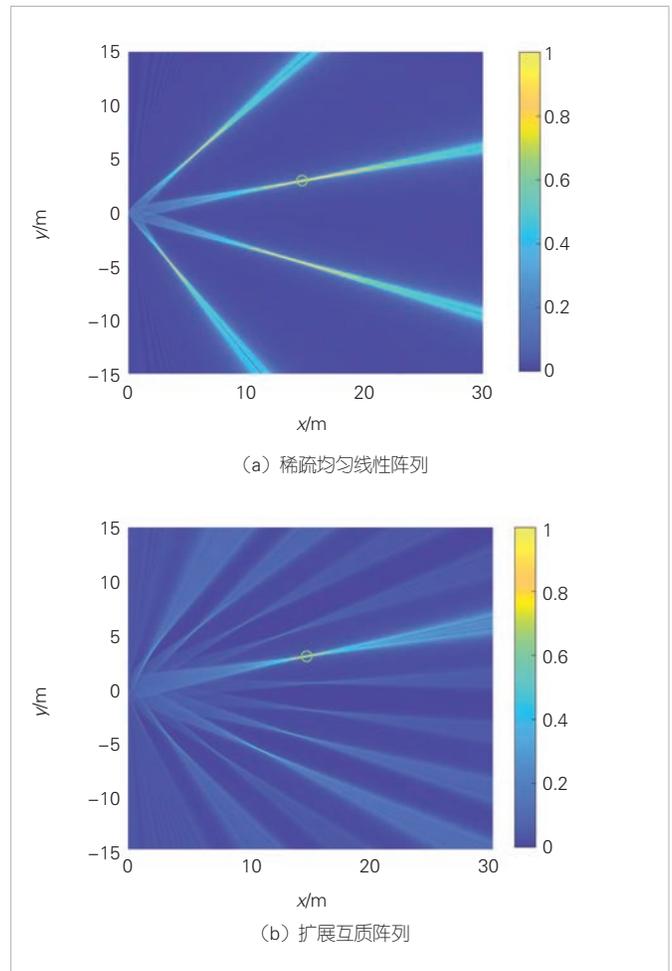


▲图1 两种远场感知算法示意图

2 稀疏阵列近场通感场景

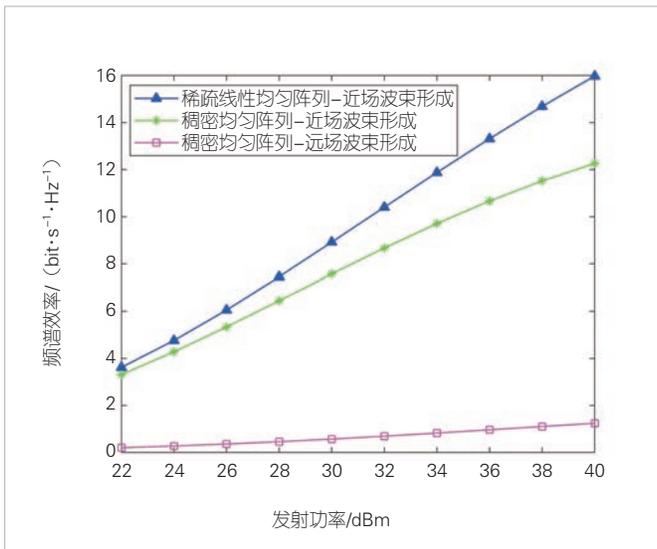
2.1 近场通信

与远场不同的是，近场的波束聚焦效应使得稀疏阵列在近场通信中的应用更进一步。ZHOU C.等在文献[10]中详细分析了近场下稀疏均匀线性阵列的波束图，指出其主瓣与栅瓣的波束宽度和深度，如图2 (a)所示。值得注意的是，稀疏均匀的栅瓣在近场下仍有聚焦效应，是主瓣在对应栅瓣方向的等效复制。因此，与远场相比，栅瓣区域更小，用户位于互相栅瓣的概率低，这使得稀疏阵列在近场通信中的应用成为可能。为了进一步抑制栅瓣的强度，文献[10]还提出一种基于互质阵列的拓展互质阵列，即多个子互质阵列的周期延拓，并给出了所设计的拓展互质阵列的栅瓣分布，及其波束宽度、深度和强度。这种拓展互质阵列在稀疏度相同的前提下，可以将均匀稀疏阵列的栅瓣强度降低3 dB，但是会引入额外的栅瓣，这是由两个子阵列及其共有天线元素所产生，其波束图如图2 (b)所示。通过理论分析，在用户全空间均匀分布时，两种稀疏阵列的用户间干扰均得到不同程度的缓解。而在一些极端条件下，如用户密集分布，用户同向分布等条件下，两种稀疏阵列的多用户通信和速率的表现均远优于稠密阵列，这是因为两种稀疏阵列的主瓣宽度和深度均明显小于相同天线数的稠密阵列。在图3中，我们对比了太赫兹条件下用户密集分布时稀疏线性均匀阵列与稠密均匀阵列性能。仿真参数具体包括：载波频率为300 GHz，用户数为3，用户分布距离区间为[20,30] m，角度区间为[-2°, 2°]，天线个数为257，稀疏线性均匀阵列的稀疏度为3，噪声功率为-70 dBm。从图3可知，由于更窄的主瓣，稀疏线



▲图2 近场稀疏阵列波束图

性均匀阵列的用户间干扰小，和速率显著高于同等条件下的稠密均匀阵列。



▲图3 稀疏线性均匀阵列与稠密均匀阵列性能对比

进一步地,考虑到少量天线的稀疏阵列即有巨大孔径而不利于现实基站实际部署的事实,文献[5]提出了基于多子阵列设计的稀疏阵列以降低稀疏阵列的相对孔径。研究表明,基于多子阵列设计的稀疏阵列的距离估计的克拉美劳界小于稠密阵列,意味着其感知精度更高。另外,从通信自由度的角度来看,由于更大的孔径,基于多子阵列设计的稀疏阵列的虚拟独立数据流的个数要显著高于稠密阵列。这些都意味稀疏阵列在6G通感一体的背景下有着广泛的应用前景。

2.2 近场感知

对于均匀阵列,空间信源定位的基本理论和算法已有很多研究成果。文献[7]证明了信号子空间与噪声子空间在近场域的正交性仍然成立,将远场的MUSIC算法推广至近场,提出了信源参数估计中的二维MUSIC算法。该方法精度高但是需要对二维全局空域进行搜索,因此计算量巨大。为此,文献[11]改进了传统的MUSIC算法,提出了降维MUSIC算法,可以在没有二维谱峰搜索的情况下实现波达角估计,实现角度和距离估计的一对一匹配。此外,将定位问题分解为单独的波达角和距离估计问题,可以显著降低搜索复杂度。然而,源的波达角和范围不能直接分离。为了解决这个问题,文献[12]利用阵列的对称性,只提取接收信号协方差矩阵的副对角线元素,将波达角和距离估计问题解耦,并通过多个一维网格搜索解决定位问题。虽然易于实现,但是该类算法只利用了协方差的副对角线元素,因此可识别的信源数只有阵列数量的一半。文献[13]通过构造一种对称子阵列结构,通过将均匀线性阵列划分为两个对称的子阵列,将远

场ESPRIT算法推广到近场。另外,文献[14]提出一种基于二阶统计量的近场信源定位算法,避免了谱峰搜索,但仍需多次矩阵分解操作。然而,以上文献都基于LoS信道的假设,有关近场NLOS环境的信源定位问题仍是难点。

相比于均匀阵列信源定位,互质阵在不增加阵列天线数量的情况下,可以估计更多的信源位置。但是有效利用互质阵列的虚拟孔径需要采用复杂的信号处理算法,如基于压缩感知和协方差矩阵重建算法等。这些算法通常计算复杂度较高,特别是在处理大规模数据时。目前,互质阵的近场信源定位研究正处于起步阶段,相关的研究较少。文献[15]对互质阵列接收到的数据进行预处理,建立只包含角度参数的离网格模型,通过迭代方法得到入射信号的到达方向估计,之后通过固定估计的角度,构建了距离参数离网格模型,通过迭代方法得到距离估计。但是由于没有将整个接收信号协方差矩阵解耦,因此无法利用虚拟子阵列所提供的高自由度。如何解耦整个协方差矩阵的波达角和距离,而不只是提取一部分元素,成为近场互质阵信源定位亟待解决的问题。

3 稀疏阵列未来工作展望

尽管稀疏阵列在近场中面对稠密阵列在通信和感知上都存在着显著优势,但其仍存在诸多问题亟待解决。首先,稀疏阵列与稠密阵列对比的基础是相同天线数的情况,相同孔径的条件下,稀疏阵列的优势只集中于能耗和硬件成本。其次,当前针对稀疏阵列的设计在通信和感知两方面是割裂的,通信追求栅瓣的抑制,感知则寻求阵列的自由度最大化以同时估计更多的用户。最后,当前针对稀疏阵列的通信与感知主要集中于窄带通信系统,而移动通信的宽带系统中存在诸多窄带系统没有的问题,如波束斜视等现象。因此,基于以上分析,我们给出几点未来稀疏阵列的研究方向:

1) 探究稀疏阵列在宽带系统中的波束斜视现象,考虑宽带系统中由于波束斜视而导致的不同子载波生成栅瓣的分布,设计新的宽带近场通信系统的波束管理方法。

2) 考虑到超大规模阵列的高维度,传统的信道估计方法复杂度过高,波束训练成为一种高效的信道信息获取方法。如何利用稀疏阵列的感知能力进一步降低波束训练的开销,如先通过稀疏阵列的高分辨率感知获取用户准确的角度估计,再通过少量的导频符号估计近场的距离,以此重构近场用户的角度和距离参数。

3) 近场信源定位算法需要进行多维空域搜索,计算复杂度高,并且搜索粒度也会直接影响估计精度,限制了其在实际中的运用。因此,在近场中设计低复杂度、参数自动匹配和超高分辨率的信源定位方法尤为重要。

4) 打破固定阵列结构设计, 实时调整优化阵列构型(如可移动天线), 折中考虑通信栅瓣抑制和感知自由度, 设计通感一体化阵列结构与信号处理算法, 最大程度地提升无线通信资源的利用率。

4 结束语

稀疏阵列采用较少的天线数形成大孔径天线阵列将助力6G近场通信与感知的发展, 从而有效降低基站侧的硬件成本和能耗。在本文中, 我们详细阐述了稀疏阵列的基本概念, 及其在远近场中的应用, 分析了现有稀疏阵列在通信和感知中的研究进展, 并对未来近场稀疏阵列的研究方向进行展望。本文的研究将助力超大规模阵列的演进, 推动稀疏阵列在近场通信中的应用, 为实现6G通感的愿景提供技术支持。

参考文献

- [1] ZHANG Z Q, XIAO Y, MA Z, et al. 6G wireless networks: vision, requirements, architecture, and key technologies [J]. IEEE vehicular technology magazine, 2019, 14(3): 28–41. DOI: 10.1109/MVT.2019.2921208
- [2] SAAD W, BENNIS M, CHEN M Z. A vision of 6G wireless systems: applications, trends, technologies, and open research problems [J]. IEEE network, 2020, 34(3): 134–142. DOI: 10.1109/MNET.001.1900287
- [3] UDAYAKUMAR E, KRISHNAVENI V. A review on interference management in millimeter-wave MIMO systems for future 5G networks [C]//Innovations in Electrical and Electronics Engineering. Springer, 2020: 715–721.10.1007/978-981-15-2256-7_65
- [4] LIU F, CUI Y H, MASOUIROS C, et al. Integrated sensing and communications: toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2022, 40(6): 1728–1767. DOI: 10.1109/JSAC.2022.3156632
- [5] YANG S J, LYU W T, ZHANG Z P, et al. Enhancing near-field sensing and communications with sparse arrays: potentials, challenges, and emerging trends [EB/OL]. [2024-03-25]. <https://arxiv.org/abs/2309.08681>
- [6] WANG H Z, ZENG Y. Can sparse arrays outperform collocated arrays for future wireless communications? [EB/OL]. [2024-03-25]. <http://arxiv.org/abs/2307.07925>
- [7] ZHOU C W, SHI Z G, GU Y J, et al. DECOM: DOA estimation with combined MUSIC for coprime array [C]//Proceedings of International Conference on Wireless Communications and Signal Processing. IEEE, 2013: 1–5. DOI: 10.1109/WCSP.2013.6677080
- [8] PAL P, VAIDYANATHAN P. Coprime sampling and the music algorithm [C]//Proceedings of Digital Signal Processing and Signal Processing Education Meeting (DSP/SPE). IEEE, 2011: 289–294. DOI: 10.1109/DSP-SPE.2011.5739227
- [9] ZHOU C W, GU Y J, FAN X, et al. Direction-of-arrival estimation for coprime array via virtual array interpolation [J]. IEEE

transactions on signal processing, 2018, 66(22): 5956–5971. DOI: 10.1109/TSP.2018.2872012

- [10] ZHOU C, YOU C S, ZHANG H D, et al. Sparse array enabled near-field communications: beam pattern analysis and hybrid beamforming design [EB/OL]. [2024-03-25]. <http://arxiv.org/abs/2401.05690>
- [11] ZHANG X F, CHEN W Y, ZHENG W, et al. Localization of near-field sources: a reduced-dimension MUSIC algorithm [J]. IEEE communications letters, 2018, 22(7): 1422–1425. DOI: 10.1109/LCOMM.2018.2837049
- [12] LIU G H, SUN X Y. Efficient method of passive localization for mixed far-field and near-field sources [J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2013, 12: 902–905. DOI: 10.1109/LAWP.2013.2273451
- [13] ZHI W, CHIA M Y W. Near-field source localization via symmetric subarrays[C]//2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing-ICASSP'07. IEEE, 2007, 2: 121–1124
- [14] ABED-MERAIM K, HUA Y. 3-D near field source localization using second order statistics[C]//Conference Record of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. IEEE, 1997, 2: 1307–1311
- [15] TIAN Y, WANG X H, JIN X, et al. Near-field source location estimation algorithm based on coprime array [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC). IEEE, 2022: 1–5. DOI: 10.1109/ICSPCC55723.2022.9984352

作者简介



周聪, 南方科技大学访问学生, 哈尔滨工业大学在读博士研究生; 主要研究方向为近场通信、稀疏阵列与无人机通信等。



成洪樯, 南方科技大学在读硕士研究生; 主要研究方向为超大规模阵列通信与稀疏阵列近场感知等。



游昌盛, 南方科技大学工学院副研究员、博士生导师; 主要研究方向为智能反射面通信、超大规模阵列通信、边缘计算与边缘智能等。

基于ODDM调制的 6G通感一体化系统波形设计: 基础、挑战和未来方向



Waveform Design for 6G Integrated Sensing and Communication Systems Based on ODDM Modulation: Fundamentals, Challenges, and Future Directions

王得志/WANG Dezhi¹, 黄崇文/HUANG Chongwen¹,
林海/LIN Hai²

(1. 浙江大学, 中国 杭州 310027;

2. 日本大阪公立大学, 日本 大阪 599-8531)

(1. Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Osaka Metropolitan University, Osaka 599-8531, Japan)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403004

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240619.0932.002.html>

网络出版日期: 2024-06-19

收稿日期: 2024-04-26

摘要: 提出一种基于时延多普勒 (DD) 域正交脉冲的正交时延多普勒分集复用 (ODDM) 调制, 可实现 DD 域精细时间和频率分辨率上的正交性。详细介绍了 ODDM 调制技术在未来通感一体化网络的波形设计应用前景, 以及 ODDM 基础理论与特点, 并对当前 DD 域调制方法进行了调研和比较。最后提出 ODDM 面临的关键挑战以及未来在通感一体化波形设计方面的潜在方向。本研究可为面向未来大规模天线阵列高速移动场景下的通感一体化波形设计提供思路。

关键词: 通感一体化; 正交时延多普勒分集复用; 波形设计

Abstract: Orthogonal delay-Doppler modulation (ODDM) modulation based on delay-Doppler (DD) domain orthogonal pulses has been proposed, achieving orthogonality in the DD domain with fine time and frequency resolution. The prospects of ODDM modulation technology in the future ISAC networks' waveform design are elaborated. The fundamental theory and characteristics of ODDM are introduced, and the research and comparison of current DD domain modulation methods are presented. Finally, the key challenges faced by ODDM and potential directions for future waveform design in integrated sensing and communication (ISAC) systems are prospected. This study can be a reference for the future waveform design in ISAC systems for large-scale antenna arrays in high-speed mobile scenarios in the future.

Keywords: integrated sensing and communication; orthogonal delay-Doppler division multiplexing; waveform design

引用格式: 王得志, 黄崇文, 林海. 基于ODDM调制的6G通感一体化系统波形设计: 基础、挑战和未来方向 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 15-20. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403004

Citation: WANG D Z, HUANG C W, LIN H. Waveform design for 6G integrated sensing and communication systems based on ODDM modulation: fundamentals, challenges, and future directions [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 15-20. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403004

随着5G无线网络在传输速度、时延和连接规模方面取得的巨大突破, 众多学者已经开始研究和开发6G无线网络的可能性。与前几代无线网络相比, 6G预计将会实现更多细分的场景, 比如沉浸式通信、泛在连接、AI通信

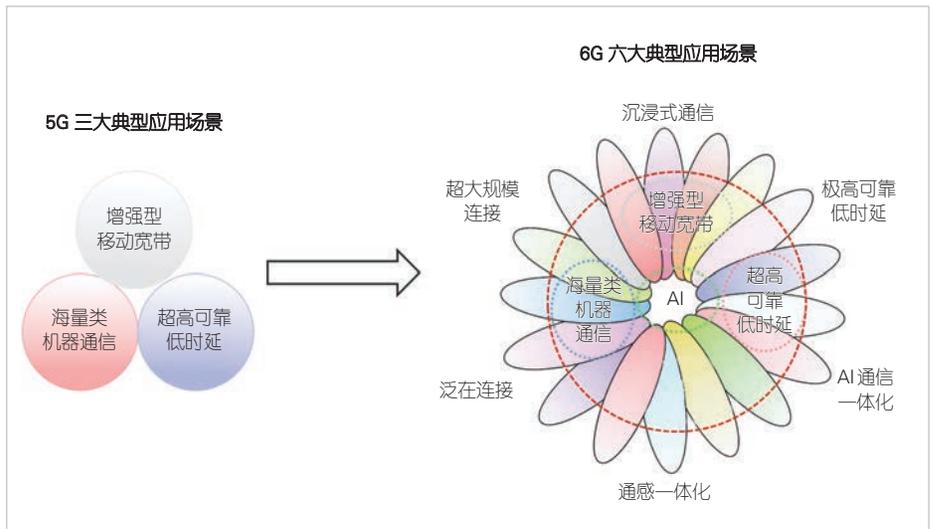
一体化等, 如图1所示。这些场景对未来的6G网络提出了极低时延、超高可靠性和超大带宽的要求^[1-2]。为满足上述多维极致性能的需求, 未来的6G技术需要将传统的定位、成像等无线感知功能深度融合于无线传输, 催生了通信感知一体化 (简称: 通感一体化) 技术。国际电信联盟 (ITU) 于2023年6月在《IMT面向2030及未来发展的框架和总体目标建议书》中也将通感一体化作为6G网络的六大典型应用场景之一^[3], 如图1所示。通感一体化技术通过软硬件资源

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2021YFA1000500、2023YFB2904800); 国家自然科学基金项目 (62331023、62101492、62394292、U20A20158); 中国博士后基金面上项目 (2023M733125); 国家资助博士后研究人员计划项目 (GZC20232344); 浙江省自然科学基金项目 (LR22F010002)

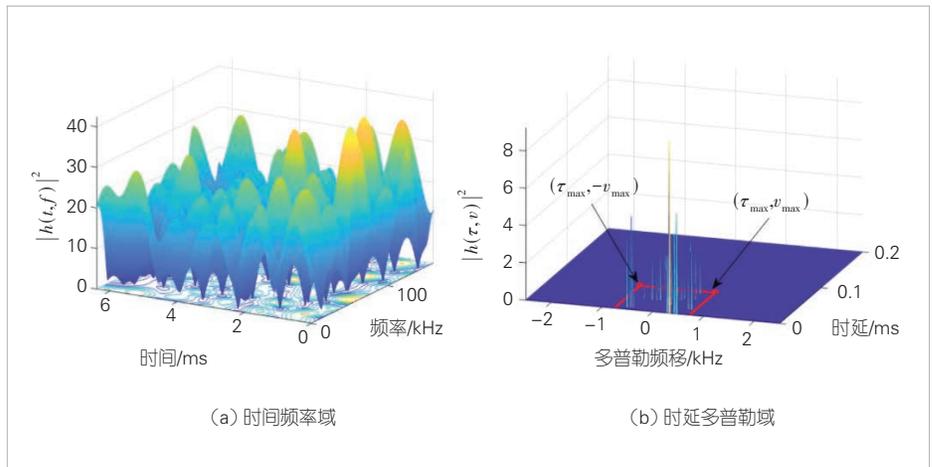
共享或者信息共享同时实现通信与感知功能的协同，从而有效提升硬件效率、频谱效率等^[4]。

为满足通感一体化技术在未来6G网络中低轨道卫星、无人机、车联网等高速移动场景对传输速率、可靠性等方面的极致需求，需要减少移动场景下信道的时变特性造成的码间干扰。随着未来网络终端的移动增加，信道快速时变特性导致传统正交频分复用（OFDM）多载波调制技术优势趋于消散。在这种高速移动环境下，如果继续使用OFDM技术，势必会需要更复杂的均衡和更多的信道开销。在高速移动的场景中，不同路径上传输的信号会受到多次多普勒频移和时延的影响，导致严重的性能损失^[5]。因此，为满足未来网络的需求，亟需要设计开发新的波形。

近年来，时延多普勒（DD）域调制方案通过在DD域而不是传统的时间频率（TF）域调制信息，为高移动场景提供了有潜力的调制方式，其中正交时频空间（OTFS）调制^[6]最广为人知。DD调制能够将时变的TF信道转化为DD二维准时不变信道，因此对于高移动场景具有更强的鲁棒性，如图2所示。然而，OTFS发射波形仍然是基于TF域上的正交脉冲，本质上其实是一种预编码的OFDM^[1]。在OTFS中，假设的理想脉冲必须具有双正交的抗信道时延和多普勒的鲁棒性，遗憾的是，这样的理想脉冲在实际中不存在^[7]。同时目前流行的OTFS研究中广泛采用的矩阵原型脉冲仍然是一种TF域的正交脉冲，因此是非理想的，实际过程中面临着挑战，比如高带外泄露发射（OOBE）和严重的码间干扰。基于此，最新提出的正交时延多普勒分集复用（ODDM）能够避免OTFS的不足，通过引入一串平方根奈奎斯特脉冲，设计新的多载波调制波形^[8-10]。ODDM多载波调制方式实现了调制信号与等效DD信道的完美耦合，满足DD平面的正交性，能够为未来通感一体化应用所需的波形提供巨大潜力。基于此，很容易将ODDM与通感一体化技术结合起来，基于ODDM的优点为未来通感一体化网络的新场景提供全覆盖、高可靠、高精度的关键技术，助力人类走向“万



▲图1 未来6G网络的应用场景



▲图2 时间频率(TF)域到时延多普勒(DD)域的转换

物智能”的全新时代，如图3所示。

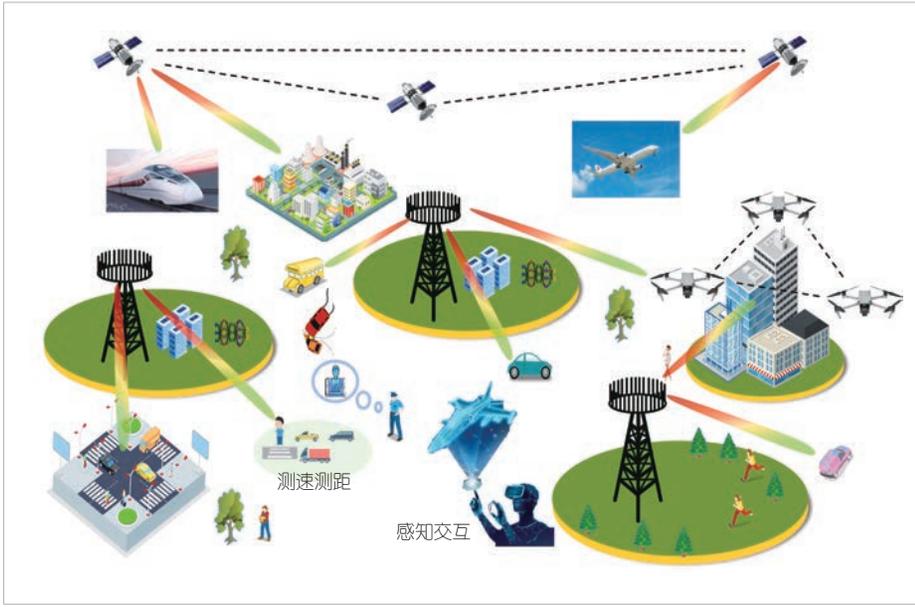
然而，基于ODDM多载波调制研究目前处于初级阶段，利用ODDM调制进行通感一体化波形，在高速移动场景下实现高精度、高可靠的通信感知过程仍然面临诸多技术挑战。本文通过对ODDM基本概念进行通俗易懂的概述，将重点介绍了ODDM调制在通感一体化系统的潜在应用场景，并对相关的挑战和潜在解决方案进行讨论。

1 ODDM多载波调制基本原理

1.1 传播信道模型

对于一个线性时变（LTV）信道的无线系统来说，给定信号 $x(t)$ 的载波频率为 f_c ，假设

有 P 条路径组成，则接收的信号为：



▲图3 基于正交时延多普勒分集复用(ODDM)调制的通感一体化技术的应用场景

$$y(t) = \sum_{p=1}^P h_p(t)x(t - \tau_p(t)) \quad (1)$$

其中 $h_p(t) = a_p(t)e^{-j2\pi f_c \tau_p(t)}$ 为第 p 条路径的增益, a_p 和 $\tau_p(t)$ 为第 p 条路径的时变衰减和延时。则此时线性时变的信道脉冲响应 (CIR) 为:

$$h(\tau, t) = \sum_{p=1}^P h_p(t)\delta(\tau - \tau_p(t)) \quad (2)$$

在信道静止期间, 当时延漂移的 $\tau_p(t)$ 的时间变化可以忽略不计, 而 $a_p(t)$ 的时变由多普勒频偏 v_p 引起的, 此时有 $\tau_p(t) = \tau_p$ 和 $h_p(t) = h_p e^{j2\pi f_c v_p t}$, 此时线性时变信道的 DD 域表示为:

$$h(\tau, v) = \sum_{p=1}^P h_p \delta(\tau - \tau_p) \delta(v - v_p) \quad (3)$$

进一步地, 在相干时间内, 当 v_p 引起的信道时变可以进一步忽略时, 此时就变成了熟悉的线性时不变 (LTI) 信道。

LTV 信道在高移动性场景中引起众多的关注, 由于多普勒效应, LTV 信道会产生频率偏移, 从而产生频谱稀疏性。由于多径传播和多普勒效应的共同存在, 高移动场景下的 LTV 信道存在时间和频率的双重选择特性。

1.2 ODDM 调制

本节将首先介绍 ODDM 调制基本概念及其调制数字序列, 然后介绍 ODDM 调制波形。假设 TF 和 DD 网格分别为

$$\Pi = \left\{ \tilde{m}T, \tilde{n} \frac{1}{T} \right\} \quad \text{和} \quad \Gamma = \left\{ m \frac{T}{M}, n \frac{1}{NT} \right\},$$

可以看出, DD 平面实际上也是一个 TF 平面, 但是 DD 平面具有和时延和多普勒分辨率相对应的精细网络。DD 平面上的频率分辨率表明我们实际上需要一个多载波调制和 DD 平面正交脉冲。对于该 DD 平面 $\Gamma \frac{T}{M} \times \frac{1}{NT} = \frac{1}{MN} \ll 1$, 违反了海森堡测不准原理, 因此无法实现。OTFS 调制解决这一困难的方法是首先通过 ISFFT 将信号从 DD 平面映射到 TF 平面, 然后使用传统的 TF 平面 OFDM 对其进行调制。然而, TF 平面矩形脉冲不满足双正交鲁棒性条件, 实际的脉冲会导致性能下降。因此, 更好的

办法是直接设计 DD 平面的多载波调制, 而不将信号映射到 TF 平面, 下面介绍 DD 平面的多载波调制 ODDM。在多普勒调制中, 每个多载波符号是周期符号的一个周期, 其中符号周期为子载波间距的倒数, 即信号平面的频率分辨率, 因此子载波之间可以实现正交。对于 DD 平面, 其精细网格意味着符号周期长于符号间隔, 这意味着可行的 DD 平面多载波调制是一种交错多频调制 (SMT), 其中连续的多载波符号是交错的。事实上, 允许多载波符号交错能够在不违反海森堡不确定原理的情况下实现 DD 平面的正交脉冲。

对于 $m = 0, \dots, M-1$ 和 $n = 0, \dots, N-1$ 的 DD 平面 $\Gamma = \left\{ m \frac{T}{M}, n \frac{1}{NT} \right\}$, 有 MN 个信息符号调制成 M 个多载波符号, 其中每个多载波符号有 N 个子载波。由于子载波间距为 $1/NT$, 因此符号周期为 NT 。同时, 这些 NT 长的多载波符号之间有一个与延迟分辨率相对应的短间隔 T/M , 这就形成了一个交错的信号结构。此时, 无循环前缀的 ODDM 多载波调制方式为:

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X[m, n] g_{ix} \left(t - m \frac{T}{M} \right) e^{j2\pi \frac{n}{NT} \left(t - m \frac{T}{M} \right)} \quad (4)$$

其中, $g_{ix}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a(t - nT)$ 为发射脉冲, $a(t)$ 是一个时间长为 $2QT/M$ 的实值平方根奈奎斯特脉冲并且满足 $\int_{-\infty}^{+\infty} |a(t)|^2 =$

$\frac{1}{N}$, 所以可以得到 $\int_{-\infty}^{+\infty} |u(t)|^2 = 1$ 。通过证明可以得出, 在这样脉冲整形情况下, 调制后的传输信号一个DD平面的正交脉冲, 从而避免发生传输信号的码间干扰 (ISI) 和载波间干扰 (ICI)。其调制过程和调制后的波形分别如图4和图5表示。

通过使用传输脉冲串 $g_{tx}(t)$, ODDM将 M 个符号以 T/M 的间隔交错排列, 其中子载波间隔为 $1/NT$ 的 N 个子载波传播 M 次。图4展示了时延多普勒正交脉冲的独特结构。可以看出, 对于足够大的 $M \gg 2Q$, $g_{tx}(t)$ 中的任意两个相邻脉冲都会变得相距很远从而分开。因此, ODDM将TF平面的时间分辨率和频率分辨率分别提高 M 倍和 N 倍, 以消除TF平面的时间分辨率和DD平面之间的分辨率不匹配。然后, 将DD域信号以二维均匀分布的方式调制到TF平面上, 实现与DD平面精细分辨率的正交。因此, ODDM调制信号能够域DD信道实现完美耦合。同时, 可以看到每个脉冲在TF平面所占的面积不小于1, 从而不会违反海森堡不确定原理, 具有可实现性。

对于接收端, 其接收的信号 $y(t)$ 表示为:

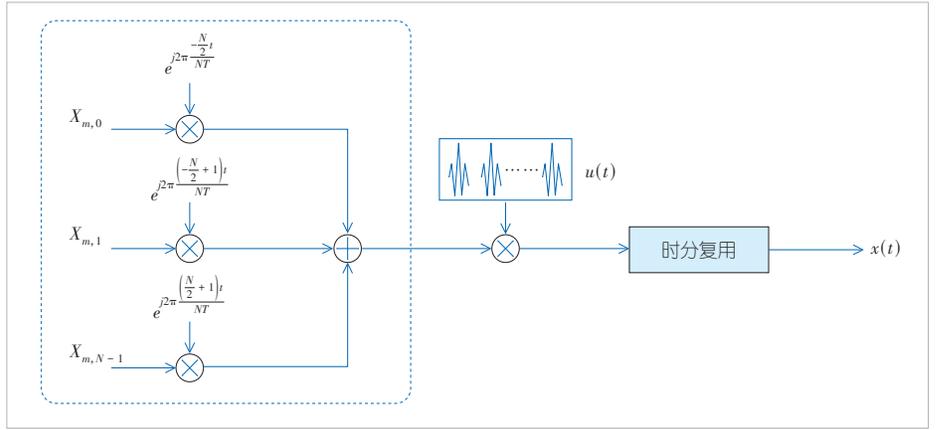
$$y(t) = \sum_{p=1}^P h_p x(t - \tau_p) e^{j2\pi\nu_p(t - \tau_p)} + z(t) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} h_p X[m, n] g_{tx} \left(t - (m + l_p) \frac{T}{M} \right) e^{j2\pi \frac{(n+k_p)}{NT} \left(t - (m+l_p) \frac{T}{M} \right)} e^{j2\pi \frac{k_p(m-l_p)}{MN} \frac{T}{M}} + z(t) \quad (5)$$

其中, $l_p = \tau_p M/T$, $k_p = \nu_p NT$, $z(t)$ 是对应的白噪声。

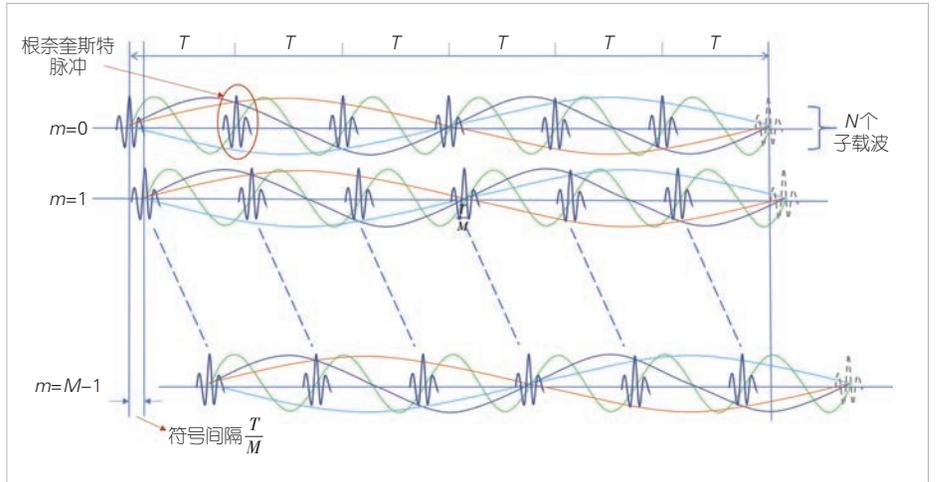
由于波形 $g_{tx}(t)$ 是正交的, 因此接收信道通过匹配滤波, 对接收信号进行离散化。得到对应的信号为:

$$Y(m, n) = \sum_{p=1}^P h_p \tilde{X}[\tilde{m}, \tilde{n}] e^{j2\pi \frac{k_p(m-l_p)}{MN}} + z[m, n] \quad (6)$$

其中 $\tilde{n} = [n - k_p]_N$ 。当 $\tilde{m} = m - l_p \geq 0$, $\tilde{X}[\tilde{m}, \tilde{n}] = X[\tilde{m}, \tilde{n}]$; 当 $\tilde{m} = m - l_p < 0$ 时, 有 $\tilde{X}[\tilde{m}, \tilde{n}] = e^{-j2\pi \frac{\tilde{n}}{N}} X[\tilde{m}, \tilde{n}]$ 。下面我们



▲图4 正交时延多普勒分集复用(ODDM)的调制过程



▲图5 正交时延多普勒分集复用(ODDM)调制后的信号波形示意图

将推导 ODDM 系统的输入输出关系。

假设等效信道的最大时延和多普勒分别为 $(L-1) \frac{T}{M}$ 和 $K \frac{1}{NT}$, 则这 P 条路径可以排列在 $(2K+1) \times L$ 的 DD 域信道矩阵 Θ 。其中, Θ 的每一行和每一列分别对应多普勒和时延指数。例如, 假设 $\hat{k} = k - K - 1$, 则 Θ 的一个非零元素 $\theta(\hat{k} + K + 1, l)$ 等于第 p 条路径的增益, 对应的时延和多普勒分别为 $l \frac{T}{M}$ 和 $K \frac{1}{NT}$ 。因此, 矩阵 Θ 的非零元素的个数等于信道的路径总数 P 。

在接收端, 对接收信号采用匹配滤波器处理, 在忽略噪声的情况下, 可以得出 ODDM 的输入输出关系如下:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad (7)$$

其中, DD 域信道矩阵 \mathbf{H} 如下:

$$H = \begin{bmatrix} H_0^0 & & & H_{L-1}^0 D & \cdots & H_1^0 D \\ \vdots & \ddots & & 0 & \ddots & \vdots \\ H_{L-2}^{L-2} & & H_0^{L-2} & 0 & & H_{L-1}^{L-2} D \\ H_{L-1}^{L-1} & & & H_0^{L-1} & & \\ \vdots & \ddots & & \vdots & \ddots & \\ 0 & & H_{L-1}^{M-1} & \cdots & \cdots & H_0^{M-1} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

并且， $H_l^m = \sum_{\hat{k}=-K}^K \theta(\hat{k} + K + 1) e^{j2\pi \frac{\hat{k}(m-1)}{MN}} C^{\hat{k}}$ ， $D = \text{diag}\left\{1, e^{-j\frac{2\pi}{N}}, \dots, e^{-j\frac{2\pi(N-1)}{N}}\right\}$ ，且 C 是 $N \times N$ 的循环置换矩阵。由于信道矩阵 H 是稀疏的，因此可以采用一些压缩感知进行信道估计，在此基础上进行通感一体化波形设计。

2 ODDM 调制波形在通感一体化系统的潜在应用

2.1 毫米波通信

由于频谱资源的稀缺，未来的频谱资源将拓展到毫米波频段，以便为未来的无线网络提供高速的通信服务。在中低速情况下，提高载波频率后多普勒偏移效应也会变得更加严重。虽然可以通过增加子载波间隔来减轻由此产生的ICI，但是对应的时域符号持续时间会缩短，同时需要插入相应的循环前缀来防止ISI会带来巨大的导频开销。ODDM波形能够尽量减少ICI与ISI，在高速通信场景具有很强的抗干扰性质，因此能够运用于毫米波通感一体化系统中。

2.2 智能反射面

智能反射面辅助的通感一体化系统能够通过调控电磁波的相位实现，利用智能反射面可以提升空间分辨率、感知分辨率、定位精度、通信质量，且具有低功耗、大口径、易于部署等优势。采用智能反射面调控技术、星座整形、概率整形等方法，调整随机数据的分布，从而能够对智能反射面辅助的通感一体化的ODDM波形进行设计，最小化模糊函数的旁瓣的期望高度，并降低高旁瓣出现的概率，提升通感一体整体性能。将智能反射面应用到ODDM调制波形设计，能够大幅提升感知性能和通信质量。

2.3 空天地一体化网络

空天地一体化网络提供了一种基于卫星、无人机或者高空平台和地面基站等整体的网络，可使未来移动网络提供全球覆盖和更高的可靠性通信服务。由于卫星、无人机等通常移动速度较快，造成的高多普勒偏差对空中接口设计提出了新的挑战。由于ODDM调制能够有效处理多普勒频移带来的性能损失，因此在空天地一体化网络中具有重要潜力。此外

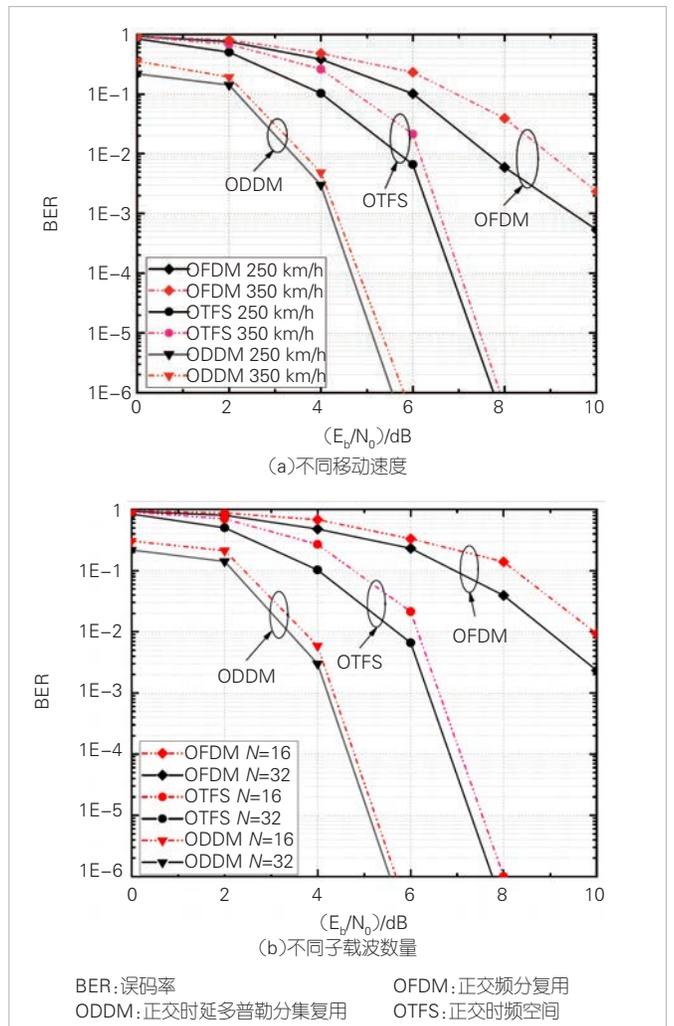
由于卫星和无人机的计算能力有限，ODDM的低旁瓣特性和信道稀疏特性至关重要，能够使得ODDM在空天地一体化网络实现性能和计算复杂度的平衡。

3 未来面临的挑战和解决方案

作为一种新型波形，ODDM调制带来的机遇同时也面临着一些挑战。本章将介绍ODDM调制波形在通感一体化系统面临的相关挑战和潜在的解决方案。

3.1 联合信道估计和信号检测

在高度移动的环境中，信道参数即使在短时间内也会产生剧烈变化。ODDM调制的通感一体化系统需要准确地估计信道信息并进行高可靠检测。由于ODDM中的DD域信道的稀疏性，在DD域获取信道信息比在TF域获取信息更加方便，对应的训练开销也较低。ODDM相比于OTFS和OFDM来说能实现更高可靠性的通信性能^[11]，如图5所示。



▲图6 不同调制方式的性能比较

尽管目前有众多学者提出了很多算法对稀疏信道进行估计, 但是目前的算法针对高速移动场景信道快速变化的情况计算复杂度高, 无法实时确定的进行信道估计。解决该问题的一个可行的方案就是采用有记忆的消息传递算法对信道估计, 算法避免了矩阵求逆的操作, 能够显著降低信道估计的复杂度。与此同时, 该算法还能达到信道估计的贝叶斯最优效果。

3.2 超大规模天线的波形设计

与5G大规模MIMO技术相比, 未来6G超大规模天线不仅意味着天线数量的急剧增加, 还会导致电磁特性发生根本性变化。超大规模天线能够有效提高频谱效率, 同时利用毫米波频段或者太赫兹频段丰富的频谱资源, 高频通信可以提供很大的可用带宽。此外, 超大规模天线阵列可以提供更高的数据传输效率, 在这种场景下进行基于ODDM调制的通感一体化波形能够提高通感一体系统整体性能。

超大规模天线场景下的近场区域不可忽略不计, 传统的基于平面波信道模型已不再适用, 因此需要采用实际物理兼容的电磁球面波前对信道进行建模, 基于电磁信息论对近场电磁信道计算近场信道电磁自由度, 从而辅助基于ODDM的通感一体化传输波形设计。

4 结束语

ODDM多载波调制波形作为下一代网络很有前景的候选技术, 在未来通感一体化系统中将发挥着重要的作用。本文首先阐述了ODDM调制的基本概念, 包括信道模型、ODDM调制过程。在此基础上, 本文展望了ODDM调制在未来通感一体化系统的潜在应用场景, 如毫米波通信、近场通信、智能反射面等, 并讨论了未来面临的挑战和解决方案。本研究可为面向未来大规模天线阵列高速移动场景下的通感一体化波形设计提供一定的思路, 有助于推动未来通感一体化技术的发展。

参考文献

- [1] 中国移动. 网络协作通感一体化技术白皮书 [R]. 2023
- [2] 中国通信学会. 通感算一体化网络前沿报告 [R]. 2021
- [3] ITU. Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond [R]. 2023
- [4] 林方宇, 朱辰, 甘旭, 等. RIS辅助毫米波通感一体化关键技术与研究进展 [J]. 无线电通信技术, 2024, 50(2): 312-327

- [5] YANG P, XIAO Y, XIAO M, et al. 6G wireless communications: vision and potential techniques [J]. IEEE network, 2019, 33(4): 70-75. DOI: 10.1109/MNET.2019.1800418
- [6] HADANI R, RAKIB S, TSATSANIS M, et al. Orthogonal time frequency space modulation [C]//Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). IEEE, 2017: 1-6. DOI: 10.1109/WCNC.2017.7925924
- [7] HADANI R, MONK A. OTFS: a new generation of modulation addressing the challenges of 5G [EB/OL]. (2019-02-07) [2024-04-20]. <http://arxiv.org/abs/1802.02623>
- [8] LIN H, YUAN J H. Multicarrier modulation on delay-Doppler plane: achieving orthogonality with fine resolutions[C]//Proceeding of IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2022: 2417-2422. DOI: 10.1109/ICC45855.2022.9838684
- [9] LIN H, YUAN J H. Orthogonal delay-Doppler division multiplexing modulation [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2022, 21(12): 11024-11037. DOI: 10.1109/TWC.2022.3188776
- [10] LIN H, YUAN J H, YU W, et al. Multi-carrier modulation: an evolution from time-frequency domain to delay-Doppler domain [EB/OL]. [2024-04-20]. <https://arxiv.org/abs/2308.01802>
- [11] WANG D, HUANG C W, LIU L, et al. Exploring channel estimation and signal detection for ODDM-based ISAC systems [EB/OL]. (2024-06-01) [2024-06-06]. <https://export.arxiv.org/abs/2406.00444>. DOI 10.1109/LWC.2024.3411637

作者简介



王得志, 浙江大学博士后; 主要研究方向为通信感知计算一体化、边缘计算、下一代无线通信等; 先后主持和参加基金项目10余项; 已发表论文10余篇。



黄崇文, 浙江大学百人计划研究员; 主要研究方向为下一代无线通信、智能超表面、全息MIMO、机器学习、通信感知一体化等; 先后主持国家自然科学基金重点项目、国家自然科学基金青年项目、浙江省青年基金项目等10余项; 已发表论文100余篇。



林海, 日本大阪公立大学教授; 主要研究方向包括时延多普勒通信和信号处理、通信感知一体化、MIMO通信、边缘计算等; 已发表论文100余篇。

面向下一代网络的近场通信: 理论、应用与挑战



Near-Field Communication for Next-Generation Networks: Theory, Applications, and Challenges

万雨/WAN Yu^{1,2}, 李翔宇/LI Xiangyu¹, 武庆庆/WU Qingqing¹

(1. 上海交通大学, 中国 上海 200240;

2. 中山大学, 中国 深圳 518107)

(1. Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. Sun Yat-sen University, Shenzhen 518107, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403005

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240624.1151.002.html>

网络出版日期: 2024-06-24

收稿日期: 2024-04-25

摘要: 从电磁理论出发, 分析了近场通信不可忽视的电磁特性和波束特性, 以及对现有通信系统性能的影响。利用近场效应, 阐释了几种典型近场应用场景以及如何实现更高的性能指标。最后, 为实现近场通信容量的提升, 介绍了一些实现方法与架构, 并对近场信道估计的两种技术进行展望, 指出了未来研究方向。本研究可为未来近场通信的研究提供参考。

关键词: 近场通信; 近场波束特性; 通信容量; 信道估计

Abstract: From the electromagnetic theory, the non-negligible electromagnetic and beam characteristics of the near-field are analyzed, as well as the impact on the performance of existing communication systems. Then, using the near-field effect, several typical near-field application scenarios and how to achieve higher performance indexes are elucidated. Finally, in order to improve the capacity of near-field communication, several implementation methods and architectures are introduced. Two technologies of near field channel estimation are prospected, and the future research direction is pointed out. This study serves as a reference for future research in near-field communication.

Keywords: near-field communication; near-field beam characterization; communications capacity; channel estimation

引用格式: 万雨, 李翔宇, 武庆庆. 面向下一代网络的近场通信: 理论、应用与挑战 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 21-25. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403005

Citation: WAN Y, LI X Y, WU Q Q. Near-field communication for next-generation networks: theory, applications, and challenges [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 21-25. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403005

1 近场通信技术的发展与需求

随着信息和通信技术领域的快速发展, 近场通信 (NFC) 技术成为了一项备受关注的重要技术。传统远场通信技术通过无线电波在远距离内进行数据传输, 这使得设备之间可以快速、便捷地进行通信和交换信息。具体来说, 当通信距离大于瑞利距离 ($2D^2/\lambda$, 其中 D 为天线阵列孔径, λ 为电磁波波长) 时, 通信场景即为远场通信, 电磁波的波前可视为平面波。然而, 随着天线孔径的不断增大, 以及更高

频段如毫米波太赫兹等波段的使用, 通信的近场范围不断扩大。例如, 假设阵列孔径 $D=1$ m 时, 载波频率为 28 GHz, 瑞利距离可达 187 m。此时, 平面波假设不再成立, 必须采样更为精确的球面波建模, 因此传统的远场通信算法会面临严重的性能损失, 对近场通信的探索不可被忽略。

本文将从理论、应用与挑战 3 个方面对面向下一代网络的近场通信进行深入探讨。首先, 我们将对近场通信技术的电磁基本原理进行介绍, 剖析了近场中的传输特性; 接着, 将探讨近场通信技术在不同场景下的应用案例, 并分析其中存在的问题和挑战; 最后, 将介绍一些潜在解决方案和未来发展的建议, 以期为近场通信技术在下一代网络中的应用提供参考和指导。

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2023YFB2905000); 国家自然科学基金项目 (62371289、62331022)

2 近场传输特性

由于电磁波传播特性的变化,在近场中电磁波不再能简单地视为平面波,而被视为球面波。因此,在无线近场区域,信号的电磁物理效应以及带来的波束效应不可忽略。本节中,我们从电磁理论出发,简要分析了近场传输特性的根源及其对现有通信系统性能的影响。

2.1 电磁特性

本小节我们将从建立近场信道模型出发揭示这些电磁特性。

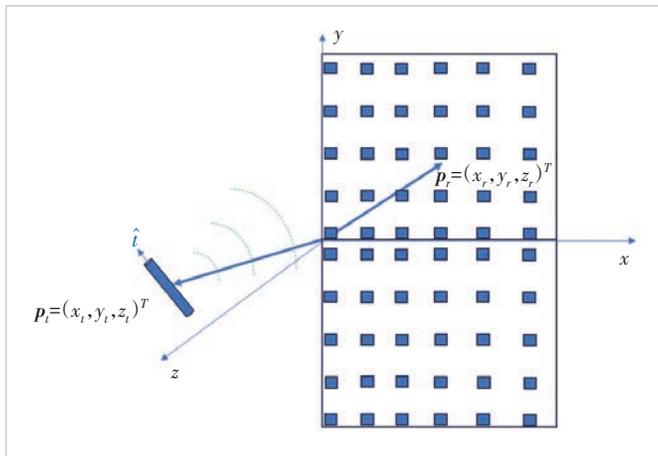
如图1所示,考虑发射天线位于 $\mathbf{p}_t = (x_t, y_t, z_t)^T$ 。发射天线为单极化天线,具有归一化极化方向矢量 $\hat{\mathbf{i}} = t_x \hat{\mathbf{x}} + t_y \hat{\mathbf{y}} + t_z \hat{\mathbf{z}}$ ($\hat{\mathbf{x}}$ 、 $\hat{\mathbf{y}}$ 、 $\hat{\mathbf{z}}$ 为单位向量)。接收天线阵列上的各点坐标为 $\mathbf{p}_r = (x_r, y_r, 0)^T$ 。

从能量的角度出发,接收处的电场表达式为 $\mathbf{E}_s(r) = |\mathbf{E}_s(r)| \exp(jk_0 r)$, 其中:

$$|\mathbf{E}_s(r)|^2 = \|\mathbf{E}(r)\|^2 \left(-\frac{\mathbf{p}_r - \mathbf{p}_t}{\|\mathbf{p}_r - \mathbf{p}_t\|} \cdot \hat{\mathbf{z}} \right) = E_{in}^2 \frac{1}{4\pi r^2} \frac{z_t}{r} \frac{1}{r^2} \left[(t_y x_{r,t} - t_x y_{r,t})^2 + \sum_{(\alpha, \beta) \in \mathcal{M}} (t_\alpha l_\beta + t_\beta l_\alpha)^2 \right] \quad (1)$$

其中, $\|\mathbf{E}(r)\|^2$ 为发射端初始能量, $-\frac{\mathbf{p}_r - \mathbf{p}_t}{\|\mathbf{p}_r - \mathbf{p}_t\|} \cdot \hat{\mathbf{z}}$ 为沿 z 轴方向的能量映射系数, 坐标点对 $\mathcal{M} = \{(z, x), (z, y)\}$, $l_x = x_{r,t}$, $l_y = y_{r,t}$, $l_z = z_t$, $x_{r,t} = x_r - x_t$, $y_{r,t} = y_r - y_t$ 。此外, $E_{in} = \frac{\eta_0 I_{in}}{2}$ 为发射端的初始电场强度, $[\cdot]$ 为极化损耗。

例如,当发射天线朝向正 Y 轴极化时,有 $\hat{\mathbf{i}} = \hat{\mathbf{y}}$, 且信



▲图1 近场电磁辐射系统图

号垂直于接收表面入射时,即 $x_t = y_t = 0$ 和 $\frac{z_t}{r} = 1$, 这时公式(1)简化为:

$$|\mathbf{E}_{s,y}(r)|^2 = E_m^2 \frac{1}{4\pi r^2} \frac{x_{r,t}^2 + z_t^2}{r^2} \quad (2)$$

其中, $\frac{x_{r,t}^2 + z_t^2}{r^2}$ 就是沿 Y 轴的极化损耗。

当 $y_t = y_r$, 即 $\frac{x_{r,t}^2 + z_t^2}{r^2} = 1$, 这时没有极化损耗, 公式(2)可简化为:

$$|\mathbf{E}_s(r)|^2 = E_m^2 \frac{1}{4\pi r^2} \quad (3)$$

公式(3)就是经典的远场 Friis 公式。它表明了信号发射功率与接收功率的基本关系。以上推导内容的详细过程参见文献[1]。

从近场信号模型中我们可以看到,振幅项包含天线的极化损耗、能量映射系数和点到点的自由空间损耗因子,相位项由准确的点到点距离决定。由于球面波模型,发射端到接收端的电磁波不可视作平行,这就是近场不可忽略的天线极化效应和能量映射效应。

2.2 波束特性

1) 波束聚焦效应

在传统的远场无线通信中,发射波束转向指的是一种阵列信号处理技术,即多天线发射器向特定方向发送电磁信号,发射波束转向是远场通信中提高频谱效率和控制同信道干扰的关键方法。然而,由于电磁波面是平面的,发射机只能控制大部分能量向其辐射的相对角度。不同的是,在辐射近场区域,波束聚焦利用不可忽略的球面波,将辐射能量聚焦在特定的空间位置,即不仅按角度聚焦,而且按沿传播方向的特定深度聚焦。事实上,与波束转向类似,波束聚焦也是一种发射技术,其基础是对发射信号进行预编码,以实现所需的辐射模式。特别地,为了正确产生聚焦波束,必须分别对来自每个天线的球面波信号进行加权,使其在所需的焦点处进行建设性相加,从而产生高信号强度,并在其他点对辐射球面波信号进行破坏性相消(例如抑制干扰)。通过增加距离维度的信息,波束聚焦为无线通信提供了新的自由度(DoF)和通信容量增益。

2) 波束分裂效应

在近场可重构智能表面中,基于移相器的波束成形器可以生成针对特定位置的聚焦波束,以提供波束聚焦增益。这种波束成形器在窄带系统中表现良好。然而,在毫米波、太

赫兹宽带系统中,由于使用几乎与频率无关的移相器,不同频率的球面波束将聚焦于不同的物理位置,这被称为近场波束分裂效应。该效应会导致严重的阵列增益损失,因为不同频率的波束无法与特定位置的目标用户对齐。在宽带系统设计中,需要仔细考虑这一点。

尽管波束分裂效应使得宽带系统更难将能量准确对准于用户,从而导致波束赋形性能下降,但它也具有一定的优势:由于相同的导频可以在空间上产生多个波束,通过设计系统参数,可以控制波束在不同频率上的覆盖角度范围。借助这一点,可以实现快速获取信道状态信息(CSI),从而实现快速波束训练或波束跟踪。传统通信中针对这个问题的研究主要分为两类工作:第一类技术旨在减轻波束分裂造成的阵列增益损失,通过引入时延电路来缓解波束分裂效应;第二类技术则通过控制时延参数和多波束来实现在大规模多输入多输出系统中快速获取信道状态信息。

3 近场通信的典型应用

为满足IMT-2030对频谱效率的要求,我们需要进一步探索更高频段和更大规模阵子的应用潜力。与此同时,更高频段所使用的超大规模阵列将带来近场效应。利用近场效应,可以更好地实现IMT-2030更多的应用场景和关键性能指标。本节中,我们将以超大规模天线阵列、智能超表面(RIS)使能近场、无蜂窝(Cell-Free)近场和通信感知一体化(ISAC)为例,对近场的应用场景进行阐释。

3.1 超大规模天线阵列近场

为了解决带宽受限的问题,太赫兹(THz)频段被视为支持6G通信系统达到太比特/秒(Tbit/s)数据传输速率的关键技术^[2]。太赫兹波段的亚毫米波长使得在有限的空间内密集部署数百甚至数千个天线成为可能,从而构建了超大规模多输入多输出(UM-MIMO)系统^[3]。UM-MIMO系统通过产生具有高波束成形增益的尖锐窄波束,有效地解决了距离限制问题。

然而,UM-MIMO系统面临着两个主要挑战。首先,从信道建模的角度来看,由于太赫兹通信通常涉及远场和近场,因此单纯使用球面波模型或平面波模型,会导致相当高的复杂度或性能下降。例如,对于球面波模型,其参数数量与发射天线数、接收天线数和传播路径数的乘积成正比。如果考虑发射和接收天线各有1024根,传播路径数为10,则复杂度将会很高^[4]。相比之下,仅采用平面波模型的复杂度与传播路径数成正比,但其在近场范围内的性能将受到严重影响。因此,针对远近场混合的场景,仍然需要更精确的信

道模型。

其次,从系统架构的角度来看,采用球面波建模为近场引入了额外的自由度,增强了复用能力,提高了信道容量。然而,要利用这种复用能力,需要更多的射频链路,从而增加了UM-MIMO系统的硬件复杂性和功耗。此外,射频链路的数量通常少于天线数量,因此为了获得完整的信道信息,需要对天线维度进行观测,但这会导致信道估计的前导开销过大。

3.2 智能超表面使能近场

智能超表面(RIS)被视为6G技术中的关键潜力之一,其由大量低成本的可重构单元组成。RIS技术的典型应用之一是在毫米波及太赫兹通信中利用数百至数千个元件实现足够的波束赋形增益,以补偿信号的传输覆盖盲区。更大规模的RIS阵列以及更高的工作频率进一步扩大了RIS辅助通信链路的近场覆盖范围。当用户位于辐射近场区域时,即使多个用户位于相同的辐射角度,也可以通过对智能超表面进行不同的近场编码,实现波束聚焦,从而减轻同信道干扰,支持多个共存的正交链路,实现空分多址。RIS通常用于在发射机/接收机之间建立直连信道。在远场区域,信道的秩通常较小,这限制了信道的空间复用增益。相反,在近场区域,由于球面波引起的信号幅度和相位的非线性变化,信道往往具有满秩特性,从而可以有效提高系统的复用增益和空间自由度。利用球面波所提供的额外自由度,同时携带角度和距离信息的近场辐射波,进一步提高了无线定位服务和感知精度。然而,这也意味着信道的空间非平稳性增加,从而给信道估计、编码设计、波束训练复杂度、移动性管理和信令设计等方面带来挑战。

3.3 无蜂窝近场通信

不同于传统的蜂窝小区通信架构,无蜂窝(Cell-Free)通信架构通过分布式部署大量接入节点,在同一时频资源块内共同服务用户,实现了以用户为中心的通信范式^[5]。这种架构能够有效克服小区间的干扰,避免通信中断,从而显著提升下一代6G移动通信的性能。基于无蜂窝通信架构,由于多个阵列的分布式部署,其等效阵列口径显著扩大,使得近场球面波效应更加显著。同时,由于接入节点的更密集分布和通信距离的缩短,用户更有可能位于近场范围内。此外,由于无蜂窝通信架构的协作特性,用户可能会同时受到多个不同天线规模、不同距离的接入节点的服务,从而可能处于不同节点的远场或近场范围,面临更为复杂的远近场混合通信场景。另外,无蜂窝通信通常需要复杂的站点协调和较高的回程容量。因此,无蜂窝近场通信将成为未来6G的

重要研究场景之一。

3.4 近场通感一体化

通信感知一体化 (ISAC) 代表了感知技术和无线通信交叉领域的变革,其核心是通过促进雷达和通信之间的频谱和硬件共享,从而优化资源分配,并在感知和通信之间创造协同作用。由于超大规模阵列技术和超高频段通信技术的发展,无线通信和感知在近场区域有着广阔的应用前景。

在通信方面,首先,与远场波束赋形将波束能量指向特定方向不同,基于球面波的近场波束赋形实现了波束聚焦的新功能,能够将波束能量集中在特定位置。这不仅提高了目标用户接收到的信号功率,还消除了对非目标用户的干扰。其次,在远场中,无法区分处于相同或相似角度的用户,用户间的干扰是不可避免的;而在近场中,基站可以将波束聚焦在不同的距离上,从而降低了用户间的干扰。这有效提高了信道的自由度,并进一步提高系统容量。

在感知方面,利用近场球面波可估算目标的角度和距离,可以有效减少对分布式阵列及其同步的需求。同时,增大的阵列孔径在角度域和距离域都提供了更细粒度的空间分辨率。此外,利用近场波束聚焦效应可以提高回波信号的感知信噪比,从而实现更精确的估计。

对于近场 ISAC,一种设计方法是在共享系统架构和硬件平台中共同优化通信与感知性能。因此,在权衡通信与感知性能时,必须考虑几种新的近场效应。对于一个近场无线系统,配备超大规模阵列的 ISAC 可以同时为多个通信用户提供服务,并在其近场区域感知周围的目标。对于联合通信与感知,需要设计有效的波束赋形来补偿高频波段严重的路径损耗。具体而言,一方面,为了提高近场通信性能,应利用近场波束聚焦效应将通信波束调整到固定位置;另一方面,近场雷达感知的波束控制通常取决于其探测目标,对于目标参数如角度和距离进行估计,感知波束应在角度域和距离域中动态扫描感兴趣的区域。

此外,近场通信的应用还包括近场定位^[6]、近场无线传能^[7]、近场物理层安全^[8]等。在近场通信下,这些应用会有不同的性能表现,由于篇幅有限,读者可自行探索。

4 近场通信的潜力与挑战

4.1 通信容量提升的潜力

在远场 MIMO 通信中,视距信道的空间自由度非常有限。然而,在近场,由于相位的非线性变化,信道矩阵的秩显著提高。因此,通过 MIMO 预编码可以实现多个数据流同

时传输,为系统容量的提升带来了新的可能性。于是,一些新的预编码架构被提出。

在文献[9]中,作者提出了距离感知预编码架构 (DAP)。与传统的混合预编码不同,DAP 架构能够灵活调整射频链的数量,以匹配与距离相关的自由度。具体做法是通过部署一个选择网络,将每个射频链配置为激活和非激活两种状态。在远场区域,只激活一个射频链进行数据传输,而在近场,则可以根据传输距离激活特定数量的射频链,从而实现动态匹配传输数据流的数量和自由度。仿真结果表明,DAP 架构能显著提升频谱效率。

为了避免使用额外的射频链,作者在文献[10]中提出了宽间隔多子阵列预编码架构 (WSMS)。在这种结构中,子阵列间距较大,以扩大阵列孔径,从而人为地扩大近场区域。与经典的混合预编码相比,WSMS 架构需要额外设计子阵列的数量和子阵列间距。为此,作者联合优化了子阵列的数量、间距和预编码矩阵,以最大限度地提高可实现速率。仿真证明,WSMS 的频谱效率比经典混合预编码高出近 200%。

4.2 信道估计的挑战

将波束从远场转向近场的聚焦,需要高度依赖准确的信道状态信息。在这一过程中,近场波束聚焦不仅要求将波束对准特定方向,还需要将其聚焦到特定点上,因此对信道状态信息误差更为敏感。获取信道状态信息的方法包括显式的信道估计法和隐式的波束训练法。

针对远场和近场混合的场景,一种基于压缩感知的信道估计方法被提出了^[11]。具体而言,作者采用了子阵列架构,在每个子阵列中,将路径的入射角视为对所有子阵列元素都相同。因此,在操作过程中,可以对子阵列信道的角域进行采样,以生成子阵列码本。此外,不同子阵列之间被认为具有不同的路径入射角,因此,各个子阵列的角度采样是独立的。通过这种方法,基于子阵列的方法能够对近场和远场信道进行稀疏表示。所提出的稀疏表示方法在复杂性上与传统基于平面波的解决方案相当,但在近场具有更高的精度。此外,与使用球面波的角域和距离域联合稀疏表示法相比,所提出的编码本计算复杂度显著降低。

在波束训练的方法中,我们通常通过对发射区域和接收区域进行采样,并采用不同的波束训练策略,例如分层波束训练、子阵列波束训练等。基于波束训练的方法可以在获取信道状态信息的开销和性能之间取得良好的折衷,这也是未来研究的方向之一。

5 结束语

阵列孔径的增大和更高频段电磁波的使用使得近场通信不可忽视。本文中,我们从信道模型出发,研究了近场的电磁特性和波束特性,评估了近场的几种典型应用,最后介绍了近场通信在提高通信容量上的潜力及部分实现方案,并对有待探索的信道估计提供了潜在研究方向。通过对近场通信技术的深入研究和探讨,本文有望为下一代网络的建设和发展提供新的思路和方法,推动近场通信技术在未来网络中的广泛应用和发展。

参考文献

- [1] WEI L, HUANG C W, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Tri-polarized holographic MIMO surfaces for near-field communications: channel modeling and precoding design [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2023, 22(12): 8828–8842. DOI: 10.1109/TWC.2023.3266298
- [2] SSAD W, BENNIS M, CHEN M. A vision of 6G wireless systems: applications, trends, technologies, and open research problems [J]. IEEE network, 2020, 34(3): 134–142. DOI: 10.1109/MNET.001.1900287
- [3] AKYILDIZ I F, JORNET J M. Realizing ultra-massive MIMO (1024 × 1024) communication in the (0.06–10) terahertz band [J]. Nano communication networks, 2016, 8: 46–54
- [4] CUI M, DAI L. Channel estimation for extremely large-scale MIMO: far-field or near-field [J]. IEEE transactions on communications, 2022, 70(4): 2663–2677. DOI: 10.1109/TCOMM.2022.3146400
- [5] ZHANG J Y, CHEN S F, ZHENG J, et al. Cell-free massive MIMO: a new next-generation paradigm [J]. IEEE access, 2019, 7: 99878–99888. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2930208
- [6] CHEN A, CHEN L, YOU C S, et al. Near-field positioning and attitude sensing based on electromagnetic propagation modeling [EB/OL]. (2023–10–26) [2024–04–10]. <https://arxiv.org/abs/2310.17327>
- [7] ZHANG H Y, SHLEZINGER N, GUIDI F, et al. Near-field wireless power transfer for 6G Internet of everything mobile networks: opportunities and challenges [J]. IEEE communications magazine, 2022, 60(3): 12–18. DOI: 10.1109/MCOM.001.2100702
- [8] ANAYA-LOPEZ G J, GONZALEZ-COMA J P, LOPEZ-MARTINEZ F J. Spatial degrees of freedom for physical layer security in XL-MIMO [C]// 2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference: (VTC2022–Spring). IEEE, 2022: 1–5. DOI: 10.1109/VTC2022–Spring54318.2022.9860861
- [9] WU Z D, CUI M Y, ZHANG Z J, et al. Distance-aware precoding for near-field capacity improvement in XL-MIMO [C]//

Proceedings of IEEE 95th Vehicular Technology Conference: (VTC2022–Spring). IEEE, 2022: 1–5. DOI: 10.1109/VTC2022–Spring54318.2022.9860745

- [10] YAN L F, CHEN Y H, HAN C, et al. Joint inter-path and intra-path multiplexing for terahertz widely-spaced multi-subarray hybrid beamforming systems [J]. IEEE transactions on communications, 2022, 70(2): 1391–1406. DOI: 10.1109/TCOMM.2021.3138791
- [11] HEYDARI P. Terahertz integrated circuits and systems for high-speed wireless communications: challenges and design perspectives [J]. IEEE open journal of the solid-state circuits society, 2021, 1: 18–36. DOI: 10.1109/OJSSCS.2021.3110748

作者简介



万雨, 中山大学在读本科生, 上海交通大学准研究生; 主要研究领域为近场通信、智能超表面辅助的通信系统优化。



李翔宇, 上海交通大学在读博士研究生; 主要研究领域为通信感知一体化、空地海一体化网络、多址接入、大规模MIMO等。



武庆庆, 上海交通大学电子系长聘副教授、国家“海外优青”、全球高被引科学家; 从事6G IRS、通信感知一体化、无人机空地网络、大规模绿色智能物联网的研究; 入选科睿唯安-全球高被引科学家(2021–2023)、AI-2000全球最具影响力学者(2022–2023)、全球前2%顶尖科学家(2020–2023), 并获得上海市自然科学奖一等奖、IEEE通信学会亚太最杰出青年学者奖、IEEE通信学会Fred Ellersick论文奖、IEEE通信学会最佳教程论文奖、IEEE通信学会最佳青年论文奖、IEEE通信学会亚太杰出论文奖(2次)、IEEE ICC最佳论文奖、WCSP最佳论文奖、IEEE CL优秀编委奖; 已发表论文300余篇。

面向6G的超大规模阵列下近场波束方向图



Near-Field Beam Pattern for 6G Extremely Large-Scale Arrays

朱富强/ZHU Fuqiang, 阳析/YANG Xi

(华东师范大学, 中国 上海 200241)

(East China Normal University, Shanghai 200241, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403006

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240619.1111.010.html>

网络出版日期: 2024-06-20

收稿日期: 2024-04-20

摘要: 由于超大规模阵列 (XL-array) 中天线数目急剧增加, 用户与基站 (BS) 之间的通信将处于阵列的瑞利距离内, 导致传统的基于平面波前的远场波束方向图不再适用。为解决此问题, 基于近场球面波前, 利用泰勒展开得到近似近场场强表达式, 绘制出近场波束方向图。在此基础上, 根据得到的近场波束方向图, 揭示出波束角度偏转现象, 并引入回归距离来刻画角度偏转程度。回归距离拟合函数体现了回归距离与目标波束角度、阵列尺寸、以及载波波长之间的关系。仿真结果表明, 所提回归距离拟合函数较好地表征了近场波束方向图特性。

关键词: 超大规模阵列; 近场通信; 球面波前; 波束方向图

Abstract: Due to the sharp increase in the number of antennas in extremely large-scale arrays (XL-array), the communication between users and base station (BS) will be within the Rayleigh distance of the XL-array, resulting in the traditional far-field beam pattern based on the plane wavefront no longer applicable. In order to solve this problem, an approximate near-field field strength expression is firstly obtained by considering the near-field spherical wavefront and using Taylor expansion. According to the obtained near-field beam pattern, a novel phenomenon i.e., the beam angle deflection, is revealed, and a new metric, i.e., the regression distance, is introduced to characterize the degree of the beam angular deflection. Next, the regression distance fitting function is proposed, which describes the relationship between the regression distance and the target beam angle, the array aperture, and the carrier frequency. The simulation results demonstrate that the proposed regression distance fitting function can well characterize the near-field beam pattern characteristics.

Keywords: XL-array; near-field communication; spherical wavefront; beam pattern

引用格式: 朱富强, 阳析. 面向6G的超大规模阵列下近场波束方向图 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 26-34. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403006

Citation: ZHU F Q, YANG X. Near-field beam pattern for 6G extremely large-scale arrays [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 26-34. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403006

在移动通信发展过程中, 为了满足日益上升的性能要求, 从4G移动通信引入多天线技术, 再到5G移动通信运用大规模多输入多输出 (mMIMO) 技术, 基站端阵列集成数目越来越多的天线以应用波束成形技术, 有效提高了系统频谱效率^[1]。波束成形技术可以使天线元件的无线电波相干地叠加在一起, 得以在相同的距离上获得更强的波束增益^[2]。显而易见, 增加基站端阵列的天线数目, 提高波束成形增益, 是提升系统性能的有效手段^[3]。下一代移动通信将在mMIMO基础上继续增加天线数目, 成为超大规模阵列

(XL-array), 以进一步提升系统频谱效率, 实现6G移动通信的性能目标^[4]。

然而, XL-array的应用也会带来新的问题。波束方向图是刻画阵列波束成形的有效手段之一, 对mMIMO系统中的码本设计及数据传输具有重要的指导作用^[5]。阵列的辐射场区可以划分成近场区以及远场区, 它们之间以瑞利距离为界限加以区分。传统的mMIMO系统中, 用户与基站之间的距离远大于瑞利距离, 用户处于阵列的远场区^[6]。在此区域内, 阵列波束方向图是基于平面波前得到的, 属于远场波束方向图。为了达到更高频谱效率的性能要求, 6G系统中的基站端将应用XL-array, 在阵列上集成数百甚至上千量级的天线, 以获得更高的波束成形增益^[7]。但随着XL-array中天线数目的大量增加, 基站端阵列的有效孔径急剧上升, 导致

基金项目: 国家自然科学基金项目 (62301221); 上海市浦江人才计划项目 (22PJ1403100)

阵列的瑞利距离从以往的几米迅速增大到数十米甚至上百米^[8]。此时，终端用户将处于阵列的瑞利距离内，基站与用户之间的通信将不再是远场通信，而是球面波前下的近场通信，基于平面波前的远场波束方向图将不再适用^[9]。因而，为了准确描述近场区域内的波束情况，有效地反映 XL-array 下波束聚焦、二维空间分辨率等波束特性，绘制出近场波束方向图是十分必要的^[10]。

相比于远场波束成形仅考虑角度这一维度，近场波束聚焦需要同时考虑角度、距离两个维度的信息^[11]。现有工作中，文献[7]计算波束增益后，根据 XL-array 下混合场信道特征，提出了一种混合场信道估计方法；文献[8]考虑 XL-array 下近场波束增益特性，提出了一种两阶段快速波束训练方法；文献[12]基于实际近场波束增益图，揭示了宽带 XL-array 的近场波束分裂效应。上述工作都从波束增益方面出发，以直接计算各场点波束增益的方式二维遍历场点后得到波束增益图。事实上，传输信号时，基站阵列端通过波束成形向量生成指向性的波束，使得目标位置处获得预期的波束成形增益，考虑实际传输路径损耗后在目标位置所获得的接收信号幅度即为该位置的场强。因此，在信号传输过程中，路径损耗不可忽略，基于场强来绘制近场波束方向图更符合实际。综上所述，如何准确地绘制出近场波束方向图，对下一代通信中近场波束成形的设计和优化具有重要意义。

因此，本文对近场下波束方向图进行研究，主要贡献点如下：

1) 推导出超大规模均匀线阵的近似近场场强表达。基于均匀线阵的远场场强推导，将远场平面波前扩展到近场球面波前，利用泰勒展开得到近似近场场强表达。

2) 揭示近场波束方向图中的角度偏转现象。根据上述近似近场场强表达，绘制出考虑了路径损耗的近场波束方向图，分析所得到的近场波束方向图，讨论了波束的角度偏转现象及其影响。

3) 引入回归距离这一度量，并得到了回归距离的表达。通过分析近场波束方向图中的波束角度偏转现象，引入回归距离这一新度量来刻画角度偏转程度。回归距离拟合函数表明：回归距离不仅与目标波束角度呈余弦关系，还与阵列瑞利距离成正比。近场波束方向图中，回归距离范围内，由于角度偏转现象，波束将会对目标波束角度外一定角度范围内的用户也造成干扰。

1 系统模型

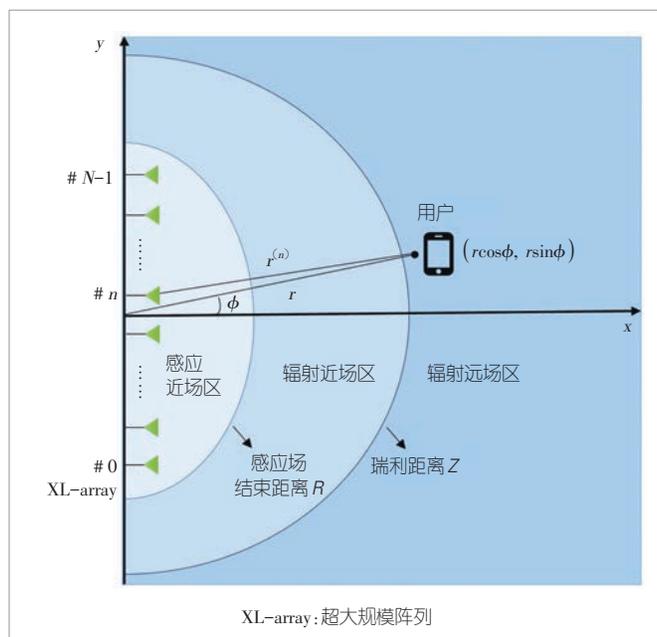
本文主要考虑一个基站端部署 N 根天线的超大规模均匀线阵 (ULA)、接收端为一个单天线用户的通信系统，系统

示意图如图 1 所示。为了便于分析及阐述问题，本文假设阵列中各个天线的辐射特性是相同的，且不考虑天线间的相互耦合。在分析阵列的辐射场特性时，将天线单元看成是理想点源。围绕阵列的场区可以划分为 3 个部分，分别是感应近场区、辐射近场区以及辐射远场区，它们两两之间分别以感应场结束距离 R 和瑞利距离 Z 为界^[13]。本文主要对辐射近场区和远场区进行研究。

图 1 中，基站端阵列的近场区为感应场结束距离 $R = 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ 到瑞利距离 $Z = 2D^2/\lambda$ 之间的区域，其中 $D = (N - 1)d$ 为阵列孔径， λ 为载波波长， d 为天线间距且 $d = \lambda/2$ 。阵列的远场区是 Z 以外的区域。基站端每根天线位置坐标记为 $(0, y_n)$ ，其中 $y_n = \delta_n d$ ， $\delta_n = n - (N - 1)/2$ ， $n = 0, 1, \dots, N - 1$ 依次表示从下到上排列的天线的索引。

假设一个单天线用户处于阵列辐射场区内，以坐标原点为阵列参考点，此时系统参数如表 1 所示。

目前存在两种计算波束方向图的方法：一种基于经典阵列理论，另一种基于空间场分布和等效原理^[14]。相对来说，后者基于等效电流方法，计算阵列场强更加准确^[15]。因此，



▲图 1 N 天线超大规模均匀线阵系统

▼表 1 系统参数

参数	含义
ϕ	用户、参考点的连线和阵列法向之间的角度
r	用户距参考点的距离
$r^{(n)}$	用户距第 n 根天线的距离
$r \cos \phi, r \sin \phi$	用户所在位置对应的坐标

本文采用后者的方法来计算阵列场强。在下一节中，本文将首先说明近场球面波传播问题，然后给出远场场强表达，最后推导出近场近似场强表达，得到近场波束方向图。

2 近场场强及近场波束方向图

2.1 近场球面波传播

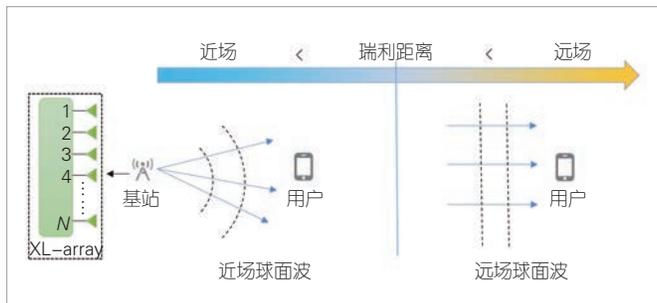
在mMIMO系统中，由于阵列的有效孔径有限，基站端的瑞利距离一般远小于小区覆盖范围。例如，一个天线数目 $N = 32$ 、载波频率 $f = 30 \text{ GHz}$ 的均匀线阵的瑞利距离仅10 m左右，而一般蜂窝小区的覆盖范围在0.1~1 km距离，因而，与小区半径相比，阵列的瑞利距离可忽略不计，此时用户与基站之间的距离远大于瑞利距离，用户将处于基站的远场范围内。

为获得更高的空间分辨率和频谱效率，在下一代通信技术中，基站端将采用XL-array。由于XL-array的使用，基站阵列的瑞利距离将达到数十甚至上百米，用户将处于基站阵列的瑞利距离内。例如一个天线数目 $N = 256$ 、载波频率 $f = 30 \text{ GHz}$ 的均匀线阵的瑞利距离达到了325 m。因而，如图2所示，用户将处于基站的近场范围内，基站与用户之间的上下行通信由传统的远场通信变为近场通信，传统的平面波前将不再适用，需要应用更加匹配近场情况下的球面波前。

2.2 远场场强

基站阵列的辐射场区内每个场点接收到的辐射强度就是该点的场强，将各点的场强分别用从原点出发的矢量表示，波束方向图即为连接全部矢量端点所形成的曲面。因此，计算出基站阵列远、近场区内各点的场强，即可得到阵列的远、近场波束方向图。为了推导出近场场强，我们先给出远场场强的计算方法。

当用户处于远场区时，基站与终端间的通信属于远场通信。如图1所示，选取远场区内任一场点 $(r \cos \phi, r \sin \phi)$ 作为当前用户的位置，此时用户与基站阵列第 n 根天线之间的



▲图2 用户在近场和远场环境下示意图

距离为 $r^{(n)} = \sqrt{r^2 + y_n^2 - 2ry_n \sin \phi}$ 。设基站阵列上 y 处的激励电流为 $J(y)$ ，则场点 $(r \cos \phi, r \sin \phi)$ 处的场强可写为^[16]：

$$E_f(\phi, r) = \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r^{(n)}} e^{-jk r^{(n)}} J(y) dy, \tag{1}$$

$$\stackrel{(a)}{\approx} \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r^{(n)}} e^{-jk(r - y_n \sin \phi)} J(y) dy,$$

$$\stackrel{(b)}{\approx} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r} e^{-jkr} \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{jky_n \sin \phi} J(y) dy,$$

其中， ω 表示角频率， μ_0 表示自由空间磁导率， $k = 2\pi/\lambda$ 表示波数。(a)处应用一阶泰勒展开近似，即 $r^{(n)} \approx r - y_n \sin \phi$ ；(b)处应用菲涅尔近似^[3]：由于 $r \gg D$ ， $r^{(n)}$ 之间的数值差相对较小，根据菲涅尔近似可得 $r^{(n)} \approx r$ 。

令 $C_r = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r} e^{-jkr}$ ，则式(1)可写为如下所示的近似远场场强形式：

$$\tilde{E}_f(\phi, r) = C_r \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{jky_n \sin \phi} J(y) dy. \tag{2}$$

本文考虑均匀线阵架构，设第 n 根天线上的激励电流为 $s_n \delta\left(y - \left(\frac{N-1}{2}d + nd\right)\right)$ ，其中 $\mathbf{s} \triangleq [s_0, \dots, s_{N-1}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 是从预先选定的码本中选取的任一码字， s_n 是第 n 根天线的天线系数，则有：

$$J(y) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n \delta\left(y - \left(\frac{N-1}{2}d + nd\right)\right). \tag{3}$$

将式(3)代入式(2)可得：

$$\tilde{E}_f(\phi, r) = C_r \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{jky_n \sin \phi} \left[\sum_{n=0}^{N-1} s_n \delta\left(y - \left(\frac{N-1}{2}d + nd\right)\right) \right] dy. \tag{4}$$

公式(4)化简后，得：

$$\tilde{E}_f(\phi, r) = C_r \sum_{n=0}^{N-1} e^{jk\left(\frac{N-1}{2}d + n\right)d \sin \phi} s_n. \tag{5}$$

令 $Q_\phi = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jk\left(\frac{N-1}{2}d + n\right)d \sin \phi} s_n$ ，式(5)可改写为：

$$\tilde{E}_f(\phi, r) = C_r Q_\phi. \tag{6}$$

从式(6)可以看出，远场场强由 C_r 与 Q_ϕ 的乘积构成。其中， C_r 仅与距离有关，决定着远场场强在距参考点不同距离上的场强幅度；而 Q_ϕ 仅与角度有关，决定着远场场强在

不同角度上的场强幅度，也即波束方向图的波束形状。远场场强中距离参数与角度参数是非耦合的关系，因此，远场波束方向图只需考虑角度维度即可。

2.3 近场场强

当远场波束成形转化为近场波束聚焦时，近场波束方向图将与角度、距离两个维度有关。为了准确绘制出近场二维波束方向图，需要考虑近场区域内的信号球面波前传播以计算出近场场强。与远场类似，我们选取近场区内任一场点 $(r \cos \phi, r \sin \phi)$ 作为当前用户的位置。此时该用户与阵列第 n 根天线之间的距离为 $r^{(n)} = \sqrt{r^2 + y_n^2 - 2ry_n \sin \phi}$ 。定理 1 给出了场点 $(r \cos \phi, r \sin \phi)$ 处的近似近场场强。

定理 1 距离 r 、角度 ϕ 处用户的近似近场场强为：

$$\tilde{E}_n(\phi, r) = C_r \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jk \left[-\left(\frac{N-1}{2} + n\right) d \sin \phi + \frac{\left(\frac{N-1}{2} + n\right)^2 d^2 \cos^2 \phi}{2r} \right]} s_n. \quad (7)$$

证明 设基站阵列上 y 处的激励电流为 $J(y)$ ，距离 r 、角度 ϕ 处用户的近场场强可表示如下：

$$\begin{aligned} E_n(\phi, r) &= \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r^{(n)}} e^{-jk r^{(n)}} J(y) dy, \\ &\stackrel{(a)}{\approx} \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r^{(n)}} e^{-jk \left(r - y_n \sin \phi + \frac{y_n^2 \cos^2 \phi}{2r} \right)} J(y) dy, \\ &\stackrel{(b)}{\approx} \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r} e^{-jkr} \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{-jk \left(-y_n \sin \phi + \frac{y_n^2 \cos^2 \phi}{2r} \right)} J(y) dy, \end{aligned} \quad (8)$$

其中，(a)处应用二阶泰勒展开近似：考虑球面波前下需要考虑距离、角度两个维度， $r^{(n)}$ 采用二阶泰勒展开近似写为 $r^{(n)} \approx r - y_n \sin \phi + (y_n^2 \cos^2 \phi)/(2r)$ ；(b)处根据菲涅尔近似应用 r 近似替换 $r^{(n)}$ 。因此，式 (8) 可进一步写为：

$$\tilde{E}_n(\phi, r) = C_r \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{-jk \left(-y_n \sin \phi + \frac{y_n^2 \cos^2 \phi}{2r} \right)} J(y) dy, \quad (9)$$

其中， $\tilde{E}_n(\phi, r)$ 为近似近场场强。将式 (3) 代入式 (9) 可得：

$$\begin{aligned} \tilde{E}_n(\phi, r) &= \\ C_r \int_{-(N-1)d/2}^{(N-1)d/2} e^{-jk \left(-y_n \sin \phi + \frac{y_n^2 \cos^2 \phi}{2r} \right)} \left[\sum_{n=0}^{N-1} s_n \delta \left(y - \left(\frac{N-1}{2} d + nd \right) \right) \right] dy. \end{aligned} \quad (10)$$

将式 (10) 进一步计算可得到式 (7)，证毕。

$$\text{令 } \bar{Q}_\phi = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jk \left[-\left(\frac{N-1}{2} + n\right) d \sin \phi + \frac{\left(\frac{N-1}{2} + n\right)^2 d^2 \cos^2 \phi}{2r} \right]} s_n, \text{ 式 (7) 可}$$

写为：

$$\tilde{E}_n(\phi, r) = C_r \bar{Q}_\phi. \quad (11)$$

从式 (11) 可以看出，与式 (6) 中远场场强类似，近似近场场强 \tilde{E}_n 由 C_r 与 \bar{Q}_ϕ 的乘积构成。其中， C_r 部分与远场场强相同，仅与距离有关，影响着近场场强在距参考点不同距离上的场强幅度；而 \bar{Q}_ϕ 不仅与角度有关也与距离有关，即近场场强中角度与距离是互相耦合的。因此，近场波束方向图必须要同时考虑角度、距离两个维度。

2.4 近场波束方向图

本小节将基于式 (5) 和式 (7)，根据不同码本分别绘制出远场波束方向图和近场波束方向图。观察远场场强和推导出的近场场强可知，两者都需要从一个预先选定的码本 $\mathbf{S} = [s_0, \dots, s_n, \dots, s_{N-1}] \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 中选取一个码字 $s_n \triangleq [s_0, \dots, s_{N-1}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 作为阵列天线系数。为体现不同码本下波束方向图的差异，同时选取只考虑角度维度的远场码本 \mathbf{S}_{far} 和考虑角度、距离两个维度的近场码本 \mathbf{S}_{near} 中的码字来绘制远场和近场波束方向图。其中，码本的设计如下：

1) 远场码本 \mathbf{S}_{far} 。采用离散傅里叶变换(DFT)码本，即阵列第 n 根天线系数设计为：

$$s_{n-\text{far}} = e^{j\pi n \sin \theta}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (12)$$

其中， θ 为所选码字对应的角度，也即此时阵列的目标波束角度。

2) 近场码本 \mathbf{S}_{near} 。采用波束聚焦码本^[3]，即第 n 根天线系数设计为：

$$s_{n-\text{near}} = e^{j2\pi(\mu^{(n)} - r')/\lambda} = e^{j2\pi \left(\sqrt{r^2 + y_n^2 - 2ry_n \sin \theta} - r' \right) / \lambda}, \quad (13)$$

其中， (θ, r') 为选取码字对应的角度、距离所在的场点坐标，也即目标波束聚焦位置。 θ 为该场点与参考点的连线和阵列法向间角度， r' 为该场点与参考点之间的距离。 $r^{(n)'} = \sqrt{r^2 + y_n^2 - 2r'y_n \sin \theta}$ 是该场点与第 n 根天线间的距离。应用二阶泰勒展开， $r^{(n)'}$ 可写为 $r^{(n)'} = r' - y_n \sin \theta + \frac{y_n^2 \cos^2 \theta}{2r'}$ ，将其代入式 (13) 中可得：

$$s_{n-\text{near}} \approx e^{j2\pi \left(r' - y_n \sin \theta + \frac{y_n^2 \cos^2 \theta}{2r'} - r' \right) / \lambda} = e^{j2\pi \left(-y_n \sin \theta + \frac{y_n^2 \cos^2 \theta}{2r'} \right) / \lambda}. \quad (14)$$

为绘制远场和近场下的波束方向图，分别将式 (12) 和

式 (14) 代入式 (5) 和式 (7) 中进行计算。仿真参数设置如下：天线数为 $N = 256$ ，基站载波频率为 $f = 28 \text{ GHz}$ ，波长为 $\lambda = 0.0107 \text{ m}$ ，天线间距为 $d = \lambda/2 = 0.0054 \text{ m}$ ，阵列尺寸为 $D = 1.3661 \text{ m}$ ，瑞利距离为 $Z = 2D^2/\lambda = 348.3482 \text{ m}$ ，感应场结束距离为 $R = 0.62\sqrt{D^3/\lambda} = 9.5636 \text{ m}$ 。角度维度选取范围为 $[-\pi/2, \pi/2]$ ，距离维度选取范围为感应场结束距离到瑞利距离 $[R, Z]$ ，将两个维度都均匀划分为 N 份，形成 $N \times N$ 的二维网格。

对于式 (12) 的远场码字，选取 0° 作为目标波束角度。对于式 (14) 的近场码字，同样选取 0° 作为目标波束位置的角度，选取 35 m 作为目标波束位置的距离。分别将选取的远场码字和近场码字对应的天线系数代入远场和近场场强表达式中，其中，近场码字下的远场波束方向图不列入考虑，得到如图 3 所示的三种情形波束方向图。图 3 (a) 远场码字下的远场波束方向图中，各距离上，波束都能集中在目标波束角度上，波束增益随着距离增大而逐渐减小；图 3 (b) 远场码字下的近场波束方向图和图 3 (c) 近场码字下的近场波束方向图中，在靠近基站的一段距离范围内，波束的角度偏离目标波束角度，随着距离增加，波束的角度逐渐回归到目标波束角度上，而在目标波束角度上，由于波束存在角度偏离，波束增益随着距离增大呈现出先增大后减小的趋势。

3 角度偏转与回归距离

本节将对图 3 中的波束角度偏转现象进行分析。首先对角度偏转现象及其影响进行分析，而后定义回归距离这一度量来刻画角度偏转的程度，并通过数值仿真得到不同情形下的回归距离，给出回归距离拟合函数，最后验证该函数的合理性。

3.1 角度偏转现象

从图 3 (b) 和图 3 (c) 中可以发现，无论待测码字是采用远场码字还是近场码字，近场波束方向图中在靠近基站的区域都存在波束实际角度与目标角度偏转的情况。以图 3 (b) 中远场码字下的近场波束方向图为例，在距离和角度二维网格上，可以看出在离基站较近的区域内能量并不会聚焦在目标波束角度上，而是会发生偏转，聚焦到其他角度。本文将这种现象称为角度偏转。此外，在该区域内，还存在有能量扩散现象。表 2 对图 3 中不同码字下远、近场方向图存在的相关现象进行了总结。

由表 2 可知，与远场波束方向图不同，近场波束方向图中存在有角度偏转现象。另外，近场波束方向图中还会出现能量扩散现象。

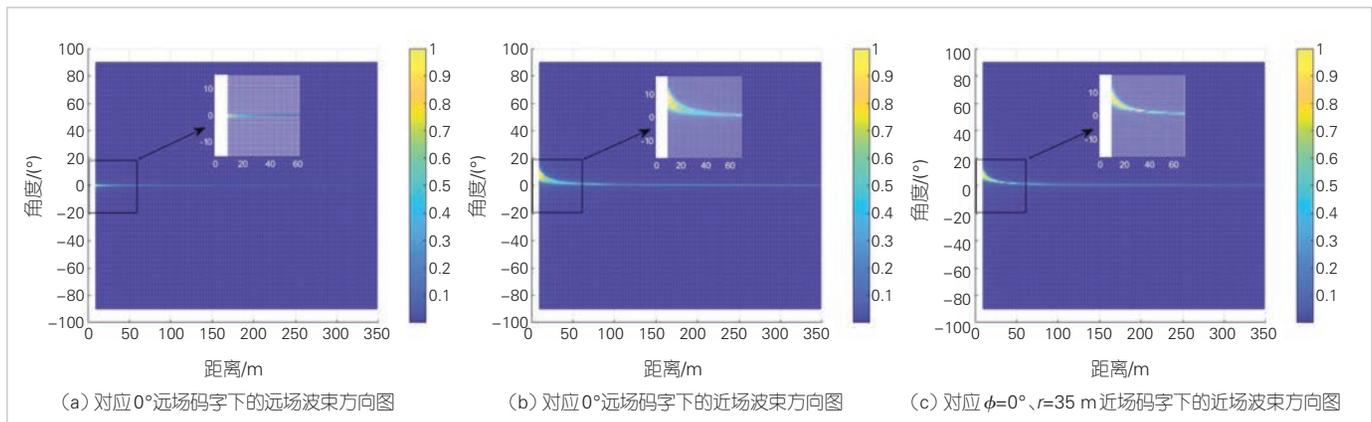
总的来说，远场波束方向图中不存在角度偏转现象，因而应用波束成形在目标波束角度获取波束成形增益时不会对其他角度用户造成干扰。而在近场波束方向图中，由于角度偏转现象的存在，当应用波束成形在基站近场区域获得波束聚焦增益时，波束在靠近基站区域会偏向其他角度，进而对邻近用户造成干扰，严重影响系统在近场区域内的传输性能。

3.2 回归距离的定义

图 3 (c) 中，随着距离逐渐增大，在不同距离上取到波束增益最大的角度，即能量聚焦的角度，会逐渐向目标波束角度靠近。这意味着随着距离的增大，角度偏转程度逐渐

▼表 2 不同码字下波束方向图分析

码字	远场波束方向图	近场波束方向图
远场	无偏转、无扩散	有偏转、有扩散
近场	/	有偏转、有扩散



▲图 3 不同码字下二维远场与近场波束方向图

减轻,当距离增大到某一距离时,能量聚焦的角度回归到目标波束角度,这一距离即为回归距离。下面给出回归距离的定义。

定义1 回归距离 r_b 为使得能量聚焦角度 θ_i 与目标波束角度 θ 的误差低于某一阈值 ε 的最小距离,即:

$$r_b = \min \{r_i \in \mathcal{R}\}$$

$$\text{s.t. } \mathcal{A} = \left\{ (\theta_i, r_i) \mid \theta_i = \arg \max_{\theta} (\tilde{E}_n(\theta, r_i)), i = 1, \dots, I \right\},$$

$$\bar{\mathcal{A}} = \left\{ (\theta_i, r_i) \mid (\theta_i, r_i) \in \mathcal{A}, |\theta - \theta_i| \leq \varepsilon \right\},$$

$$\mathcal{R} = \left\{ r_i \mid (\theta_i, r_i) \in \bar{\mathcal{A}} \right\}, \quad (15)$$

其中, I 为距离维度的采样点个数,集合 \mathcal{A} 是波束方向图中不同采样距离上能量聚焦场点的角度与距离对的集合,集合 $\bar{\mathcal{A}}$ 是能量聚焦角度与目标角度的误差绝对值低于阈值的能量聚焦场点对应的角度与距离对的集合,集合 \mathcal{R} 是所有能量聚焦角度误差低于阈值所对应场点的距离集合。

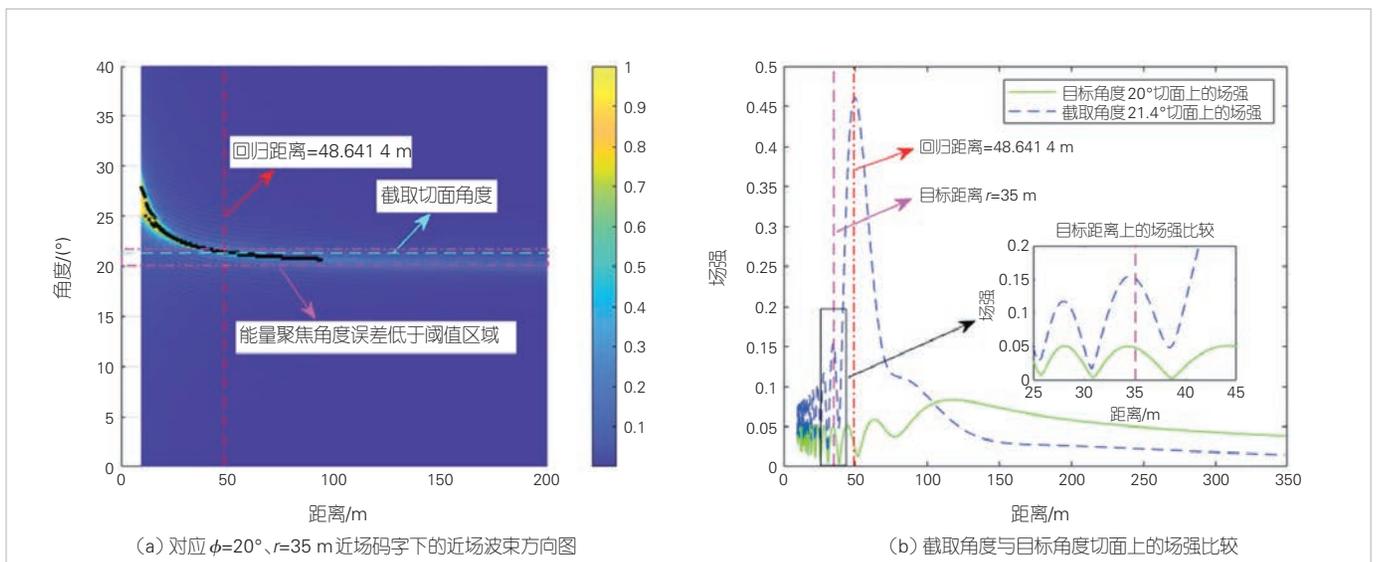
考虑到波束空间分辨率与天线数目有关,天线数目越大,空间分辨率越高,而波束的目标角度范围是 $[-\pi, \pi]$,所以本文将角度误差阈值设为 $\varepsilon = 2\pi/N$ 。

为直观说明回归距离概念,以对应目标角度 20° 、目标距离 35 m 处的近场码字为例对回归距离进行图形化阐述。在所示近场波束方向图中除近场码字外,其余仿真参数设置与2.4节中一致,将该近场码字作为天线系数代入式(7)中,其仿真结果如图4所示。此时,角度误差阈值设为 $\varepsilon = 2\pi/256$ 。图4(a)是截取完整近场波束方向图的 $0 \sim 40^\circ$ 角度、 $0 \sim 200\text{ m}$ 距离范围的部分波束方向图,以便于说明。

可以观察到,在靠近基站的一段距离范围内,波束的角度偏离目标波束角度。随着距离的增加,波束的角度逐渐回归到目标波束角度上。图4(a)中黑色点是截取范围内不同采样距离上能量聚焦场点,完整波束方向图中所有的能量聚焦场点的角度与距离对即构成集合 \mathcal{A} 。紫色方框区域对应的角度范围就是能量聚焦角度与目标角度的误差绝对值低于阈值的角度范围,该角度范围内的能量聚焦场点的角度与距离对的集合就是集合 $\bar{\mathcal{A}}$ 。图中紫色方框区域内的能量聚焦场点的角度与距离对是集合 \mathcal{A} 的一部分。

集合 \mathcal{R} 是集合 $\bar{\mathcal{A}}$ 所有能量聚焦场点的能量聚焦距离集合,回归距离 r_b 就是集合 \mathcal{R} 中的最小值,如图4(a)中所示,红色虚线表示的 r_b 在紫色方框内能量聚焦距离最小的能量聚焦场点上取到。蓝色虚线的角度是取到回归距离 r_b 的能量聚焦场点对应的能量聚焦角度。图4(b)是在该角度和目标角度上截取的不同距离的场强切面的比较。由于角度偏转,截取角度上场强表现出先增大再减小的趋势,在回归距离处达到最大场强之后,距离继续增加,角度偏转程度随之减轻,能量会聚焦到更靠近目标角度的角度上,导致截取角度上的场强逐渐减小。目标角度上场强也表现出先增大再减小的趋势。在目标波束距离上,目标角度上的场强值小于截取角度上的场强值。这表明在考虑路径损耗的近场波束方向图中,近场波束码字未能使目标波束位置处获得最大增益。

在图4(a)中,使用对应角度 20° 、距离 35 m 目标波束位置处的近场码字,目的是使该目标波束位置处的用户获得波束成形增益。但在多用户的情形下,由于角度偏转,如果基站附近的角偏转区域内存在其他用户,针对目标波束位



▲图4 对应角度 20° 、距离 35 m 时近场波束方向图的回归距离

置用户的通信将会对这些用户自身通信造成不可忽略的干扰。

3.3 数值仿真

本节通过数值仿真获取不同情况下的回归距离。在绘制近场波束方向图时，角度选取范围为 $[-\pi/2, \pi/2]$ ，距离选取范围为感应场结束距离至瑞利距离。载波频率 f 取28 GHz和50 GHz，天线数目 $N=128、256、512$ 。由于天线数目不同，阵列孔径也不同，系统空间分辨率也有差别。为排除此影响造成的误差，我们在仿真中统一将角度、距离两个维度都均匀划分为1024份。3种天线数量情形下的角度误差阈值分别设为 $2\pi/128、2\pi/256、2\pi/512$ ，目标波束角度取 $0^\circ、10^\circ、20^\circ、30^\circ、40^\circ、50^\circ$ 和 60° （由于负半角度部分是正半角度部分的镜像，因而省略）。

3.3.1 载波频率 $f = 28 \text{ GHz}$ 下的仿真结果

当基站载波频率 $f = 28 \text{ GHz}$ 时，波长 $\lambda = 0.0107 \text{ m}$ ，天线间距 $d = \lambda/2 = 0.0054 \text{ m}$ 。 $N = 128、256、512$ 时，根据阵列孔径 $D = (N - 1)d$ 、感应场结束距离 $R = 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ 、瑞利距离 $Z = 2D^2/\lambda$ 分别计算出的结果被列入表3中。图5是选取 $N = 128$ 时3个不同目标波束角度的近场波束方向图，并

给出了对应的回归距离。此时不同目标波束角度的仿真结果如表3所示。

从表3分析发现：1) 天线数目不变时，目标波束角度增加，角度偏转程度减轻，回归距离逐渐减小。这一趋势与文献[12]中提出的有效瑞利距离随着角度的增加而减小的趋势是一致的；2) 相同目标波束角度下，随着天线数目的增多，阵列孔径越大，回归距离增加，角度偏转程度越严重。因此，回归距离的大小也体现着系统的近场传播程度。后续不同载波频率下的仿真结果同样证实了这两点。

3.3.2 载波频率 $f = 50 \text{ GHz}$ 下的仿真结果

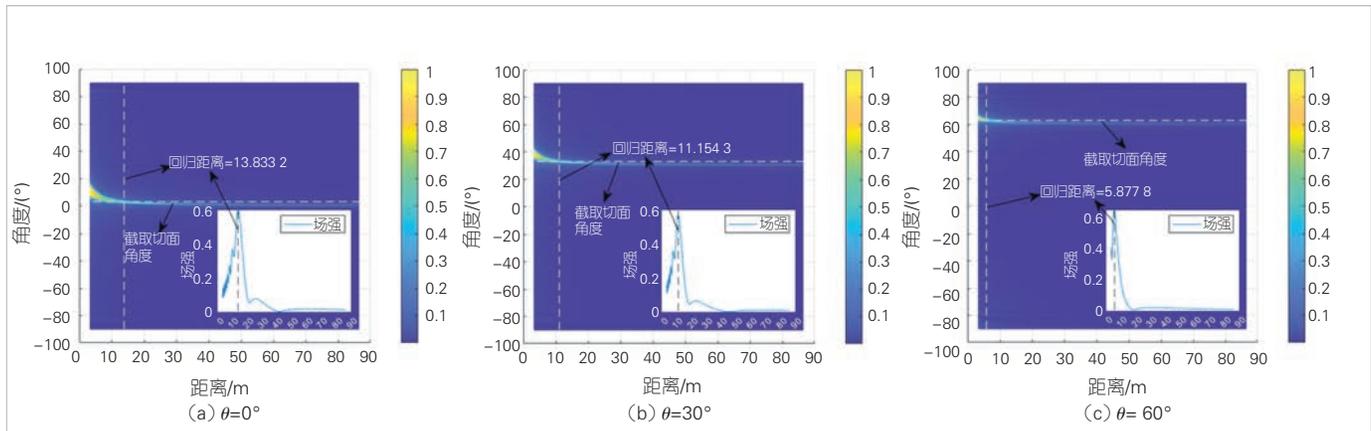
当基站载波频率为 $f = 50 \text{ GHz}$ 时，波长为 $\lambda = 0.006 \text{ m}$ ，天线间距为 $d = \lambda/2 = 0.003 \text{ m}$ 。 $N = 128、256、512$ 时，根据阵列孔径 $D = (N - 1)d$ 、感应场结束距离 $R = 0.62\sqrt{D^3/\lambda}$ 、瑞利距离 $Z = 2D^2/\lambda$ 分别计算出的结果被列入表4中。图6是选取 $N = 128$ 时3个不同目标波束角度的近场波束方向图，并给出了对应的回归距离。此时不同目标波束角度的仿真结果如表4所示。

3.4 回归距离拟合函数

为得到回归距离与系统相关参数的具体关系，将目标波

▼表3 $f = 28 \text{ GHz}$ 时仿真结果

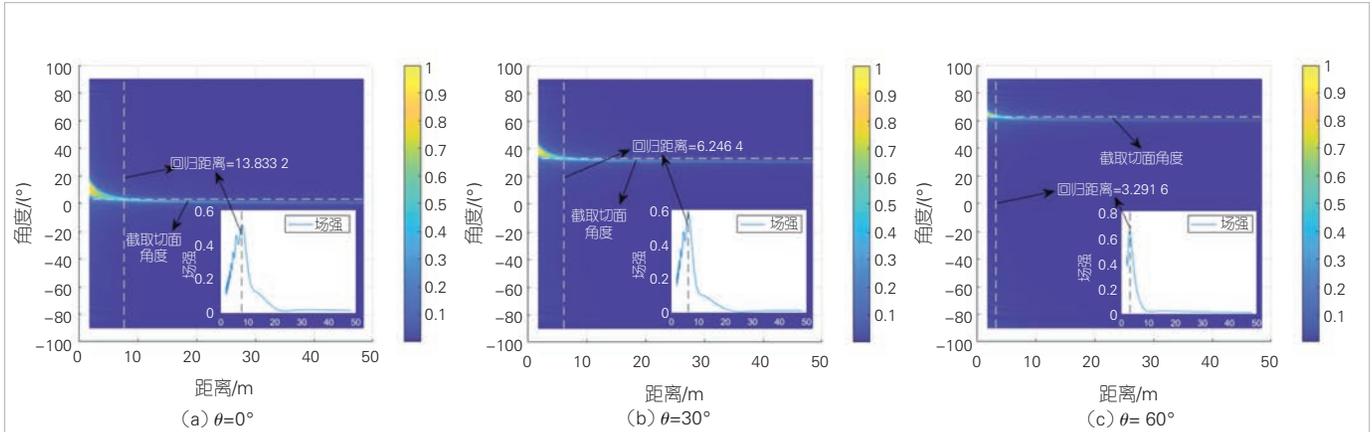
目标波束角度/ $(^\circ)$		0	10	20	30	40	50	60
目标角度索引		513	456	399	342	285	228	171
$N = 128$	$R = 3.3614$ 回归角度索引	497	440	383	326	269	212	155
	$Z = 86.4054$ 回归距离/m	13.8332	13.1026	12.2908	11.1543	9.6932	7.9073	5.8778
$N = 256$	$R = 9.5636$ 回归角度索引	505	448	391	334	277	220	163
	$Z = 348.3482$ 回归距离/m	55.5959	51.2907	48.6414	44.3362	39.0375	32.0830	24.4661
$N = 512$	$R = 27.1295$ 回归角度索引	509	452	395	338	281	224	167
	$Z = 1398.8625$ 回归距离/m	222.8998	194.7410	185.3548	170.6050	149.1507	125.0146	95.5150



▲图5 $f = 28 \text{ GHz}$ 、 $N = 128$ 时不同角度下近场波束方向图

▼表4 $f = 50 \text{ GHz}$ 时仿真结果

		目标波束角度/(°)	0	10	20	30	40	50	60
		目标角度索引	513	456	399	342	285	228	171
$N = 128$	$R = 1.8824$	回归角度索引	497	440	383	326	269	212	155
	$Z = 48.3870$	回归距离/m	7.7466	7.3375	6.8829	6.2464	5.4282	4.4281	3.2916
$N = 256$	$R = 5.3556$	回归角度索引	505	448	391	334	277	220	163
	$Z = 195.0750$	回归距离/m	31.1337	28.7228	27.2392	24.8283	21.8610	17.9665	13.7010
$N = 512$	$R = 15.1925$	回归角度索引	509	452	395	338	281	224	167
	$Z = 783.3630$	回归距离/m	124.8239	109.0550	103.7987	95.5388	83.5244	70.0082	53.4884



▲图6 $f = 50 \text{ GHz}$ 、 $N = 128$ 时不同角度下近场波束方向图

束角度 θ 作为自变量，回归距离 r_b 作为因变量，根据仿真结果，计算出各种情况下回归距离与目标波束角度 θ 和瑞利距离 Z 的拟合函数，所得拟合函数具体形式如表5所示。

从表5可以看出，相同载频下，不同天线数之间的回归距离拟合函数的函数结构一致；而不同载频下，相同天线数的回归距离拟合函数具有相同的表达。因此，考虑到数值计算及拟合误差，可将回归距离与系统参数的关系的具体形式归纳为：

$$r_b = \alpha Z \cos(\theta), \tag{16}$$

其中， α 为一常数， Z 为阵列瑞利距离， θ 为目标波束角度。具体地， α 的值随天线数目改变而发生变化，不会随载频变化而变，在 $N = 128, 256, 512, 1024$ 时分别为 0.1512、0.1497、0.1442、0.1337，拟合后有 $\alpha = -1.997 \times 10^{-5} N + 0.1543$ 。由 $Z = 2D^2/\lambda = (N-1)^2\lambda/2$ 可看出，天线数目 N 、载波频率 $f = c/\lambda$ 对回归距离的影响通过阵列瑞利距离表现

出来， c 代表光速。由式(16)可以看出，回归距离与阵列的瑞利距离成正比，与目标波束角度成余弦函数关系。这意味着随着天线阵列的增大，回归距离越大，由于角度偏转导致的基站近场区域内目标波束角度附近受到该波束干扰的区域也越大。

为验证回归距离拟合函数的有效性，在两种载波频率下，分别选取各天线数目下目标波束角度为 15° ，将实际回归距离数值与拟合函数数值进行比较，结果如表6所示。可以看出，两者之间虽然存在一定误差，但此误差远小于实际回归距离，仅为实际回归距离的2.16%。

4 结束语

本文对应用 XL-array 的 XL-MIMO 系统下近场波束方向图的特性进行研究。基于近场球面波前，利用泰勒展开得到均匀线阵的近似近场场强表达，绘制出考虑距离损耗的波束

▼表5 不同系统参数下所得回归距离拟合函数

		N			
		128	256	512	1024
f	N				
	28 GHz		$r_b = 0.1512Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1497Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1442Z \cos(\theta)$
50 GHz		$r_b = 0.1512Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1497Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1442Z \cos(\theta)$	$r_b = 0.1337Z \cos(\theta)$

▼表6 实际回归距离数值与拟合函数数值比较结果

载波频率 f /GHz	28			50		
	128	256	512	128	256	512
实际回归距离/m	12.696 7	50.297 2	190.718 4	7.110 2	28.166 4	106.802 3
拟合函数值/m	12.619 3	50.370 8	194.842 7	7.066 8	28.207 7	109.111 9
误差绝对值/m	0.077 4	0.073 6	4.124 3	0.043 4	0.041 3	2.309 6
误差绝对值与实际回归距离比	0.006 1	0.001 5	0.021 6	0.006 1	0.001 5	0.021 6

方向图。在此基础上，揭示了近场波束方向图中的角度偏转现象，并引入回归距离这一新度量来刻画角度偏转程度，得到了回归距离与目标波束角度、阵列尺寸以及载波波长的拟合函数关系式。回归距离拟合函数表明，回归距离不仅与目标波束角度呈余弦关系，还与阵列瑞利距离成正比。仿真结果表明，所提出的回归距离拟合函数较好地表征了近场波束方向图特性。

参考文献

[1] REDDY G N, RAVIKUMAR C V, RAJESH A. Literature review and research direction towards channel estimation and hybrid pre-coding in mmWave massive MIMO communication systems [J]. Journal of reliable intelligent environments, 2023, 9(2): 241–260. DOI: 10.1007/s40860-022-00174-5

[2] XIE Y X, NING B Y, LI L X, et al. Near-field beam training in THz communications: the merits of uniform circular array [J]. IEEE wireless communications letters, 2023, 12(4): 575–579. DOI: 10.1109/LWC.2023.3234001

[3] CUI M Y, DAI L L. Channel estimation for extremely large-scale MIMO: far-field or near-field? [J]. IEEE transactions on communications, 2022, 70(4): 2663–2677. DOI: 10.1109/TCOMM.2022.3146400

[4] IMT-2030(6G)推进组. 超大规模MIMO技术研究报告(第二版) [R]. 北京: IMT-2030(6G)推进组, 2022: 1–127

[5] WATANABE K, HIRATA A, WATANABE I, et al. Measurement of far field radiation pattern of 300GHz-band cassegrain antenna [C]// Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). IEEE, 2021: 1–2

[6] PHAEBUA K, LERTWIRIYAPRAPA T, TORRUNGRUENG D. Cylindrical near-field to far-field radiation pattern measurement system for a large mobile phone base station antenna [C]// Proceedings of 9th International Electrical Engineering Congress (IEECON). IEEE, 2021: 535–538. DOI: 10.1109/IEECON51072.2021.9440275

[7] WEI X H, DAI L L. Channel estimation for extremely large-scale massive MIMO: far-field, near-field, or hybrid-field? [J]. IEEE communications letters, 2022, 26(1): 177–181. DOI: 10.1109/LCOMM.2021.3124927

[8] ZHANG Y P, WU X, YOU C S. Fast near-field beam training for extremely large-scale array [J]. IEEE wireless communications letters, 2022, 11(12): 2625–2629. DOI: 10.1109/LWC.2022.3212344

[9] HAN Y, JIN S, MATTHAIU M, et al. Toward extra large-scale MIMO: new channel properties and low-cost designs [J]. IEEE Internet of things journal, 2023, 10(16): 14569–14594. DOI: 10.1109/IJOT.2023.3273328

[10] GUO J Y, WANG C X, WANG H W, et al. Research on the influence of array weighting coefficient variation on beam pattern [C]//Proceedings of IEEE 6th International Conference on

Computer and Communication Engineering Technology (CCET). IEEE, 2023: 160–166. DOI: 10.1109/CCET59170.2023.10335119

[11] LI L X, CHEN W X, XU Q, et al. THz near-field codebook design and fast beam training with grating lobes [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). IEEE, 2023: 1191–1197. DOI: 10.1109/ICCWorkshops57953.2023.10283716

[12] CUI M Y, DAI L L, SCHÖBER R, et al. Near-field wideband beamforming for extremely large antenna arrays [EB/OL]. [2024-05-10]. <http://arxiv.org/abs/2109.10054>

[13] SELVAN K T, JANASWAMY R. Fraunhofer and fresnel distances: unified derivation for aperture antennas [J]. IEEE antennas and propagation magazine, 2017, 59(4): 12–15. DOI: 10.1109/MAP.2017.2706648

[14] BRANDL S, MUEH M, DIEPOLDER A, et al. Modeling offset-fed TE reflectarrays for far-field pattern prediction at upper mm-wave frequencies [J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2023, 71(9): 7333–7341. DOI: 10.1109/TAP.2023.3295897

[15] ZHOU M, SORENSEN S B, JORGENSEN E, et al. An accurate technique for calculation of radiation from printed reflectarrays [J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2011, 10: 1081–1084. DOI: 10.1109/LAWP.2011.2170652

[16] GONZÁLEZ AYESTARÁN R, LEÓN G, PINO M R, et al. Wireless power transfer through simultaneous near-field focusing and far-field synthesis [J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2019, 67(8): 5623–5633. DOI: 10.1109/TAP.2019.2916677

作者简介



朱富强，华东师范大学在读硕士研究生；主要研究领域为超大规模MIMO无线传输理论与关键技术。



阳析，华东师范大学青年研究员、博士生导师；主要研究领域为大规模/超大规模MIMO物理层传输技术、无线通信原型验证系统设计与实现等；先后主持和参加国家和省部级项目6项；发表论文30余篇。

利用统计 CSI 的 DMA 辅助无线携能通信传输方法



Design of DMA Assisted Simultaneous Wireless Information and Power Transfer Based on Statistical CSI

黄小钧/HUANG Xiaojun, 张军/ZHANG Jun

(南京邮电大学, 中国 南京 210003)
(Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403007

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.tn.20240618.1833.006.html>

网络出版日期: 2024-06-20

收稿日期: 2024-04-06

摘要: 提出了一种利用统计信道状态信息 (CSI) 的动态超表面天线 (DMA) 辅助无线携能通信传输方法。考虑一个由 DMA 阵列代替传统天线阵列的基站、一个信息解码用户, 以及一个能量收集用户构成的无线携能通信系统, 将信道建模为莱斯空间相关信道, 提出了平均收集能量和发送功率约束条件下的可达遍历速率最大化问题。首先, 利用随机矩阵理论将优化问题转化为一个确定性的优化问题; 然后, 通过交替优化方法, 设计了可达速率最大化和仅利用统计 CSI 的基站发送协方差矩阵和 DMA 权值矩阵。仿真表明, 所提方法能达到通信速率和收集能量之间的最优折中。

关键词: 动态超表面天线; 无线携能通信; 统计信道状态信息; 多输入多输出

Abstract: A dynamic metasurface antenna (DMA) assisted wireless portable communication transmission method based on statistical channel state information (CSI) is proposed. A wireless portable communication system is introduced, consisting of a base station using a DMA array instead of a traditional antenna array, an information-decoding user, and an energy-harvesting user. The problem of maximizing the achievable ergodic rate under the constraints of average harvested energy and transmit power is proposed, where the channels are modeled as Rice channels. Firstly, the random matrix theory is used to transform the optimization problem into a deterministic optimization problem. Then, by applying alternating optimization methods, the transmit covariance matrix at the base station and DMA weight matrix are designed to maximize the achievable rate based on only statistical CSI. The simulation results show that the proposed method can achieve the optimal tradeoff between communication rate and harvested energy.

Keywords: DMA; simultaneous wireless information and power transfer; statistical CSI; MIMO

引用格式: 黄小钧, 张军. 利用统计 CSI 的 DMA 辅助无线携能通信传输方法[J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 35-42. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403007

Citation: HUANG X J, ZHANG J. Design of DMA assisted simultaneous wireless information and power transfer based on statistical CSI [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 35-42. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403007

针对 5G 移动通信系统的不足, 学术界和工业界对 6G 移动通信系统提出了更高的要求, 如超高的数据传输速率、超低功耗、全球范围覆盖以及超低硬件成本等^[1]。动态超表面天线 (DMA) 是近年来基于超材料发展的一种新型阵列天线, 由于其天然的低能耗、低成本的材料属性, 有望在基站处代替传统的天线阵列^[2]。DMA 阵列能够对发射和接收波束进行可编程控制, 并天然具备信号处理能力而不需要

专用模拟电路, 与传统天线阵列相比需要更少的射频链和模数转换器^[3]。在文献[4]中, 作者提出使用背腔 DMA 的空间复用系统, 提高了集群环境中的多输入多输出 (MIMO) 通信能力, 并进行了数字模拟仿真。但是, 通过利用瞬时信道状态信息 (CSI) 来调整 DMA 权值参数在实际通信中是不合理的。首先, 瞬时 CSI 是快速时变的, 迫使 DMA 需要频繁调整其特性以跟上信道状态变化, 从而导致显著的信令开销^[5]; 其次, DMA 通过配备智能控制器实现幅度或相位调谐, 虽然智能控制器能够在少量的能量下运行, 但当持续运行过载时仍然会导致耗电高的问题, 频繁地调整 DMA 权值

基金项目: 国家自然科学基金项目 (62071247)

并不节能。与利用瞬时CSI相比，统计CSI有较长的相干周期，可以有效减少信令开销并降低功耗^[6]。

同时，随着无线通信技术的快速发展，无线通信网络中的设备对能源的消耗变得越来越大。考虑到无线电频率信号同时携带信息和能量^[7]，在文献[8]中，作者研究了单输入单输出信道的无线携能通信方案，将无线信息传输和无线功率传输结合。在文献[9]中，作者进一步通信系统拓展到MIMO场景，研究了基于服务质量和能量约束的无线携能通信系统。文献[10]在无线携能通信系统中考虑MIMO窃听信道，假设基站仅知统计CSI，在收集能量约束条件下实现了系统的遍历安全速率最大化。

由于在无线携能通信系统中，传统天线阵列面临着成本高、功耗大和物理尺寸受限的问题，本文在仅知统计CSI的条件下，利用无线携能通信和DMA技术，与无线设备进行信息交互的同时为无线设备提供能量，并有效降低系统的硬件复杂度、实施成本和功率消耗，且避免了获取瞬时CSI带来的困难。本文主要的研究工作如下：

1) 假设基站仅已知统计CSI，建立DMA辅助的无线携能通信系统模型，在空间相关莱斯信道中，为了克服对信道进行蒙特卡洛平均而带来的计算复杂性，利用大系统近似理论得到信息解码用户遍历速率的确定性等价式。

2) 提出一种交替优化算法，以最大化所得确定性等价式为目标，在发送功率和收集能量约束条件下设计发送协方差矩阵，在DMA权值和收集能量约束条件下设计DMA权值矩阵。

3) 仿真结果表明，信息解码用户遍历速率的确定性等价式与蒙特卡洛结果具有很好的拟合度。所提发送协方差矩阵和DMA权值矩阵设计方法可以有效提高通信系统的速率性能。

1 系统模型与问题描述

1.1 系统模型

考虑一个DMA辅助的无线携能通信系统，如图1所示，该系统包括一个配备DMA阵列的基站、一个信息解码用户以及一个能量收集用户。其中，DMA阵列配备K条微带，每条微带配备L个超材料阵元，即基站处的DMA阵列配备 $N = K \times L$ 个超材料阵元，信息解码用户和能量收集用户分别配备 n 根天线和 m 根天线。

将DMA阵列中每个超材料阵元的增益记为 ξ_{l,k_2} ，则DMA的权值矩阵 $\mathbf{E} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 可以表示为：

$$[\mathbf{E}]_{(k_1-1)L+l,k_2} = \begin{cases} \xi_{l,k_2} \in \mathcal{D}, & k_1 = k_2 \\ 0, & k_1 \neq k_2 \end{cases}, \quad (1)$$

其中， $k_1, k_2 \in \{1, \dots, K\}$ ， $l \in \{1, \dots, L\}$ ， \mathcal{D} 表示DMA阵元增益可能取值的集合，典型的权值约束形式有4种：权值无限制，即 $\mathcal{D} = \mathbb{C}$ ；唯幅度约束，即 $\mathcal{D} = [x, y]$ ， $0 < x < y \in \mathbb{R}$ ；二值幅度约束，即 $\mathcal{D} = c \cdot \{0, 1\}$ ， $c \in \mathbb{R}^+$ ；洛伦兹相位约束，即 $\mathcal{D} = \{(j + e^{j\varphi})/2 | \varphi \in [0, 2\pi]\}$ 。信号在微带内的传播过程可以建模为具有有限脉冲响应的等效因果滤波器：

$$f_{k,l} = e^{-r_{l,k}(\alpha_k + j\beta_k)}, \quad (2)$$

其中， $k \in \{1, \dots, K\}$ ， $r_{l,k}$ 表示第 k 条微带的第 l 个阵元的位置， α_k 表示波导衰减系数， β_k 表示波数。等效脉冲响应的矩阵形式 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 可以表示为：

$$[\mathbf{F}]_{(k-1)L+l, (k-1)L+l} = f_{k,l}. \quad (3)$$

在DMA中，每条微带的输出是相应微带上超材料阵元观测到的辐射的线性组合。因此，配备了DMA阵列的基站的发射信号 $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^K$ 可以表示为：

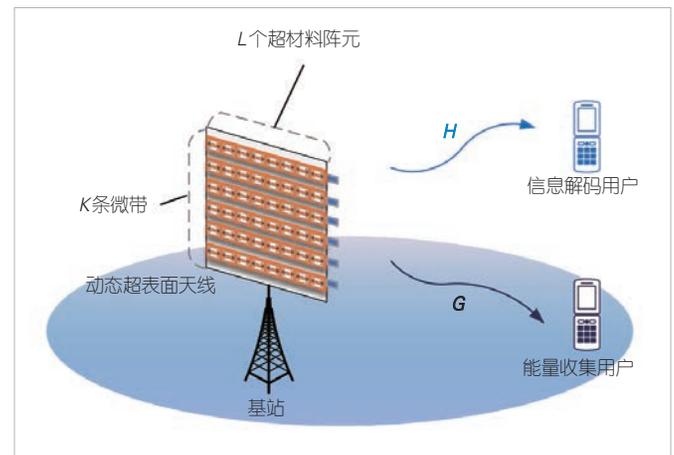
$$\mathbf{z} = \mathbf{F}\mathbf{E}\mathbf{x}. \quad (4)$$

将信道建模为莱斯衰落信道，使用Kronecker模型描述信道的空间相关性。基站到信息解码用户之间的信道 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{n \times N}$ 和基站到能量收集用户之间的信道 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{m \times N}$ 分别表示为：

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_H^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_H \mathbf{T}_H^{\frac{1}{2}} + \bar{\mathbf{H}}, \quad (5)$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{R}_G^{\frac{1}{2}} \mathbf{X}_G \mathbf{T}_G^{\frac{1}{2}} + \bar{\mathbf{G}}, \quad (6)$$

其中， $\mathbf{T}_H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 和 $\mathbf{T}_G \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示基站发射天线的空间相



▲图1 动态超表面天线(DMA)辅助的无线携能通信系统

关性矩阵, $\mathbf{R}_H \in \mathbb{C}^{m \times m}$ 和 $\mathbf{R}_G \in \mathbb{C}^{n \times n}$ 表示用户接收天线的空间相关性矩阵, $\bar{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{n \times N}$ 和 $\bar{\mathbf{G}} \in \mathbb{C}^{m \times N}$ 表示信道的确定性视距分量, $\mathbf{X}_H = [1/\sqrt{N} X_{H,ij}] \in \mathbb{C}^{n \times N}$ 和 $\mathbf{X}_G = [1/\sqrt{N} X_{G,ij}] \in \mathbb{C}^{m \times N}$ 表示信道的随机成分, $X_{H,ij}$ 和 $X_{G,ij}$ 是独立同分布的复随机变量, 具有零均值和单位方差。

用 κ_1 和 κ_2 表示基站和信息解码用户之间以及基站和能量收集用户之间链路的莱斯因子, Γ_1 和 Γ_2 表示两条链路的大尺度衰落系数, 对 \mathbf{R}_H 、 \mathbf{T}_H 、 $\bar{\mathbf{H}}$ 、 \mathbf{R}_G 、 \mathbf{T}_G 和 $\bar{\mathbf{G}}$ 做归一化处理:

$$\text{tr}(\mathbf{R}_H) = n, \quad \text{tr}(\mathbf{T}_H) = \frac{1}{\kappa_1 + 1} N\Gamma_1, \quad (7)$$

$$\text{tr}(\bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{H}}^H) = \frac{\kappa_1}{\kappa_1 + 1} n\Gamma_1, \quad (8)$$

$$\text{tr}(\mathbf{R}_G) = m, \quad \text{tr}(\mathbf{T}_G) = \frac{1}{\kappa_2 + 1} N\Gamma_2, \quad (9)$$

$$\text{tr}(\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{G}}^H) = \frac{\kappa_2}{\kappa_2 + 1} m\Gamma_2. \quad (10)$$

因此, 信息解码用户处接收到的信号 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^n$ 可以表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{E}s + \mathbf{w}, \quad (11)$$

其中, $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^n$ 表示服从独立分布的零均值复加性高斯噪声向量, 方差为 σ , $s \in \mathbb{C}^k$ 表示零均值高斯向量信号, 协方差矩阵为 $\mathbf{Q} = \mathbb{E}\{ss^H\} \in \mathbb{C}^{k \times k}$, $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 表示求期望。基站发送功率满足:

$$\text{tr}(\mathbf{Q}) \leq NP, \quad (12)$$

其中, $P > 0$ 表示基站的功率预算。

由于无线信道的广播性质, 能量收集用户可以从周围环境中的射频信号中收集能量。在一个时隙内, 能量收集用户的平均收集能量 E 表示为:

$$E = \varsigma \mathbb{E}\{\text{tr}(\mathbf{G}\mathbf{E}\mathbf{Q}\mathbf{E}^H\mathbf{G}^H)\}, \quad (13)$$

其中, $\varsigma \in (0, 1]$ 表示能量收集用户的收集效率。

因此, 基站和信息解码用户之间的可达遍历速率可以表示为:

$$R(\mathbf{Q}, \mathbf{E}) = \frac{1}{N} \mathbb{E}\{\log\det(\mathbf{I}_n + \mathbf{H}\mathbf{E}\mathbf{Q}\mathbf{E}^H\mathbf{H}^H)\}. \quad (14)$$

1.2 问题描述

在无线携能通信系统中, 通信速率和能量收集之间存在

折中。本文的目标是在能量收集用户的收集能量约束条件下, 通过优化发送协方差矩阵和DMA权值矩阵, 来最大化可达遍历速率。因此, 问题可以表述为:

$$\begin{aligned} & \max_{\mathbf{Q}, \mathbf{E}} R(\mathbf{Q}, \mathbf{E}) \\ & \text{s.t.} \quad \text{tr}(\mathbf{Q}) \leq NP, \mathbf{Q} \succeq \mathbf{0} \\ & \quad \mathbb{E}\{\text{tr}(\mathbf{G}\mathbf{E}\mathbf{Q}\mathbf{E}^H\mathbf{G}^H)\} \geq E_0 \\ & \quad [\mathbf{E}]_{(k_1-1)L+L, k_2} = \begin{cases} \xi_{k_1, l} \in \mathcal{D}, & k_1 = k_2 \\ 0, & k_1 \neq k_2, \end{cases} \end{aligned} \quad (15)$$

其中, E_0 表示一个时隙内能量收集用户的最低平均收集能量。上述优化问题是非凸的, 优化变量 \mathbf{Q} 和 \mathbf{E} 在目标函数和约束条件中均是耦合的, 很难同时进行优化, 且由于优化目标为速率期望的形式, 需要对信道采用蒙特卡洛平均。

2 发送协方差矩阵和DMA权值矩阵设计

2.1 可达遍历速率的确定性等价表达式

在求解优化问题 (15) 时, 为了避免对信道的蒙特卡洛平均, 首先利用大维随机矩阵理论, 获得可达遍历速率在大系统状态下的确定性等价表达式。当天线数均趋向于无穷大, 且比值 n/N 和 m/N 保持不变时, 得到式 (14) 的确定性等价表达式:

$$\begin{aligned} \bar{R}(\mathbf{Q}, \mathbf{E}) = \frac{1}{N} \log\det & \left\{ \frac{\mathbf{I}_k + e\mathbf{E}^H\mathbf{T}_H\mathbf{E}\mathbf{Q} +}{\sigma^2} \mathbf{E}^H\bar{\mathbf{H}}^H(\mathbf{I}_n + \tilde{e}\mathbf{R}_H)^{-1}\bar{\mathbf{H}}\mathbf{E}\mathbf{Q} \right\} + \\ & \frac{1}{N} \log\det(\mathbf{I}_n + \tilde{e}\mathbf{R}_H) - \sigma^2 e\tilde{e}, \end{aligned} \quad (16)$$

其中, e 和 \tilde{e} 的具体表达式为:

$$e = \frac{1}{N} \text{tr} \left(\mathbf{R}_H \left(\sigma^2(\mathbf{I}_n + \tilde{e}\mathbf{R}_H) + \bar{\mathbf{H}}\mathbf{E}\mathbf{Q}(\mathbf{I}_k + e\mathbf{E}^H\mathbf{T}_H\mathbf{E}\mathbf{Q})^{-1}\mathbf{E}^H\bar{\mathbf{H}}^H \right)^{-1} \right), \quad (17)$$

$$\tilde{e} = \frac{1}{N} \text{tr} \left(\mathbf{E}^H\mathbf{T}_H\mathbf{E}\mathbf{Q} \left(\sigma^2(\mathbf{I}_k + e\mathbf{E}^H\mathbf{T}_H\mathbf{E}\mathbf{Q}) + \mathbf{E}^H\bar{\mathbf{H}}^H(\mathbf{I}_n + \tilde{e}\mathbf{R}_H)^{-1}\bar{\mathbf{H}}\mathbf{E}\mathbf{Q} \right)^{-1} \right). \quad (18)$$

2.2 优化问题重构

不考虑常数 ς 的影响, 用 \otimes 表示克罗内克积, $\text{vec}(\cdot)$ 表示矩阵向量化, 利用矩阵运算性质, 式 (13) 的平均收集能量 E 进一步写为:

$$\begin{aligned}
 E &= \text{tr}(\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}}\mathbf{Q}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}) + \mathbb{E}\left\{\text{tr}\left(\mathbf{X}_c\mathbf{T}_c^{\frac{1}{2}}\bar{\mathbf{E}}\mathbf{Q}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c^{\frac{1}{2}}\mathbf{X}_c^{\text{H}}\mathbf{R}_c\right)\right\} = \\
 &\text{tr}(\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}}\mathbf{Q}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}) + \\
 &\mathbb{E}\left\{\text{tr}\left(\text{vec}(\mathbf{X}_c)\right)^{\text{H}}\left(\left(\mathbf{T}_c^{\frac{1}{2}}\bar{\mathbf{E}}\mathbf{Q}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c^{\frac{1}{2}}\right) \otimes \mathbf{R}_c\right)\text{vec}(\mathbf{X}_c)\right\} = \\
 &\text{tr}(\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}}\mathbf{Q}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}) + \frac{1}{N}\text{tr}\left(\left(\mathbf{T}_c^{\frac{1}{2}}\bar{\mathbf{E}}\mathbf{Q}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c^{\frac{1}{2}}\right) \otimes \mathbf{R}_c\right) = \\
 &\text{tr}\left(\left(\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}} + \frac{m}{N}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c\bar{\mathbf{E}}\right)\mathbf{Q}\right) \quad (19)
 \end{aligned}$$

因此，原始优化问题 (15) 可以转换为：

$$\begin{aligned}
 &\max_{\mathbf{Q}, \bar{\mathbf{E}}} \bar{R}(\mathbf{Q}, \bar{\mathbf{E}}) \\
 &\text{s.t.} \quad \text{tr}(\mathbf{Q}) \leq NP, \mathbf{Q} \geq \mathbf{0} \\
 &\quad \text{tr}\left(\left(\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}} + \frac{m}{N}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c\bar{\mathbf{E}}\right)\mathbf{Q}\right) \geq E_0 \\
 &\quad [\bar{\mathbf{E}}]_{(k_1-1)L+k_2} = \begin{cases} \xi_{k_1, l} \in \mathcal{D}, & k_1 = k_2 \\ 0, & k_1 \neq k_2 \end{cases} \quad (20)
 \end{aligned}$$

上述优化问题仍然是非凸的，接下来使用交替优化算法分别设计发送协方差矩阵和DMA权值矩阵。

2.3 发送协方差矩阵设计

当DMA权值矩阵 $\bar{\mathbf{E}}$ 给定时，相应的优化 \mathbf{Q} 的子问题可以表示为：

$$\begin{aligned}
 &\max_{\mathbf{Q}} \bar{R}(\mathbf{Q}) \\
 &\text{s.t.} \quad \text{tr}(\mathbf{Q}) \leq NP, \mathbf{Q} \geq \mathbf{0} \\
 &\quad \text{tr}\left(\left(\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}} + \frac{m}{N}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c\bar{\mathbf{E}}\right)\mathbf{Q}\right) \geq E_0 \quad (21)
 \end{aligned}$$

上述优化问题是非凸的，将在下面的定理1中给出问题 (21) 的解。

定理1 矩阵 $\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{B}\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}$ 的奇异值分解可以表示为 $\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{B}\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} = \mathbf{U}_k\boldsymbol{\Sigma}_k\mathbf{U}_k^{\text{H}}$ ，则问题 (21) 的最优解可以表示为：

$$\mathbf{Q}^{\text{opt}} = \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{U}_k\mathbf{A}_k^{\text{opt}}\mathbf{U}_k^{\text{H}}\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} \quad (22)$$

\mathbf{B} 和 \mathbf{K} 的表达式为：

$$\mathbf{B} = e\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_H\bar{\mathbf{E}} + \frac{1}{\sigma^2}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{H}}^{\text{H}}(\mathbf{I}_n + \bar{e}\mathbf{R}_H)^{-1}\bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{E}} \quad (23)$$

$$\mathbf{K} = -\frac{\lambda}{\nu}\left(\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}} + \frac{m}{N}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c\bar{\mathbf{E}}\right) + \mathbf{I}_K \quad (24)$$

其中， $\lambda \geq 0$ 和 $\nu > 0$ 是满足约束条件的拉格朗日参数。奇异矩阵 $\mathbf{A}_k^{\text{opt}}$ 的表达式为：

$$\mathbf{A}_k^{\text{opt}} = \left(\frac{1}{\nu}\mathbf{I}_K - \boldsymbol{\Sigma}_k^{-1}\right)^+ \quad (25)$$

证明优化问题 (21) 的拉格朗日函数可以表示为：

$$\begin{aligned}
 \mathcal{L}(\mathbf{Q}, \lambda, \nu, \boldsymbol{\tau}) &= \\
 &-\bar{R}(\mathbf{Q}) + \nu(\text{tr}(\mathbf{Q} - NP)) - \text{tr}(\boldsymbol{\tau}\mathbf{Q}) - \\
 &\lambda\left(\text{tr}\left(\left(\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}} + \frac{m}{N}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c\bar{\mathbf{E}}\right)\mathbf{Q}\right) - E_0\right), \quad (26)
 \end{aligned}$$

其中， $\lambda \geq 0$ ， $\nu > 0$ 和 $\boldsymbol{\tau} \geq \mathbf{0}$ 是满足约束条件的拉格朗日参数。通过将函数 $\mathcal{L}(\mathbf{Q}, \lambda, \nu, \boldsymbol{\tau})$ 对 \mathbf{Q} 进行偏导运算，得到优化问题 (21) 的KKT条件。令

$$\mathbf{B} = e\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_H\bar{\mathbf{E}} + \frac{1}{\sigma^2}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{H}}^{\text{H}}(\mathbf{I}_n + \bar{e}\mathbf{R}_H)^{-1}\bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{E}} \quad (27)$$

则KKT条件可以表示为：

$$\begin{cases} -\frac{1}{N}(\mathbf{I}_K + \mathbf{B}\mathbf{Q})^{-1}\mathbf{B} + \nu\mathbf{I}_K - \boldsymbol{\tau} - \lambda\left(\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}} + \frac{m}{N}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c\bar{\mathbf{E}}\right) = \mathbf{0}, \\ \lambda \geq 0 \\ \text{tr}(\boldsymbol{\tau}\mathbf{Q}) = 0, \boldsymbol{\tau} \geq \mathbf{0}, \mathbf{Q} \geq \mathbf{0} \\ \lambda\left(E_0 - \text{tr}\left(\left(\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}} + \frac{m}{N}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c\bar{\mathbf{E}}\right)\mathbf{Q}\right)\right) = 0 \\ \nu(NP - \text{tr}(\mathbf{Q})) = 0, \nu > 0 \end{cases} \quad (28)$$

另外，我们令

$$\mathbf{K} = -\frac{\lambda}{\nu}\left(\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}^{\text{H}}\bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{E}} + \frac{m}{N}\bar{\mathbf{E}}^{\text{H}}\mathbf{T}_c\bar{\mathbf{E}}\right) + \mathbf{I}_K \quad (29)$$

则式 (28) 中KKT条件的第一行可以转换为：

$$-\frac{1}{N}\left(\mathbf{I}_K + \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{B}\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{Q}'\right)^{-1}\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{B}\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}} + \nu\mathbf{I}_K - \boldsymbol{\tau}' = \mathbf{0} \quad (30)$$

其中， $\mathbf{Q}' = \mathbf{K}^{\frac{1}{2}}\mathbf{Q}\mathbf{K}^{\frac{1}{2}}$ ， $\boldsymbol{\tau}' = \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\boldsymbol{\tau}\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}$ 。于是，式 (28) 中KKT条件可以等效于：

$$\begin{aligned}
 &\max_{\mathbf{Q}'} \log\det\left(\mathbf{I}_K + \mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{B}\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{Q}'\right) \\
 &\text{s.t.} \quad \text{tr}(\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{Q}'\mathbf{K}^{-\frac{1}{2}}) \leq NP, \mathbf{Q}' \geq \mathbf{0} \quad (31)
 \end{aligned}$$

上述优化问题可以通过注水算法求解，通过奇异值分解 $\mathbf{K}^{-1/2}\mathbf{B}\mathbf{K}^{-1/2} = \mathbf{U}_k\boldsymbol{\Sigma}_k\mathbf{U}_k^{\text{H}}$ ，得到最优发送协方差矩阵 $\mathbf{Q}^{\text{opt}} = \mathbf{K}^{-1/2}\mathbf{U}_k\mathbf{A}_k^{\text{opt}}\mathbf{U}_k^{\text{H}}\mathbf{K}^{-1/2}$ ，其中 $\mathbf{A}_k^{\text{opt}} = (1/\nu\mathbf{I}_K - \boldsymbol{\Sigma}_k^{-1})^+$ 。

2.4 DMA 权值矩阵设计

当发送协方差矩阵 \mathbf{Q} 给定时, 相应的优化 Ξ 的子问题可以表示为:

$$\begin{aligned} \max_{\Xi} \quad & \bar{R}(\Xi) \\ \text{s.t.} \quad & \text{tr} \left(\left(\bar{\mathbf{G}}^H \bar{\mathbf{G}} + \frac{m}{N} \mathbf{T}_C \right) \Xi \mathbf{Q} \Xi^H \right) \geq E_0 \\ & [\Xi]_{(k_1-1)L+L, k_2} = \begin{cases} \xi_{k_1, l} \in \mathcal{D}, & k_1 = k_2 \\ 0, & k_1 \neq k_2. \end{cases} \end{aligned} \quad (32)$$

首先, 由定理 2 得到 DMA 权值矩阵无约束时的最优解。然后, 将设计有约束的最优 DMA 权值矩阵问题转换为 Frobenius 范数最小化问题, 使有约束的 DMA 权值矩阵与所求无约束最优解的距离最小。优化问题可以表示为:

$$\begin{aligned} \min_{\Xi} \quad & \left\| \Xi - \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{U} \mathbf{Q} \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \right\|_F \\ \text{s.t.} \quad & [\Xi]_{(k_1-1)L+L, k_2} = \begin{cases} \xi_{k_1, l} \in \mathcal{D}, & k_1 = k_2 \\ 0, & k_1 \neq k_2. \end{cases} \end{aligned} \quad (33)$$

上述优化问题的最优解可以表示为:

$$\begin{aligned} [\Xi^{\text{opt}}]_{(k_1-1)L+L, k_2} = & \\ \begin{cases} \arg \min_{\xi_{k_1, l} \in \mathcal{D}} \left| \xi_{k_1, l} - [\Xi^*]_{(k_1-1)L+L, k_2} \right|^2, & k_1 = k_2 \\ 0, & k_1 \neq k_2. \end{cases} \end{aligned} \quad (34)$$

定理 2 矩阵 $\mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{A} \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}}$ 的特征值分解可以表示为 $\mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{A} \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} = \mathbf{U}_V \Sigma_V \mathbf{U}_V^H$, 则 DMA 权值矩阵无约束时的最优解可以表示为:

$$\Xi^* = \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{U} \mathbf{Q} \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}}, \quad (35)$$

其中, 矩阵 \mathbf{U} 是对 $\mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{A} \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}}$ 进行特征值分解得到的降序排列的前 K 个特征值对应的特征向量矩阵。 \mathbf{A} 和 \mathbf{V} 的表达式为:

$$\mathbf{A} = e \mathbf{T}_H + \frac{1}{\sigma^2} \bar{\mathbf{H}}^H (\mathbf{I}_n + \tilde{e} \mathbf{R}_H)^{-1} \bar{\mathbf{H}}, \quad (36)$$

$$\mathbf{V} = -\mu \left(\bar{\mathbf{G}}^H \bar{\mathbf{G}} + \frac{m}{N} \mathbf{T}_H \right). \quad (37)$$

证明 DMA 权值矩阵无约束时, 优化问题 (32) 的拉格朗日函数可以表示为:

$$\mathcal{L}(\Xi, \mu) = -\mu \left(\text{tr} \left(\left(\bar{\mathbf{G}}^H \bar{\mathbf{G}} + \frac{m}{N} \mathbf{T}_C \right) \Xi \mathbf{Q} \Xi^H \right) - E_0 \right) - \bar{R}(\Xi), \quad (38)$$

其中, $\mu \geq 0$ 是满足约束条件的拉格朗日参数。通过将函数

$\mathcal{L}(\Xi, \mu)$ 对 Ξ 进行偏导运算, 得到 DMA 权值矩阵无约束时优化问题 (32) 的 KKT 条件。令

$$\mathbf{A} = e \mathbf{T}_H + \frac{1}{\sigma^2} \bar{\mathbf{H}}^H (\mathbf{I}_n + \tilde{e} \mathbf{R}_H)^{-1} \bar{\mathbf{H}}, \quad (39)$$

则 KKT 条件可以表示为:

$$\begin{cases} -\frac{1}{N} (\mathbf{I}_K + \mathbf{A} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{A} - \mu \left(\bar{\mathbf{G}}^H \bar{\mathbf{G}} + \frac{m}{N} \mathbf{T}_C \right) = 0 \\ \mu \left(E_0 - \text{tr} \left(\left(\bar{\mathbf{G}}^H \bar{\mathbf{G}} + \frac{m}{N} \mathbf{T}_C \right) \Xi \mathbf{Q} \Xi^H \right) \right) = 0 \\ \mu \geq 0 \end{cases}, \quad (40)$$

其中, $\mathbf{C} = \Xi \mathbf{Q} \Xi^H$ 。另外, 我们令

$$\mathbf{V} = -\mu \left(\bar{\mathbf{G}}^H \bar{\mathbf{G}} + \frac{m}{N} \mathbf{T}_H \right). \quad (41)$$

则式 (40) 中 KKT 条件的第一行可以转换为:

$$-\frac{1}{N} \left(\mathbf{I}_K + \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{A} \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{C}' \right)^{-1} \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{A} \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} = 0, \quad (42)$$

其中, $\mathbf{C}' = \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{C} \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}}$ 。于是, 式 (40) 中 KKT 条件可以等效于以下优化问题:

$$\max_{\mathbf{C}'} \quad \log \det \left(\mathbf{I}_K + \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{A} \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} \mathbf{C}' \right). \quad (43)$$

令 $\mathbf{V}^{-1/2} \mathbf{A} \mathbf{V}^{-1/2} = \mathbf{U}_V \Sigma_V \mathbf{U}_V^H$, 将得到的降序排列的前 K 个特征值对应的特征向量矩阵记为 \mathbf{U} , 则 DMA 权值矩阵无约束时的最优解为 $\Xi^* = \mathbf{V}^{-1/2} \mathbf{U} \mathbf{Q} \mathbf{V}^{-1/2}$ 。

2.5 发送协方差矩阵和 DMA 权值矩阵的联合设计

发送协方差矩阵和 DMA 权值矩阵的完整交替优化算法如算法 1 所示:

算法 1: 交替优化算法

初始化: $\mathbf{Q}^{(0)} = \mathbf{I}_K, \Xi^{(0)} = \Xi^{\text{ran}}, e^{(0)} = \tilde{e}^{(0)} = 1, \varepsilon = 10^{-4}$

(1) 循环

(2) 过程 1: 给定 Ξ , 求解最优解 \mathbf{Q}^{opt}

(3) 根据式 (23) 和式 (24), 计算 $\mathbf{B}^{(t+1)}$ 和 $\mathbf{K}^{(t+1)}$

(4) 根据式 (22) 计算 $\mathbf{Q}^{(t+1)}$, 并且根据基站发送功率约束 $\text{tr} \mathbf{Q} \leq MP$ 和能量收集用户的收集能量约束条件 $E \{ \text{tr}(\mathbf{G} \Xi \mathbf{Q} \Xi^H \mathbf{G}^H) \} \geq E_0$, 确定合适的 $\nu^{(t+1)}$ 和 $\lambda^{(t+1)}$

(5) 根据式 (17) 和式 (18) 计算 $e^{(t+1)}$ 和 $\tilde{e}^{(t+1)}$

(6) 根据式 (16) 计算 $\bar{R}(\mathbf{Q}^{(t+1)}, \Xi)$

(7) 更新 $t = t + 1$, 直到 $|\bar{R}(\mathbf{Q}^{(t+1)}, \Xi) - \bar{R}(\mathbf{Q}^{(t)}, \Xi)| \leq \varepsilon$

- (8) 获得 $Q^{opt} = Q^{(t+1)}$
- (9) 过程2: 给定 Q , 求解最优解 Ξ^{opt}
- (10) 根据式(36)和式(37), 计算 $A^{(t+1)}$ 和 $V^{(t+1)}$
- (11) 根据式(35)计算无约束的 $\Xi^{*(t+1)}$, 并且能量收集用户的收集能量约束条件 $E\{\text{tr}(G\Xi Q \Xi^H G^H)\} \geq E_0$, 确定合适的 $\mu^{(t+1)}$
- (12) 根据式(34)计算 $\Xi^{(t+1)}$
- (13) 根据式(17)和式(18)计算 $e^{(t+1)}$ 和 $\bar{e}^{(t+1)}$
- (14) 根据式(16)计算 $\bar{R}(Q, \Xi^{(t+1)})$
- (15) 更新 $t: t = t + 1$, 直到 $|\bar{R}(Q, \Xi^{(t+1)}) - \bar{R}(Q, \Xi^{(t)})| \leq \varepsilon$
- (16) 获得 $\Xi^{opt} = \Xi^{(t+1)}$
- (17) 直到 $|\bar{R}(Q^{opt}, \Xi^{opt}) - \bar{R}(Q^{(t)}, \Xi^{(t)})| \leq \varepsilon$, 结束循环

3 仿真结果分析

本节将通过仿真结果来验证我们所提出算法的有效性, 仿真参数设置如表1所示。DMA阵元增益可能取值的集合设置为 $\mathcal{D} = \mathbb{C}$, 大尺度衰落系数设置为 $\Gamma_i = \Gamma_0 d_i^{-\tau}$, $i = 1, 2$, 信道的视距分量设置为全1矩阵, R_H 和 R_C 设置为单位阵, T_H 和 T_C 的表达式为:

$$[T_H \text{ 或 } T_C]_{x,y} = \int_{-180^\circ}^{180^\circ} \frac{d\phi}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{2\pi j d_i(x-y)\sin(\frac{\pi\phi}{180}) - \frac{(\phi-\eta)^2}{2\delta^2}} \quad (44)$$

图2展示了不同优化方案下遍历速率的确定性等价式(标记)与10 000次的蒙特卡洛模拟仿真结果(实线)。设置基站处的DMA超材料阵元数 $N = 16$, 微带条数 $K = 4$, 每条微带上超材料阵元数 $L = 4$, 信息解码用户处的天线数 $n = 16$, 能量收集用户处的天线数 $m = 12$, E_0 一个时隙内能量收集用户的最低平均收集能量 $E_0 = 0.1 \text{ W}$ 。从图中可以看出, 所得确定性等价式具有良好的近似效果。为避免对信道采用蒙特卡洛平均以降低计算复杂度, 后续仿真皆展示遍历速率的确定性等价式结果。初始发送协方差矩阵 $Q^{(0)}$ 设置为单位阵, 初始DMA权值矩阵 $\Xi^{(0)}$ 设置为随机生成且满足DMA结构约束的矩阵。可以观察到, 联合优化发送协方差

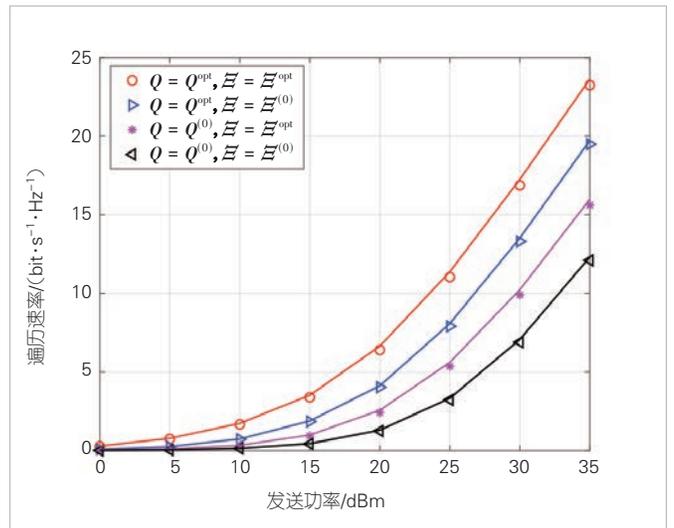
▼表1 仿真参数设置

参数	数值
大尺度衰落归一化系数 Γ_0	10^{-4}
传播环境的路径损失指数 τ	4
基站到信息解码用户的距离 d_1, d_2	10 m
相对天线间距(单位为波长) d_s	1
平均角度 η_H	40°
平均角度 η_C	-10°
角度分布均方根 δ_H, δ_C	9°

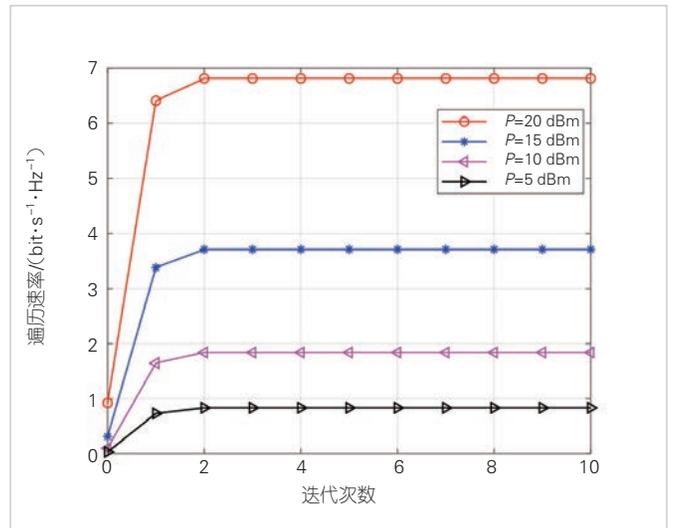
矩阵 Q 和DMA权值矩阵 Ξ 可以显著提升遍历速率, 且仅优化 Q 和 Ξ 也可以在一定程度上改善系统。

图3显示了所提交替优化算法的收敛性。设置基站处的DMA超材料阵元数 $N = 16$, 微带条数 $K = 4$, 每条微带上超材料阵元数 $L = 4$, 信息解码用户处的天线数 $n = 16$, 能量收集用户处的天线数 $m = 12$, 一个时隙内能量收集用户的最低平均收集能量 $E_0 = 0.1 \text{ W}$ 。图中4条曲线分别展示了不同发送功率下所提交替优化算法的收敛情况, 可以看到, 所提出的迭代算法收敛速度较快。

图4比较了在基站侧分别配备DMA阵列和传统天线阵列时的系统遍历速率性能。设置基站处的传统天线数 $N' = 16$, DMA超材料阵元数 $N = 16$, 微带条数 $K = 4$, 每条微带上超材料阵元数 $L = 4$, 信息解码用户处的天线数 $n = 16$,



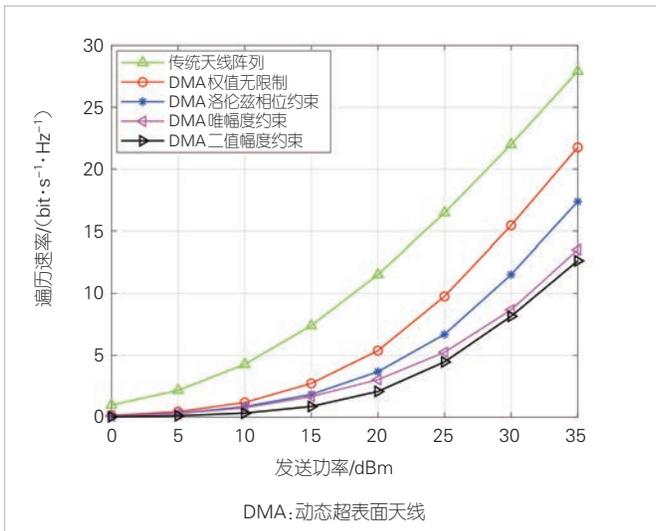
▲图2 遍历速率的确定性等价式与蒙特卡洛模拟仿真结果



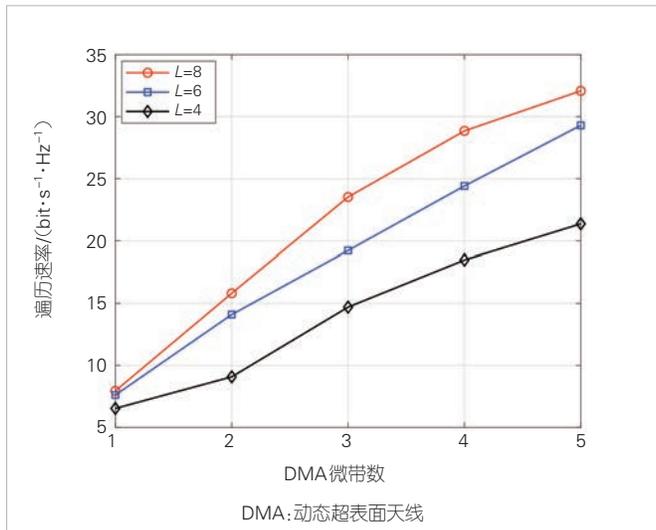
▲图3 所提交替优化算法的收敛性

能量收集用户处的天线数 $m = 12$ ，一个时隙内能量收集用户的最低平均收集能量 $E_0 = 0.1 \text{ W}$ 。DMA 典型的4种权值约束形式设置为：1) $\mathcal{D} = \mathbb{C}$ ；2) $\mathcal{D} = [0.001, 2]$ ；3) $\mathcal{D} = \{0, 0.1\}$ ；4) $\mathcal{D} = \{(j + e^{j\varphi})/2 | \varphi \in [0, 2\pi]\}$ 。可以看到，DMA 辅助的系统遍历速率略低于传统天线辅助的系统，这是由于DMA 阵列的使用大大减少了所需射频链数量。在图4的参数配置下（传统天线阵列需要16个射频链，DMA 阵列需要4个射频链），由于使用DMA 阵列，成本和复杂度较高的射频链数减少了75%。此外，与唯幅度约束和二值幅度约束相比，洛伦兹相位约束是在复平面上搜索，其得到的遍历速率更高，仅次于权值无限制下的遍历速率。

图5展示了遍历速率与DMA 微带数 K 和每条微带上超材料阵元数 L 的关系。设置信息解码用户处的天线数 $n = 16$ ，



▲图4 DMA 辅助系统与传统天线辅助系统的遍历速率比较



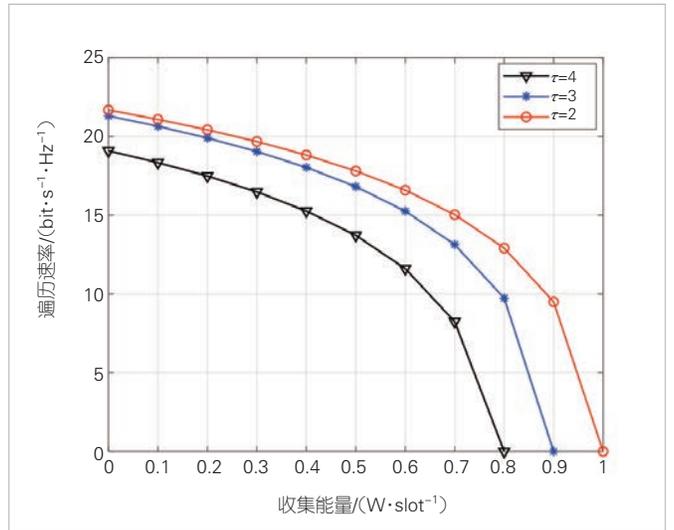
▲图5 不同超材料阵元数下遍历速率与DMA 微带数的关系

能量收集用户处的天线数 $m = 12$ ，一个时隙内能量收集用户的最低平均收集能量 $E_0 = 0.1 \text{ W}$ ，发送功率 $P = 30 \text{ dBm}$ 。可以观察到，随着DMA 微带数的增加，遍历速率增加。此外，随着每条微带上超材料阵元数的增加，遍历速率也随之增加。但是，与增加DMA 微带数量相比，增加每条微带上超材料阵元数量更具有实际意义。一方面，增加DMA 微带数会导致射频链数量的增加，而增加廉价的超材料阵元并不会带来较多的额外成本；另一方面，作为一种基于超材料发展的新型阵列天线，DMA 的天线结构更加紧凑，这就意味着在相同的物理尺寸上，DMA 可以在每条微带上集成更多的超材料阵元。

图6给出了不同路径损失指数 τ 下遍历速率与收集能量 E_0 之间的变化关系。设置基站处的DMA 超材料阵元数 $N = 16$ ，微带条数 $K = 4$ ，每条微带上超材料阵元数 $L = 4$ ，信息解码用户处的天线数 $n = 16$ ，能量收集用户处的天线数 $m = 12$ ，发送功率 $P = 30 \text{ dBm}$ 。可以看出，随着所要求收集能量的增加，信息解码用户侧的遍历速率降低，实现了无线携能通信系统中通信速率和能量收集的折中。

4 结束语

本文研究了DMA 辅助无线携能通信系统中的传输设计方法。利用无线携能通信技术实现无线设备的并行化信息交互与能量供应，同时使用DMA 阵列有效解决无线携能通信中传统天线阵列成本高、功耗大和物理尺寸受限的问题，实现优势互补。引入大系统近似理论，得到信息解码用户遍历速率的确定性等价式。以最大化该确定性等价式为目标，提出了一种交替优化算法。在满足能量收集用户的能量需求条



▲图6 不同路径损失指数下遍历速率与收集能量的关系

件下, 利用统计CSI, 分别设计发送协方差矩阵和DMA权值矩阵。仿真结果表明, 所提设计方法可以有效提高通信系统的速率性能。

参考文献

- [1] 李建东, 牛淳隆, 赵晨曦, 等. 基于多时隙业务联合整形的低能耗资源调度方法 [J]. 中兴通讯技术, 2023, 29(6): 23–28. DOI: 10.12142/ZTETJ.202306005
- [2] SMITH D R, YURDUSEVEN O, MANCERA L P, et al. Analysis of a waveguide-fed metasurface antenna [EB/OL]. [2024-04-06]. <https://arxiv.org/abs/1711.01448>
- [3] WANG H Q, SHLEZINGER N, ELDAR Y C, et al. Dynamic metasurface antennas for MIMO-OFDM receivers with bit-limited ADCs [J]. IEEE transactions on communications, 2021, 69(4): 2643–2659. DOI: 10.1109/TCOMM.2020.3040761
- [4] YOO I, IMANI M F, SLEASMAN T, et al. Enhancing capacity of spatial multiplexing systems using reconfigurable cavity-backed metasurface antennas in clustered MIMO channels [J]. IEEE transactions on communications, 2019, 67(2): 1070–1084. DOI: 10.1109/TCOMM.2018.2876899
- [5] WANG J, MATTHAIIOU M, JIN S, et al. Precoder design for multiuser MISO systems exploiting statistical and outdated CSIT [J]. IEEE transactions on communications, 2013, 61(11): 4551–4564. DOI: 10.1109/TCOMM.2013.091813.120874
- [6] HAN Y, TANG W K, JIN S, et al. Large intelligent surface-assisted wireless communication exploiting statistical CSI [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2019, 68(8): 8238–8242. DOI: 10.1109/TVT.2019.2923997
- [7] 庞海舰, 陈健锋, 张广驰, 等. 智能反射面辅助的无线信息与能量传输研究综述 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28(3): 27–35. DOI: 10.12142/ZTETJ.202203005
- [8] VARSHNEY L R. Transporting information and energy simultaneously [C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory. IEEE, 2008: 1612–1616. DOI: 10.1109/ISIT.2008.4595260
- [9] ZHANG R, HO C K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2013, 12(5): 1989–2001. DOI: 10.1109/TWC.2013.031813.120224
- [10] ZHANG J, YUEN C, WEN C K, et al. Large system secrecy rate analysis for SWIPT MIMO wiretap channels [J]. IEEE transactions on information forensics and security, 2016, 11(1): 74–85. DOI: 10.1109/TIFS.2015.2477050

作者简介



黄小钧, 南京邮电大学在读硕士研究生; 主要研究领域为移动与无线通信、可重构超表面等。



张军, 南京邮电大学教授; 研究领域为超大规模MIMO、无人机通信、人工智能通信、毫米波通信、RIS辅助通信、物理层安全等; 先后主持和参加基金项目10余项; 已发表论文150余篇。

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)

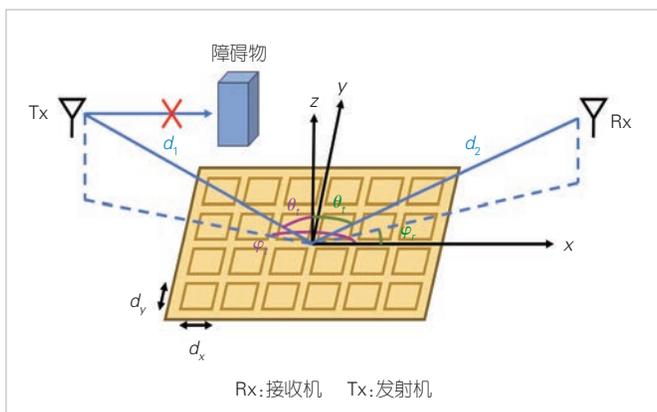
而，现有研究大多沿用无 RIS 场景下的已有模型或对其进行理论建模。在新兴通信场景下，基于实际测量的多频段 RIS 辅助无线通信信道进行建模则鲜有报道，相关工作具有重要的理论和实际意义。

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}^{\prime} 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

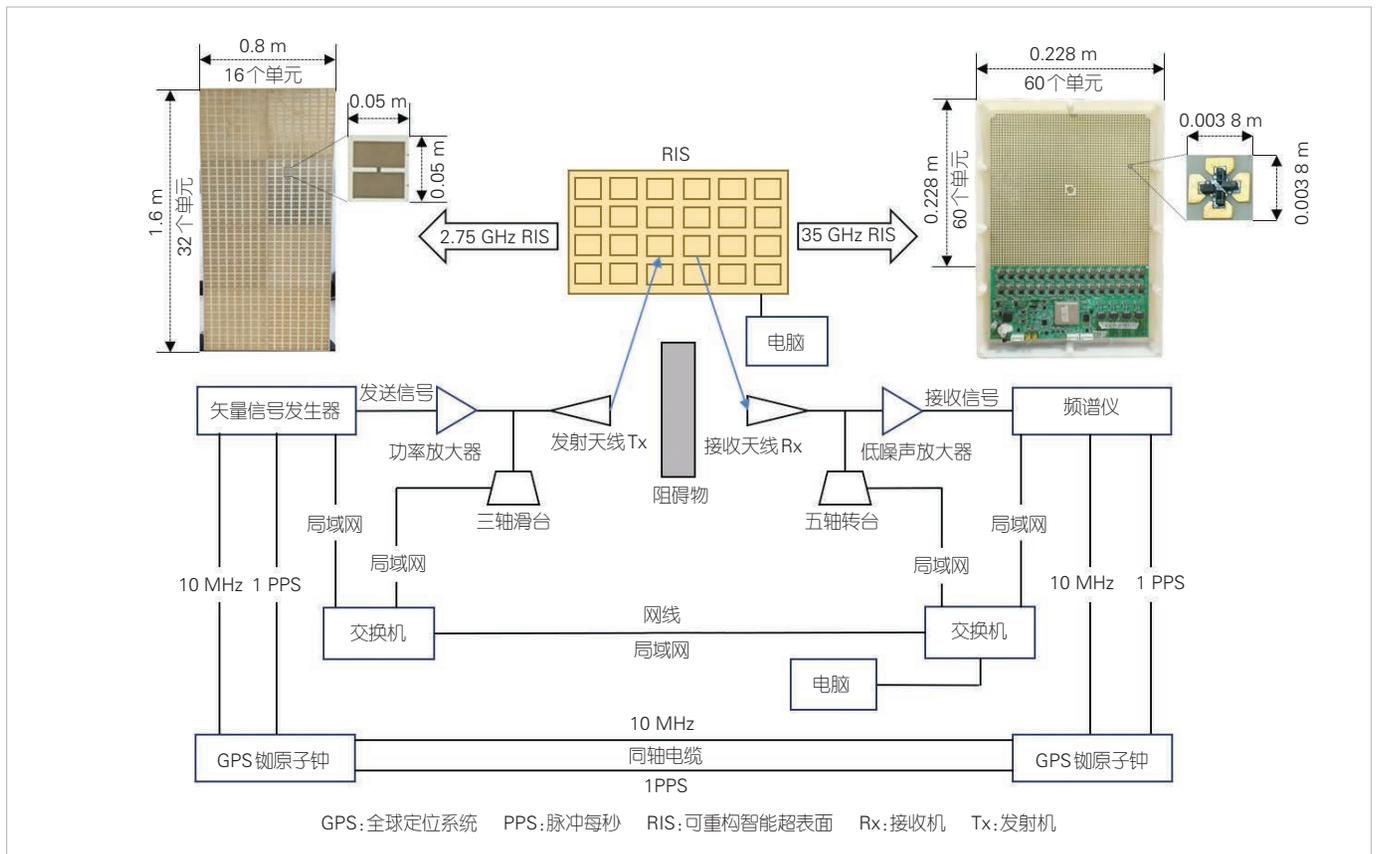
RIS 辅助 MIMO 通信信道测量系统框图如图 2 所示。测量系统主要分为发射端、接收端和 RIS 3 个部分。发射端与接收端中所有可编程部分均通过收发两端的交换机经由网线连接于同一个局域网中, 电脑通过局域网发送 Matlab 脚本命令对测试系统收发两端进行控制。RIS 则与单独的电脑通过网线连接, 以完成对 RIS 的相位配置。

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

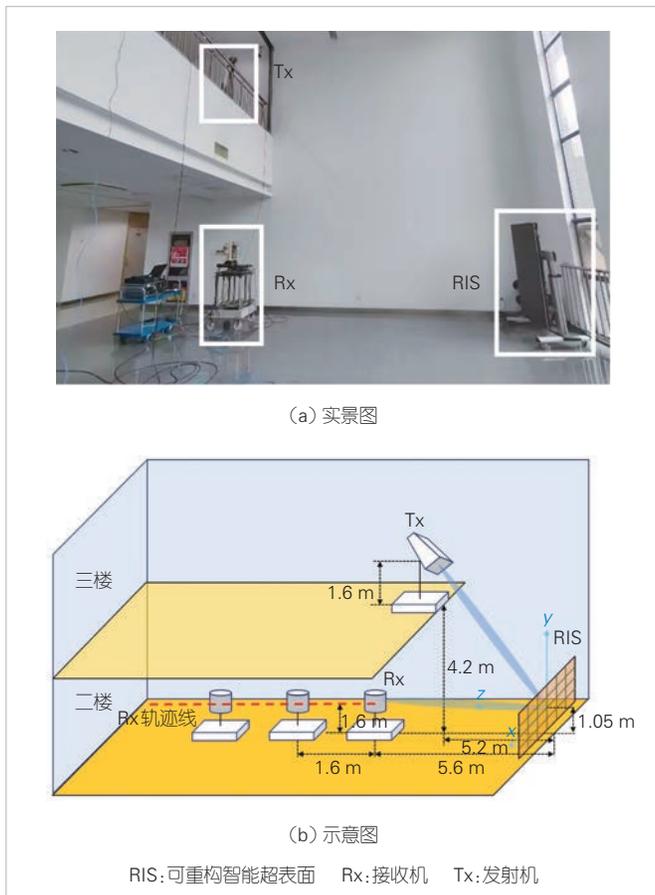
者之间为非视距路径 (NLoS) 链路。为了充分展示 RIS 及其不同传播模式的影响，我们在上述场景中测量了 3 种传播模式下的信道，包括 RIS 智能反射、RIS 镜面反射以及无 RIS 传播模式。RIS 智能反射是指 RIS 将入射信号反射到期望的方向上。在这种情况下，RIS 每个单元的相位配置通过文献 [14] 提出的动态阈值相位量化方法得到。RIS 镜面反射是指 RIS 将入射信号反射到 RIS 的镜面方向上，即 $\theta_r = \theta_t$, $\varphi_r = \varphi_t + \pi$ 方向。在这种情况下，RIS 的所有单元都被配置为编码“0”，RIS 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_{rx_cal} , 系统增益 G_{sys} 可通过下式计算得到:

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

其中, P_{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。

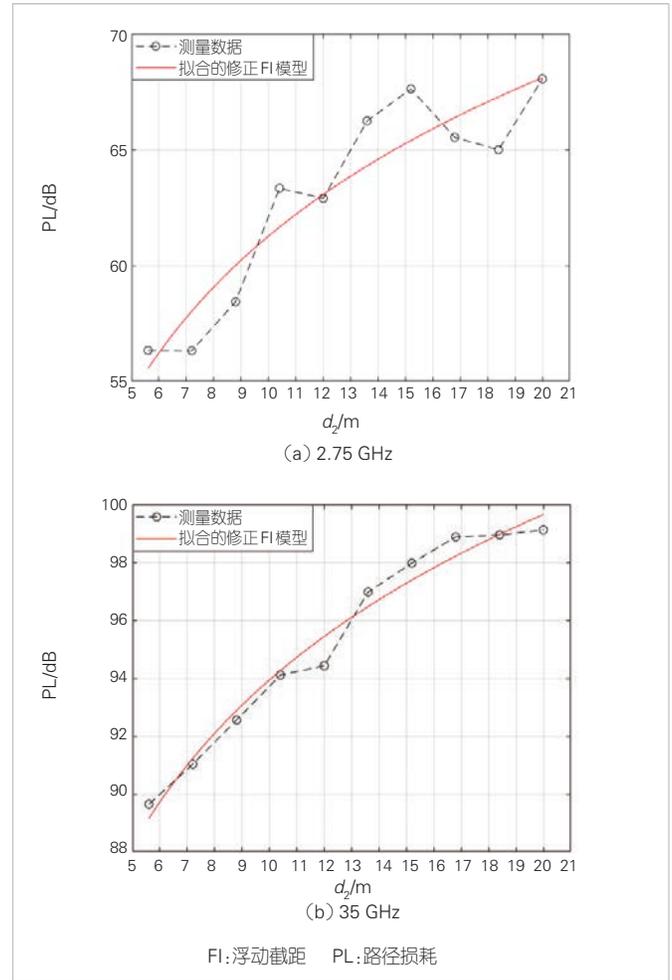
从第 3 节信道测量场景中的测量参数可知, Tx 与 RIS 中心距离 d_1 为定值, RIS 中心到 Tx 的俯仰角 θ_1 为定值, 因此路径损耗模型中的变量只有 Rx 与 RIS 中心距离 d_2 和 RIS 中心到 Rx 的俯仰角 θ_r 。从表 1 可以看出, θ_r 在 $5.61^\circ \sim 1.58^\circ$ 之间变化, $\cos(\theta_r)$ 的最大值与最小值之间的差值只有 0.004 4, 因此 θ_r 的变化可以忽略不计, 当作定值处理。因此在本文的测量场景下, 路径损耗模型中的变量只有 d_2 。在只有一个变量的情况下, 根据公式 (3) 可以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

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

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。

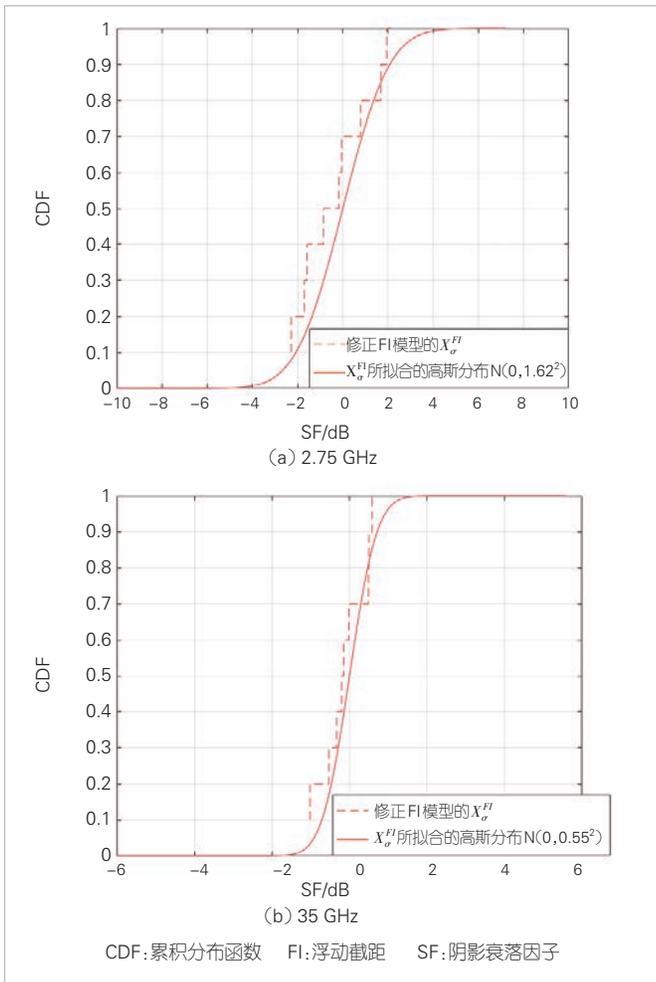
图 4 展示了 2.75 GHz 与 35 GHz 下 RIS 智能反射模式的测



▲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。

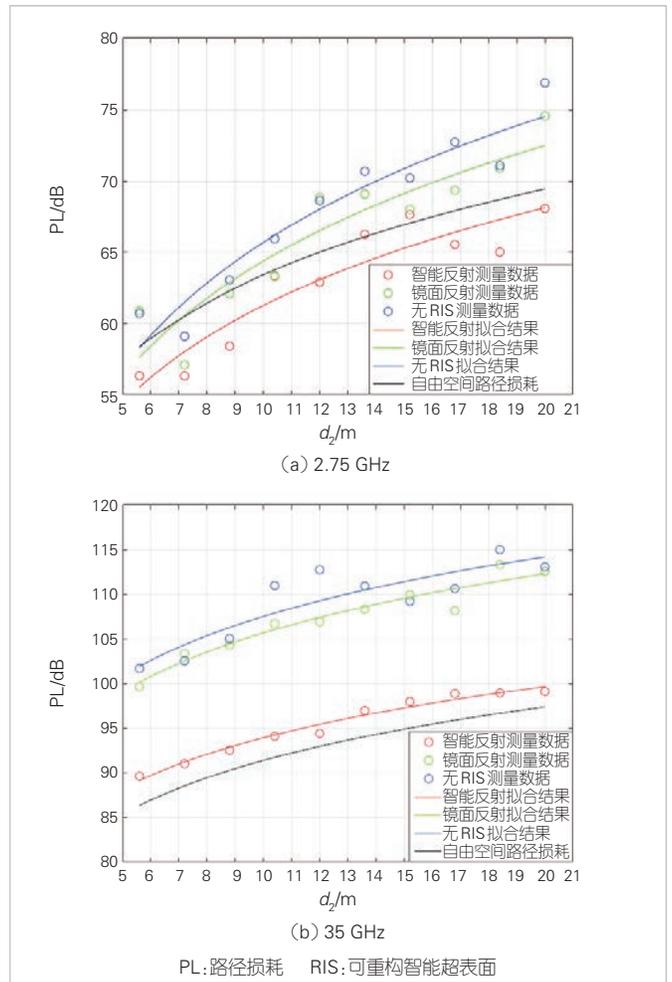
图 6 展示了 2.75 GHz 与 35 GHz 下 RIS 3 种传播模式的路径损耗以及自由空间下的路径损耗。两个频段下的 3 种模式使用修正的 FI 模型进行拟合, 自由空间路径损耗按公式 (1) 进行计算。在图 6 中, 无 RIS 的测量模式也受到 Rx 与 RIS 中心距离 d_2 的影响。因为在该模式下, d_2 表示 Rx 与 RIS 位于其他两种模式中的位置之间的距离, 将 d_2 作为无 RIS 模式的横坐标以便比较 3 种模式之间的差异。从图 6 中可以看



▲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

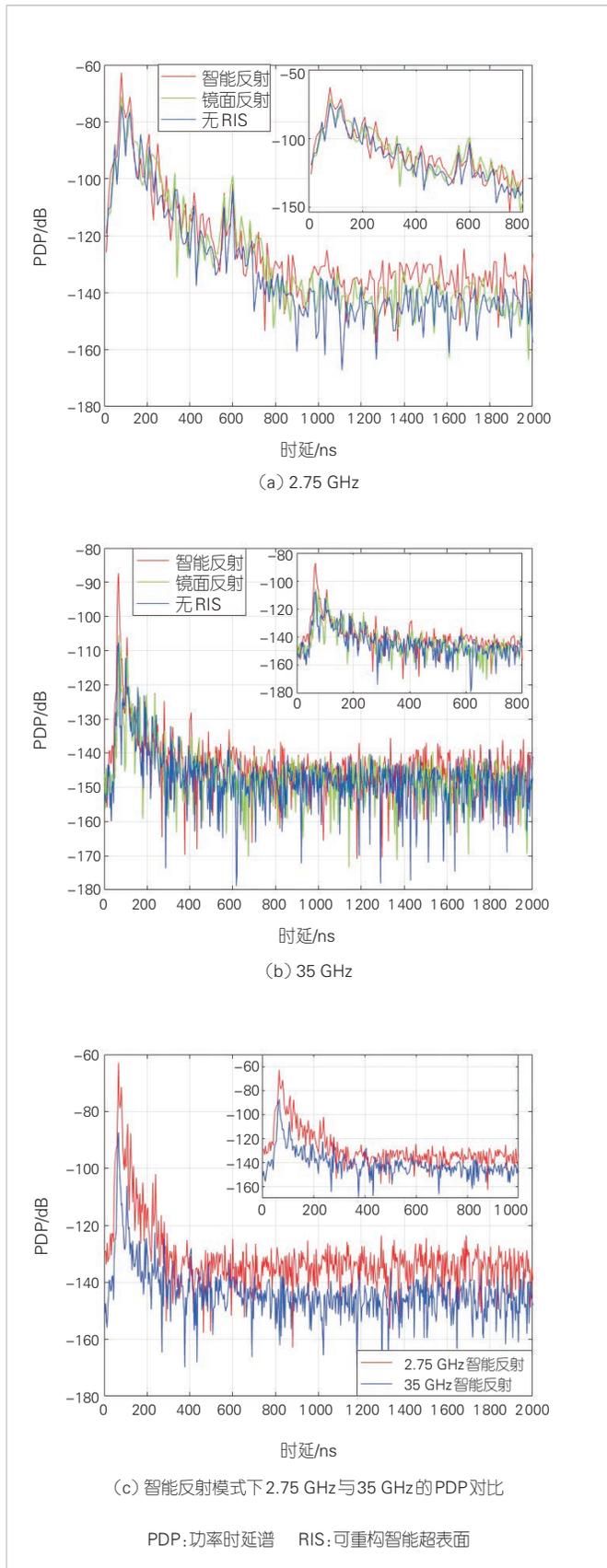


▲图6 3种传播模式的路径损耗

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。

面向XL-MIMO可视区域识别的非均匀空间采样



Non-Uniform Spatial Sampling for Visibility Region Recognition in XL-MIMO

厉凯/LI Kai, 高锐锋/GAO Ruifeng, 王珏/WANG Jue

(南通大学, 中国 南通 226019)
(Nantong University, Nantong 226019, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403009

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240618.1815.002.html>

网络出版日期: 2024-06-19

收稿日期: 2024-04-25

摘要: 超大规模多输入多输出 (XL-MIMO) 是面向未来6G 超级无线宽带和超大规模连接的关键技术, 其空间非平稳特性导致局部天线阵列区域可能仅会被部分用户“看到”, 称为用户可视区域 (VR)。利用VR可实现XL-MIMO低复杂度传输设计, 如何识别用户VR是其必要前提。由于用户VR与其空间位置存在天然联系, 可通过选择少量用户估计并反馈其所在位置处的VR, 然后结合用户位置外推出其余用户VR。该过程可解释为“VR地图”的空间采样与重建, 外推效果与采样点位置选择关系密切。为提高采样效率, 基于探测与细化相结合的设计理念, 提出了一种有限样本下的非均匀空间采样方案, 并分析探测细化调控因子的设计方法。仿真结果表明, 所提方案相较于传统随机采样具有更高的效率, 可显著提升小样本下的VR识别准确性。

关键词: 超大规模多输入多输出; 空间采样; 可视区域识别; 探测细化

Abstract: Extra-large massive multiple-input multiple-output (XL-MIMO) is a key technology for future 6G ultra wireless broadband and ultra large-scale connectivity. Its spatial non-stationary characteristic may result in the local antenna array region being only “visible” to some users, known as the user’s visibility region (VR). Utilizing VR can achieve low complexity transmission design for XL-MIMO, while recognizing user’s VR is a necessary prerequisite. Due to the natural connection between user’s VR and their spatial location, a small number of users can be selected to estimate and provide feedback on the VR at their location, and then combined with the user’s location to extrapolate the VR information of other users. This process can be explained as spatial sampling and reconstruction of “VR maps”, and the extrapolation effect is closely related to the selection of sampling point positions. In order to improve sampling efficiency, a non-uniform spatial sampling scheme under limited samples is proposed based on the design concept of combining exploration and refinement, and the design method of exploration and refinement control factor in general scenarios is analyzed. The simulation results show that the proposed scheme has higher efficiency compared to traditional random sampling and can significantly improve the accuracy of VR recognition in small samples.

Keywords: XL-MIMO; spatial sampling; visibility region recognition; exploration and refinement

引用格式: 厉凯, 高锐锋, 王珏. 面向XL-MIMO可视区域识别的非均匀空间采样 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 52-59. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403009

Citation: LI K, GAO R F, WANG J. Non-uniform spatial sampling for visibility region recognition in XL-MIMO [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 52-59. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403009

6G推进组指出, 未来6G移动通信系统将在5G三大典型场景基础上深化, 支持构建超级无线宽带和超大规模连接网络^[1]。面对6G的超高速率与海量连接需求, 对空间资源的挖掘将被推升至新的层次。超大规模多输入多

输出 (XL-MIMO) 是大规模MIMO天线技术的演进升级, 是提升6G通信能力的物理层候选关键技术^[2]。然而, 天线数量激增导致XL-MIMO传输设计变得更具挑战。

XL-MIMO空间非平稳传播特性产生了可视区域 (VR), 即局部天线阵列可能仅会被部分用户“看到”^[3]。不同用户VR可能具有空间正交特性, 这为XL-MIMO的低复杂度传输提供了新的设计维度。利用VR的传输设计需要以VR识别作为前提。由于用户VR与用户位置存在天然联系, 可通过

基金项目: 国家自然科学基金项目 (62171240、62001254); 福建省促进海洋与渔业产业高质量发展专项资金项目 (FJHYF-ZH-2023-03); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目 (KYCX23_3395); 南通市自然科学基金项目 (JC2023074)

选取少量用户并发送探测导频信号的方式测量用户所在位置的VR信息^[4]，然后外推其他位置的用户VR。显然，外推效果与采样用户位置密切相关。

上述过程本质上是对VR信道环境的空间采样与重构。尽管较大的采样率通常意味着可实现更好的重构效果，但受限于样点的探测导频资源开销，现实中在信道VR环境变化之前，可实现的采样数目往往有限。为提升采样效率，需要对样本数量受限下的空间采样方法展开深入研究。

VR信道环境的采样重构与空间域数字信号（特别是数字图像）处理具有相关性，因此可借鉴相关领域的经典算法，比如图像采样、图像边缘检测等^[5-6]。具体到VR识别的任务，其首要目标是利用有限的空间采样点检测出每个VR区域的边界。在数字图像处理中，边界检测通常利用各种边缘检测算子从图像中抽取边缘线段，然后从一个边界点出发，依据判决准则逐个搜索下一边界点，直至形成目标物体的边界曲线^[6]。与之不同，VR信道环境中用户（即可行采样点）的分布是离散的、非均匀的，无法实现连续的空间采样。因此，图像边界检测方法难以直接应用到所关注的用户采样场景，需要从离散、非均匀采样的角度研究VR信道环境的空间采样问题。

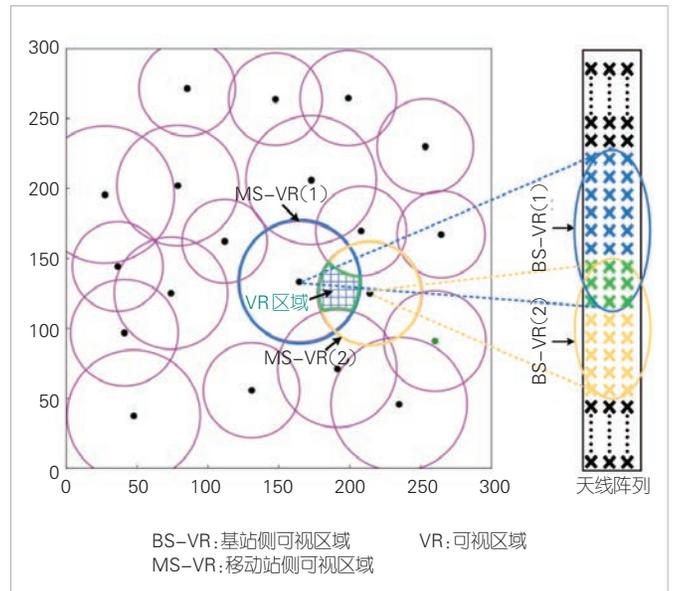
在此背景下，本文讨论了非均匀空间采样方案在XL-MIMO系统用户VR识别中的应用。首先，分析了导致VR区域识别出错的两种主要原因，并提出通过限定采样用户间距抑制因VR区域未探出而导致的错误（即未知区域探测），以及通过增加边界采样抑制因VR区域边界不匹配而导致的错误（即已知边界细化）。进一步地，将上述两种采样方法灵活适配于不同的传输阶段：在传输初期优先扩大VR探测范围，在后期进一步丰富VR边界细节。通过蒙特卡罗法，对不同VR环境下的探测细化比例调控因子最佳设计进行研究。最后，通过仿真验证了所提非均匀空间采样方案在全传输阶段均可取得比传统随机采样更好的VR识别准确率。

1 系统模型

为讨论面向VR识别的用户空间采样方法，首先需要建立XL-MIMO系统中VR信道环境识别的一般系统模型。

1.1 用户位置与可视区域映射关系

考虑如图1所示的VR模型。该模型中多个散射体簇随机覆盖目标区域，每个簇仅能被位于其覆盖区域内的用户看到。根据COST-2100信道模型^[7]，将每个簇的覆盖区域建模为随机半径的圆形，该圆形区域称为移动站侧可视区域（MS-VR）。不同的MS-VR可以通过簇映射到天线阵列侧的



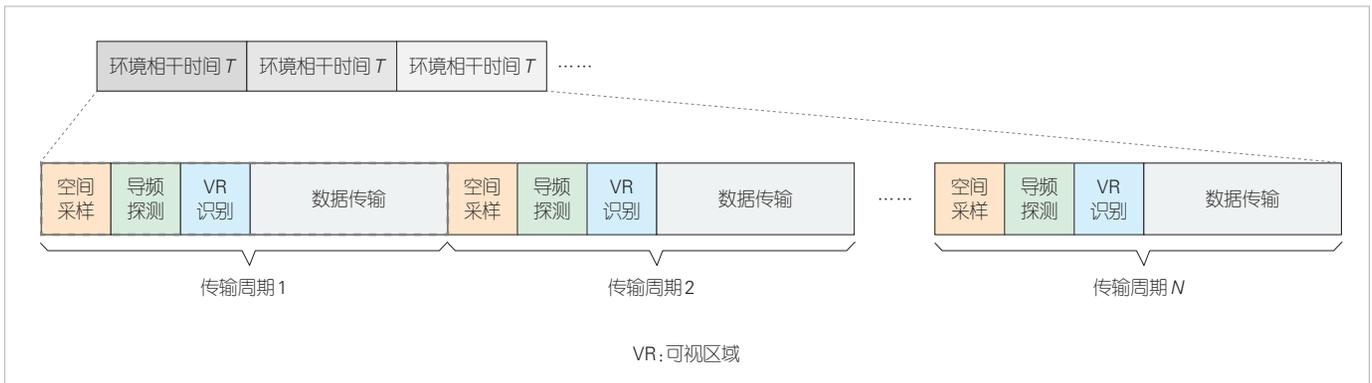
▲图1 用户侧VR区域与天线阵列侧VR的映射关系

不同子阵列区域，即基站侧可视区域（BS-VR）。通过上述映射关系，将各用户所能看到的BS-VR集合称为该用户的VR，即其“可视”的天线阵列集合。由于位置相近的用户通常具有相同的VR，将用户侧具有相同VR的用户所在几何区域称为一个VR区域（如图中绿色方格区域所示），整个覆盖区域可由此划分为多个不同的VR区域。

VR区域反映了用户位置与用户VR之间的映射关系，图1所示的VR区域分割可视为VR环境地图。通过选择信标用户发送上行导频以估计其所在位置的VR，实现对VR信道环境的空间采样，可建立用户位置-VR数据集^[4]。在此基础上，结合用户位置先验信息可外推其余用户VR。显然，整体的VR外推效果与当前VR环境的空间采样数量及位置有关。一般而言，采样数量越多（即位置-VR数据集越丰富），VR识别准确率也会相应地提升。但空间采样点的增多将造成探测导频资源开销的增加。为提高整体VR外推准确性，需要优化有限样点的采样位置。

1.2 VR识别的时序框架

为了进一步阐述面向VR识别的用户空间采样问题，我们建立如图2所示的时域传输框架。在研究中，为描述VR环境随时间的变化，我们采用基于散射体簇的几何信道模型。模型中各散射体簇服从特定生灭过程，其变化相对缓慢^[8]。因此可假定在环境相对静止的一段时间内用户VR保持不变，定义为环境相干时间 T 。在一个完整的时段 T 内，将传输过程划分为 N 个传输周期，每个周期在数据传输之前均执行空间采样、导频探测和VR识别等系列步骤。由于同



▲图2 基于VR识别的时域传输框架

一时段 T 内所有传输周期的用户 VR 保持不变，因此之前周期通过空间采样和导频探测获得的位置-VR 数据集可辅助其后周期的采样选点、VR 识别及传输设计。例如，可利用传输周期 $1 \cdots n$ 累积的位置-VR 数据集，实现第 n 个周期的 VR 识别，其中 $1 \leq n \leq N$ 。显然，VR 识别性能会随周期的演进和空间采样的累积而逐步提升。

当周期累积较少时，由于位置-VR 数据集中样本数量较少，可能出现部分 VR 区域内因没有采样用户而导致的 VR 区域无法识别现象（即 VR 标签缺失）；此外，还可能利用样点外推出的用户 VR 标签与真实 VR 标签不同的错误（即 VR 边界误判）。为减少上述错误的发生，以下我们对小样本下的高效空间采样问题展开深入研究。

2 空间采样方案

考虑 VR 识别出错的两种主要原因，即 VR 标签缺失和 VR 边界误判，在前期工作[9]中提出了探测与细化相结合的用户采样方案：一方面，利用 VR 探测用户采样来克服 VR 标签缺失错误；另一方面，利用边界细化用户采样来减少 VR 边界误判。探测用户和细化用户的比例会随传输周期演进而动态变化。定义比例调控因子

$$\alpha = \frac{\text{探测采样数}}{\text{采样总数}}, \alpha \in [0, 1]。 \quad (1)$$

用于灵活分配探测与细化两部分采样用户的比例。在不同传输周期，动态调整 α 有利于协调发挥探测和细化两方面的优势。 α 取值与用户环境（特别是用户采样密度）相关，当采样用户密度较小时，有限的采样点主要用于探测出更多的 VR 区域，因此 α 取值较大；当采样用户密度较大时，充足的采样点将进一步用于细化 VR 区域边界，因此 α 取值较小。同一应用场景中，往往在传输初期对应密度较小情景，而后期对应密度较大情景。

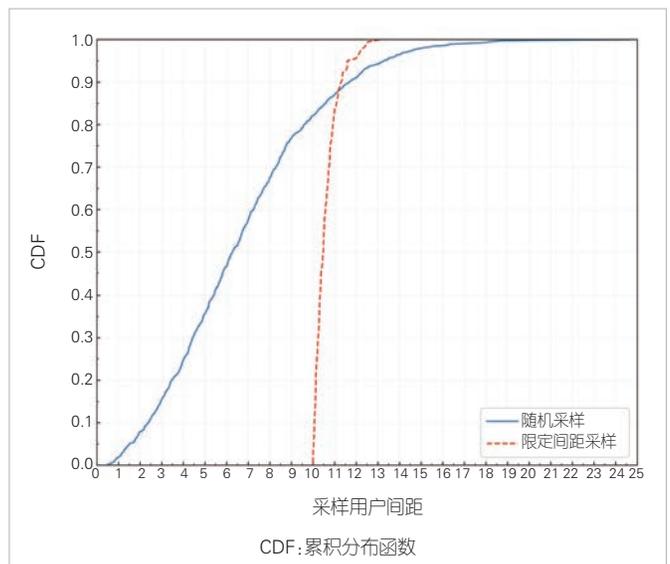
本节在探测细化相结合的设计理念上进一步展开深入研

究，包括面向扩大探测范围的空间采样算法、细化区域边界的空间采样算法，以及探测细化比例调控因子的设计方法。

2.1 面向扩大探测范围的空间采样方法

已有的用户空间采样方法主要基于随机算法^[4]，虽然实现简单，但由于缺乏空间约束，容易出现局部区域采样用户过度集中而导致非必要资源浪费，或大面积区域因采样过于稀疏而导致潜在 VR 区域无法探出。为了高效探测出更多 VR 区域，可利用已有采样用户的位置信息，通过限定空间采样点之间的距离来实现更加均匀的采样，并由此增加未知 VR 区域的探测效率^[9]。

图3显示了在随机采样与限定间距采样两种方式下，采样用户间距的累积分布函数（CDF）曲线。由图可知，随机采样的用户间距在一个较大的范围内变化，而限定间距采样的用户间距变化范围很小，这反映出后者用户位置分布更为均匀分散。



▲图3 相邻采样用户间距的CDF曲线

2.2 面向细化区域边界的空间采样方法

刻画VR区域边界细节有利于抑制VR边界误判现象发生,更多地在区域边界附近进行非均匀空间采样是一种有效的方法。文献[9]中提出了一种名为DBR(动态边界细化)的启发式方法用于识别已知采样VR区域边界附近的用户。该方法在VR标签不同的已知采样用户对的中垂线附近采样新用户,其VR识别性能可随着采样用户数量的增加而逐步提升。尽管该方法有效性得到实验验证,但其启发式设计缺乏理论解释。

为此,基于图像处理领域的边缘检测理论,本节进一步设计了小样本 K 邻点(SSKP)法和邻周期残差边缘(APRE)法,用于VR区域边界附近用户采样。图像处理领域将边缘定义为图像中亮度突变的区域,通过计算局部图像区域的亮度差异,可以检测出不同目标的边界^[6]。一方面,基于计算图像区域亮度差异可得到边缘的图像检测理论^[6],SSKP法通过统计VR区域中小样本集合的 K 邻点临时VR标签中同属小样本集合的用户占比,从邻点占比低于设定阈值的中心用户中选出边界用户;另一方面,基于原图像中减去一幅平滑处理图像可得到边缘的图像检测理论^[10],APRE法通过对比两相邻传输周期中普通用户的临时VR标签,从先后标签不同的用户中选出边界用户。

为了进一步阐述以上两种边界用户采样算法,假定当前VR场景覆盖的用户集为 Φ ,在一个时段 T 内共包含 N 个传输周期,且每周期的调控因子 $\alpha_n(n=1,2,\dots,N)$ 已提前测得。由于导频资源受限,每周期固定从 Φ 中少量采样 L 个用户。第 n 个周期的采样用户集为 L_n ,累积得到的用户采样集为 S_n 。以下两种算法描述均基于上述假定。

SSKP方法的具体实现过程如算法1所述。在首个传输周期通过探测采样建立最初的位置-VR数据集,其余用户依据此数据集判决自身位置所属的VR区域,并将属于同一VR区域的用户归为同一用户子集,即每个子集对应一个VR区域。在同一 T 内,为确保已采样的用户不被重复采样,步骤6中限制每次只能从集合 $\Phi \setminus S_n$ 中进行采样。步骤15—20统计每个用户子集中包含的元素数量,从较小子集中采样用户,若与该用户距离最近的 K 个用户中临时VR标签与该用户不同的数量超过50%,则将该用户放入候选用户集中,用于采样边界用户。最后执行步骤24—27更新所有用户的临时VR标签。

算法1:SSKP空间采样

输入: 用户集 Φ ; 传输周期数 N ; 每周期采样数 L ;
调控因子 $\{\alpha_n\}, n=1, \dots, N$; 邻点数 K

输出: 第 n 个传输周期累积的用户空间采样集 S_n

```

1 初始化集合  $S_0 \leftarrow \emptyset$ ;
2 for  $n = 1$  to  $N$  do
3    $L_n \leftarrow \emptyset, S_n \leftarrow S_{n-1}$ ;
4   if  $n < 2$  then
5     while  $|L_n| < L$  do
6       利用2.1节所述方式从集合  $\Phi \setminus S_n$  中采样探测用户  $l$ ;
7        $L_n \leftarrow L_n \cup \{l\}$ ;
8        $S_n \leftarrow S_n \cup L_n$ ;
9     end
10  else
11   while  $|L_n| < \alpha_n L$  do
12     重复步骤6—8, 采样探测用户  $l$ ;
13   end
14   while  $|L_n| < L$  do
15     将临时VR标签相同的用户归入同一子集;
16     从元素数量较少的子集中采样用户  $l'$ ;
17     统计  $l'$  最近  $K$  邻点中临时VR标签与  $l'$  不同的点数  $k$ ;
18     if  $k/K \geq 50\%$  then
19       重复步骤7和8, 将采样的  $l'$  作为细化用户  $l$ ;
20   end
21   end
22   end
23   返回  $S_n$ ;
24   for  $m = 1$  to  $|\Phi|$  do
25     计算用户  $m$  与  $S_n$  中每个采样点的距离;
26     找出距离最近点, 并以其VR标签作为  $m$  的临时VR标签;
27   end
28 end

```

由于SSKP法对相邻用户依赖性较强,当用户点数较少时,可能难以获取足够的采样点。与SSKP法不同,APRE法不受空间用户点数约束,因此更具普遍适用性,其具体实现过程如算法2所述。前两个传输周期内分别采样 L 个探测用户,在此基础上初步建立位置-VR数据集,其余用户依据此数据集判决自身位置所属的VR区域,并将区域VR标签作为当前用户的临时VR标签。自第3个传输周期起,将 L 个采样用户分为两部分,前一部分对应探测用户,后一部分对应细化用户,两部分的占比由调控因子决定。步骤14—19和步骤26—30将当前传输周期及其之前两周期的用户临

时VR标签集合依次表示为 ΔT 、 ΔT_1 和 ΔT_2 ，并通过对比 ΔT_1 和 ΔT_2 中用户 m 的临时VR标签值 Δt_m^1 和 Δt_m^2 ，将前后标签不同的用户 m 放入候选用户集 E 中，用于采样边界用户。

算法2: APRE空间采样

输入: 用户集 Φ ; 传输周期数 N ; 每周期采样数 L ; 调控因子 $\{\alpha_n\}, n = 1, \dots, N$

输出: 第 n 个传输周期累积的用户空间采样集 S_n

1 初始化集合 $S_0 \leftarrow \emptyset, \Delta T_1 \leftarrow \emptyset, \Delta T \leftarrow \emptyset$;

2 **for** $n = 1$ to N **do**

3 $L_n \leftarrow \emptyset, S_n \leftarrow S_{n-1}, \Delta T_2 \leftarrow \Delta T_1, \Delta T_1 \leftarrow \Delta T,$
 $\Delta T \leftarrow \emptyset, E \leftarrow \emptyset$;

4 **if** $n \leq 2$ **then**

5 **while** $|L_n| < L$ **do**

6 利用2.1节所述均匀采样方式从集合 $\Phi \setminus S_n$ 中采样探测用户 l ;

7 $L_n \leftarrow L_n \cup \{l\}$;

8 $S_n \leftarrow S_n \cup L_n$;

9 **end**

10 **else**

11 **while** $|L_n| < \alpha L$ **do**

12 重复步骤6—8, 采样探测用户 l ;

13 **end**

14 **for** $m = 1$ to $|\Phi|$ **do**

15 从 ΔT_1 和 ΔT_2 中找出用户 m 之前两相邻周期的临时VR标签 Δt_m^1 和 Δt_m^2 ;

16 **if** $\Delta t_m^1 \neq \Delta t_m^2$ **then**

17 $E \leftarrow E \cup \{m\}$;

18 **end**

19 **end**

20 **while** $|L_n| < L$ **do**

21 从集合 $E \cap S_n$ 中采样用户 l ;

22 重复步骤7和8, 将 l 作为细化用户;

23 **end**

24 **end**

25 返回 S_n ;

26 **for** $m = 1$ to $|\Phi|$ **do**

27 计算用户 m 与 S_n 中每个采样点的距离;

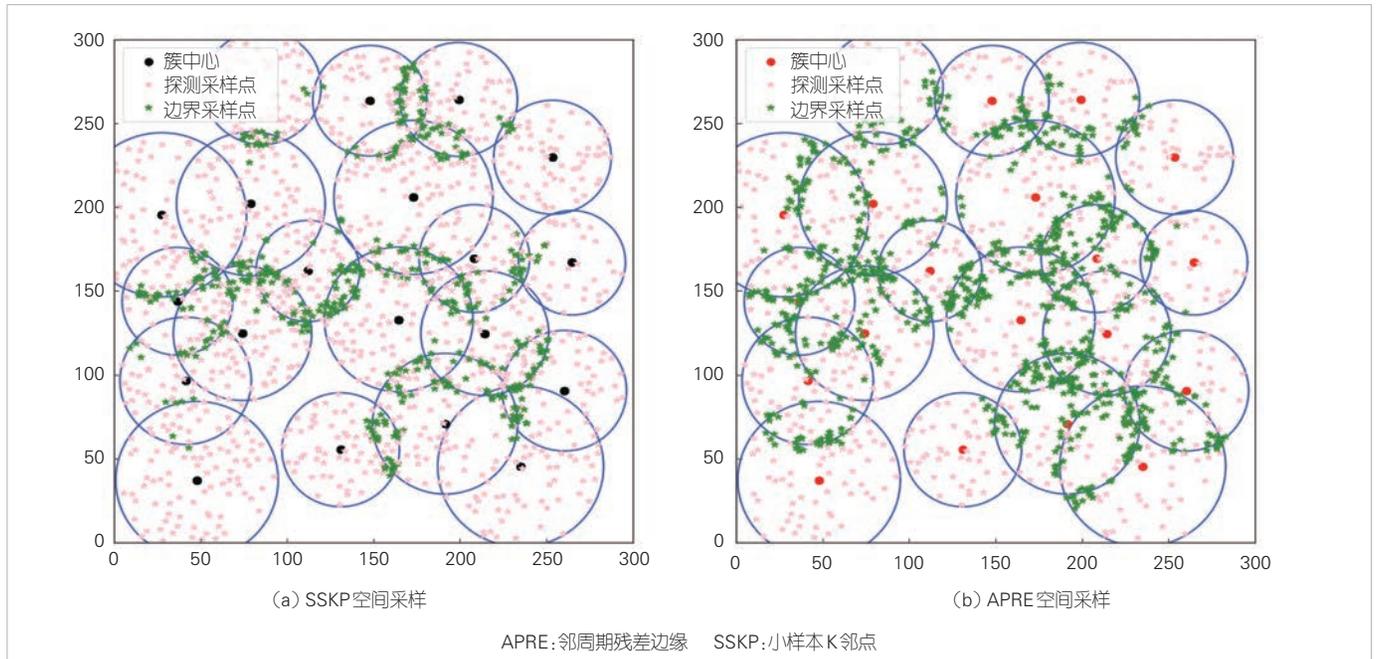
28 找出距离最近点, 并以其VR标签作为 m 的临时VR标签 Δt_m ;

29 $\Delta T \leftarrow \Delta T \cup \{\Delta t_m\}$;

30 **end**

31 **end**

使用SSKP和APRE非均匀空间采样法可以得到的用户分布如图4所示。由图中绿色星点（边界采样点）的位置分布可知，所选边界用户都处在真实VR边界附近，这表明所提算法能够有效采样边界用户。需要说明的是，考虑到初始



▲图4 用户空间采样分布图

传输周期采样用户主要用于快速探测潜在的VR区域，因此在SSKP和APRE方法中将初期采样全部作为探测用户使用。

2.3 调控因子设计

在任意指定的VR场景下，通过蒙特卡罗法进行大量试验可以得到 α 的最佳取值。首先将用户划分到探测和细化两个不同的子用户集中。然后，假设已知覆盖区域内 M 个MS-VR的圆心 c_m 和半径 r_m ($m = 1, 2, \dots, M$)，也即已知用户VR区域的边界，首先计算用户 l (其位置坐标为 (l_x, l_y)) 到不同MS-VR圆心的距离：

$$d_m^l = \sqrt{(l_x - c_x^m)^2 + (l_y - c_y^m)^2}, \quad (2)$$

并求出各个距离 d_m^l 与相应MS-VR半径差的绝对值：

$$\Delta d_m^l = \|d_m^l - r_m\|_0. \quad (3)$$

然后选取 M 个 Δd_m^l 中的最小值作为该用户与其最近VR边界的距离：

$$\Delta d^l = \min\{\Delta d_1^l, \Delta d_2^l, \dots, \Delta d_M^l\}. \quad (4)$$

同理，重复以上步骤可得到所有用户与VR边界的距离。对得到的距离从小到大进行排序，将前面距离小的用户采样放入细化子用户集中，并将其余用户采样放入探测子用户集中。在此基础上，每次从探测用户子集中选出彼此间距均匀的用户作为探测部分，从细化用户子集中选出距离VR边界最近的用户作为细化部分。

对于特定的VR环境场景（如图1所示），假设每个时段 T 内存在 $N = 8$ 个传输周期。每周期在VR识别之前进行一次空间采样。每次采样均需遍历所有可能的 α 取值，并依据 α 取值从前面得到的探测用户子集和细化用户子集中分别选出相应数量的用户，用于测试不同 α 取值下的VR识别准确率，并从中选出使VR识别准确率最大的 α 作为本次最佳调控因子。为使结果更具一般性，在同一VR环境下分别针对不同的用户分布情况反复进行100次独立试验，取每周期最佳 α 的数学期望作为最终结果。当 α 取值范围设定为 $[0, 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1]$ 时，不同传输周期的最佳 α 取值结果如表1所示。

同理，对其他不同VR场景下的 α 进行蒙特卡罗搜索，同样可以得到相应的最佳 α 。利用预先测得的最佳 α 可以有效指导对应场景下的探测细化比例分配。

3 仿真与测试

3.1 仿真设计

利用图1所示的VR模型对超大规模连接场景进行仿真

▼表1 最佳 α 取值列表

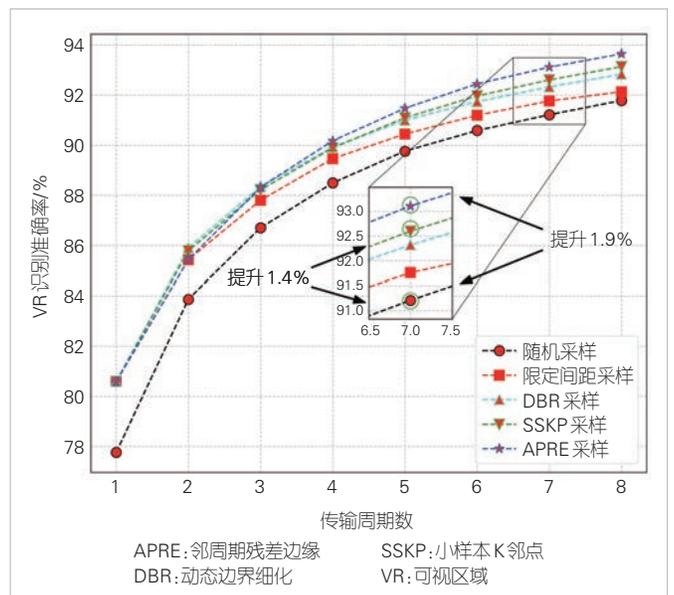
传输周期	最佳 α 取值
1	[1]
2	[1, 1]
3	[1, 1, 0.8]
4	[1, 1, 0.8, 0.8]
5	[1, 1, 0.8, 0.8, 0.6]
6	[1, 1, 0.8, 0.8, 0.6, 0.4]
7	[1, 1, 0.8, 0.8, 0.6, 0.4, 0.2]
8	[1, 1, 0.8, 0.8, 0.6, 0.4, 0.2, 0.2]

测试。在一个 $300 \times 300 \text{ m}^2$ 的平面区域内，20个MS-VR覆盖所有用户，不同MS-VR相交共产生56个VR区域。假定共有30000个用户终端随机分布在覆盖区域内，且在一个时段 T 内共包含8个传输周期，每个传输周期从用户空间不重复地采样200个用户，其余作为普通用户。仿真中对比的空间采样方法包括前文提及的随机采样、限定间距采样、DBR采样，以及本文设计的非均匀空间采样中的SSKP和APRE。

3.2 测试结果

首先，测试固定 α 时所提非均匀空间采样方法的性能。令 $\alpha = 0.8$ ，对不同空间采样方法下的VR识别性能进行仿真测试，结果如图5所示。由图可知，所提的两种非均匀空间采样SSKP和APRE均可获得比已有的随机采样、限定间距采样、DBR采样更好的效果。

其次，测试动态调整 α 时所提非均匀空间采样方法的性能。利用2.3节所述的调控因子设计方法，预先测得当前场



▲图5 固定 α 时不同采样方法的VR识别性能对比

景下 α 列表的最佳取值为[1, 1, 0.8, 0.8, 0.6, 0.4, 0.2, 0.2]，将其代入所提非均匀空间采样方案进行仿真，结果如图6所示。该图表明，所提两种非均匀空间采样方法在动态调整 α 时均可获得比固定 α 时更好的性能。这同时也验证了蒙特卡罗法搜索出的动态 α 取值的有效性。此外，由图6可以看出，动态调整 α 方案带来的性能提升有限，因此实际应用中为简化系统设计可采用次优的固定 α 方案。

随后，在1 000次独立试验中分别仿真了不同传输周期时的VR识别准确率的CDF曲线。图7选取展示了其中第6~8个周期的仿真结果。结果表明，所提非均匀空间采样方法（此处以APRE为例）选取的用户，相比于现有的随机采样

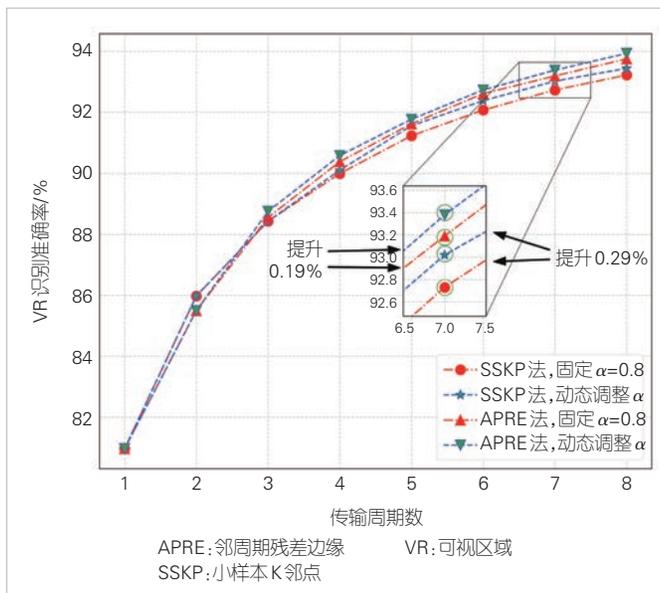
法在VR识别方面准确率更高，而且性能更加稳定，具有较好的鲁棒性。

以上仿真测试均在20个MS-VR覆盖场景下实现。为验证所提非均匀空间采样方法（同样以APRE为例）在不同场景下的普遍适用性，最后我们分别针对10和30个MS-VR场景下的用户空间采样性能进行测试，测试结果如图8所示。结果表明，不同场景下动态调整 α 的非均匀空间采样得到的用户均可实现更好的VR识别效果。

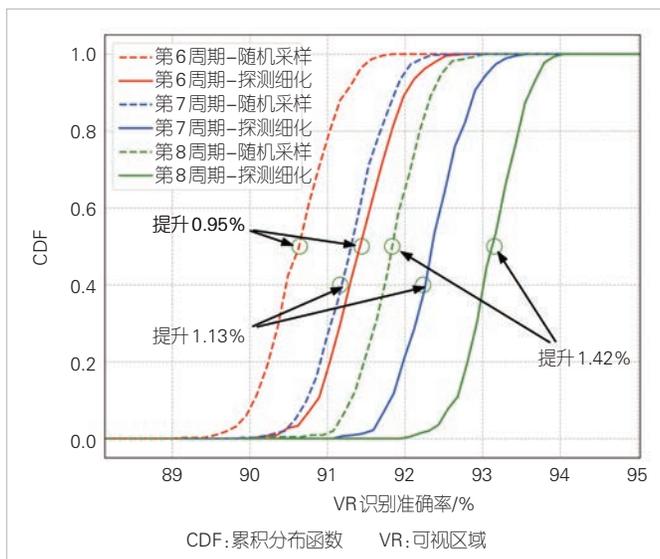
综上仿真结果可知，所设计的两种非均匀空间采样方法效率较高，可显著提升小样本下用户VR识别准确率，且具有较好的鲁棒性和普适性。

4 结束语

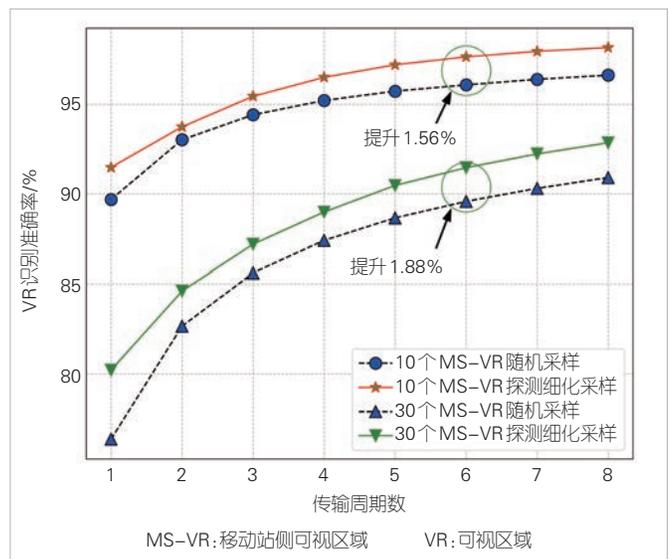
本文介绍了用户VR信息在XL-MIMO系统中实现低复杂度传输设计的应用潜力。考虑用户VR与其位置之间的内在联系，阐述了基于样点测量并外推的用户VR识别方法。在此基础上设计了探测与细化相结合的非均匀空间采样方案；根据不同位置采样点在提升整体VR识别准确率方面所发挥的作用不同，将采样用户划分为探测用户和细化用户，并通过动态调控比例因子 α 实现扩大VR探测范围和刻画VR边界细节的性能提升。考虑到 α 的重要性，所提方案通过蒙特卡罗法搜索指定场景下的 α 最佳取值，并可推广得到其他不同场景下的 α 设计。最后，通过仿真结果证明探测细化相结合的非均匀空间采样方案效率较高，在小样本采样下可显著提升VR识别性能。在识别用户VR之后，利用不同用户VR之间的空间正交特性，可为XL-MIMO低复杂度传输提供新的设计维度。



▲图6 固定和动态 α 采样下的VR识别性能对比



▲图7 不同传输周期VR识别准确率的CDF曲线



▲图8 其他场景不同采样方法的VR识别性能验证

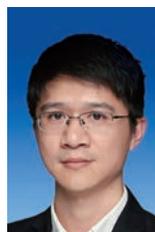
参考文献

- [1] IMT-2030(6G)推进组. 6G典型场景和关键能力白皮书 [R]. 2022
- [2] IMT-2030(6G)推进组. 超大规模 MIMO 技术研究报告(第二版) [R]. 2022
- [3] 王珏, 景海涛, 高锐锋, 等. 基于可视区域降维的超大规模 MIMO 传输性能分析 [J]. 南通大学学报(自然科学版), 2023, 22(4): 14-24. DOI: 10.12194/j.ntu.20230216002
- [4] LIU D H, WANG J, LI Y, et al. Location-based visible region recognition in extra-large massive MIMO systems [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2023, 72(6): 8186-8191. DOI: 10.1109/TVT.2023.3242615
- [5] 朱秀昌, 唐贵进. 现代数字图像处理 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2020
- [6] 蔡利梅. MATLAB 图像处理: 理论、算法与实例分析 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2020
- [7] LIU L F, OESTGES C, POUTANEN J, et al. The COST 2100 MIMO channel model [J]. IEEE wireless communications, 2012, 19(6): 92-99. DOI: 10.1109/MWC.2012.6393523
- [8] CZINK N, ZEMEN T, NUUTINEN J P, et al. A time-variant MIMO channel model directly parametrised from measurements [J]. EURASIP journal on wireless communications and networking, 2009, 2009: 4. DOI: 10.1155/2009/687238
- [9] LI K, WANG J, LIU D H, et al. Efficient beacon user selection for visibility region recognition in XL-MIMO systems [EB/OL]. [2024-04-28]. https://www.online-ecp.org/wcnc2024/Home/DownloadZip?id=WCNC_2024_Conference
- [10] GONZALEZ R C, WOODS R E. 数字图像处理(第四版) [M]. 阮秋琦, 阮宇智, 译. 北京: 电子工业出版社, 2020

作者简介



厉凯, 南通大学信息科学技术学院在读博士研究生; 研究方向为超大规模 MIMO 传输技术。



高锐锋, 南通大学副教授; 主要研究方向为海域无线通信、移动通信系统、智能通信技术; 先后主持和参与基金项目 10 余项; 获科研成果奖 4 项; 已发表论文 30 余篇。



王珏, 南通大学副教授、博士生导师; 主要研究领域为面向 6G 的无线通信前沿问题, 包括超大规模 MIMO、智能反射面、智能通信、数字孪生、空天地一体化网络等方向; 先后主持和参与基金项目 10 余项; 已发表论文 60 余篇。

面向6G的信道状态信息压缩技术



Channel State Information Compression Technology for 6G

鲁照华/LU Zhaohua^{1,2}, 胡留军/HU Liujun^{1,2},
李伦/LI Lun^{1,2}, 李永/LI Yong^{1,2}

(1. 中兴通讯股份有限公司, 中国 深圳 518057;
2. 移动网络和移动多媒体技术全国重点实验室, 中国 深圳 518055)
(1. ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China;
2. State Key Laboratory of Mobile Network and Mobile Multimedia Technology, Shenzhen 518055, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403010

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240619.1145.012.html>

网络出版日期: 2024-06-20

收稿日期: 2024-04-15

摘要: 提出基于人工智能的信道状态信息压缩技术方案, 并全面思考了模型训练、模型管理中的标准制定、实际应用等相关问题, 分析了不同问题的潜在解决方案。仿真结果表明, 所提出的方案可有效提升信道状态信息反馈精度, 网络容量平均提升10%左右。

关键词: 人工智能; 多输入多输出; 信道状态信息

Abstract: A channel state information compression technology scheme leveraging artificial intelligence is proposed. Standard formulation, practical application, and other related problems and solutions have been comprehensively analyzed and considered. The simulation results show that the proposed scheme can effectively improve the accuracy of channel state information feedback, resulting in an average increase of approximately 10% in network capacity.

Keywords: artificial intelligence; multiple-input multiple-output; channel state information

引用格式: 鲁照华, 胡留军, 李伦, 等. 面向6G的信道状态信息压缩技术 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 60-66. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403010

Citation: LU Z H, HU L J, LI L, et al. Channel state information compression technology for 6G [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 60-66. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403010

信道状态信息 (CSI) 是描述无线信号在空间中传播特性的关键参数, 在无线通信、雷达和室内定位等领域都有着广泛的应用, 例如多用户多输入多输出 (MIMO)、高精度定位、资源调度等。然而, 随着移动数据业务需求的飞速增长, 6G^[1-2]会使用越来越多的天线来传输数据^[3-4], CSI反馈的维度和规模不断增加, 这使得其存储和传输变得非常困难。

传统的CSI压缩方法主要依赖于经典的信号处理和编码理论, 如离散余弦变换 (DCT)、小波变换和量化技术等。尽管这些方法在一定程度上降低了数据的维度和存储需求, 但它们往往面临着压缩效率不高、失真较大以及适应性不强等问题, 特别是在面对高维度、高精度的CSI反馈需求时, 传统方法的局限性更加明显。

近年来, 人工智能 (AI) 技术的快速发展为面向6G的CSI压缩提供了新的解决思路。AI技术特别是深度学习技术, 通过模拟人类大脑的神经网络结构, 具有强大的学习和处理能力。它能够自动地从海量数据中提取有用的特征, 并

根据这些特征进行高效的数据压缩。与传统方法相比, 基于AI的CSI压缩技术具有更高的灵活性、更低的失真率和更强的适应性^[5-6]。利用AI技术的强大能力, 可以实现更高效、更低失真的CSI压缩, 从而推动无线通信技术的发展和推广应用。

本文旨在对基于AI的CSI压缩技术进行技术分析。我们将介绍传统CSI压缩方法的局限性以及AI技术在CSI压缩中的应用现状和发展趋势。同时, 还将对基于AI的CSI压缩技术的性能进行评估, 探讨其在实际应用中的潜力和挑战。希望我们所提的方法能够为相关领域的研究人员和实践者提供有益的参考和启示。

1 传统信道状态信息压缩方法

5G新无线 (NR) 标准定义了两种类型的码本^[7]: Type1和Type2, 并使用一组预编码矩阵描述信道状态信息。这些预编码矩阵是基于信道状态信息参考信号 (CSI-RS) 进行测量得到的, 并通过反馈机制将这些信息传递给基站, 以便

基站进行调度和预编码。

Type1 码本为常规精度码本，主要用于支持单用户 MIMO；Type2 码本则为高精度码本，主要用于支持多用户 MIMO 传输，以提升系统频谱效率。

1.1 Type1 码本

作为 5G NR 的一部分，Type1 码本主要是为了适应单用户 MIMO 传输场景而设计的。其主要特点是复杂度低，可以广泛支持多种不同的传输配置。该码本在长期演进 (LTE) 码本基础上进行了一些扩展和优化，可以更好地适应 5G 网络的需求。

首先，Type1 码本是基于二维离散傅里叶变换 (DFT) 波束网格来构建的。通过将无线信道分解成一系列离散的波束，并为每个波束配置一个预编码矩阵，实现对信道的精细控制。

其次，Type1 码本支持多种不同的传输配置，包括不同的天线数量、层数和传输模式等，能够适应各种不同的网络环境和用户需求。

此外，Type1 码本还通过预编码矩阵指示 (PMI) 反馈机制来与基站进行交互。终端会根据测量到的信道状态信息选择最合适的预编码矩阵，并通过 PMI 将其反馈给基站。基站根据接收到的 PMI 信息来调整预编码矩阵，以更好地适应当前的信道条件进行数据传输。

最后，Type1 码本还考虑到了系统的复杂度和反馈开销之间的平衡。虽然它提供了较高的灵活性和性能，但并没有引入过多的复杂度和反馈开销。这使得 Type1 码本在实际应用中更容易被实现和部署。

总体来说，上述特点使得 Type1 码本在 5G 网络中得到了广泛应用，为单用户 MIMO 传输提供了有效的支持，但由于其信道反馈精度有限，无法有效支持需要高精度信道重构的多用户 MIMO 传输。

1.2 Type2 码本

如图 1 所示，Type2 码本的设计基于波束组合原理和量化的概念，其中 b_0 为以正交波束 C_0 、 C_1 、 C_2 得到的描述信道特征的空域波束。其核心思想是从空域波束集合中挑选出适当的一组波束正交基作为宽带波束组，再通过幅度系数加权和线性合并获得最终的预编码矩阵。这种设计方式使得 Type2 码本能够更精确地描述信道，并提供更好的性能。

具体来说，Type2 码本中的预编码矩阵获取是通过以下步骤生成的：

1) 波束选择：从空域波束集合中挑选出一组波束正交

基。这些波束正交基是预定义的，可以根据不同的天线配置和传输需求进行选择。

2) 幅度系数加权：对于挑选出的波束正交基，根据一定的幅度系数进行加权。这些幅度系数可以根据信道状态信息进行调整，以优化预编码效果。

3) 线性合并：将加权后的波束正交基进行线性合并，生成最终的预编码矩阵。这个过程可以通过矩阵运算来实现，确保生成的预编码矩阵能够满足特定的传输需求。

Type2 码本与 Type1 码本的主要区别为：

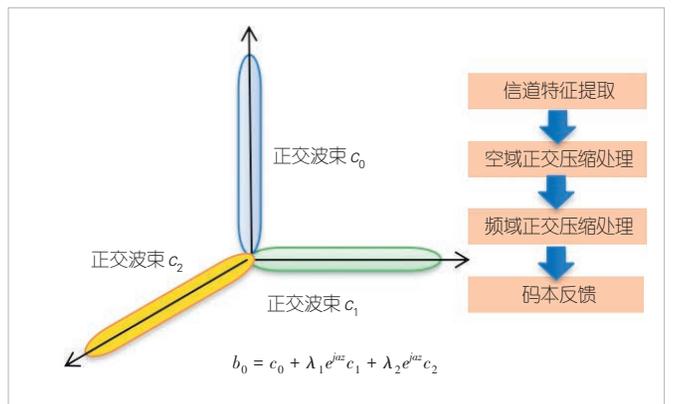
1) 设计原理：Type1 码本基于二维 DFT 波束网格设计，通过相位调整和波束选择来生成预编码矩阵；而 Type2 码本则利用波束组合原理和量化技术，通过挑选波束正交基、幅度系数加权和线性合并来生成预编码矩阵。这使得 Type2 码本在设计上更为复杂，但能够提供更高的精度和性能。

2) 预编码矩阵集合：由于设计原理的不同，Type1 码本和 Type2 码本具有不同的预编码矩阵集合。Type1 码本的预编码矩阵集合相对较小，而 Type2 码本的预编码矩阵集合则更大，能够更精确地匹配信道状态。

3) 反馈开销与精度：由于 Type2 码本的预编码矩阵集合更大，因此其 PMI 反馈需要更多的信息，反馈开销相对较高，但这也带来了更高的精度，使得 Type2 码本能够更好地适应复杂的信道环境。而 Type1 码本由于预编码矩阵集合较小，其反馈开销相对较小，但精度也相对较低。

4) 应用场景：由于精度和反馈开销的不同，Type1 码本和 Type2 码本适用于不同的应用场景。Type1 码本更适合于单用户 MIMO 传输或是对性能要求相对较低的场景。而 Type2 码本则更适合于多用户 MIMO 传输或是对性能要求较高的场景，能够提供更高的频谱效率和更好的性能。

简而言之，Type2 码本通过波束组合原理和量化技术提供更精确、更灵活的预编码方案，但也需要更高的反馈开



▲图1 Type2 码本原理图

销。在实际应用中，需要根据具体的网络环境和用户需求来选择合适的码本。

2 基于AI的信道状态信息压缩方法

虽然5G标准的Type2码本设计实现了较高精度的信道状态信息反馈，有效改善了信道重构精度，但与理想信道反馈情况下的5G网络容量相比还存在提升空间。

随着核心算法的突破、计算能力的迅速提高，以及海量互联网数据的支撑，人工智能在21世纪的第2个10年里迎来质的飞跃，成为全球瞩目的科技焦点，获得广泛应用。例如，在图像压缩中，传统的压缩算法主要依赖于数学变换来减少冗余数据，但其压缩比有限。然而，AI技术特别是深度学习算法，可以通过学习大量的图像样本并提取关键特征，最大限度地保留图像的细节和质量，还可以在减小文件大小的同时保持高画质输出。

基于此，我们研究了基于深度学习的自动编码器模型结构的信道状态信息处理方案，可以实现CSI在终端侧的高效率压缩和基站侧的高精度重构，为多用户MIMO (MU-MIMO) 复用能力提升提供了坚实基础。

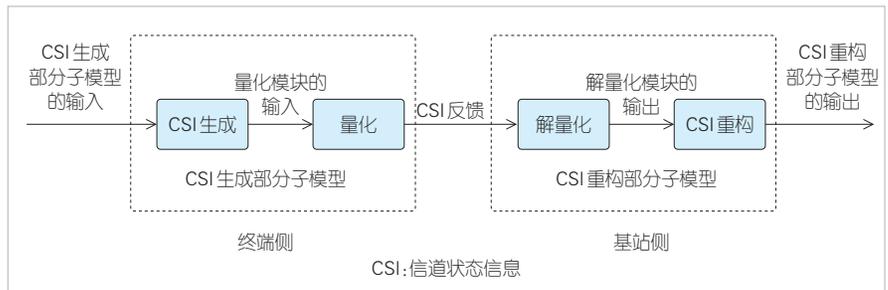
2.1 模型结构

1) 模型类型：双边模型（包括终端侧的生成部分子模型和网络侧的重构部分子模型），具体如图2所示；

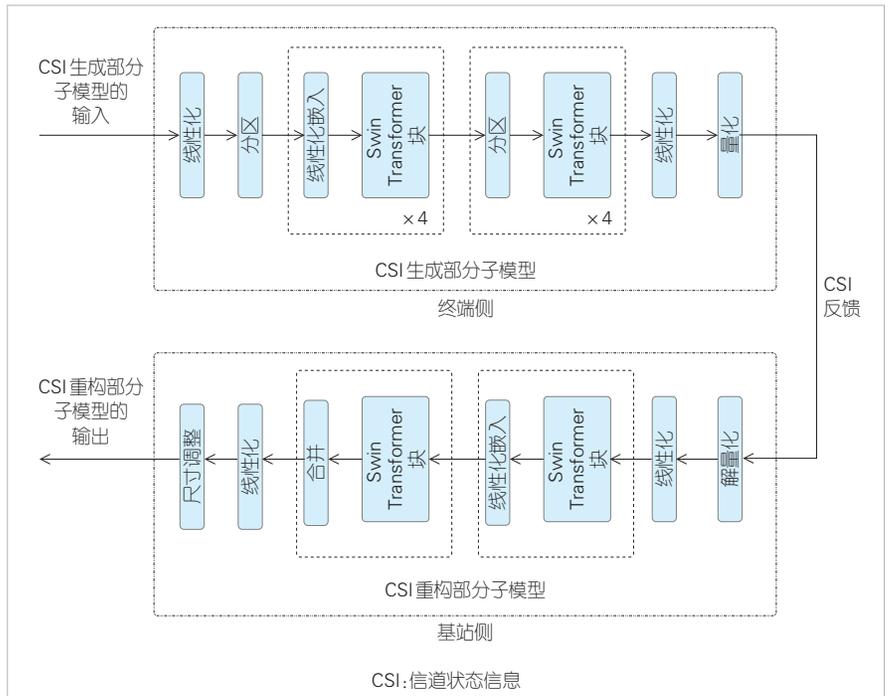
2) 模型设置：Layer-common 模型（同一个模型适用于不同层的推理）；

3) 模型输入/输出格式：终端测量CSI-RS得到信道 H ，对 H 进行奇异值分解(SVD)后得到的右奇异向量作为模型输入，维度为 $2 \times N_{Tx} \times N_{sub}$ （2表示实部虚部， N_{Tx} 表示天线端口数目， N_{sub} 表示子带数目）；

4) 模型结构：Swin Transformer结构^[8]，图3给出了两层Swin Transformer结构，每层包含4个Swin Transformer块；



▲图2 双边CSI压缩重构模型示意图



▲图3 基于Transformer的人工智能模型压缩重构结构示意图

▼表1 CSI压缩重构模型的训练参数说明

参数	值
模型主结构	Transformer
参数类型	实数
输入CSI类型	终端侧基于理想信道得到的右奇异向量
输出CSI类型	基站侧基于重构模型得到的右奇异向量
量化方式	矢量量化
CSI生成部分:参数个数/百万	4~5
CSI生成部分:每秒浮点运算次数/百万	25~26
CSI重构部分:参数个数/百万	5~6
CSI重构部分:每秒浮点运算次数/百万	27~29
训练集	600 000
验证集	10 000
测试集	20 000
批处理大小	400
优化方式	Adam
损失函数	均方误差

CSI:信道状态信息

5) 量化方式: 矢量量化。

模型参数具体可参考表1。

2.2 模型训练

如图4所示, 采用自编码器结构的双边模型训练主要有3种实现类型, 分别为:

1) 类型1: 单侧(终端侧或网络侧)训练, 即在同一侧(终端侧或网络侧)进行生成部分子模型和重构部分子模型的训练。

2) 类型2: 网络侧和终端侧联合训练, 具体有两种实现方式, 分别为:

(1) 同时训练: 训练过程中终端侧的生成部分子模型生成CSI反馈, 再发送到网络侧; 网络侧的重构部分子模型基于这些反馈重构CSI, 并生成反向传播信息(如梯度), 随后发送回终端侧; 终端侧根据来自网络侧的反向传播信息来更新生成部分子模型, 反复迭代, 直到模型收敛。

(2) 串行训练: 一旦终端侧生成部分子模型和网络侧重构部分子模型联合训练完成后, 网络侧重构部分子模型的结构和参数可以冻结, 其他终端侧生成部分子模型与冻结后的网络侧重构部分子模型再进行同时训练, 但是网络侧模型参数不会进一步更新, 只辅助终端侧模型进行前向/反向传播信息计算传输并更新终端侧模型参数直至模型收敛。

3) 类型3: 网络侧和终端侧分别独立训练, 即终端侧的生成部分子模型和网络侧的重构部分子模型由各自独立训练, 该训练方法进一步可分为两种:

(1) 网络侧发起: 先从网络侧开始训练, 网络侧训练完成后, 将生成部分子模型所需的训练集合分享给终端侧, 以便终端侧能够进行CSI生成部分子模型的训练。

(2) 终端侧发起: 先从终端侧开始训练, 训练完毕后, 终端侧分享重构部分子模型所需的训练集合给网络侧, 以便网络侧能够进行CSI重构部分子模型的训练。

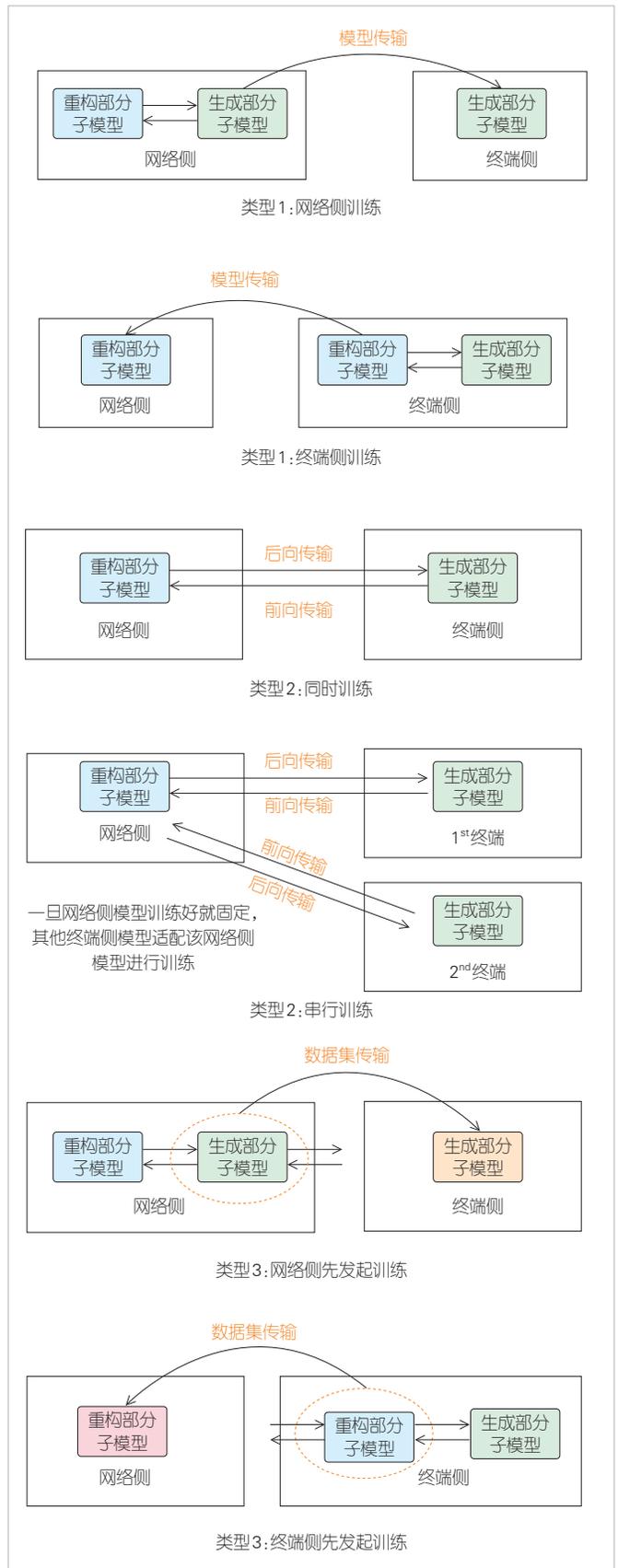
2.3 模型管理

使用双边模型进行高质量的CSI压缩重构时, 存在的最大问题就是模型的泛化性。因此, 我们需要设计合理的模型管理方法^[9], 根据实际环境动态更新模型, 甚至回退到传统CSI压缩方式, 总体框架如图5所示。

1) 数据收集是为模型训练、管理和推理功能提供输入数据的功能模块。

(1) 训练数据: AI/机器学习(ML)模型训练功能输入所需的数据。

(2) 监测数据: 为管理AI/ML模型或AI/ML功能所需的



▲图4 双边信道状态信息压缩重构模型训练图

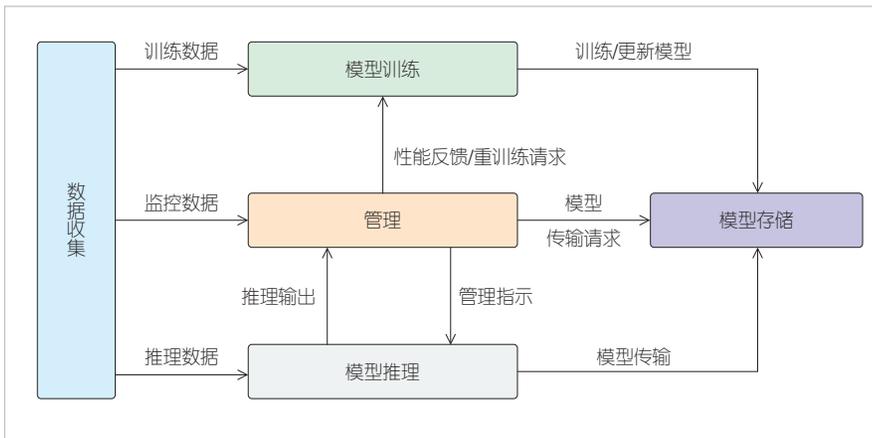


图5 模型管理结构图

输入数据。

(3) 推理数据：为AI/ML推理函数输入所需的数据。

2) 模型训练是执行AI/ML模型训练、验证和测试的功能模块，可以生成模型性能指标。这些指标可以用作模型测试程序的一部分。另外，模型训练还负责根据数据收集功能提供的训练数据进行数据准备（例如，数据预处理和清理、格式化和转换）。

3) 管理是监督AI/ML模型或AI/ML功能的操作和模型监控的功能模块。该功能还负责对从数据收集功能和推理功能接收到的数据做出决策，以确保正确的推理操作。

4) 模型推理是使用数据收集功能提供的数据（即推理数据）作为输入，然后从应用AI/ML模型或AI/ML功能的过程中提供输出的功能模块。

5) 模型存储是负责存储经过训练/更新的模型的功能模块，可用于执行推理功能。

3 性能比较

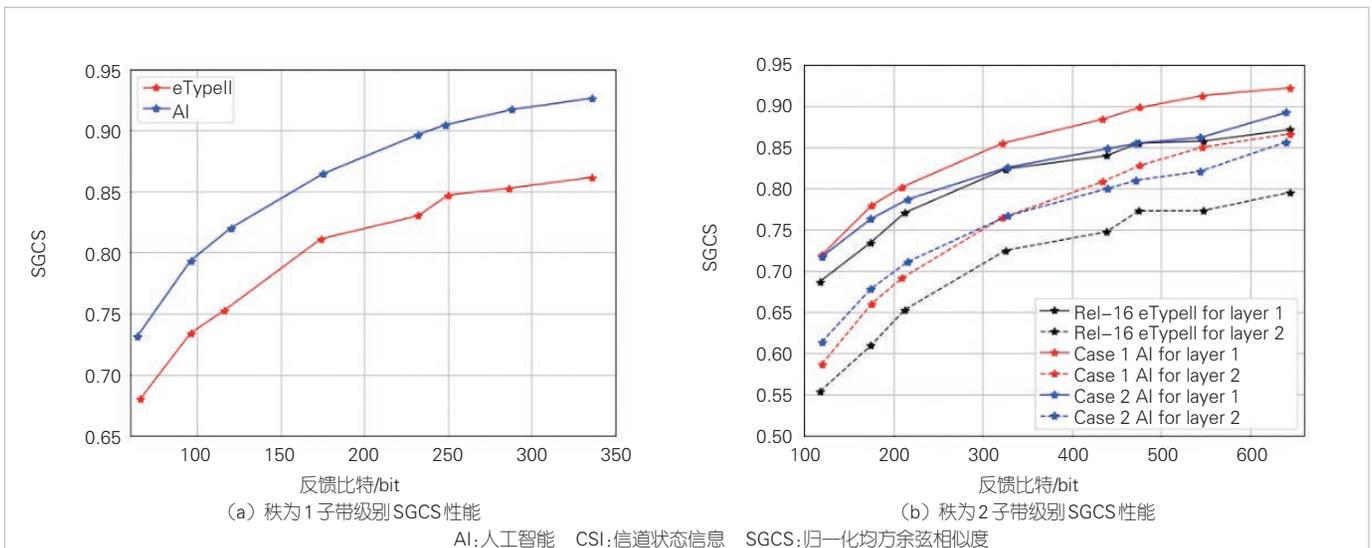
这里我们使用第2章描述的基于AI的CSI压缩重构模型结果来进行系统仿真，在最高支持12层多用户调度、单用户最大四层传输、文件传输协议（FTP）业务、资源使用率（RU）分别为50%和70%的情况下，比较了在不同反馈开销假设下所提出的方案（图6~8中标注为AI）、Type2码本方案（图6~8中标注为eTypeII）、理想反馈（图7~8中标注为Ideal）的信道恢复质量指标与系统吞吐量。

根据文献[9]中3GPP标准组织中多家公司协商的仿真假设，在反馈开销相同的情况下，仿真结果表明，基于AI的CSI压缩重构方案相比传统CSI方案有10%左右的下行容量提升。具体表现为：

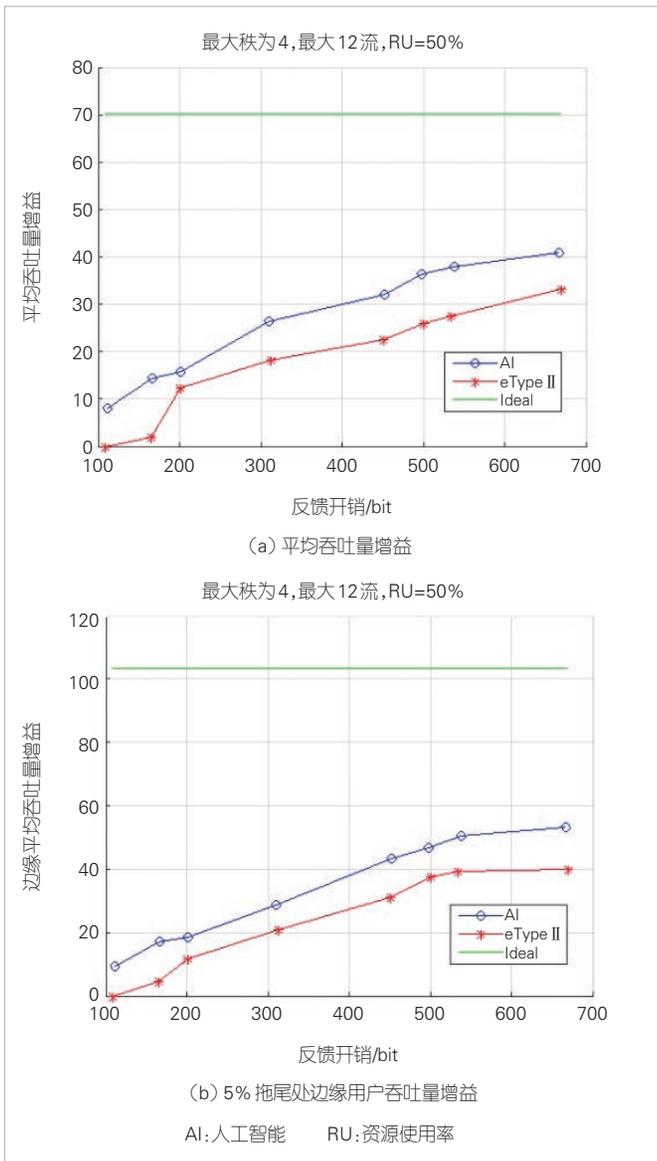
1) 在相同反馈开销情况下，基于AI的CSI压缩重构方案相比传统CSI方案的信道恢复精度更高，需要通过归一化均方余弦相似度（SGCS，取值为0~1）来衡量。

2) 当反馈开销相同时，相比于Rel-16 Type2反馈方式，基于AI的CSI反馈方式可以达到4%~13%的平均用户吞吐量（UPT）增益（50% RU）以及6%~16%的平均UPT增益（70% RU）。

3) 当反馈开销相同时，相比于Rel-16 Type2反馈方式，基于AI的CSI反馈方式可以达到7%~13%的5%拖尾处边缘用户UPT增益（50% RU）以及13%~22%的5%拖尾处边缘用户UPT增益（70% RU）。



▲图6 不同控制开销情况下不同CSI压缩方案的信道恢复质量比较



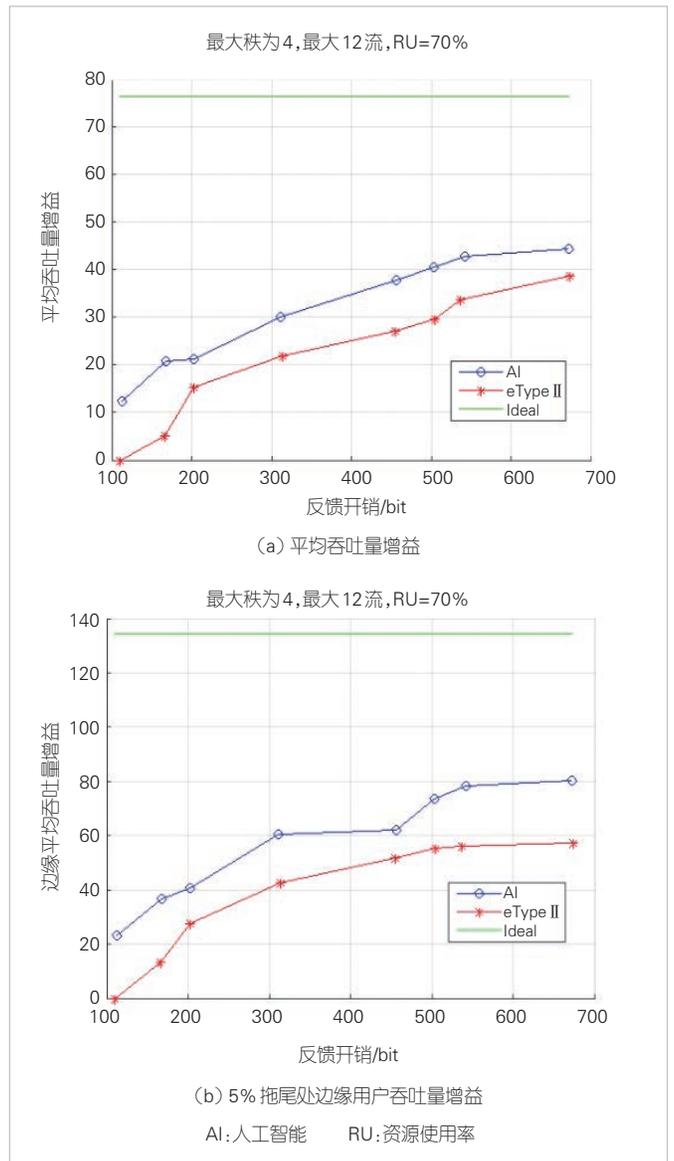
▲图7 RU=50%场景下不同信道状态信息压缩方案的吞吐量

4) 对于平均UPT, 基于AI的CSI反馈方式相比于理想反馈方式有28%的提升空间(50%RU)以及32%的提升空间(70%RU)。

5) 对于5%拖尾处边缘用户UPT, 基于AI的CSI反馈方式相比于理想反馈方式有30%的提升空间(50%RU)以及55%的提升空间(70%RU)。

4 结束语

基于人工智能的CSI压缩技术在无线通信领域中展现出巨大的潜力和优势。通过深度学习等方法的应用, 本文中我们所提的方法实现了对CSI的高效压缩与精确重构, 系统容量提升10%左右。随着移动通信技术的不断发展和应用场



▲图8 RU=70%场景下不同信道状态信息压缩方案的吞吐量

景的不断拓展, 基于AI的CSI压缩技术将在未来发挥更加重要的作用, 会涌现出更多更好的模型。期待这一技术在推动无线通信领域的发展和 innovation 中发挥更大的作用。

参考文献

- [1] 杨峰义, 刘洋, 杨蓓. 6G网络的一些思考[J]. 中兴通讯技术, 2021, 27(2): 2-5. DOI: 10.12142/ZTETJ.202102002
- [2] 李文璟, 喻鹏, 张平. 6G智能内生网络架构及关键技术分析[J]. 中兴通讯技术, 2023, 29(5): 2-8. DOI: 10.12142/ZTETJ.202305002
- [3] 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. DOI: 10.1109/MCOM.2014.6736761
- [4] 鲁照华, 袁弋非, 吴昊, 等. 5G大规模天线增强技术[M]. 北京: 人民邮电出版社

[5] WEN C K, SHIH W T, JIN S. Deep learning for massive MIMO CSI feedback [J]. IEEE wireless communications letters, 2018, 7(5): 748–751. DOI: 10.1109/lwc.2018.2818160

[6] LEI H, ZHANG J Y, XIAO H H, et al. Channel estimation for XL-MIMO systems with polar-domain multi-scale residual dense network [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2024, 73 (1): 1479–1484. DOI: 10.1109/tvt.2023.3311010

[7] 3GPP. Physical layer procedures for NR (Release 15): TS 38.214 V15.0.0 [S]. 2018

[8] LIU Z, LIN Y T, CAO Y, et al. Swin transformer: hierarchical vision transformer using shifted windows [C]//Proceedings of IEEE/CVF International Conference on Computer Vision (ICCV). IEEE, 2021: 10012–10022. DOI: 10.1109/iccv48922.2021.00986

[9] 3GPP. Study on artificial intelligence (AI)/machine learning (ML) for NR air interface: TR 38.843 V18.0.0 [S]. 2023

作者简介



鲁照华，中兴通讯股份有限公司资深预研工程师；主要从事移动通信物理层关键技术研究；发表论文10余篇。



胡留军，中兴通讯股份有限公司算法部副部长，正高级工程师；曾获信息产业重大技术发明奖、深圳市科技进步奖一等奖、广东省科学技术奖二等奖及专利金奖、广东省技术发明奖二等奖等奖项；主持或参与多项国家级项目，已发表论文15篇。



李伦，中兴通讯股份有限公司预研工程师；主要从事移动通信物理层关键技术研究。



李永，中兴通讯股份有限公司资深预研工程师；主要从事移动通信物理层关键技术研究。

U6G 超大规模 MIMO 技术



U6G Extra-Large Scale MIMO Technology

韩瑜/HAN Yu¹, 章嘉懿/ZHANG Jiayi², 金石/JIN Shi¹

(1. 东南大学, 中国 南京 210096;

2. 北京交通大学, 中国 北京 100044)

(1. Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403011

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240619.1109.008.html>

网络出版日期: 2024-06-20

收稿日期: 2024-04-25

摘要: 为了满足不断攀升的数据传输速率需求, 扩大频带宽度、增加天线数量是直接有效手段。在 6G 应用场景与关键能力的驱动下, 6 425 ~ 7 125 MHz 频段 (U6G) 超大规模多输入多输出 (MIMO) 技术成为满足 6G 需求的潜在使能技术之一。基于 U6G 超大规模 MIMO 系统的天线形态及信道特征, 针对该技术面临的成本、开销、复杂度三重挑战, 提出高效能 U6G 超大规模 MIMO 无线传输的总体设计目标, 并展望其未来研究趋势。

关键词: 6G; U6G 频段; 超大规模 MIMO

Abstract: To meet the ever-increasing demand for data transmission rates, expanding the bandwidth and increasing the number of antennas are direct and effective means. Driven by 6G application scenarios and key capabilities, the 6 425 ~ 7 125 MHz frequency-band (U6G) extra-large scale multiple-input multiple-output (MIMO) technology becomes a candidate enabler to meet the requirements of 6G. Based on the RF and channel characteristics, the overall design goal of efficient U6G extra-large scale MIMO is proposed, to address the challenges in cost, overhead, and complexity. Finally, future research trends are discussed.

Keywords: 6G; U6G frequency-band; extra-large scale MIMO

引用格式: 韩瑜, 章嘉懿, 金石. U6G 超大规模 MIMO 技术 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 67-71. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403011

Citation: HAN Y, ZHANG J Y, JIN S. U6G extra-large scale MIMO technology [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 67-71. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403011

加快建设宽带移动通信网络是国家重大战略需求。随着宽带移动通信事业的蓬勃发展, 移动用户数和业务流量呈现爆炸式增长, 如何高效利用空频资源以满足快速增长的通信业务需求, 成为移动通信发展面临的巨大挑战。

1 U6G 超大规模 MIMO 技术简介

2020 年, 业界在全球范围内已开启 6G 的研究, 6G 将在 5G 万物互联的愿景基础上, 进一步发挥移动通信在更多种类、更广维度的应用场景中的作用。2023 年 6 月, 国际电信联盟发布《IMT 面向 2030 及未来发展的框架和总体目标建议书》^[1], 实现 6G 第 1 阶段的愿景定义。

1.1 6G 关键能力

《IMT 面向 2030 及未来发展的框架和总体目标建议书》

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2018YFA0701602、2023YFC2205501); 国家自然科学基金项目 (62261160576、62301148); 江苏省重点研发计划项目 (BE2023022、BE20230221、BE20230222); 江苏省自然科学基金项目 (BK20230824)

描述了 IMT-2030 发展框架^[1], 并基于预设的应用场景规划了相关的 15 项 6G 关键能力。在这 15 项 6G 关键能力中, 9 项是从 IMT-2020 中发展而来, 包括峰值速率、用户体验速率、频谱效率、时延、可靠性等, 同时定义了新的 6 项关键能力, 包括感知、覆盖、定位等。

上述大部分 6G 关键能力均可通过增强宽带多天线技术来实现。以速率为例, 信息论研究结果表明, 信道容量与带宽、天线数呈正比。面对 6G 峰值速率的挑战性目标, 扩大带宽、增加天线数是满足需求的直接且有效的手段, 二者分别从频谱和空间维度对资源进行挖掘, 可实现数据传输速率的成倍提升。

1.2 U6G 新频谱

频谱是移动通信系统的重要资源之一, 每一代移动通信的诞生均伴随着新频段的开发, 这为新技术的发展提供更为适宜的频段环境。6G 的早期研究聚焦在 100 GHz 以上、尚未被移动通信开发的太赫兹频段, 以提供更大带宽的连续频谱。然而, 超高频段面临覆盖距离有限等关键难题, 并且对

射频芯片及器件的工作速率、功耗等要求较高。近两年业界逐渐将目光转移到 6~24 GHz 的厘米波频段。该频段同样可提供连续大带宽资源，且载波波长远大于太赫兹频段波长，路径损耗相对较小，电磁波绕射、穿透能力强，具有良好的无线覆盖性能。

2022年6月，3GPP RAN#96会议正式将6 425~7 125 MHz频段定义为U6G授权频谱，并决议通过了针对全6 GHz频谱(5 925~7 125 MHz)的Release 18立项工作。2023年6月，中国工业和信息化部发布了新版《中华人民共和国无线电频率划分规定》^[2]，并在全球范围内率先将U6G频段应用于IMT(含5G/6G)系统。U6G频段横跨连续700 MHz带宽，频段本身接近Sub-6 GHz，可继承并发扬5G中频段的全球化优势。

1.3 超大规模 MIMO

在空间维度，多天线技术被长期作为挖掘空间资源的基本手段。5G提出大规模多天线技术，在基站(BS)侧配置大规模天线阵列，深度挖掘空间自由度，提高空间分辨率，增加空分复用维度。目前商用5G大规模MIMO天线数仅为数十至上百，为进一步提升多天线增益，超大规模MIMO技术应运而生^[3-5]。超大规模MIMO是大规模MIMO技术的主要演进方向，其思路是通过数量级式提升天线数量，使移动用户时刻处于天线环绕之中，为移动用户提供无缝衔接的高速率高质量通信服务。除增强型移动宽带等传统通信业务外，超大规模多天线同时获得感知物理环境的能力，进而赋能6G感知定位等新兴应用。

在U6G频段，相较于5G中广泛使用的3.5 GHz频段，由于波长缩小一半，相同面积内均匀平面阵列可容纳天线单元数增大4倍，因此该频段为集中式超大规模MIMO的部署提供了有利条件。U6G频段集中式超大规模MIMO作为频谱和

空间资源挖掘的重要结合点，是6G BS的潜在部署形式之一。

2 U6G 超大规模 MIMO 天线形态

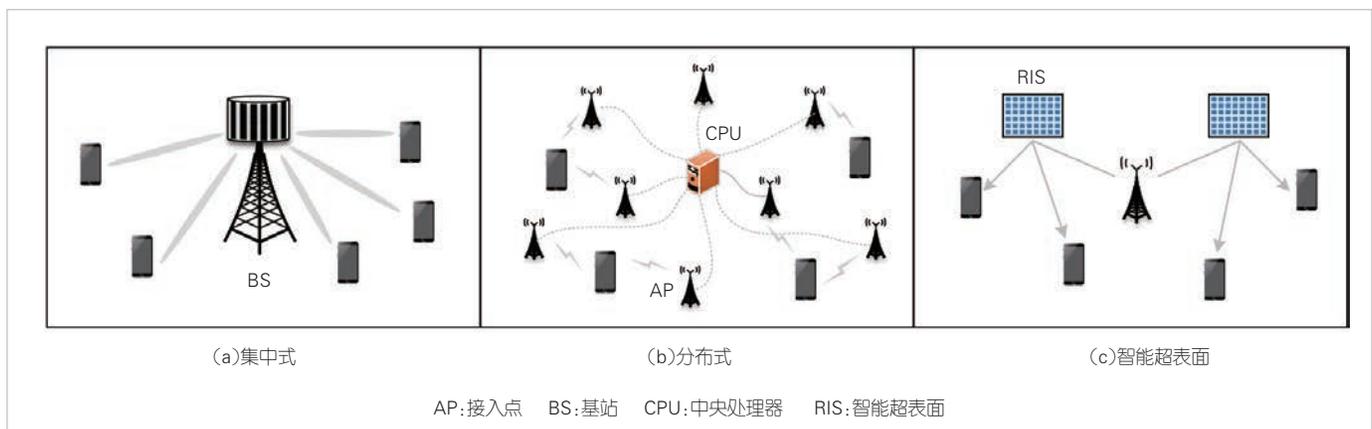
6 GHz上半段，即6 425~7 125 MHz频段(U6G)超大规模多输入多输出(MIMO)天线数量可增加至103以上。超大规模天线的部署形式可多样化，除去上文提到的集中式，还存在分布式形态。不仅如此，我们还可将天线构成的传统射频模块替换为智能超表面，为第3种形态。

2.1 集中式形态

集中式形态是目前最为常见的天线阵列形态，如图1(a)所示，天线集中配置在单个BS的同一射频模块上，此时BS集中控制和调度小区内的所有用户。我们在U6G集中式超大规模MIMO系统BS侧部署超大孔径天线阵列，阵列中所有天线均匀排布成线形、面型、或圆形阵列，更为通用的形式是面型阵列，相邻天线间距通常为载波波长的一半。以 64×32 面型阵列为例，若载波频率为U6G中心频点，即6 775 MHz，水平和垂直相邻的天线间距均为半波长，则该阵列的尺寸为 $1.42 \text{ m} \times 0.71 \text{ m}$ 。集中式形态下可产生巨大的天线阵列增益，形成高空间分辨率的极窄波束，有利于能量聚焦及多用户空分复用。

2.2 分布式形态

当天线数量较大时，天线就出现了分布式部署形式，即分布式形态，对应分布式超大规模MIMO或无蜂窝小区(CF)大规模MIMO^[6]。在该形态下，大量天线在物理上分散开来，在环境内遍布天线，这使用户时刻处于天线环绕之中，如图1(b)所示。系统中的接入点(AP)数量较大，所有AP受控于同一个中央处理器(CPU)，单个AP可以配



▲图1 U6G超大规模多输入多输出(MIMO)的3种天线形态

置少量天线组成的一个小型阵列，甚至仅配置单天线。此时，移动通信将“以小区为中心”的工作模式转换至“以用户为中心”，与目标用户临近的多个 AP 之间可协同为用户提供服务。用户跳脱了小区的约束，省去了在小区间频繁切换的过程。另外，用户与 AP 之间的距离较近，降低了大尺度衰落。

2.3 智能超表面

近年来，智能超表面技术迅猛发展^[7-9]。智能超表面是一种低成本、低功耗的可编程超表面，由大量响应可灵活独立配置的单元均匀排布构成。无线通信系统中常用的智能超表面为反射型超表面，通过调整反射单元的反射系数，使入射电磁波反射至目标方向，进而替代集中式天线阵列完成波束赋形和空间能量分布的重新配置，如图 1 (c) 所示。然而，为保持智能超表面的低成本低功耗优势，通常不是所有单元都配置射频链来实现信号的调制解调等功能，这是与传统天线的区别。

3 U6G 超大规模 MIMO 无线信道

准确了解 U6G 超大规模 MIMO 无线信道特征是获取该技术所带来增益的重要前提。由于 U6G 超大规模 MIMO 技术提出的时长有限，截至目前业界相关的研究积累主要集中在 U6G 频段无线信道测量和超大规模 MIMO 空间非平稳效应这两部分内容。

3.1 U6G 频段无线信道测量

U6G 频段介于 Sub-6 GHz 及毫米波频段之间，我们可基于这两个频段的信道特性对 U6G 信道特性进行预测性判断。U6G 更贴近 Sub-6 GHz 频段，信道特性应更偏向 Sub-6 GHz。这一推断在北京邮电大学的实测结果中得到证实。研究人员在对比了 3.3 GHz、6.5 GHz、15 及 28 GHz 频段下的路径损耗及均方根时延扩展后发现，路径损耗随着频率的增加而增加，6.5 GHz 信道与 3.3 GHz 信道均表现出较大的时延扩展，并且两者差异较小^[9]。然而，实测结果同样表明，U6G 信道无法用现有的第 3 代合作伙伴计划 (3GPP) 模型进行准确建模。U6G 信道建模是现阶段亟待解决的问题。

3.2 空间非平稳效应

当采用集中式超大规模 MIMO 或智能超表面时，阵列孔径往往较大。此时，用户落入阵列近场区域，广义空间平稳特性不复存在，空间非平稳效应出现^[4]。在到达阵列不同区域的过程中，信号将经历不同的传播环境，并沿不同的传播

路径到达阵列。即使环境中的传播路径相同，但同一路径在不同天线上的能量并不相同。对天线阵列响应矢量而言，空间非平稳效应表现为球面波相位和能量幅度波动。在阵列不同区域，我们将看到不同用户，每个用户所发送的信号在到达阵列时，能量仅集中在阵列小片区域，即可视区域。

空间非平稳信道建模、估计和收发机设计的相关研究已陆续开展，但多数研究仅聚焦于近场球面波或可视区域。近场球面波相关研究多数重在探寻球面波信道稀疏变换形式，包括笛卡尔域、极域变换，以及相应的码本设计、波束赋形、多用户空分传输设计等；可视区域相关研究则主要聚焦于用户和路径层面的可视区域识别，以及利用可视区域的多用户无干扰接入和调度、分布式接收机等。

综合 U6G 频段现有测量结果和超大规模 MIMO 特点，我们可以预见 U6G 超大规模 MIMO 信道测量和建模仍是当前阶段研究重点。集中式超大规模 MIMO/智能超表面信道具有接近 Sub-6 GHz 的时延域扩展等路径成簇的特性，因此在建模和测量时还需考虑包括近场球面波和可视区域的空间非平稳效应。

4 U6G 超大规模 MIMO 成本挑战

U6G 超大规模 MIMO 是 5G 大规模 MIMO 的重要演进形式。随着天线数量的进一步增加，5G 大规模 MIMO 也面临着一些成本挑战，包括硬件造价过高、信道状态信息获取所需的训练及反馈开销过大、收发机的计算复杂度过高等问题。这些问题在 U6G 超大规模 MIMO 系统中依然存在，甚至更为显著。

4.1 硬件造价

Sub-6 GHz 频段天线尺寸较大，BS 天线数相对 U6G 频段而言也较少，因此可采用全数字架构。该架构可以为每个天线配备一条独立的射频通道进行信号收发。在 U6G 频段，集中式超大规模 MIMO 形态可利用阵列增益对抗成倍增加的路径损耗，然而此时若沿用全数字架构，则会造成硬件造价过高。因此，低成本实现方式仍是值得研究的重要课题。若沿用 5G 大规模 MIMO 混合波束成形架构以节约射频通道，则还需同时考虑超大阵列的部署环境、批量生产及运输等综合因素。此时，子阵列形式更具优势，在子阵列内部采用低成本混合波束成形架构，多个子阵列可灵活运输和拼接组装。

在分布式超大规模 MIMO 架构下，单个无线接入点的天线数量较少，而接入点数量庞大。为节约射频硬件成本，既可考虑在单个接入点部署上述单个低成本子阵列，也可沿用

5G 所引入的低分辨率模数转换器 (ADC)。例如, 当单个 AP 仅配置单个 U6G 天线时, 射频通道数无法进一步降低, 此时采用低分辨率 ADC 是降成本途径之一。由于 U6G 频带较宽, 单位时间内数据处理量较大, 对 ADC 处理速度要求较高, 因此在成本受限约束下, 需选择高速、低分辨率 ADC。

4.2 训练及反馈开销

当 U6G 超大规模 MIMO 采用频分双工 (FDD) 模式时, 由于上下行信道不再具有互易性, 即使在全数字架构下, 上行训练阶段所获信道估计结果也无法直接用于下行传输方案设计, 为完成下行信道估计, 需要大量的下行正交导频以区分不同 BS 天线, 并且用户侧完成下行信道估计后, 反馈估计结果所需开销依然较大。

集中式形态下, 由于天线数与子载波数远大于信道中的散射体数, 我们可挖掘 U6G 超大规模 MIMO 信道稀疏性, 进而利用压缩感知等稀疏信道估计方法, 将高维信道估计问题转化为低参量化参数估计问题。考虑到超大规模 MIMO 信道空间非平稳效应, 待估信道参数相比传统 5G 大规模 MIMO 仅需估计方向角、时延, 增加了用户/散射体相对阵列的距离参数估计。截至目前, 已有相关研究成果可支持近场用户和散射体定位, 然而此类方法仅面向时分双工 (TDD) 系统, FDD 下的低开销空间非平稳下行信道估计研究相对空白。

4.3 模型及计算复杂度

在集中式形态下, 近场球面波波前下的天线阵列响应矢量不再满足等相特性, 其相位差由用户或散射体与阵列参考点的相对位置决定, 涉及求取平方根的运算。这会使信道模型进一步复杂化, 近场球面波带来的模型复杂度过高问题同样是 U6G 超大规模 MIMO 面临的一大挑战。此外, U6G 超大规模 MIMO 射频和基带算法常需对高维信道矩阵直接处理。以常用的迫零预编码为例, 其算法复杂度为 $O(N^3)$, 其中 N 为阵列天线数, 数值在 10^3 量级, 此时迫零预编码复杂度过高, 对算力要求极为苛刻, 面临无法实现的难题。

解决 U6G 超大规模 MIMO 复杂度过高的途径之一是引入分布式的概念, 实现“分而治之”。针对模型复杂度过高问题, 可将集中式超大阵列拆分为多个子阵列。此时对单一子阵列而言, 用户仍处于传统远场范围内, 信道模型从复杂近场退化为简单远场。针对计算复杂度过高问题, 我们可在总控的 CPU 之外, 以部分邻近天线为一组, 为其增配分布式或本地处理器, 并将高维计算分散到本地, 这种分布式计算

在集中式和分布式天线形态下均可应用^[10]。

5 U6G 超大规模 MIMO 未来研究方向

面对来自成本、开销、复杂度的三重挑战, U6G 超大规模 MIMO 未来研究当以高效能无线传输作为总体设计目标, 利用新兴优质技术克服关键难题, 发挥大带宽、超多天线优势, 支撑业务与应用拓展, 同时前向兼容历代系统, 实现 U6G 超大规模 MIMO 技术在现网中的快速落地。

5.1 人工智能

作为新质生产力的“牛鼻子”, 人工智能在移动通信系统中已得到广泛应用。面向 U6G 超大规模 MIMO 系统, 人工智能是克服上述成本、开销、复杂度难题的关键技术。为在低成本硬件约束下实现信号的高质量传输, 利用深度学习神经网络的端到端学习可跳过对低成本射频模块的单独处理, 直接对发送信号进行解调和恢复。在信道估计过程中, 针对信道矩阵维度过大以及空间非平稳效应导致信道模型复杂度过高问题, 可借助深度学习神经网络等, 以接收导频信号或变换域稀疏导频信号为输入, 快速输出估计信道矩阵或稀疏路径参数, 从而指导后续收发机设计等重要环节。此外, 为解决算法计算复杂度过高问题, 可依托联邦学习机制, 通过分布式计算和模型参数共享, 实现去中心化信道估计和信号检测。

5.2 通感一体化

通信与感知一体化是未来移动通信发展方向之一。基于通信信号的感知, 其底层逻辑是对物理环境及环境中的物体所造就的无线信道进行学习, 进而反向感知物理环境, 推测目标物体位置及速度, 感知呼吸、心跳、识别手势等。其中, 感知定位算法通常需利用较大频宽完成测距任务, 并借助多天线系统完成空间方向角估计, 随后基于距离和角度实现位置信息的获取。U6G 超大规模 MIMO 可提供连续数百兆带宽以及超多天线带来的超高空间分辨率, 为环境感知、目标定位带来了巨大便利。目前通感一体化技术处于蓬勃发展期, 显现出多传感器融合的趋势。该技术可以综合利用无线信号、全球定位信号、光探测和测距信号等, 协同完成感知任务。U6G 超大规模 MIMO 提供了优质的无线信号, 可降低对其余传感器信号的依赖。

5.3 跨频段协同

U6G 作为移动通信新频段被首次应用, 其部署形式、无线传输方案仍值得深入研究。中国暂未商用化部署毫米波

BS, 目前使用的2G~5G移动通信系统BS工作在900 MHz、1.8 GHz、2.6 GHz、3.5 GHz等低频频段。4G LTE在中国的市场占有率较高, 组网投入大; 5G商用化时长有限, 已部署的5G BS经较长服役时间后方可实现盈利。因此, 当在现网中部署U6G频段BS时, 4G与5G低频BS仍在使用中, U6G频段BS可与4G/5G BS共址, 或为U6G频段BS重新选址。此时, 跨频段协同将成为研究关键点, 如何选择合适的U6G频段BS部署位置, 如何设计跨频段资源调度及无线传输方案设计, 是需要思考的问题。U6G频段路径损耗大约是3.5 GHz等低频的两倍及以上, 5G毫米波非独立组网形式是可参考架构之一。考虑到U6G可部署超大规模天线, 集中式形态可利用阵列增益对抗路径损耗, 分布式形态通过小型化小区或CF技术同样可避免路损问题。此时可利用4G/5G BS实现基本覆盖, U6G BS完成容量提升、新应用赋能等任务。

6 结束语

U6G超大规模MIMO技术是实现6G关键能力的重要使能技术, 在新频段提供连续数百兆带宽, 以集中式/分布式天线或智能超表面形态实现对空间资源的极致挖掘, 为通信性能的提升和新应用的赋能带来机遇。然而, U6G频段相关研究尚处于初级阶段, 信道体现新特性, 同时超多天线带来成本、开销、复杂度等多重挑战。建议未来业界可以以高效能U6G超大规模MIMO无线传输为总体设计目标, 利用人工智能解决关键问题, 推动通感一体化发展进程, 以跨频段协同实现U6G超大规模MIMO技术的快速落地。

参考文献

- [1] ITU-R. Overview timeline for IMT towards the year 2030 and beyond [EB/OL]. [2024-04-20]. https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/oth/0a/06/R0A060000C80001PDFE.pdf
- [2] 中华人民共和国工业和信息化部. 中华人民共和国无线电频率划分规定 [EB/OL]. [2024-04-20]. https://wap.miit.gov.cn/cms_files/filemanager/1226211233/attach/20236/d1dc19424d5a4cfe90d631adeee8dd58.pdf
- [3] BJÖRNSSON E, SANGUINETTI L, WYMEERSCH H, et al. Massive MIMO is a reality—what is next? [J]. Digital signal processing, 2019, 94: 3–20. DOI: 10.1016/j.dsp.2019.06.007
- [4] DE CARVALHO E, ALI A, AMIRI A, et al. Non-stationarities in extra-large-scale massive MIMO [J]. IEEE wireless communications, 2020, 27(4): 74–80. DOI: 10.1109/mwc.001.1900157
- [5] HAN Y, JIN S, MATTHAIIOU M, et al. Toward extra large-scale MIMO: new channel properties and low-cost designs [J]. IEEE Internet of Things journal, 2023, 10(16): 14569–14594. DOI: 10.1109/jiot.2023.3273328

- [6] ZHANG J Y, BJORNSSON E, MATTHAIIOU M, et al. Prospective multiple antenna technologies for beyond 5G [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2020, 38(8): 1637–1660. DOI: 10.1109/jsac.2020.3000826
- [7] HAN Y, TANG W K, JIN S, et al. Large intelligent surface-assisted wireless communication exploiting statistical CSI [J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2019, 68(8): 8238–8242. DOI: 10.1109/tvt.2019.2923997
- [8] 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
- [9] MIAO H Y, ZHANG J H, TANG P, et al. Sub-6 GHz to mmWave for 5G-advanced and beyond: channel measurements, characteristics and impact on system performance [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2023, 41(6): 1945–1960. DOI: 10.1109/JSAC.2023.3274175
- [10] AMIRI A, REZAEI S, MANCHON C N, et al. Distributed receiver processing for extra-large MIMO arrays: a message passing approach [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2022, 21(4): 2654–2667. DOI: 10.1109/twc.2021.3114380

作者简介



韩瑜, 东南大学移动通信国家重点实验室副研究员; 主要研究领域为超大规模MIMO无线传输; 主持和参加基金项目5项, 获得2项科研成果奖; 已发表论文70余篇, 授权国家发明专利10余项。



章嘉懿, 北京交通大学教授; 主要研究领域为大规模MIMO基础理论和关键技术; 先后主持和参加基金项目10余项, 获得3项科研成果奖; 已发表论文100余篇, 授权国家发明专利10余项。



金石, 东南大学移动通信国家重点实验室教授、博士生导师, 教育部“长江学者奖励计划”特聘教授, 国家自然科学基金杰出青年科学基金获得者, 国家“万人计划”科技创新领军人才; 主要研究方向为移动通信理论与关键技术、物联网理论与关键技术, 以及人工智能在无线通信中的应用等, 研究成果获得省部级科学技术一等奖5项; 已发表论文700余篇, 获授权国际/国家发明专利100余项, 出版专著2部、教材1部。

50G-PON标准进展及关键技术



Standard Progress and Key Technologies of 50G-PON

黄新刚/HUANG Xingang, 杨波/YANG Bo

(中兴通讯股份有限公司, 中国 深圳 518057)

(ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403012

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240620.1519.002.html>

网络出版日期: 2024-06-21

收稿日期: 2024-04-20

摘要: 50G-PON标准制定主要工作已基本完成, 下行支持 50 Gbit/s, 上行支持 12.5 Gbit/s、25 Gbit/s 和 50 Gbit/s。50G-PON支持 GPON、XG(S)-PON、50G-PON 三代共存。50 Gbit/s 光接口指标采用 OMA-TDEC 参数体系, 光模块发射光功率、消光比、TDEC 指标可以相互补偿, 核心是要满足光调制功率与 TDEC 的最小差值要求。50G-PON 引入 DSP 均衡以提升接收灵敏度。为了发挥 DSP 均衡能力, TIA、LA 不能采用限幅放大, 需要支持线性放大。线性突发 LDD、TIA、LA 和 BCDR 是 50G-PON 突发收发关键芯片。50G-PON 采用纠错能力更强的 LDPC 纠错技术以提升接收机灵敏度, 与 DSP 集成可以支持软值 LDPC。SFP 尺寸的 GPON、XG(S)-PON、50G-PON 三代 Combo 是 50G-PON OLT 光模块的关键需求。模块结构布局和功耗是主要挑战。

关键词: 50G-PON; 数字信号处理均衡; 低密度奇偶校验; 突发收发; 三代 Combo

Abstract: The main work of 50G-PON standardization has been basically completed. The downlink supports 50G line rate, and the uplink supports 12.5 Gbit/s, 25 Gbit/s, and 50 Gbit/s triple line rate. The 50G-PON supports the coexistence of GPON, XG(S)-PON, and 50G-PON in one ODN. The 50G line rate optical interface specification uses the OMA-TDEC parameter method. The transmit optical power, extinction ratio, and TDEC parameters of the optical module can be mutually compensated. The core performance must meet the requirement of the minimum launch power in OMA minus TDEC value. 50G-PON introduces DSPs to improve the receiving sensitivity. To fully use the DSP equalization capability, the TIA and LA cannot use amplitude-limiting amplification but must support linear amplification. Linear burst LDD, trans-impedance amplifier, LA, and BCDR are key devices for 50G-PON upstream burst transmission. The 50G-PON uses LDPC error correction technology to improve receiver sensitivity and can integrate with the DSP to support soft-decision LDPC. The SFP type GPON, XG(S)-PON, and 50G-PON three-generation combo are key requirements for 50G-PON OLT optical modules. The module structure layout and power consumption are major challenges.

Keywords: 50G-PON; digital signal processor equalization; low-density parity-check; burst transmission; three-generation Combo

引用格式: 黄新刚, 杨波. 50G-PON标准进展及关键技术 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 72-80. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403012

Citation: HUANG X G, YANG B. Standard progress and key technologies of 50G-PON [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 72-80. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403012

1 50G-PON 技术介绍

1.1 PON 技术介绍

无源光网络 (PON) 是一种光接入技术^[1-2], 包括光线路终端 (OLT)、光分配网络 (ODN) 和光网络单元 (ONU)。OLT 位于接入机房, 实现业务数据汇聚转发。ONU 位于用户侧, 实现个人、家庭、企业等各种场景的用户侧业务接入。ODN 是连接 OLT 和 ONU 的无源光纤网络。PON 技术支持点到多点拓扑结构, 利用波分复用技术实现上下行单

纤双向, 将光信号作为信息传输载体, 进而实现大带宽长距离传输。OLT 根据 ONU 业务需求, 在不同用户之间动态调带带宽资源, 以提高网络运行效率。

PON 技术是最成熟的宽带光纤接入技术并得到了广泛应用。相对于铜线, 光纤在带宽提供、可获得性、成本、运维等方面具有优势, 对运营商具有强大吸引力。一方面, 光纤材料相比于铜线可获得性大幅提升, 成本更低。另一方面, PON 网络采用无源组网, 无需供电, 可靠性高, 维护简单。同时由于采用点到多点拓扑结构, OLT、ODN 等公共部分建设运维成本由众多用户共享, 大大降低系统成本。经过多年的发展, PON 设备及芯片、光器件成熟, 产业链不断延伸完善, 为运营商规模商用部署提供了坚实保障。

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2021YFB2900800)

1.2 PON技术演进

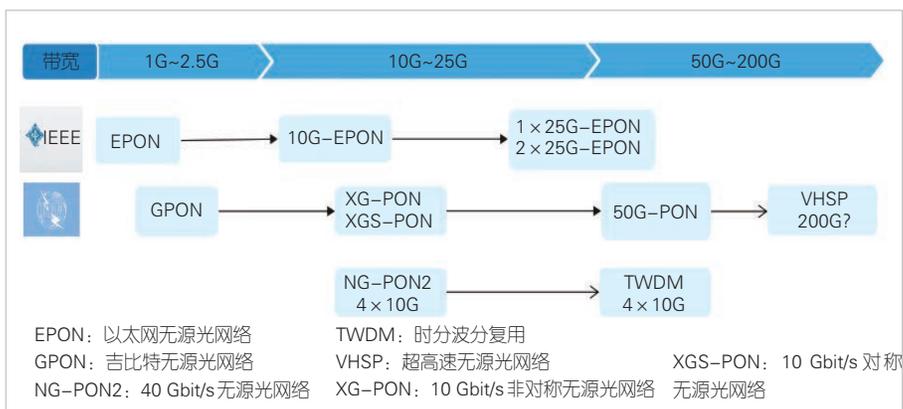
PON技术标准主要是国际电信联盟 (ITU) 和电气与电子工程师协会 (IEEE) 标准组织制定的, 经过20多年发展已经有多代PON标准, 如图1所示。国际电信联盟电信标准化部门 (ITU-T) 制定了异步转移模式无源光网络 (APON)、宽带无源光网络 (BPON)、吉比特无源光网络 (GPON)、10 Gbit/s 非对称无源光网络 (XG-PON)、10 Gbit/s 对称无源光网络 (XGS-PON)、40 Gbit/s 无源光网络 (NG-PON2) 标准。目前最新的是50G-PON标准。IEEE制定了以太网无源光网络 (EPON)、10 Gbit/s 以太网无源光网络 (10G-EPON) 和 $N \times 25G$ -EPON 标准。

EPON 和 GPON 标准于2004年完成制定, 是最早被全球广泛使用的PON技术标准, 可以为用户提供超过100 Mbit/s 带宽的高速接入, 逐步替换原有铜线接入技术。2019年中国宽带用户数量超过4亿, 其中采用GPON、EPON技术的光纤到户 (FTTH) 用户占比超过90%。10G-EPON 和 XG-PON 标准分别于2009年和2010年完成制定, 随后PON技术进入10 Gbit/s时代。XG-PON 上行速率只有2.5 Gbit/s, ITU-T在2016年定义了对称10 Gbit/s速率的XGS-PON, 上行、下行速率均为10 Gbit/s。当前10G-EPON、XG(S)-PON建设已经达到高峰, 可以为用户提供500 Mbit/s ~ 1 Gbit/s 带宽, 满足4K/8K视频业务应用, 以及虚拟现实/增强现实 (VR/AR) 业务的前期导入需求。

随着用户业务需求的持续增长以及4K/8K高清视频业务的普及, 为满足在线教育、在线游戏、工业智能制造等新业务的高带宽需求, 标准组织制定了更高速率的PON标准。IEEE在2020年完成了 $N \times 25G$ -EPON 标准制定, 单波长支持25 Gbit/s速率, 支持2波长绑定实现50 Gbit/s传输。 $N \times 25G$ -EPON 主要受到北美MSO运营商的关注。ITU-T在2021年发布了50G-PON第一版标准, 并进行持续修订。当前50G-PON标准已经基本完善, 正处于产品化阶段, 可以为用户提供1 Gbit/s以上带宽, 支持极致AR、VR等业务。50G-PON是10G-PON之后的下一代PON技术主流方案, 是光接入网的未来演进方向。

1.3 50G-PON标准介绍

50G-PON是ITU-T制定的XG(S)-PON之后的下一代PON标准。2018年全业务接入网论坛 (FSAN) /ITU-T启动了基于



▲图1 PON技术演进趋势

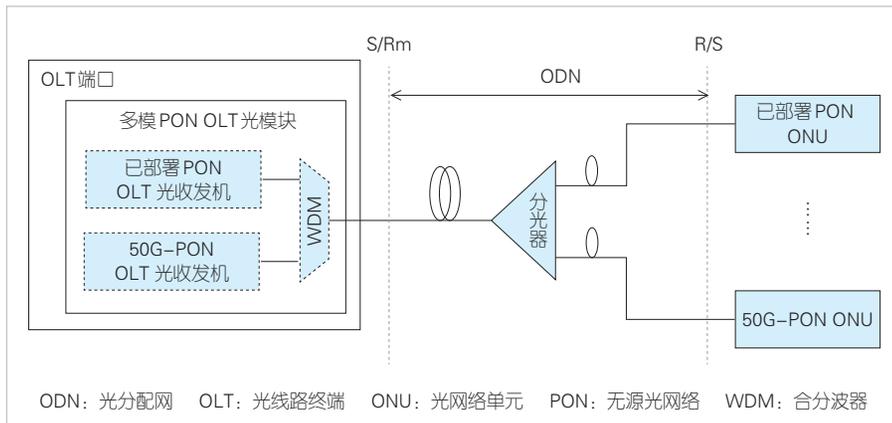
单波长的50G-PON标准制定工作, 即“G.HSP: G Series. Higher Speed PON”, 该标准在2019年发布了需求定义ITU-T G.9804.1, 在2021年发布了ITU-T G.9804.1Amd1需求增补、第一版协议层标准ITU-T G.9804.2和物理层标准ITU-T G.9804.3。ITU-T在2023年发布了物理层标准ITU-T G.9804.3Amd1增补和协议层标准ITU-T G.9804.2增补, 并在2023年11月审议通过了需求ITU-T G.9804.1Amd2和物理层标准ITU-T G.9804.3 Amd2。50G-PON标准基本完善。

与GPON、XG(S)-PON一样, 50G-PON也利用波分复用实现单纤双向传输, 下行采用时分复用 (TDM), 上行采用时分多址接入 (TDMA), 实现OLT和ONU之间点到多点通信。50G-PON下行单波长支持50 Gbit/s, 上行单波长支持12.5 Gbit/s (12.441 6 Gbit/s)、25 Gbit/s (24.883 2 Gbit/s) 和50 Gbit/s (49.766 4 Gbit/s) 3种速率, 采用非归零码 (NRZ) 线路编码。50G-PON定义了Class N1和Class C+两种ODN规格的光接口指标, 其他ODN规格指标还需要继续完善。为了提高接收机灵敏, 50G-PON标准采用低密度奇偶校验 (LDPC) 码纠错算法, 纠前误码率提高到了 1.0×10^{-2} 。

50G-PON与传统PON共存的通用架构如图2所示^[1]。50G PON通过OLT内置共存光模块^[4-5]与传统PON共存, 支持网络平滑演进, 节约机房部署空间。此外, 相关标准也定义了采用外置合分波器的架构。

1) 50G-PON波长规划

PON网络面对终端用户时, 同一PON口下的ONU分散在不同位置。网络升级换代需要逐个升级, 必须支持重用ODN, 支持与已有PON系统共存。波长选择是PON系统支持平滑演进的关键。不同代的PON系统选择不同的上下行波长, 通过波分复用实现ODN重用, 支持平滑升级演进。50G-PON标准制定中, 为了支持与已有PON系统共存, 波长定义是标准讨论的一个重要议题。



▲图2 50G-PON与传统PON共存系统架构 (Combo PON形式)

50G-PON信号速率提升到50 Gbit/s。受色散影响，S、C和L等波段不支持20 km长距离传输，50G上下行波长只能采用色散较小的O波段。然而，O波段被已有PON系统的波长占用，要从中找出50G-PON的波长十分困难。50G-PON的标准制定借鉴了 $N \times 25G-EPON$ 标准的研究成果。50G-PON下行方案选择啁啾系数较小的电吸收调制激光器（EML）激光器，下行波长选择O波段长波段，并最终在 $N \times 25G-EPON$ 下行两个波长中选择更靠近零色散点的1 340~1 344 nm作为50G-PON下行波长。50G-PON上行波长制定方案有多种。上行为了使用DML激光器，以降低ONU成本，把1 260 nm负色散波段、1 300 nm零色散波段作为50G-PON上行波段。在第一版50G-PON物理层标准ITU-T G.9804.3的制定过程中，上行为了使用不带半导体制冷器（TEC）温控的DML激光器，以降低终端成本，上行波长需要20 nm宽度。因为没有足够的波长资源，所以标准定义并未考虑50G-PON与GPON、XG(S)-PON同时共存。针对不同运营商网络情况，上行波长有两种波长选项：上行波长选项1波长范围为1 260~1 280 nm，支持与GPON共存；上行波长选项2波长范围为1 290~1 310 nm，支持与XG(S)-PON共存。此外，对于25 Gbit/s速率，上行波长选项2标准还定义了1 298~1 302 nm窄波长选项。这是因为，当OLT接收机使用集成半导体光放大器（SOA）的光电二极管（PIN）接收机时，窄波长可以使用通带范围窄的滤波器将SOA带外的ASE噪声降得更低。在制定50G-PON物理层标准ITU-T G.9804.3Amd1增补时，上行波长增加了上行波长选项3的1 284~1 288 nm波长选项，支持50G-PON与GPON、XG(S)-PON三代共存。选项3的波长范围只有4 nm通带，ONU发射机需要使用TEC控温。

2) 光接口指标

为了降低收发机设计难度，50G-PON上下行50 Gbit/s速率指标引入了光调制功率-发射机色散眼图闭合代价

(OMA-TDEC)参数体系。光调制功率(OMA)与平均光功率和消光比相关。要达到同样的OMA光功率，消光比大时可以降低平均光功率，消光比小时需要增大平均光功率。TDEC可以用来表征发射信号质量。发射机TDEC越大，信号质量就越差。如果要实现同样接收误码率就需要增大发射光功率，以补偿信号质量差带来的代价。引入OMA-TDEC参数体系，使得光模块指标可以在光功率、消光比、信号质量不同参数之间实现平衡，进而满足OMA与TDEC

的最小差值要求。此外，OMA-TDEC参数体系还可以将发射和接收指标解耦，使发射机满足发射机指标要求，接收机满足接收机指标要求，以保障系统传输性能。

50G-PON对称光接口主要指标参数如表1^[9]所示。光接口指标定义时，主要考虑下行采用EML发射机，上行采用DML发射机，上下行接收机均采用雪崩光电二极管（APD）接收机，具体设备实现方式不对收发机方案进行限制。因为接收机采用APD接收，所以接收机散弹噪声与功率相关。接收信号高电平和低电平噪声不一样。在计算TDEC时，50G-PON标准定义时 $m = \frac{\sigma_1}{\sigma_0}$ 取值1.5。接口参数制定时，成立了物理媒质相关（PMD）Adhoc，建立了统一的上下行链路仿真模型。下行使用啁啾系数为0.5的EML激光器，仿真结果的色散代价最大约2.5 dB。考虑批量余量，色散代价最大值为3.5 dB。加上发射机代价，最终下行TDEC最大值为5 dB。上行50G TDEC与下行一致。下行消光比标准采用7 dB作为指标定义参考值，上行DML激光器大消光比实现困难，上行消光比参考值降低到5 dB。实际产品消光比可以大于或小于消光比参考值。标准定义下行消光比不能小于5 dB，但对上行没有明确要求。

在制定50G上行指标时，不同厂家提出了不同方案。最终标准定义了两个选项。选项C+b将最小发射功率指标提升1 dB，降低Class C+接收机难度。该方案的难点在于不集成SOA实现发射功率大于7.8 dBm的DML激光器。如果消光比达不到5 dB，或者TDEC大于2.5 dB，发射光功率还要进一步提高。相比于选项C+b，50G上行选项C+的上行接收灵敏度要求提升1 dB，发射光功率可以减小1 dB。ONU激光器不集成SOA的方式更容易实现。为了使ONU指标一样，Class N1等级的50G上行指标定义了N1和N1b两个选项。

▼表1 对称50G-PON光接口主要参数指标

收发机	参数	单位	值			
	ODN规格		N1		C+	
49.766 4 Gbit/s 下行 OLT 发射机	最小发射光功率	dBm	+5.5		+8.5	
	最大发射光功率	dBm	+11		+14	
	最小调制光功率减TDEC	dBm	+4.75		+7.75	
49.766 4 Gbit/s 下行 ONU 接收机	灵敏度	dBm	-24.0		-24.0	
	过载光功率	dBm	-3.0		-3.0	
	参考误码率	-			1E-2	
	收发机选项	-	N1	N1b	C+	C+b
49.766 4 Gbit/s 上行 ONU 发射机	最小发射光功率	dBm	+6.8	+7.8	+6.8	+7.8
	最大发射光功率	dBm	+11.8	+11.8	+11.8	+11.8
	最小调制光功率减TDEC	dBm	+4.47	+5.47	+4.47	+5.47
49.766 4 Gbit/s 上行 OLT 接收机	灵敏度	dBm	-22.7	-21.7	-25.7	-24.7
	过载光功率	dBm	-2.2	-2.2	-5.2	-5.2
	参考误码率	-			1E-2	

ODN: 光分配网 OLT: 光线路终端 ONU: 光网络单元 PON: 无源光网络 TDEC: 发射机和色散眼图闭合

2 50G-PON 关键技术

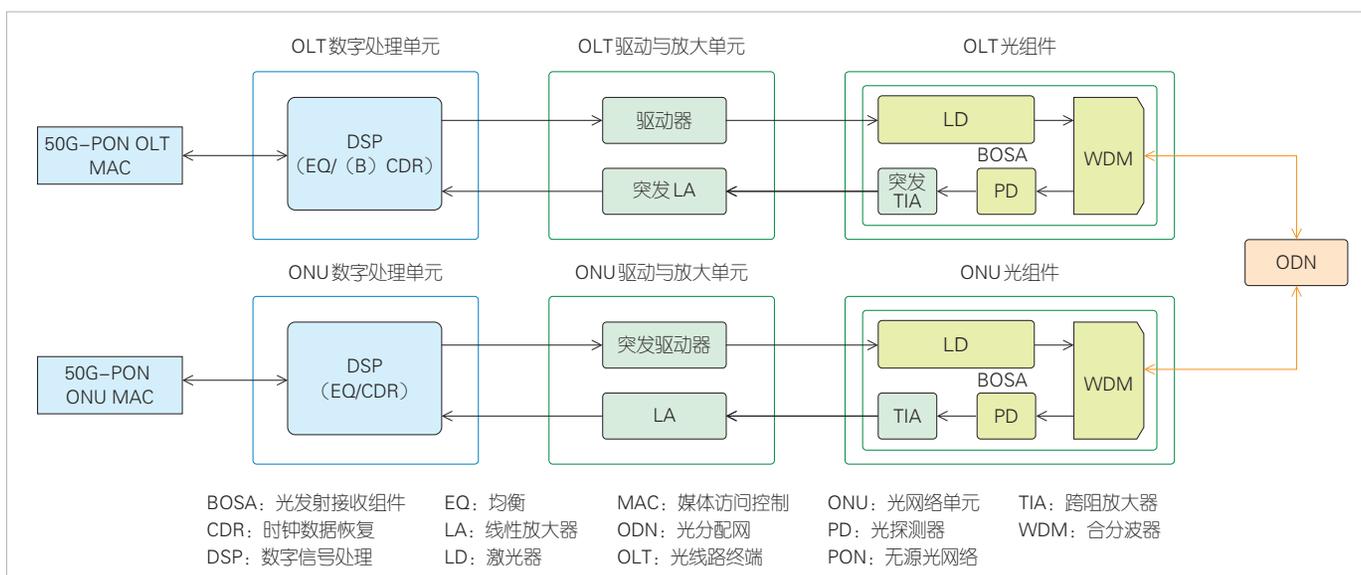
50G-PON 系统架构如图3所示。下行方向数据首先经过 OLT 媒体访问控制 (MAC), 经 OLT 数字信号处理 (DSP) 芯片、激光器驱动、激光器转成光信号后发送给 ONU。下行光信号被 ONU 光接收机接收后转成电信号, 随后发送给 ONU DSP 处理, 最后再发送给 ONU MAC。上行方向与下行数据类似, 不同的是上行发送和接收需要支持突发工作。ONU 发送需要突发驱动器, OLT 接收需要突发跨阻放大器 (TIA)。DSP 支持突发时钟数据恢复 (CDR) 功能, 并且 OLT 接收要支持 12.5 Gbit/s、25 Gbit/s 和 50 Gbit/s 3 速率接收。光功率在 50G-PON Class C+接收灵敏度附近时, TIA 输

出信号幅度只有 50 mV 左右。此时 TIA 输出信号还需要经过突发线性放大器 (LA) 放大才能被 DSP 正常接收。

50G-PON 传输速率高, 器件带宽受限, 接收机灵敏度低。功率预算是 50G-PON 面临的巨大挑战。为了实现高功率预算, 需要解决高功率发射机、高灵敏度接收机、高性能 DSP 均衡和 FEC 技术等关键技术问题。高速突发驱动、突发 LA、TIA 和突发时钟数据恢复 (BCDR) 等是实现 50G-PON 上行突发收发关键技术。

2.1 50G-PON DSP

10 Gbit/s 及以下速率 PON 设备, 器件带宽足够大, 光信



▲图3 50G-PON系统架构

道的损伤小。接收机光电转换后，经过时钟恢复与判决恢复出数据，不需要进行复杂的均衡处理。随着传输速率的增加，器件带宽提升的难度也在增大。使用高速信号处理技术来提高光接收性能成为新的趋势。这种方法通过增加电处理的复杂度来降低光器件指标要求，进而提升光传输系统的性价比。

50G-PON系统线路速率达到50G等级，电链路损耗大，光器件带宽也不足。PON系统首次引入了高性能均衡处理技术，具体实现时可以分为纯模拟CDR实现、数字DSP实现、以及数模混合DSP实现3种方案架构，如图4所示。

1) 模拟CDR方案。该方案没有ADC，主要通过模拟CTLE进行信号补偿。也有结合前向均衡（FFE）、判决反馈均衡（DFE）的设计方案，但是FFE和DFE抽头数较低。该模拟方案具有功耗低、成本低的特点。全模拟接收均衡通常用在25 Gbit/s及以下速率的CDR芯片中。

2) 数字DSP方案。模拟前端进行CTLE补偿后，利用高速ADC对接收信号进行采样。数据进入DSP处理模块进

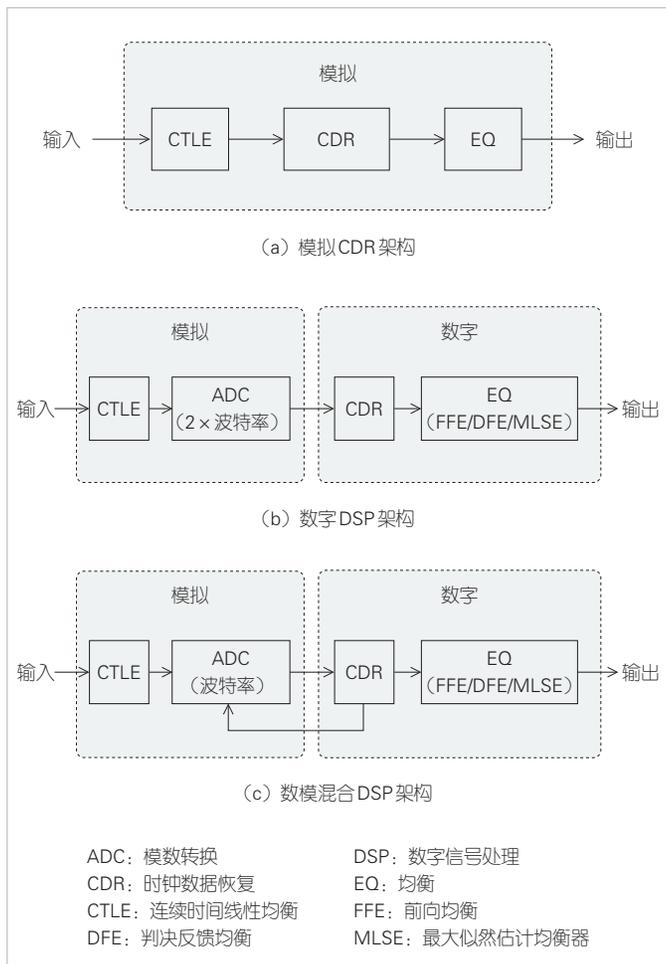
行时钟恢复、FFE、DFE以及MLSE等数字信号处理。数字DSP方案的核心是ADC高速采样后，在全数字域进行信号处理。ADC采样速率是信号波特率的2倍。接受一定性能代价时，ADC采样速率可以适当降低，但一般不低于1.3倍。

3) 数模混合DSP方案。当模拟前端完成CTLE补偿后，可变增益放大器（VGA）放大到合适的信号幅度，进入ADC并按照信号符号速率进行采样。采样数据进入DSP数字处理模块进行CDR时钟恢复、FFE、DFE以及MLSE等信号均衡处理。在数模混合架构下CDR模块计算出相位误差，并将其反馈给ADC进行采样相位调整。由于ADC采样速率降低，芯片功耗成本比纯数字架构更低。该方案已成为目前的主流方案。由于ADC采样时钟需要CDR模块反馈调整，反馈链路变长，增加了突发接收难度。

50G-PON DSP在系统中的位置方案有两种：一种是集成在光模块，另一种是集成在MAC芯片内。当集成在光模块内部时，DSP靠近光组件，此时传输性能更好。但是光模块内部集成DSP会增加光模块功耗，增大模块实现难度。当DSP集成在MAC内部时，光模块简单，但是信号需要经历20~30 cm的印刷电路板（PCB）走线，信号质量进一步恶化，对传输性能的影响很大。

DSP均衡算法标准在指标定义时使用15阶FFE+3阶DFE作为参考均衡器进行参数制定。各公司可以根据自身情况选择不同的均衡器实现方案。提升DSP算法复杂度可以提升接收性能。相对于上行灵敏度要求，下行接收灵敏度要求较低，可以使用参考均衡器。上行Class C+接收指标面临较大挑战，采用更强性能的均衡算法可充分发挥DSP性能，降低光接收机压力。

针对50G突发时钟恢复难题，业界提出了一种快速均衡方案：在注册阶段配置长的前导码对均衡器进行训练，在工作阶段根据动态带宽分配（DBA）调度将对应ONU的均衡参数进行预配置。当该ONU突发数据到达时系统可以快速收敛，完成突发接收。DSP内置光模块方案需要OLT MAC提供传输通道通知DSP到达的突发数据是哪个ONU。对此业界也提出了不同的方案，例如带内Ploam消息、带外硬件接口。其中，前者占会用业务带宽，后者需要增加光模块接口。



▲图4 高速信号均衡处理架构

2.2 突发收发技术

对于PON系统上行时分多址，ONU会根据OLT DBA带宽授权突发发送上行数据，OLT突发接收。不同ONU到OLT的链路衰减不一致。上行ONU突发数据到达OLT接收机时信号是不连续的，而且信号功率变化可达20 dB。OLT

接收机要能够在前导码的几百纳秒时间内确定突发TIA、LA增益，完成突发时钟恢复，输出正确的信号。

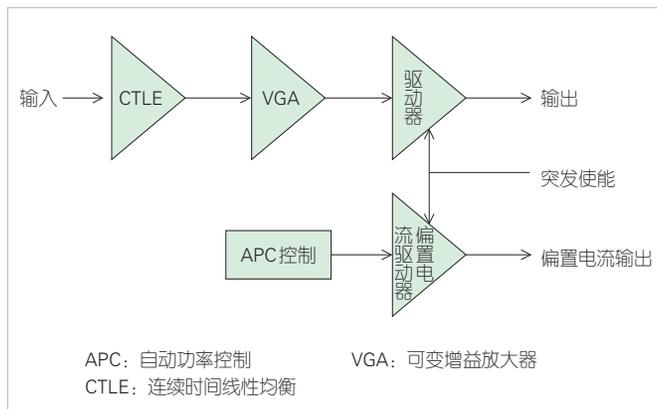
1) 突发LDD。突发激光器驱动器 (LDD) 应用于 50G-PON ONU，将 ONU DSP 发送的上行数据信号转换成调制电流信号，驱动 ONU DML 激光器发送上行突发光信号，如图 5 所示。该技术可通过外部控制环路调整芯片增益，控制加载的调制电流大小，实现信号的线性放大，并根据 ONU MAC 突发控制信号快速打开和关闭 LDD 偏置电流和调制电流，实现上行光信号突发控制。突发打开关闭时间越小，上行开销越小，带宽效率就越高。50G-PON 突发打开关闭时间协议期望值为 25.7 ns。目前上行非对称突发 LDD 已有相关芯片^[6]，上行对称 50G 突发 LDD 仍在开发中。

2) 突发TIA。TIA 能够将 APD 输出的电流信号转化成电压信号，并进行放大输出，如图 6 所示。因此，我们可以使用跨阻增益来评价放大效果。PON 系统中不同 ONU 到 OLT 的损耗不一样。上行突发信号到达 OLT 接收光功率差异高达 20 dB。针对不同功率的信号，TIA 需要快速调整放大增益，输出恒定幅度信号给后级模块。

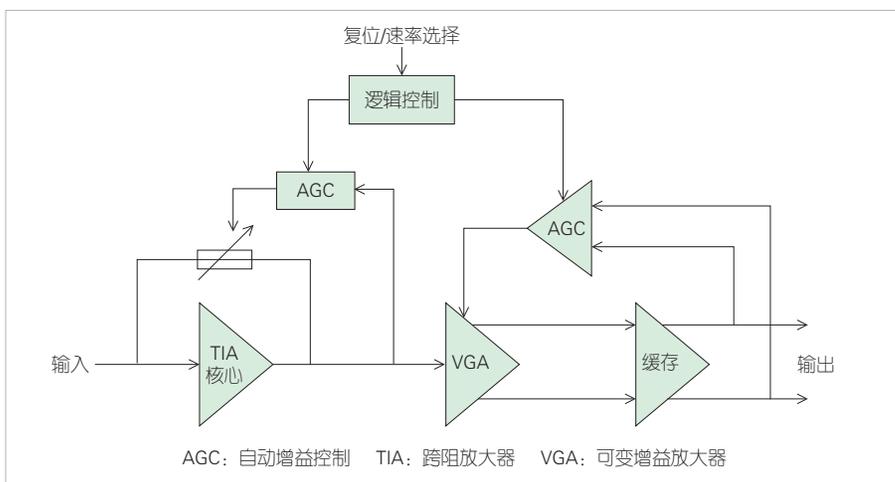
突发 TIA 需要 MAC 提供的 Reset 复位信号，触发 TIA 进行快速自动增益控制 (AGC) 增益调节，VGA 输出增益调节，建立工作状态输出稳定信号。50G-PON 上行还要支持 12.5 Gbit/s、25 Gbit/s 和 50 Gbit/s 3 种接收速率，需要 MAC 提供速率选择信号，在不同速率信号到达时，控制 TIA 工作在合适的带宽。50G TIA 输出信号要送给后级 DSP 处理，除了需要同时具备高速、线性、突发 3 种重要特征，还要具备低噪声、高灵敏度的重要性能。带宽、突发恢复时间、动态范围、噪声、增益、线性度是 TIA 的几个主要参数。由于 50G-PON 要进行 DSP 均衡处理，因此 TIA 还要支持线性放大。根据最新报道，Semtech 开发了用于上行 50G 的突发 TIA。^[6]

3) 突发 LA。当突发 LA 用于 OLT 光模块时，输出的电压信号被放大并发送给 DSP，如图 7 所示。由于 PON 灵敏度要求高，TIA 在灵敏度附近的输出信号幅度只有 50 mV 左右，而且上行光信

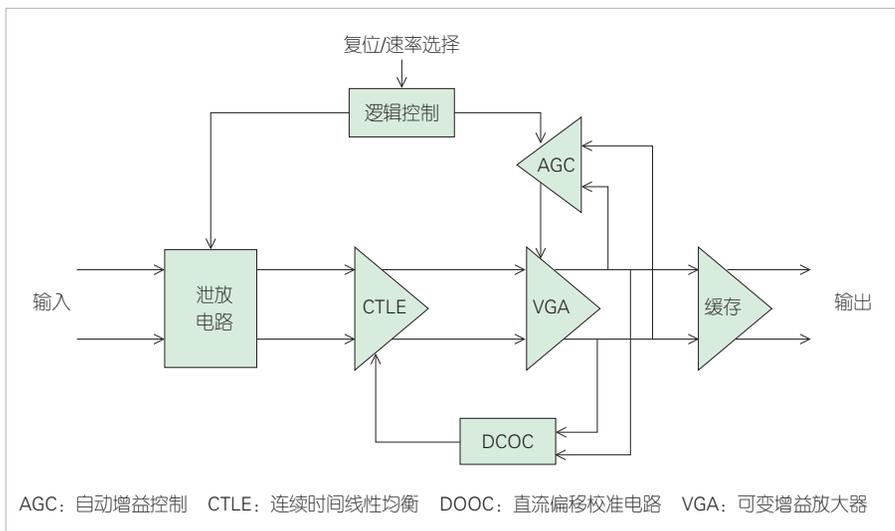
号功率有 20 dB 的变化范围。TIA 输出信号不能在所有输入功率下保持恒定输出，需要 LA 对信号进一步放大并保持幅度恒定才能满足 DSP 输入要求。与 TIA 一样，LA 要支持突



▲图 5 突发激光器驱动器 (LDD) 架构



▲图 6 突发 TIA 结构示意图



▲图 7 突发线性放大器 (LA) 结构示意图

发增益控制，支持多速率突发工作。此外，LA也会集成CTLE均衡补偿封装打线、PCB走线损耗，提升信号质量。当前业界尚无50G线性突发LA产品。

4) 突发CDR。LA输出信号进入DSP后，需要经过时钟恢复后才能正确采样，判决恢复出接收的数据。为了降低突发开销，DSP需要具备快速突发时钟恢复功能。PON系统上行发送时钟源自下行信号提取的时钟。OLT接收机时钟恢复主要是相位恢复。

在传统模拟系统中，采样时钟的相位以锁相环方式控制，实现与接收信号中符号时钟的相位对准。在数字系统中，当采用多倍采样时，相位对准主要通过内插处理来实现波形样本从采集样本位置到目标样本位置的变换。数模混合方案采用单倍采样，此时相位对准是根据数字域相位误差检测反馈调整采样时钟来实现相位对准的。50G-PON DSP采用数模混合单倍采样相位对准方式，也有部分公司研究基于模拟架构的突发时钟恢复方案。目前尚无满足50G-PON应用的50G突发CDR商用芯片。

2.3 增强 FEC

前向纠错编解码是保证高速光通信系统传输可靠性的关键技术之一。由于传输速率的提高会导致灵敏度下降、功率预算降低，因此FEC技术会向着更高的编码增益和更低的冗余位方向发展。其中，低密度奇偶校验(LDPC)码具有优越的纠错性能，已被许多通信标准采用。

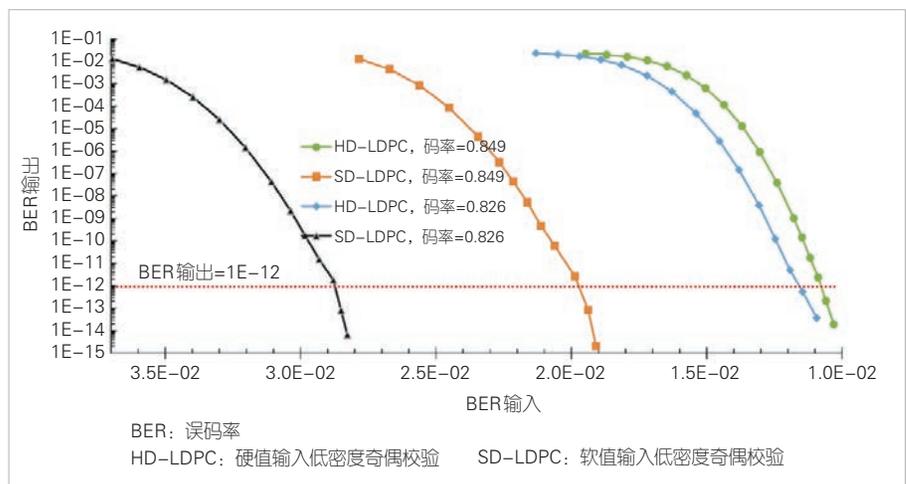
为了降低光器件开发难度和PON系统成本，IEEE标准组织在制定IEEE 802.3ca N*25G-EPON标准^[7]时，选择硬判决LDPC作为前向纠错码，输入误码率阈值为 10^{-2} ，输出误码率要求小于 10^{-12} 。50G PON标准采用了与IEEE 802.3ca一样的准循环低密度奇偶校验(QC-LDPC)(17 664, 14 592)码作为母码方案，校验矩阵为 12×69 矩阵，循环行列式大小为256。通过对信息位截短以及校验位的槽孔操作，我们可以得到不同码率不同性能的LDPC码本方案。

50G-PON下行FEC将QC-LDPC(17 664, 14 592)码字校验位的最后384 bit进行截短操作，得到下行FEC码字LDPC(17 280, 14 592)^[8]。一个LDPC码字为17 280 bit。其中，信息位占14 592 bit，校验位为占2 688 bit，码率为0.844 4。在采用硬值和软值LDPC算法时，输出BER为 10^{-12} 时对应的输

入BER门限分别降到 1×10^{-2} 和 2×10^{-2} 。

50G-PON上行支持灵活FEC，定义了FEC Code 0默认码本(Default FEC code)、FEC Code 1高吞吐率码本(high throughput code)和FEC Code 2高增益码本(high margin code)3种FEC编码方案^[8]。默认码本与下行码本一样，为LDPC(17 280, 14 592)。高吞吐率码本通过槽孔将校验信息缩短到1 288 bit，码本为LDPC(15 872, 14 592)，码率为0.919 4。高增益码本校验位3 072比特不变，信息位进行截短，得到上行码本。高增益码本信息位截短 $S=256 \times CS$ bit，CS取值范围为19~35，信息位长度 $HM2=14 592-S$ ，码长 $HM1=17 644-S=HM2+3 072$ ，码字记为LDPC(HM1, HM2)，码率是0.647 1~0.760 0。高吞吐率码本LDPC(15 872, 14 592)码率更高，可以传输的业务带宽更高，但是增益有所下降，适用于距离OLT损耗较小、距离较短的ONU。高增益码本LDPC(HM1, HM2)码率低、增益更高，适用于因器件老化、温度变化、光纤弯曲等因素导致链路质量下降、信号误码增大的场景。

LDPC解码算法一般会进行多次迭代，在每个迭代中会计算并更新对数似然比(LLR)信息。初始LLR信息的获取方式不同，导致LDPC算法有硬值输入和软值输入之分。硬值输入是指，输入LDPC解码模块的数据是硬判决后的0、1比特序列。这种输入需要通过LLR生成模块对接收到的0、1比特进行映射处理，进而得到LLR输入值。软值输入是指，输入LDPC解码模块的数据是均衡后未经过硬判决的原始数据。这种输入不是只有0、1硬值信息。软值输入比硬值输入有更多的信息输入，性能更好。如图8所示，在0.849码率时，同样是 1×10^{-12} 输出误码率，软值输入LDPC译码器的入口误码率要求为 1.97×10^{-2} ，硬值输入LDPC译



▲图8 准循环低密度奇偶校验(QC-LDPC)性能测试结果

码器的入口误码要求为 1.08×10^{-2} ，对应到光接收机灵敏度差异大约是 $0.95 \text{ dB}^{[9]}$ 。

50G-PON 标准定义是按照硬值 LDPC 指标进行定义的。采用软值 LDPC 可以降低误码率，提升系统性能，降低接收机器件指标要求。采用软值 LDPC 还是硬值 LDPC 主要体现在译码阶段。无论采用哪种方式都不影响发送信号和系统互通。需要说明的是，软值 LDPC 需要保留信号软值信息，需要 ADC 对数据进行采样，并且 LDPC 集成到 DSP 芯片才能支持软值 LDPC。

2.4 50G-PON 光收发模块

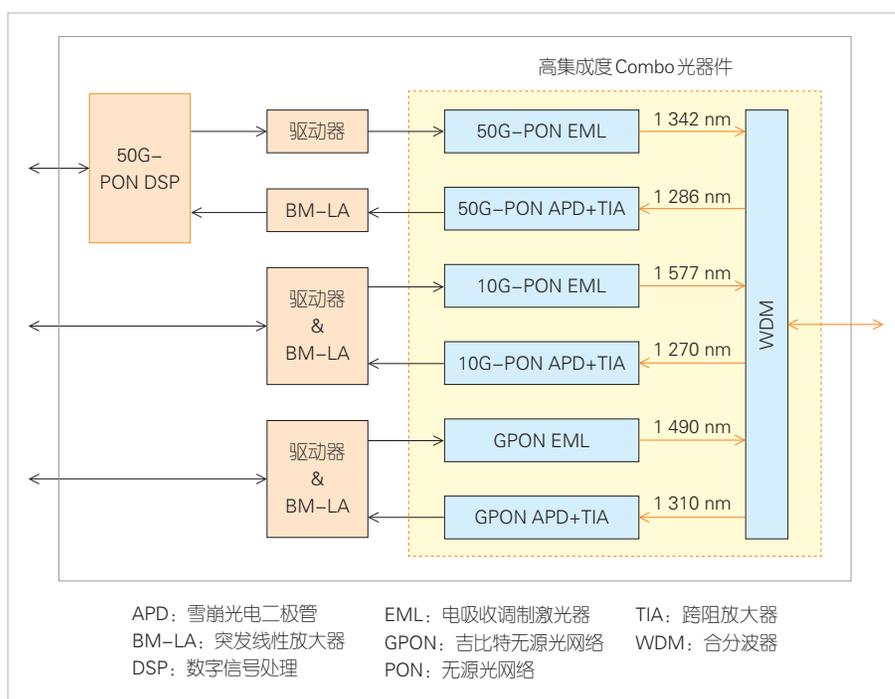
1) 50G-PON 光器件。对称 50G PON Class N1 和 C+ OLT 下行发射光功率分别需要大于 5.5 dBm 和 8.5 dBm ，50G 上行接收灵敏度小于 -22.7 dBm 和 -25.7 dBm (C+ option) 或 -24.7 dBm (C+b option)。ONU 下行接收灵敏度小于 -24 dBm ，发射光功率大于 6.8 dBm (C+ option) 或 7.8 dBm (C+b option)。标准没有强制要求采用的收发机类型，产业链选择 EML+SOA 用于下行发射机。DML 用于上行发射机，APD 用于上下行接收机。当前 OLT Class C+ 接收机以及 ONU 发射机面临很大挑战，相关指标尚未达到标准要求。APD 接收机样品测试灵敏度能达到 -25.7 dBm ，但是考虑 OLT Combo 光模块合分波器损耗、高低温恶化、大批量使用余量，需要继续提升 APD 响应度、带宽，降低 APD 和 TIA 噪声。为了降低成本，ONU 发射机采用 DML 激光器。业界需要继续提升光功率、带宽指标。

2) 50G-PON Combo 光模块。PON 技术在不断发展，新一代 PON 技术要能够与上一代 PON 共存，支持平滑演进。在进行 XG(S)-PON 建设时，业界提出了 Combo PON 方案，使同一个 PON 口同时支持 GPON 和 XG(S)-PON。网络升级时，只需要将原有的 GPON OLT 线卡更换成新的 GPON/XG(S)-PON Combo PON OLT 线卡，不需要增加共存合分波器，也不需要额外增加 OLT 线卡槽位，如图 9 所示。50G-PON 将继续沿袭 Combo 方案。同一 PON 口需要支持 GPON、XG(S)-PON、50G-PON 3 代 PON (考虑对称非对称不同速率时，需要支持 5 种模式)。OLT 光模块内需要容纳 3 个发射机和 3 个接收机，以及相应的 LDD、LA 和 50G-PON DSP 芯片。

同时模块封装保持小封装热拔插光模块 (SFP) 形式，与 GPON/XG(S)-PON Combo PON OLT 光模块尺寸基本一致，保持同样的槽位端口密度。此外，功耗和尺寸也面临很大挑战。对此，业界正在研究小型金属罐型 TO-CAN、Box 等不同光路结构，研发多路集成、小封装 LDD/LA 电芯片等不同技术方案。预计 2025 年会有 SFP 尺寸的 GPON、XG(S)-PON、50G-PON 三代五模 Combo 光模块样品。

3 50G-PON 产业链

随着标准制定逐渐完善，50G-PON 产业链进入快速发展期。博通、海信、光迅等都已推出下行 EML+SOA 激光器，Coherent、源杰等开发了非对称上行 DML 激光器，Si-fotonics、Macom 等开发了用于 50G-PON 的 APD 产品。电芯片方面，Semtech 公司已经开发非对称 50G-PON OLT 和 ONU Combo 电芯片。OLT Combo 电芯片支持下行激光器驱动、上行突发 LA，并支持下行连续 CDR 和上行突发 CDR 功能。ONU Combo 电芯片支持下行 LA，并支持上行突发激光器驱动和上下行连续 CDR 功能。Semtech 同时开发了用于上行 50G 的突发 TIA 芯片。Macom、优讯、英思嘉等也推出了 50G-PON 上下行激光器驱动器、25G 限幅突发 TIA 等芯片。目前非对称 50G-PON Class N1 器件相对成熟，相关指标已基本满足标准要求。然而，非对称、对称 50G-PON 接收灵敏度还不能满足 Class C+ 指标。对称 50G-PON 的上行 50G ONU DML 发射机，以及突发 LDD、突发 LA、突发 BCDR 芯



▲图9 50G-PON Combo PON OLT光模块结构

片仍在开发中。

50G-PON设备研制也取得了很大进展。设备商已经推出50G-PON非对称样机^[10]，完成了运营商测试。文献[11]完成了非对称50G-PON样机实时验证，支持29 dB链路预算。文献^[12]使用独立的50G-PON验卡与GPON、XGS-PON线卡，验证了50G-PON与GPON、XGS-PON共存。文献[13-14]中50G-PON样机采用三代Combo OLT光模块支持GPON、XG(S)PON、50G-PON。目前已有设备厂商发布了对称50G-PON样机^[15]。当前由于对称50G-PON器件还不成熟，对称样机性能指标还需要提升。预计2024年非对称50G-PON会开始试商用，2025年业界会推出采用SFP大小的小封装三代Combo OLT光模块的对称50G-PON系统。

4 结束语

50G-PON标准制定主要工作已基本完成，下行可支持50 Gbit/s，上行支持12.5 Gbit/s、25 Gbit/s和50 Gbit/s 3种速率，支持GPON、XG(S)-PON、50G-PON三代共存。50G-PON标准50 Gbit/s速率光接口指标采用OMA-TDEC参数体系。光接口指标更加灵活，有利于提高光模块良率。50G-PON引入DSP均衡和LPDC提升接收灵敏度。线性突发LDD、TIA、LA和BCDR是50G-PON突发收发关键芯片。GPON、XGS-PON和50G-PON三代Combo共存将是未来的主流方案。SFP尺寸的三代Combo OLT光模块是50G-PON的关键需求。模块结构布局和功耗是面临的主要挑战。当前非对称50G-PON产业链已经趋于成熟，多个运营商已经完成现网测试，预计2024年非对称50G-PON可能会进入商用阶段。对称50G-PON关键器件尚不成熟，当前还是样机阶段，商用产品仍在开发中，预计2025年会有相关产品推出。

参考文献

- [1] 张伟良, 王霄雨, 黄新刚. 基于动态通道绑定的更高速无源光网络[J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(2): 100-106. DOI: 10.12142/ZTETJ.202402014
- [2] 王新余, 孔雪, 贺峰. 新型家庭全光网技术[J]. 中兴通讯技术, 2022, 27(2): 56-62. DOI: 10.12142/ZTETJ.202301011
- [3] ITU. 50-Gigabit-capable passive optical networks (50G-PON): physical media dependent (PMD) layer specification: G.9804.3 [S]. 2024
- [4] 张平化, 王会涛, 付志明. 数据中心光模块技术及演进[J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(1): 89-98. DOI: 10.12142/ZTETJ.202401015
- [5] 沈百林, 王会涛. 相干光收发器件未来技术演进[J]. 中兴通讯技术, 2023, 29(5): 82-86. DOI: 10.12142/ZTETJ.202305013
- [6] Semtech. Semtech's latest innovations [EB/OL]. [2024-05-16]. <https://www.semtech.com/company/press/semtech-latest-innovations-empower-carriers-to-navigate-seismic-shifts-in-content-consumption-enabling-new-levels-of-service-and-revenue-capabilities>

- [7] IEEE. Physical layer specifications and management parameters for 25 Gbit/s and 50 Gbit/s passive optical networks: 802.3ca-2020 [S]. 2020
- [8] ITU. Higher speed passive optical networks - common transmission convergence layer specification: G.9804.2 [S]. 2023
- [9] WANG W M, TAO K, QIAN W F, et al. Real-time FPGA verification for 25G-PON and 50G-PON LDPC codes [C]// Proceedings of Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO). IEEE, 2020: 1-2
- [10] 中兴通讯. 中兴通讯全球首发精准50GPON样机 [EB/OL]. (2022-03-02) [2024-05-16]. <https://www.zte.com.cn/china/about/news/20220302c4.html>
- [11] JIN J L, ZHANG D Z, LI Q Z, et al. First demonstration of 50G TDM-PON prototype in compliance with ITU-T G. 9804.3 standard N1 ODN class 29-dB [C]// Proceedings of IEEE 8th International Conference on Computer and Communications (ICCC). IEEE, 2022: 236-240. DOI: 10.1109/ICCC56324.2022.10065743
- [12] SALIOU F, SIMON G, HUÉROU S L, et al. Triple coexistence of G-PON, XGS-PON and 50G-PON systems with extended reach [C]// Proceedings of 49th European Conference on Optical Communications (ECOC 2023). IET, 2024: 822-825
- [13] SALIOU F, SIMON G, LE HUÉROU S, et al. Coexistence in future optical access networks from an operator's perspective [J]. Journal of optical communications and networking, 2024, 16(1): A78-A88. DOI: 10.1364/JOCN.499935
- [14] SALIOU F, SIMON G, LE HUÉROU S, et al. Two approaches for triple coexistence of G-PON, XGS-PON, and 50G-PON systems with extended reach and a class-D ODN [J]. Journal of optical communications and networking, 2024, 16(7): C97-C105. DOI: 10.1364/JOCN.515458
- [15] ZTE. ZTE unveils symmetric 8-port 50G PON Combo and 50G PON Wi-Fi 7 ONU [EB/OL]. (2024-02-26) [2024-05-16]. <https://www.zte.com.cn/global/about/news/ZTE-unveils-symmetric-8-port-50G-PON-Combo-and-50G-PON-Wi-Fi-7-ONU.html>

作者简介



黄新刚，中兴通讯股份有限公司固网团队技术预研资深专家；长期从事光接入技术研究和标准化工作；主持和参加多项国家“863”项目、省部级重点项目；获国家科学技术进步奖二等奖1项、电子学会科学技术进步奖一等奖1项、深圳市科技进步奖二等奖1项，获授权发明专利70余项。



杨波，中兴通讯股份有限公司固网团队技术预研资深专家，高级工程师；长期从事50G-PON、WDM PON等下一代PON技术预研和标准化工作；参加多项国家和省部级重点项目，主持上海市科技启明星项目1项；曾获中国电子学会科学技术进步奖一等奖。

无蜂窝大规模MIMO的接入点间同步与空口校准技术



Inter-Access Point Synchronization and Over-The-Air Reciprocal Calibration for Cell-Free Massive MIMO Systems

梁祥虎/LIANG Xianghu¹, 王晓妮/WANG Xiaoni²,
李原/LI Yuan², 郑康/ZHENG Kang¹,
王东明/WANG Dongming¹

(1. 东南大学移动通信国家重点实验室, 中国 南京 210096;

2. 中兴通讯股份有限公司, 中国 深圳 518057)

(1. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202403013

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20240618.1819.004.html>

网络出版日期: 2024-06-19

收稿日期: 2024-04-10

摘要: 无线通信系统中多个天线单元相干协作发送 (CJT) 技术的性能严重依赖于发送端已知信道状态信息 (CSI)。为了避免 CSI 反馈, 通常假设系统工作在时分双工 (TDD) 模式。利用 TDD 空口上下行信道的互易性, 根据上行探测信道获得下行 CSI。但是, 实际系统中由于节点 (AP) 间存在同步误差及通道的非理想因素, 上下行整体信道并不互易。研究了面向无蜂窝大规模 MIMO 的网络侧时频同步以及空口 (OTA) 校准技术。基于现网商用远端天线单元 (RRU) 以及同步技术, 给出了大规模组网的同步和空口校准方案。结合试验系统, 探讨了 CJT 对同步和校准的性能的要求以及无蜂窝大规模 MIMO 实现方式和节点天线配置, 给出了校准相位的预测性能。

关键词: 无蜂窝大规模 MIMO; 相干协作发送; 空口校准; 节点间同步

Abstract: The performance of coherent joint transmission (CJT) techniques with multiple access points in wireless communication systems is highly dependent on known channel state information (CSI) at the transmitter. To avoid CSI feedback, it is generally assumed that systems operate in time division duplex (TDD) mode, and then the downlink CSI is obtained according to the uplink sounding signals by using the reciprocity of the uplink and downlink channels. However, due to the synchronization error between access points (AP) and the non-ideal hardware factors, the uplink and downlink channels are not reciprocal. In this paper, the time-frequency synchronization of the wireless network and over-the-air (OTA) calibration technologies for cell-free massive MIMO are studied. Based on the commercial remote radio unit (RRU) and synchronization technology, synchronization and calibration schemes for large-scale network are discussed. Finally, based on the experimental system, the performance requirements of CJT for synchronization and calibration are discussed, as well as the implementation of cell-free massive MIMO and the antenna configuration of the AP, and the prediction of the phase of the calibration coefficient is studied.

Keywords: cell-free massive MIMO; coherent joint transmission; OTA calibration; inter-AP synchronization

引用格式: 梁祥虎, 王晓妮, 李原, 等. 无蜂窝大规模 MIMO 的接入点间同步与空口校准技术 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(3): 81-90. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403013

Citation: LIANG X H, WANG X N, LI Y, et al. Inter-access point synchronization and over-the-air reciprocal calibration for cell-free massive MIMO systems [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(3): 81-90. DOI: 10.12142/ZTETJ.202403013

多 天线技术是提升无线通信系统性能的关键技术, 被广泛应用于无线通信系统。从 4G 到 5G, 多天线技术经历了从点到点多输入多输出 (MIMO) 到点到多点的大规模多用户 MIMO, 频谱效率得到了大幅度提高。分布式多天线 (Distributed MIMO) 是多天线技术的另外一种实现形

式, 它将分散部署的节点通过协作为多个用户服务, 形成了多点到多点的多用户协作多点传输 (CoMP), 可以进一步提高无线通信系统性能^[1]。当前, CoMP 技术历经 4G 阶段的研究和验证到 5G 阶段的标准化并逐渐走向商用。为了进一步持续提升无线通信系统性能, 将多节点协作技术拓展, 研究者近期提出了无蜂窝大规模 MIMO (CF-mMIMO) 系统^[2]。采用可扩展的分布式信号处理技术, CF-mMIMO 的大规模天线基带信号处理可以云化实现^[3-4]。因此, CF-

基金项目: 国家科技重点研发项目 (2020YFB1807200); 东南大学-中兴通讯联合实验室项目

mMIMO具备了打破传统蜂窝结构的可能。另外，可扩展的CF-mMIMO的系统容量随着接入点（AP）数量的增加而持续增加，但是每个AP的复杂度不会随AP数量的持续增加而增加，这为持续提升系统性能提供了基础理论和技术支撑^[4]。

CF-mMIMO的下行相干联合传输（CJT）的性能严重依赖于发送端已知信道状态信息。对于采用时分双工（TDD）模式的系统，利用上下行空口信道的互易性，可以根据上行信道得到下行信道。但是在实际系统中，上下行信道的互易性还受到如下两个因素的影响：一方面，收发通道电路的不同使得信道不互易；另一方面，多个节点之间时间和频率不同步引起信道不互易。前者可以通过互易性校准进行补偿，后者可以采用节点间的时频同步机制实现。由于分布式部署，两个方面因素耦合在一起，使得利用CJT的实现极具挑战。

AP间时频同步可以采用空口同步的方式，但是这种方式的主要缺点是精度受制于AP间链路的信噪比且开销较大^[5-7]。采用1588 PTPv2和SyncE可以做到AP间的时频同步，这种有线的以太同步方法已广泛应用于现网^[8]。但是为了获得更好的协作传输增益，时频同步的精度仍有待进一步提升^[9]。在具备较好的时频同步的情况下，采用空口校准可以获得多个AP的互易性校准系数。但是，如前所述，受到当前以太同步精度的影响，当采用空口校准后信道状态信息实现预编码时，CJT的性能与理论相比有较大的差距^[10]。

为了实现无蜂窝大规模MIMO的大规模组网，需要更深入地从同步和校准的机理出发，研究同步和校准系数估计方法以及估计误差的特性，并研究估计误差对预编码性能的影响。

1 节点间同步对无蜂窝大规模MIMO性能的影响

在CF-mMIMO中，基站侧将AP分布式部署，相比于传统蜂窝组网，无蜂窝大规模MIMO消除了蜂窝的概念，而是以用户为中心，大量的AP在覆盖区域内，在相同时间或频率资源上为用户提供服务。相比于小蜂窝情形，CF-mMIMO可以提供给每用户95%的吞吐量^[2]。文献[11]证明了CF-mMIMO的AP密集度高而用户设备（UE）数相对较少时，即使在非理想的信道状态信息（CSI）下，上行频谱效率仍能显著提升。文献[12]推导出了CF-mMIMO的下行覆盖概率的封闭表达式，并证明了当UE数量一定时，覆盖概率随着AP个数增加而增加，当AP个数远大于UE数量时，覆盖概率将接近100%。

1.1 可扩展无蜂窝大规模MIMO架构

文献[2]提出的基于动态协作聚类（DCC）的CF-mMIMO架构，是一种全分布式架构。该架构以用户为中心，多个AP可以对同一个用户服务，AP将接收到的信号传至CPU_s，由CPU完成信号检测和预编码功能。可以看到在这种架构中，服务于用户的AP将接收到的信号传至CPU_s，导致前传开销较大，同时要求CPU有较高的算力。而文献[3]提出的一种可扩展的无蜂窝大规模MIMO架构，如图1所示，由射频单元完成射频信号的收发，边缘分布式单元（EDU）完成分布式预编码及接收功能，用户中心分布式单元（UCDU）完成数据分配和联合处理功能。一个EDU配置多个AP，提高了协作处理能力，同时这种结构也是可扩展的。一个用户可以由多个EDU服务，但是只能由一个UCDU服务。在上行接收时，UCDU对来自同一用户不同EDU的数据流联合处理；下行传输时，用户数据可通过UCDU分发给相关EDU，在EDU处完成分布式多用户预编码。可以看到，该架构相比于全分布式架构，有更高的联合处理能力，同时也是可扩展的。

1.2 CF-mMIMO射频通道系数失配问题

对于CF-mMIMO系统，下行的多用户预编码依赖发送端已知信道状态信息。但是在无蜂窝大规模MIMO系统中，由于AP数量大，下行信道矩阵的维度较大，采用反馈的方式，开销较大。

在TDD模式下，由于上下行空口信道的互易性，大规模MIMO中的下行信道信息可以根据上行信道信息获取，进而可以避免反馈，降低开销。根据空口信道互易性：

$$\mathbf{H}_{\text{DL}} = \mathbf{H}_{\text{UL}}^{\text{T}} \quad (1)$$

若基站侧天线总数为 N ，用户侧天线总数为 K ，则 $\mathbf{H}_{\text{DL}} \in \mathbb{C}^{K \times N}, \mathbf{H}_{\text{UL}} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 。

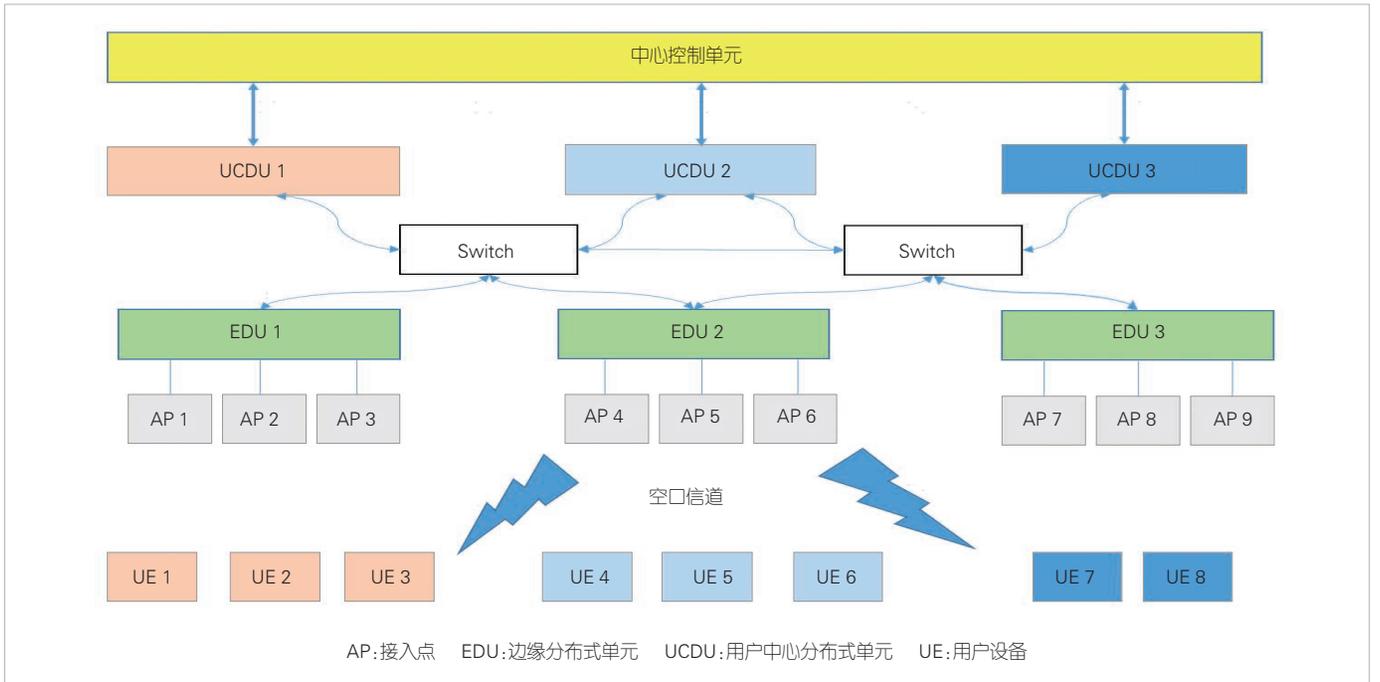
但实际上信号经过的信道还包含射频发送通道系数与接收通道系数，包含收发通道系数的总体信道为：

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{\text{UL}} &= \mathbf{B}_r \mathbf{H}^{\text{T}} \mathbf{U}_t \\ \mathbf{G}_{\text{DL}} &= \mathbf{U}_r \mathbf{H} \mathbf{B}_t \end{aligned} \quad (2)$$

其中，

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_t &= \text{diag}(b_{1,t}, b_{2,t}, \dots, b_{N,t}) \\ \mathbf{B}_r &= \text{diag}(b_{1,r}, b_{2,r}, \dots, b_{N,r}) \\ \mathbf{U}_t &= \text{diag}(u_{1,t}, u_{2,t}, \dots, u_{K,t}) \\ \mathbf{U}_r &= \text{diag}(u_{1,r}, u_{2,r}, \dots, u_{K,r}) \end{aligned} \quad (3)$$

其中， $b_{n,t}$ 、 $b_{n,r}$ 分别为基站侧第 n 根天线的发送和接收通道



▲图1 可扩展的CF-mMIMO架构

系数， $u_{k,t}$ 、 $u_{k,r}$ 为用户侧第 k 根天线的发送和接收通道系数。

射频收发通道系数的存在导致了整体信道不互易，即：

$$\mathbf{G}_{\text{DL}} \neq \mathbf{G}_{\text{UL}}^{\text{T}} \quad (4)$$

因此在下行预编码时，若仍使用信道互易性，用 $\mathbf{G}_{\text{UL}}^{\text{T}}$ 代替 \mathbf{G}_{DL} 进行下行预编码，势必带来严重的性能损失，以迫零预编码（ZF）为例：

$$\mathbf{y} = \beta \mathbf{G}_{\text{DL}} \mathbf{G}_{\text{UL}}^* (\mathbf{G}_{\text{UL}}^{\text{T}} \mathbf{G}_{\text{UL}}^*)^{-1} \mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (5)$$

其中， \mathbf{x} 是已编码的信号向量，满足功率约束 $\mathcal{E}[x_k x_k^*] = P$ 。

用户侧需要的数据为：

$$\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_K]^{\text{T}}, \quad (6)$$

\mathbf{n} 是噪声，是0均值复高斯随机变量。 β 是功率归一化因子，令预编码矩阵为 $\mathbf{W} = \mathbf{G}_{\text{UL}}^* (\mathbf{G}_{\text{UL}}^{\text{T}} \mathbf{G}_{\text{UL}}^*)^{-1}$ ，则：

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^{\text{H}})}} \quad (7)$$

将公式（2）带入公式（5）可以得到：

$$\mathbf{y} = \beta \mathbf{U}_r \mathbf{H} \mathbf{B}_r \mathbf{B}_r^{-1} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{U}_l^{-1} \mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (8)$$

由于射频收发通道系数的存在，矩阵 $\mathbf{A} = \mathbf{U}_r \mathbf{H} \mathbf{B}_r \mathbf{B}_r^{-1} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{U}_l^{-1}$ 不是对角阵，导致无法实现迫零功能，将会产生严重的用户间干扰。因此需要进行互易性校准，对射频收发通道系数进行补偿。

由于CF-mMIMO基站侧天线分布式部署，因此一般使用空口校准。通过天线之间互相收发校准导频信号，估计出校准信道，来估计校准系数。而空口校准又包括终端反馈校准和基站侧自校准，基站侧自校准对用户透明，无需用户反馈下行信道信息，易于实现。当使用基站侧天线自校准时，最优的理想校准矩阵为：

$$\mathbf{C} = \mathbf{B}_r \mathbf{B}_r^{-1}. \quad (9)$$

在下行预编码矩阵前乘以该矩阵，可以对基站侧收发通道系数进行补偿。

当使用ZF预编码时，经过下行预编码发射出去的信号为：

$$\mathbf{y} = \beta \mathbf{G}_{\text{DL}} \mathbf{C} \mathbf{G}_{\text{UL}}^* (\mathbf{G}_{\text{UL}}^{\text{T}} \mathbf{G}_{\text{UL}}^*)^{-1} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \beta \mathbf{U}_r (\mathbf{U}_l)^{-1} \mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (10)$$

此时的功率归一化因子变为：

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{C} \mathbf{W} \mathbf{W}^{\text{H}} \mathbf{C}^{\text{H}})}}. \quad (11)$$

从公式（10）中可以看到，经过理想校准后的下行预编码恢复了迫零效果。

1.3 CF-mMIMO架构下的时频同步问题

CF-mMIMO基站侧节点分布式部署引起的另外一个难题是节点间的时频同步。若节点间有频偏或者相位差，同

样会引起整体信道不互易。特别是，当节点间存在频偏，或者相位差随时间变化时，由于上行探测到下行传输之间有一定时间间隔，用于下行传输的校准矩阵很有可能失效，加大了CJT的难度。

假设上行探测经信道估计得到上行信道为 \mathbf{G}_{UL} ，且此时的下行信道为 \mathbf{G}_{DL} 。若计算了校准矩阵 \mathbf{C} 后，经上行探测再到下行传输之间的时间间隔为 τ ，在这段时间内由于本振存在相位漂移或者频偏，则此时的上下行信道变为：

$$\begin{aligned}\mathbf{G}_{DL}(\tau) &= \mathbf{U}_r[\Phi_{UE}(\tau)\mathbf{H}\Psi_{BS}(\tau)]\mathbf{B}_t \\ \mathbf{G}_{UL}(\tau) &= \mathbf{B}_r[\Psi_{BS}^{-1}(\tau)\mathbf{H}^T\Phi_{UE}^{-1}(\tau)]\mathbf{U}_t.\end{aligned}\quad (12)$$

其中， $\Phi_{UE}(\tau)$ 为各UE本振相位偏移量形成的对角阵：

$$\Phi_{UE}(\tau) = \text{diag}[e^{-j\phi_1(\tau)}, \dots, e^{-j\phi_N(\tau)}]. \quad (13)$$

$\Psi_{BS}(\tau)$ 为各AP本振相位偏移量形成的对角阵：

$$\Psi_{BS}(\tau) = \text{diag}[e^{j\psi_1(\tau)}, \dots, e^{j\psi_M(\tau)}]. \quad (14)$$

若此时将 $\mathbf{G}_{DL}(\tau)$ 和 $\mathbf{G}_{UL}(\tau)$ 带入(10)式，则可以得到：

$$\mathbf{y} = \beta\mathbf{U}_r[\Phi_{UE}(\tau)\mathbf{H}\Psi_{BS}(\tau)]\Psi_{BS}(\tau)\mathbf{H}^{-1}\Phi_{UE}^{-1}(\tau)\mathbf{U}_t^{-1}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (15)$$

可以看到，由于相位偏移的存在，即使使用迫零预编码以及理想的校准矩阵 \mathbf{C} 也无法消除用户之间的干扰。

从上述讨论我们可以看到，由于射频收发通道系数失配，实现下行CJT需要对上下行信道进行互易性校准。而由于网络侧节点分布式部署，可能会产生节点间频偏或相位差，需要对其进行时频同步。

2 网络侧AP之间的时频同步

节点之间的时频同步是实现下行CJT的前提。在无线通信系统中，网络侧节点之间的同步包括时间同步和时钟频率同步。下面我们分别介绍当前4G/5G通常采用的网络侧时频同步。

2.1 时间同步

当前无线通信系统常采用加循环前缀(CP)的分块传输，如正交频分复用(OFDM)。时间同步可以保证系统能较准确地恢复出符号/数据块。受到OFDM循环前缀(CP)的约束，各AP到服务用户的时延差不能超出CP的保护范围，否则将被视为异步干扰。因此，无蜂窝大规模MIMO系统中，为一个用户服务的AP数一方面受到大尺度衰落的影响，另一方面受到循环前缀长度的约束。

为了实现协作传输，高精度的时间同步是基本的要求。

假设系统中存在统一的时间基准，例如采用GPS/Beidou获取精确的时间(TOD)和秒脉冲(PPS)，并通过有线的方式发送给各个AP，则可以实现AP时间的同步。IEEE 1588 PTPv2是一种高精度的时间同步以太协议，精度可以达到纳秒级别。当各个AP之间没有统一的时间基准时，必须采用时间同步^[6-7]。

2.2 时钟频率同步

高精度的载波频率同步是实现下行CJT的另一个基本要求。在当前的AP实现中，基带信号通常经过数模转换之后上变频到载波频段。当各个AP上变频采用的本振信号由同一个时钟源生成并分发到各个AP时，可以实现高精度的载波同步。对于集中式的Massive MIMO，由于各收发通道集成在一个无线单元，因此可以采用这种方法。但是对于无蜂窝大规模MIMO，AP分布式部署，对于覆盖范围较小的专网应用场景是可行的，对于大范围覆盖，这种高频本振信号的分发意味着较高的部署成本。

当各个AP独立锁定GPS时钟时，由于上变频采用的本振信号由本地晶振生成，各个AP仍存在一定的频偏，并且频偏不是一个固定的值。因此，为了实现相干传输，即使各个AP配置GPS，必须对各个AP之间的频偏进行补偿^[9]。

另一种常用的方式是各个AP的参考时钟由同一个时钟源提供，每个AP根据参考时钟生成本振信号。SyncE协议是以太的方式传输参考时钟的常用方法，被广泛应用于电信网络。在这种情况下，虽然AP之间整体上不存在频偏，但是由于各个AP的本振信号仍是独立通过锁相环生成，各个AP的相位仍不同步，即各AP的相位存在漂移。这种相位漂移仍会对相干传输产生较大的性能恶化。文献[9]提出了高精度的时频同步方法，可以大幅降低相位漂移的范围。文献[10]基于5G NR的帧结构，给出了一种相位同步方法。

当AP没有配置GPS且没有共同的参考时钟时，例如Wi-Fi的AP，需要设计空口同步信号实现频率同步。文献[5]针对Wi-Fi系统设计了空口同步信号，可以实现频率同步。

2.3 时频同步方法对比

时频同步是相干传输的基本要求，通常是联合设计和实现的。表1中对比了当前常采用的时频同步方法。

3 空口互易性校准

对于集中式Massive MIMO，通常采用硬件校准获得发送通道的校准系数和接收通道的校准系数，进而可以根据上行信道信息获得下行信道状态信息。对于无蜂窝大规模

MIMO, 由于AP分布式部署, 采用硬件耦合的方式估计校准系数的部署成本较高。因此, 空口校准是一种低成本的实现方法。空口校准通过天线之间互相收发校准导频信号, 估计出校准信道, 来估计校准系数。

3.1 空口校准的基本原理

如公式(9)所示, 最优的空口校准系数为发送通道系数与接收通道系数的比值。校准系数的估计通常采用参考天线的方法。参考天线可以是终端, 也可以是AP的天线。基于此, 空口校准通常分为两种方式, 一种是终端辅助的校准, 另一种是基站侧天线自校准。

一种简单的校准方法是文献[14]给出的Argos校准, 该方法以一个天线为参考, 校准系统中所有AP。方法如下: 参考天线0发送校准导频, AP接收, 并估计出两者之间的信道增益 $g_{n,0}$; AP发送校准导频, 参考天线0接收, 估计出两者之间的信道增益为 $g_{0,n}$, 可以分别表示为:

$$g_{n,0} = b_{r,n} h_n b_{t,0} + \varepsilon_{n,0}, \quad (16)$$

$$g_{0,n} = b_{r,0} h_n b_{t,n} + \varepsilon_{0,n}, \quad (17)$$

其中, 第 n 个AP与参考天线0之间的空口信道为 h_n , $b_{r,0}$ 、 $b_{r,n}$ 表示参考天线和AP n 的接收通道系数, $b_{t,0}$ 、 $b_{t,n}$ 表示参考天线和AP n 的发送通道系数, $\varepsilon_{n,0}$ 和 $\varepsilon_{0,n}$ 表示相应的噪声, 服从复高斯分布。校准系数的估计可以表示为:

$$\hat{c}_n = \frac{g_{n,0}}{g_{0,n}} = c_n \cdot \tilde{c}_n, \quad (18)$$

其中, 理想的校准系数可以表示为:

$$c_n = \left(b_{t,0}/b_{r,0} \right) \frac{b_{r,n}}{b_{t,n}}, \quad (19)$$

标准误差为:

$$\tilde{c}_n = \frac{1 + \frac{\varepsilon_{0,n}}{b_{t,0} r_{n,0} b_{r,n}}}{1 + \frac{\varepsilon_{n,0}}{b_{t,n} r_{n,0} b_{r,0}}}. \quad (20)$$

基于上述理想的校准系数, 可以利用上行信道获得下行信道。从公式(18)可以看出, 这种校准方法的校准系数的误差是一个乘性噪声, 其均值可以表示为^[15]:

$$E(\tilde{c}_n) = 1 - \exp(-\gamma_n), \quad (21)$$

其中, γ_n 为AP n 与参考天线之间的信噪比。可以看到, 参考天线与AP之间的信噪比越高, 校准误差越趋于1, 结果越趋于理想校准。

当采用多个终端对多个AP进行校准, 或者多个AP之间互相校准时, 可以采用总体最小二乘(TLS)校准方法获得更好的校准性能。下面, 我们以文献[13]给出的两组AP之间互相发送校准信号的方法为例, 介绍AP之间的自校准。

以OFDM系统为例, 假设两组AP之间互相发送正交的校准信号, 每个接收机先进行信道估计, 得到两个AP组之间的频域信道矩阵。如图1所示, 假设两组AP之间互发校准信号后, 某个子载波上的信道矩阵分别为 \mathbf{G}_1 和 \mathbf{G}_2 。基于公式(16)和公式(17)的包含收发通道增益的信道建模, 校准系数是如下总体最小二乘的最优解^[10,16]:

$$\arg \min_{\mathbf{c}_{cal}} \left\| \mathbf{G}_1 \mathbf{C}_{cal,1} - \mathbf{C}_{cal,2} \mathbf{G}_2^T \right\|^2, \quad (22)$$

$$\text{s.t. } |\mathbf{c}_{cal}|^2 = 1, \quad (23)$$

其中, $\mathbf{C}_{cal,1}$ 和 $\mathbf{C}_{cal,2}$ 为校准系数组成的对角阵, $\mathbf{c}_{cal,1} = \text{diag}(\mathbf{C}_{cal,1})$ 和 $\mathbf{c}_{cal,2} = \text{diag}(\mathbf{C}_{cal,2})$ 。因此, 所有AP的校准向量可以表示为 $\mathbf{c}_{cal} = [\mathbf{c}_{cal,1}^T, \mathbf{c}_{cal,2}^T]^T$ 。可以看到, 当校准系数为该天线单元接收通道系数与发射通道系数的比值时, 公式(22)的最小值为0。文献[13,16]给出了最优校准向量的求解。

上述方法同样适用于多个终端对多个AP的校准。但是, 终端辅助的校准方法需要终端把下行信道反馈给基站, 或者文献[17]指出的, 需要定制化的虚拟终端, 专门完成进行下行信道信息的反馈, 实现校准。因此, 这种方法的实现成本较高。采用AP之间的自校准可以避免终端反馈或定制化的虚拟终端, 并且可以利用5G的帧结构实现对射频单元以及

▼表1 时频同步实现方法对比

方案	优点	缺点
共参考时间, 共本振 ^[13]	相位同步精度高	部署成本高
共参考时间, 共参考时钟 ^[10]	易于实现时频同步, 不需要跟踪AP之间的频偏	需要跟踪相位漂移, 部署成本较高
AP独立配置GPS/Beidou	易于实现时频同步	需要跟踪AP之间的频偏或相位
AP间无公共参考时间和参考时钟 ^[5-7]	部署和硬件实现成本低	需要AP之间的空口时频同步

AP: 接入点 GPS: 全球定位系统

终端均透明的校准^[3]。如图2所示，为了兼容AP的提前接收，校准参考信号（CARS）在特殊时隙采用两个OFDM符号实现。

这种AP分组校准的方法有如下优点^[10]：不考虑通道之间的时间偏差，校准系数的相位在较大的子带带宽内变化较小，因此，利用多天线正交导频，即使利用1个OFDM符号，仍可估计出较多天线的之间的校准系数。这种并发的方式，可以实现多个天线的空口校准，时间开销较少；采用双符号的校准信号，两个符号互为循环前缀，可以支持较大的范围的覆盖。

3.2 大规模节点的校准

为了实现大规模节点的相干协作传输，所有节点需要共相位参考，因此要求全网节点的校准。当节点规模较大时，需要研究如何以较低的实现复杂度，快速实现全网校准。为了快速校准，可以将分组校准和中继校准相结合，实现快速的大规模节点校准。

1) 分簇

为了实现快速校准，我们可以将参与校准的节点分簇。分簇以邻近为原则，例如可以采用K-means聚类的方法，将邻近的远程射频单元（RRU）视为一簇。分簇中RRU的个数，需要根据RRU的分布、校准信噪比、距离远近等合理地选取。假设共有M个RRU，将RRU分为 $\mathcal{G}_1, \mathcal{G}_2, \dots, \mathcal{G}_L$ 共L簇，即

$$\sum_{l=1}^L |\mathcal{G}_l| = M \quad (24)$$

2) 簇内分组校准

每一个簇内的多个RRU可以再次分为两组，在簇内两组RRU之间，设计正交导频，估计两组之间互相发送时的空口信道。为了获得更好的校准信噪比，簇内RRU的分组，

需要进一步优化。直观上，两组RRU以交织的方式进行分组，可以获得更好的校准性能。这种交织的方式，应尽可能地将邻近的RRU分别划分在不同的组中。文献[10]采用遗传算法获得了一种优化的分组方法。

设各簇内的参考天线为 $(o,1), (o,2), \dots, (o,L)$ ，簇内按上述方法进行分组，并使用3.1节的校准算法求得校准系数之后得到各RRU天线相对于所在簇内参考天线的校准系数：

$$\hat{c}_{i,l} = \left(b_{i,o,l} / b_{r,o,l} \right) \frac{b_{r,i,l}}{b_{i,i,l}}, \quad \forall (i,l) \in \mathcal{G}_l, l = 1, \dots, L \quad (25)$$

其中， (o,l) 代表簇 \mathcal{G}_l 内的参考天线， (i,l) 为簇 \mathcal{G}_l 内第*i*根天线。

3) 簇间间接校准

为了获得全网校准，我们还需要进行簇间的相对校准。每个簇进行簇内校准时，簇间可以采用正交的校准参考信号，例如在时间上错开。簇间的相对校准可以在相邻簇内选择两个距离最近的节点，通过它们使得两个簇的所有天线形成公共的参考。

例如，对于簇 \mathcal{G}_u 和 \mathcal{G}_v ，选取这两个簇间距离最近的两个节点天线 (m,u) 和 (n,v) ，以 (m,u) 为参考天线，计算出 (n,v) 的校准系数：

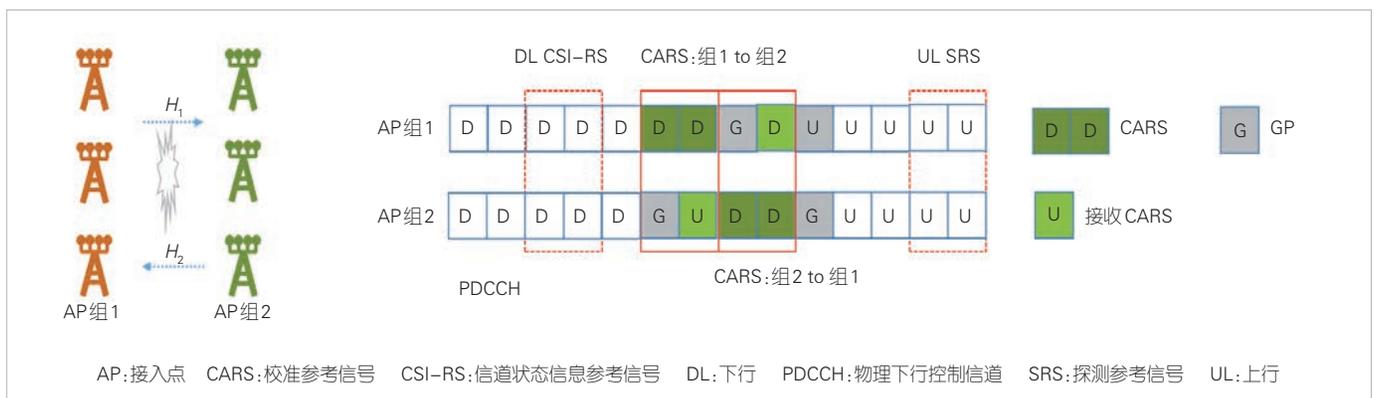
$$\bar{c}_{n,v} = \left(b_{i,m,u} / b_{r,m,u} \right) \frac{b_{r,n,v}}{b_{i,n,v}} \quad (26)$$

此时，簇 \mathcal{G}_u 和 \mathcal{G}_v 内所有天线按以下步骤可形成公共的参考天线 (m,u) ：

将 \mathcal{G}_u 簇内校准时得到的校准系数除以天线 (m,u) 在 \mathcal{G}_u 簇内校准时求得的校准系数 $\hat{c}_{m,u}$ ：

$$c_{i,u} = \frac{\hat{c}_{i,u}}{\hat{c}_{m,u}} = \left(b_{i,m,u} / b_{r,m,u} \right) \frac{b_{r,i,u}}{b_{i,i,u}}, \quad \forall (i,u) \in \mathcal{G}_u \quad (27)$$

将 \mathcal{G}_v 簇内校准时得到的校准系数除以天线 (n,v) 在 \mathcal{G}_v 簇



▲图2 AP分组校准及校准信号

内校准时求得的校准系数 $\hat{c}_{n,v}$ ，再乘以组间校准系数 $\bar{c}_{n,v}$ ：

$$c_{j,v} = \frac{\hat{c}_{j,v}}{\bar{c}_{n,v}} = \left(b_{t,m,u} / b_{r,m,u} \right) \frac{b_{r,j,v}}{b_{t,j,v}}, \forall (j,v) \in \mathcal{G}_v. \quad (28)$$

可以看到，此时簇 \mathcal{G}_u 和 \mathcal{G}_v 内所有天线形成了公共的参考天线 (m,u) 。按照如上步骤，可以使得各簇节点天线共参考，实现全网校准。

除上述的分簇和分组校准方法外，还可以采用文献[18]提出的基于生成树的方式进行校准。这种方法源自于中继校准的思路，根据节点之间的拓扑，选择最优的校准路径，对大规模节点完成校准。但是这种方法校准的时间开销较大。

4 节点间相位同步与跟踪技术

实际系统中，通常校准系数的幅度误差对预编码的性能影响较小。节点间的时频同步问题使得其互易性校准系数相位随时间和频率变化。为此，需要跟踪多个节点的校准系数的相位，以获得较好的预编码性能。下面，我们首先分析校准系数相位的特性，然后给出一种相位跟踪方法。

4.1 校准系数相位的特性

文献[10]基于5G NR商用AP构建了分布式MIMO试验系统。AP的射频收发机芯片采用ADRV9026^[9]，工作在4.9 GHz频段。如图3所示，每个基站/终端的射频单元采用4T4R，系统带宽为100 MHz。AP与前传加速卡之间采用增强型通用公共无线电接口（eCPRI）。在基站侧，BBU通过1588PTP和SyncE为多个AP提供时间同步和参考时钟，每个AP内部的4个通道采用共本振，但是每个AP采用独立的本振。模拟终端与基站采用相同的硬件平台。

文献[10]对校准系数的时域、频域特性进行了测试和分析。可以看到，当前的多通道射频集成芯片通道间的一致性较好。同一AP的多个通道相同子载波上的校准系数的相位差随时间变化很小。因此，如果不考虑本振相位漂移，校准系数的相位（实际中存在本振相位漂移，但校准系数相位的均值随时间变化较小）、幅度等随时间变化较小。不考虑通道间的时间偏差，在一定带宽内（例如，30 kHz子载波间隔，2~4个资源块内），幅度和相位的变化较小，这意味着我们可以采用频域正交导频，在短时间内，同时估计出尽可能多的节点的校准系数。当多个AP采用IEEE 1588 PTP同步时，AP之间的采样时间偏差较小，且相对稳定。这进一步支撑了分组的多AP并发校准的可行性。

在文献[10]的试验系统中，由于多个AP之间不共本振，校准系数的相位存在漂移。对于上行数据传输，由于每个时

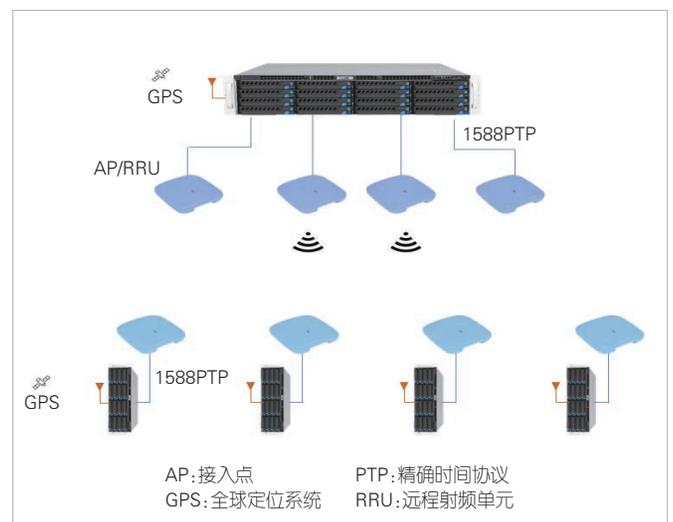
隙均有解调参考信号，本振相位漂移对上行联合接收性能影响较小。但是，对于下行则需要考虑上行探测的时间间隔以及预编码的计算时间等因素。因此，校准系数的相位漂移对系统的下行CJT性能有较为严重的影响。

CF-mMIMO中常采用AP本地实现的全分布式预编码，即每个AP仅根据所有用户到该AP的信道矩阵进行独立的预编码计算。由于AP内部通道间的一致性较好，当系统中总数据流个数小于等于每个AP的天线数时，AP本地预编码的方法对本振相位漂移不敏感（实际相位漂移的范围是 $\pm 30^\circ$ ）。此时，相干协作传输仅获得波束赋形增益。这对CF-mMIMO的部署和实现有重要的启发。例如，对于一个多天线AP，我们可以采用多个共本振的射频收发机芯片，形成多通道系统，然后采用电缆将天线分散部署。我们也可以密集部署低功率的全数字通道的Massive MIMO的AP，对于未来6G采用Sub-10 GHz频段，这是有可能的。在这种情况下，AP使用本地预编码，通过多AP协作，系统仍可以实现等于Massive MIMO天线数的空间数据流。大范围部署AP时，通过用户与节点关联，CF-mMIMO系统总的的数据流个数可以超过每个AP的天线数。

当AP天线数较少时，为了获得更好的多AP协作传输的性能，一方面可以通过研究鲁棒的CJT预编码方法，另一方面也可以通过跟踪校准系数的相位，获得较为精确的校准系数。

4.2 校准系数相位的跟踪和预测方法

采用共参考时钟或仅采用独立GPS恢复时钟和时间是一种较低成本的实现方式。但是这种情况下，需要跟踪校准系



▲图3 试验平台架构

数。文献[17]提出了采用虚拟终端的方式实现AP间相位跟踪。这种方法，一方面需要部署虚拟终端，另一方面仍需要占用时频资源发送参考信号。文献[10]提出了在特殊时隙发送空口相位同步参考信号，可以较为精确地估计出AP之间校准系数的相位。

考虑到上行探测到下行传输之间存在一定的时间间隔 τ ，在这个时间间隔里，由于本振相位漂移，校准系数的相位已经发生变化，因此我们需要对校准系数的相位进行预测，以获得较好的校准性能。如1.3节所述，只有对校准系数的相位进行如公式(29)的更新预测，也就是说，需要预测 τ 时间后的校准系数，来适应 τ 时间后信道相位的变化，才能实现迫零功能。

$$\mathbf{C}(\tau) = \mathbf{C}[\Psi_{\text{bs}}(\tau)]^{-2}. \quad (29)$$

利用文献[10]的试验平台，我们采用维纳预测和反向传播(BP)神经网络对校准系数进行了预测。

对于维纳预测器，有如下求解方式：

$$\begin{bmatrix} r_x(0) & r_x(1) & \cdots & r_x(N-1) \\ r_x(1) & r_x(0) & \cdots & r_x(N-2) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ r_x(N-1) & r_x(N-2) & \cdots & r_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{\text{opt}}(0) \\ h_{\text{opt}}(1) \\ \vdots \\ h_{\text{opt}}(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_x(M) \\ r_x(M+1) \\ \vdots \\ r_x(M+N-1) \end{bmatrix}. \quad (30)$$

公式(30)写成矩阵形式：

$$\mathbf{R}_x \mathbf{h}_{\text{opt}} = \mathbf{r}_x(m+M), \quad (31)$$

其中 \mathbf{R}_x 是待预测随机过程 $x(t)$ ，也即校准系数相位的自相关矩阵。在利用历史校准系数的相位数据求自相关函数之后，可以通过解该方程组得到 $h_{\text{opt}}(n)$ 。

通过前 N 个时隙相位值预测之后第 M 个时隙相位值：

$$x(n+M) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k). \quad (32)$$

采用BP神经网络的优势在于可以方便调节预测步长、输入数据维度，同时可以尝试不同网络结构以进行横向对比分析。

原始数据为 N 个时隙的校准系数相位数据。首先需要将对时间序列数据进行处理，将格式处理为适合BP神经网络训练的数据格式。设用前 m 个数据点预测第 $m+n$ 个数据点的值， n 为预测步长，即对应神经网络输入维度为 m ，输出维

度为1。此时需要将数据处理为 $(N-m-n+1) \times (m+1)$ 维度的数据， $(N-m-n+1)$ 表示处理后的数据条数，每行表示一条数据， $(m+1)$ 表示特征数，前 m 列为输入特征，最后1列为输出特征，即预测值。

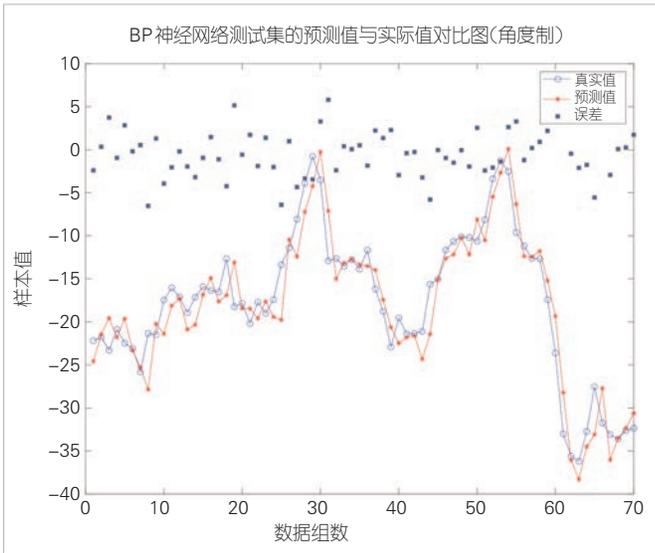
随后，对处理好的数据进行训练集测试集划分，划分的测试集占总数据集的10%，预留足够的数据训练模型，并保证模型的泛化能力。接着采用z-score方法进行数据标准化，缓解数据量纲的影响。z-score标准化会将数据标准化为均值为0、标准差为1的数据分布。然后，初始化模型结构，输入层结点数为 m ，输出层结点数为1，表示用前 m 个数据对之后的某一个数据进行预测，具体预测的步长取决于处理数据过程中 n 的取值。进而指定隐藏层结构、训练轮数，学习率、训练目标最小误差等训练配置参数，然后进行训练。训练完成后，用训练好的模型对标准化后的测试数据进行预测，将预测结果反归一化即得到真实预测结果。并用平均绝对误差MAE指标反映预测性能。

基于文献[10]的实测数据，总的数据集有1000个时隙的上行信道以及下行信道，系统中共有2个分布式的AP，2个用户终端，每个设备配有4根天线。校准使用终端反馈的空口分组TLS校准方法。

经过尝试不同长度的输入数据维度、隐藏层配置，我们选择了输入层为30、隐藏层为 2×4 、输出层为1的BP网络。在文献[10]的数据集中，每2.5 ms可以实现一次校准。图4展示了采用训练结果的预测2.5 ms后校准系数的相位误差。可以看到，预测的平均绝对误差(MAE)为 2.1984° 。由图可见，预测的绝对误差大致控制在 5° 以内，部分数据预测值与真实值非常接近，可以实现较好的预测。我们进一步分别测试了5 ms、7.5 ms、10 ms的预测性能，对比了不预测(采用当前时隙的校准系数，用于一定时间后的预编码)的误差和采用预测的误差，如表2所示。可以看到，7.5 ms的预测结果比直接使用当前校准系数误差减小了 0.55° 。基于文献[10]的实测数据，我们对比了预测(“TLS: 2.5 ms, BP”，“TLS: 2.5 ms, Wiener”等)和不预测(“TLS: 2.5 ms, NP”等)预编码的性能，如图5所示。可以看到，对于5 ms的预测，频谱效率性能提升约 $0.5 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ，同时维纳预测和BP网络预测的性能相当。当数据集足够大时，维纳预测和BP网络预测性能都应有更大的提升。

5 总结与展望

网络侧的时频同步和空口校准对提高CF-mMIMO的性能极为重要，对CF-mMIMO的AP实现及网络部署均有重要的影响。本文对比了无蜂窝大规模MIMO组网时的时频同步

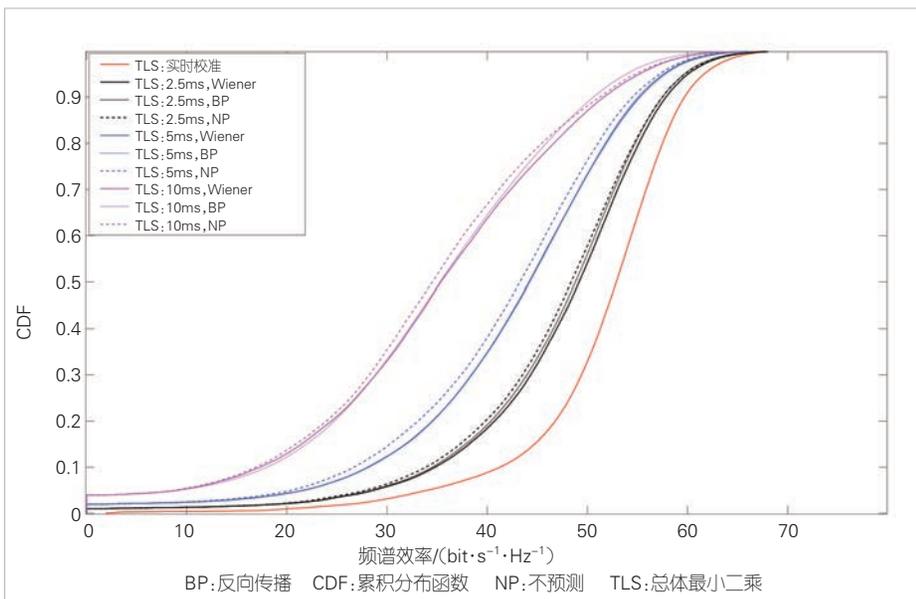


▲图4 预测2.5 ms后校准系数与真实值对比曲线

方法，并研究了空口校准和相位跟踪/预测技术。随着5G多传输节点（Multi-TRP）相干传输的标准化，CJT将逐渐走向商用。现网成熟的IEEE 1588 PTP和SyncE的同步精度仍有待提高，相应地，空口校准、相位同步以及鲁棒的多节点联合CJT方法仍需要进一步研究。但是，采用CF-mMIMO的

▼表2 预测和不预测误差对比

预测时间间隔/ms	原始误差	预测误差	降低值
5	4.242 9°	3.783 3°	0.459 6°
7.5	5.806 2°	5.254 8°	0.551 4°
10	6.954 4°	6.502 5°	0.451 9°



▲图5 预测后相比不预测的预编码性能对比

本地全分布式预编码，获得协作波束赋形的功率增益是一种比较鲁棒且简单有效的方案。

致谢

感谢紫金山实验室普通通信研究中心曹阳工程师、东南大学信息科学与工程学院辛朋哲同学对本研究的贡献！

参考文献

- [1] YOU X H, WANG D M, WANG J Z. Distributed MIMO and cell-free mobile communication [M]. Beijing: Science Press, 2021
- [2] NGO H Q, ASHIKHMIN A, YANG H, LARSSON E G, et al. Cell-free massive MIMO versus small cells [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2017, 16(3): 1834 - 1850
- [3] WANG D M, YOU X H, D. HUANG Y M, et al. Full-spectrum cell-free RAN for 6G systems: system design, and experimental results [J]. Science China information sciences, 2023, 66(3): 130305. DOI:10.1007/s11432-022-3664-x
- [4] BJÖRNSON E, SANGUINETTI L. Scalable cell-free massive MIMO systems [EB/OL]. [2024-05-06]. <http://arxiv.org/abs/1908.03119>
- [5] RAHUL H, KUMAR S, KATABI D. MegaMIMO: scaling wireless capacity with user demands [EB/OL]. [2024-05-10]. <https://people.csail.mit.edu/rahul/papers/megamimo-sigcomm2012.pdf>
- [6] BALAN H V, ROGALIN R, MICHALOLIAKOS A, et al. AirSync: enabling distributed multiuser MIMO with full spatial multiplexing [J]. IEEE/ACM transactions on networking, 2013, 21(6): 1681-1695. DOI: 10.1109/TNET.2012.2230449
- [7] HAMED E, RAHUL H, ABDELGHANY M A, et al. Real-time distributed MIMO systems [C]//Proceedings of the 2016 ACM SIGCOMM Conference. ACM, 2016: 412 - 425. DOI: 10.1145/2934872.2934905
- [8] O-RAN. Control, user and synchronization plane specification [EB/OL]. [2024-05-06]. <https://www.o-ran.org/specifications>
- [9] BIGLER T, TREYTL A, LÖSCHENBRAND D, et al. High accuracy synchronization for distributed massive mimo using white rabbit [C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control, and Communication (ISPCS). IEEE, 2018: 1-6. DOI: 10.1109/ISPCS.2018.8543079
- [10] CAO Y, WANG P, ZHENG K, et al. Experimental performance evaluation of cell-free massive MIMO systems using COTS RRU with OTA reciprocity calibration and phase synchronization [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2023, 41(6): 1620-1634. DOI: 10.1109/JSAC.2023.3276057
- [11] ZBAIRI M, EZ-ZAZI I, ARIQUA M. Uplink spectral efficiency of cell free massive MIMO based on stochastic geometry approach [C]//Proceedings of 4th International Conference on Advanced Communication Technologies and Networking (CommNet). IEEE, 2021: 1-6. DOI: 10.1109/CommNet52204.2021.9641923

- [12] MISHRA A K, PONNUSAMY V. Analytical outage and coverage performance analysis of cell-free massive MIMO system based on radio stripe [J]. International journal of communication systems, 2021, 34(13): 1–12. DOI: 10.1002/dac.4914
- [13] WANG D M, ZHANG C, DU Y Q, et al. Implementation of a cloud-based cell-free distributed massive MIMO system [J]. IEEE communications magazine, 2020, 58(8): 61–67. DOI: 10.1109/MCOM.001.2000106
- [14] SHENARD C, YU H, ANAND N, et al. Argos: practical many-antenna base stations [EB/OL]. [2024-05-10]. <https://pages.cs.wisc.edu/~suman/courses/707/papers/argos.pdf>
- [15] CAO Y, LIANG X H, WANG X N, et al. Performance of cell-free massive MIMO under imperfect channel state information and reciprocity calibration [J]. IEEE system journal, 2023, 17(3): 4383–4394. DOI: 10.1109/JSYST.2023.3269145
- [16] KALTENBERGER H, JIANG H, GUILLAUD M, et al. Relative channel reciprocity calibration in MIMO/TDD systems [EB/OL]. [2024-05-10]. <https://arxiv.org/pdf/1708.07811>
- [17] HANED E, RAHUL H, PARTOV B. Chorus: truly distributed distributed MIMO [C]//Proceedings of the 2018 Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication. ACM, 2018: 461–475
- [18] XU S, CAO Y, LI C G, et al. Spanning tree method for over-the-air channel calibration in 6G cell-free massive MIMO [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2023, 22(8): 5567–5582. DOI: 10.1109/TWC.2023.3235355
- [19] ADI. Integrated, quad RF transceiver with observation path [EB/OL]. [2024-05-06]. <https://www.analog.com/media/radioverse-adv9026/adv9026.pdf>

作者简介



梁祥虎, 东南大学在读硕士研究生; 主要研究方向包括5G空口互易性校准、时频同步等。



王晓妮, 中兴通讯股份有限公司算法部无线资深专家; 主要研究方向包括5G无线通信基带算法、中射频、天线校准及空口校准算法等。



李原, 中兴通讯股份有限公司算法部无线资深专家、移动网络和移动多媒体技术国家重点实验室研究员; 主要研究方向包括5G无线通信算法、信道编译码算法、无边界网络架构等。



郑康, 东南大学在读博士研究生; 主要研究方向包括5G/6G移动通信、毫米波通信、Cloud RAN、分布式MIMO系统等。



王东明, 东南大学移动通信国家重点实验室教授; 主要研究方向包括无线通信信号处理、大规模分布式MIMO系统(无蜂窝大规模MIMO)等。

中兴通讯技术杂志社

促进产学研合作青年专家委员会

主任 陈 为(北京交通大学)

副主任 秦晓琦(北京邮电大学) 卢 丹(中兴通讯股份有限公司)

委员 (按姓名拼音排序)

曹 进 西安电子科技大学

陈 力 中国科学技术大学

陈 为 北京交通大学

陈琪美 武汉大学

陈舒怡 哈尔滨工业大学

陈思衡 上海交通大学

官 科 北京交通大学

韩凯峰 中国信息通信研究院

何 姿 南京理工大学

侯天为 北京交通大学

胡 杰 电子科技大学

黄 晨 紫金山实验室

李 昂 西安交通大学

刘 凡 南方科技大学

刘春森 复旦大学

刘俊宇 西安电子科技大学

卢 丹 中兴通讯股份有限公司

陆游游 清华大学

宁兆龙 重庆邮电大学

祁 亮 上海交通大学

秦晓琦 北京邮电大学

秦志金 清华大学

史颖欢 南京大学

唐万恺 东南大学

王景璟 北京航空航天大学

王兴刚 华中科技大学

王勇强 天津大学

温森文 华南理工大学

吴泳澎 上海交通大学

武庆庆 上海交通大学

夏文超 南京邮电大学

徐梦炜 北京邮电大学

徐天衡 中国科学院上海高等研究院

杨川川 北京大学

尹海帆 华中科技大学

于季弘 北京理工大学

张 娇 北京邮电大学

张宇超 北京邮电大学

章嘉懿 北京交通大学

赵昱达 浙江大学

赵中原 北京邮电大学

周 伊 西南交通大学

朱秉诚 东南大学

刊物相关信息



投稿须知



投稿平台



过刊下载



论文索引与
引用指南

中兴通讯技术

(ZHONGXING TONGXUN JISHU)

办刊宗旨:

以人为本, 荟萃通信技术领域精英
迎接挑战, 把握世界通信技术动态
立即行动, 求解通信发展疑难课题
励精图治, 促进民族信息产业崛起

产业顾问(按姓名拼音排序):

段向阳、高 音、胡留军、华新海、刘新阳、
陆 平、史伟强、屠要峰、王会涛、熊先奎、
赵亚军、赵志勇、朱晓光

双月刊 1995 年创刊

第 30 卷 总第 176 期

2024 年 6 月 第 3 期

主管: 安徽出版集团有限责任公司

主办: 时代出版传媒股份有限公司

深圳航天广宇工业有限公司

出版: 安徽科学技术出版社

编辑、发行: 中兴通讯技术杂志社

总编辑: 王喜瑜

主编: 王利

执行主编: 黄新明

编辑部主任: 卢丹

责任编辑: 徐烨

编辑: 杨广西、朱莉、任溪溪

设计排版: 徐莹

发行: 王萍萍

编务: 王坤

《中兴通讯技术》编辑部

地址: 合肥市金寨路 329 号凯旋大厦 1201 室

邮编: 230061

网址: tech.zte.com.cn

投稿平台: tech.zte.com.cn/submission

电子信箱: magazine@zte.com.cn

电话: (0551) 65533356

发行方式: 自办发行

印刷: 合肥添彩包装有限公司

出版日期: 2024 年 6 月 25 日

中国标准连续出版物号: ISSN 1009-6868

CN 34-1228/TN

定价: 每册 20.00 元