

11.0N

6G近场技术白皮书2.0



6G近场技术白皮书2.0

顾问:

崔铁军 (tjcu@seu.edu.cn), 东南大学
 张平 (pzhang@bupt.edu.cn), 北京邮电大学
 尤肖虎 (xhyu@seu.edu.cn), 东南大学
 Yonina Eldar (yonina.eldar@weizmann.ac.il), Weizmann Institute of Science
 王江舟 (j.z.wang@seu.edu.cn), 东南大学
 向际鹰 (xiang.jiying@zte.com.cn), 中兴通讯

主编:

赵亚军 (zhao.yajun1@zte.com.cn), 中兴通讯
 戴凌龙 (daili@tsinghua.edu.cn), 清华大学
 张建华 (jhzhang@bupt.edu.cn), 北京邮电大学
 李龙 (lilong@mail.xidian.edu.cn), 西安电子科技大学

章节编委:

黄崇文 (chongwenhuang@zju.edu.cn), 浙江大学
 刘元玮 (yuanwei@hku.hk), 香港大学
 袁弋非 (yuanyifei@chinamobile.com), 中国移动
 郑爽 (zheng.shuang@zte.com.cn), 中兴通讯

主要贡献作者: (*按姓名拼音首字母排序)

艾渤 (boai@bjtu.edu.cn), 北京交通大学
 白宇明 (bym@bit.edu.cn), 北京理工大学
 蔡雪松 (xuesong.cai@eit.lth.se), 隆德大学
 曹艳霞 (caoyx28@chinaunicom.cn), 中国联通
 曾勇 (yong_zeng@seu.edu.cn), 东南大学
 陈高洁 (gaojie.chen@ieee.org), 中山大学
 陈真 (chenz.scut@gmail.com), 澳门大学
 成洪樯 (chenghq2023@mail.sustech.edu.cn), 南方科技大学
 程日涛 (chengritao@cmdi.chinamobile.com), 中国移动通信集团设计院有限公司
 程振桥 (chengzq@chinatelecom.cn), 中国电信研究院
 崔铭尧 (cui-my16@tsinghua.org.cn), 清华大学
 戴凌龙 (daili@tsinghua.edu.cn), 清华大学
 邸博雅 (diboya@pku.edu.cn), 北京大学
 董丽娟 (donglijuan_2012@163.com), 山西大同大学
 窦建武 (dou.jianwu@zte.com.cn), 中兴通讯
 杜军 (jundu@tsinghua.edu.cn), 清华大学
 段世茹 (duanshiru822@qq.com), 北京信息科技大学
 冯杰 (eejiefeng@mail.scut.edu.cn), 华南理工大学
 冯强 (qfeng@xidian.edu.cn), 西安电子科技大学

高飞飞 (feifeigao@ieee.org), 清华大学
 高松涛 (gaosongtao@cmdi.chinamobile.com), 中国移动通信集团设计院有限公司
 高岩 (3220221590@bit.edu.cn), 北京理工大学
 高莹 (yinggao@sjtu.edu.cn), 上海交通大学
 高镇 (gaozhen16@bit.edu.cn), 北京理工大学
 郭瀚丞 (397332011@qq.com), 澳门大学
 宫铁瑞 (tierui.gong@ntu.edu.sg), 南洋理工大学
 顾琪 (guqi@chinamobile.com), 中国移动
 韩家奇 (jqhan@xidian.edu.cn), 西安电子科技大学
 韩瑜 (hanyu@seu.edu.cn), 东南大学
 郝万明 (iewmhao@zzu.edu.cn), 郑州大学
 何东轩 (dongxuan_he@bit.edu.cn), 北京理工大学
 何继光 (jiguang.he@tii.ae), Technology Innovation Institute
 侯天为 (twhou@bjtu.edu.cn), 北京交通大学
 侯文杰 (byhwhj@163.com), 北京理工大学 (珠海)
 侯晓林 (houl@docomolabs-beijing.com.cn), DOCOMO Beijing Labs
 胡杰 (hujie@uestc.edu.cn), 电子科技大学
 胡伟东 (hoowind@bit.edu.cn), 北京理工大学
 黄崇文 (chongwenhuang@zju.edu.cn), 浙江大学
 黄继杰 (kai-kit.wong@ac.ucl.ac.uk), 伦敦大学学院
 黄青霄 (377145470@qq.com), 电子科技大学
 季然 (ranji@zju.edu.cn), 浙江大学
 管梦楠 (jian.mengnan@zte.com.cn), 中兴通讯
 江浩 (jianghao@nuist.edu.cn), 南京信息工程大学
 姜大洁 (jiangdajie@vivo.com), 维沃(vivo)软件技术有限公司
 蒋玉骅 (jiangyh20@mails.tsinghua.edu.cn), 清华大学
 金石 (jinshi@seu.edu.cn), 东南大学
 靳亚盛 (yashengjin@seu.edu.cn), 东南大学
 雷浩 (19211425@bjtu.edu.cn), 北京交通大学
 李伽鹏 (lijiapeng2023@mail.sustech.edu.cn), 南方科技大学
 李佳雪 (jiaxue_li@gs.zzu.edu.cn), 郑州大学
 李龙 (lilong@mail.xidian.edu.cn), 西安电子科技大学
 李明菊 (limingju@xiaomi.com), 小米
 李南希 (linanxi@chinatelecom.cn), 中国电信研究院
 李伟东 (weidongli@hust.edu.cn), 华中科技大学
 李翔 (lix@docomolabs-beijing.com.cn), DOCOMO Beijing Labs
 李鑫睿 (xinrui_li@seu.edu.cn), 东南大学
 李铮 (stones_li@outlook.com), 郑州大学
 刘凡 (liuf6@sustech.edu.cn), 南方科技大学

刘海霞 (hxliu@xidian.edu.cn), 西安电子科技大学
刘俊 (enliujun93@gmail.com), 电子科技大学
刘秋妍 (liuqy92@chinaunicom.cn), 中国联通
刘睿祺 (richie.leo@zte.com.cn), 中兴通讯
刘升恒 (s.liu@seu.edu.cn), 东南大学
刘思聪 (liusc@xmu.edu.cn), 厦门大学
刘天雨 (liuty2022@mail.sustech.edu.cn), 南方科技大学
刘望 (w_liu@seu.edu.cn), 东南大学
刘晔远 (1910670@tongji.edu.cn), 同济大学
刘元玮 (yuanwei.liu@qmul.ac.uk), 伦敦玛丽女王大学
卢桂萍 (344088386@qq.com), 北京理工大学(珠海)
卢立洋 (luliyang@mail.tsinghua.edu.cn), 清华大学
陆海全 (haiquanlu@seu.edu.cn), 东南大学
陆宇 (y-lu19@mails.tsinghua.edu.cn), 清华大学
罗宏亮 (luohl23@mails.tsinghua.edu.cn), 清华大学
马甜甜 (mitiantianma@mail.scut.edu.cn), 华南理工大学
马文焱 (wenyan@u.nus.edu), 新加坡国立大学
毛天奇 (maotq@bit.edu.cn), 北京理工大学
苗红霞 (hongxia_miao@bupt.edu.cn), 北京邮电大学
缪海洋 (hymiao@bupt.edu.cn), 北京邮电大学
慕熹东 (x.mu@qub.ac.uk), 英国贝尔法斯特女王大学
欧阳崇峻 (c.ouyang@qmul.ac.uk), 伦敦玛丽女王大学
潘存华 (c.pan@seu.edu.cn), 东南大学
潘都 (pandu@cmdi.chinamobile.com), 中国移动通信集团设计院有限公司
任红 (hrenw@seu.edu.cn), 东南大学
沙威 (weisha@zju.edu.cn), 浙江大学
沈嘉宇 (shenjy@zju.edu.cn), 浙江大学
史旭 (shi-x19@mails.tsinghua.edu.cn), 清华大学
史琰 (yanshi@mail.xidian.edu.cn), 西安电子科技大学
束锋 (shufeng0101@163.com), 海南大学
宋健 (jsong@tsinghua.edu.cn), 清华大学
苏昕 (suxin@cictmobile.com), 中信科移动通信技术股份有限公司
苏鑫 (suxin@chinamobile.com), 中国移动
孙蕊蕊 (sunrr@seu.edu.cn), 东南大学
孙艺玮 (sunyiweiyj@chinamobile.com), 中国移动
孙韵淇 (sun.yunqi@zte.com.cn), 中兴通讯
唐盼 (tangpan27@bupt.edu.cn), 北京邮电大学
田佳辰 (tianjiachen@seu.edu.cn), 东南大学
王勃皓 (bohaowang@zju.edu.cn), 浙江大学
王蕙质 (wanghuizhi@seu.edu.cn), 东南大学
王劲涛 (wangjintao@tsinghua.edu.cn), 清华大学
王鹏飞 (wangpengfei1121@vivo.com), 维沃(vivo)软件技术有限公司
王珊 (wang.shan40@zte.com.cn), 中兴通讯
王照霖 (zhaolin.wang@qmul.ac.uk), 伦敦玛丽女王大学
王者 (zhewang_77@bjtu.edu.cn), 北京交通大学
魏丽 (l_wei@ntu.edu.sg), 南洋理工大学
温淼文 (emwwen@scut.edu.cn), 华南理工大学
吴泳澎 (yongpeng.wu@sjtu.edu.cn), 上海交通大学
吴梓栋 (wuzd19@mails.tsinghua.edu.cn), 清华大学
武庆庆 (qingqingwu@sjtu.edu.cn), 上海交通大学
邵伟 (xiwei@xiaomi.com), 小米
谢欣宇 (xinyuxie@sjtu.edu.cn), 上海交通大学
熊雪 (ftxuexiong@mail.scut.edu.cn), 华南理工大学
徐乐西 (xulx29@chinaunicom.cn), 中国联通研究院
徐媛 (yuan_xu@zju.edu.cn), 浙江大学
徐卓 (xz23@mails.tsinghua.edu.cn), 清华大学
许柏恺 (20251197@bjtu.edu.cn), 北京交通大学
许嘉琪 (jiaqi.xu@qmul.ac.uk), 伦敦玛丽女王大学
薛皓 (xuehao@xidian.edu.cn), 西安电子科技大学
严超 (chau.yuen@ntu.edu.sg), 南洋理工大学
杨晨 (shijianyc@163.com), 北京理工大学(珠海)
杨昉 (fangyang@tsinghua.edu.cn), 清华大学
杨刚 (yanggang@uestc.edu.cn), 电子科技大学
杨坤 (kun.yang.txyj@vivo.com), 维沃(vivo)软件技术有限公司
杨鲲 (kunyang@nju.edu.cn), 南京大学
杨现俊 (yangxianjun@cictmobile.com), 中信科移动通信技术股份有限公司
杨照辉 (yang_zhaohui@zju.edu.cn), 浙江大学
尹海帆 (yin@hust.edu.cn), 华中科技大学
游昌盛 (youcs@sustech.edu.cn), 南方科技大学
于伟华 (ywhbit@bit.edu.cn), 北京理工大学集成电路与电子学院/北京理工大学重庆微电子研究院
于一鸣 (yuyiming@cmdi.chinamobile.com), 中国移动通信集团设计院有限公司
禹宏康 (yu.hongkang@zte.com.cn), 中兴通讯
袁弋非 (yuanyifei@chinamobile.com), 中国移动
袁志强 (yuanzhiqiang@bupt.edu.cn), 北京邮电大学
岳韶华 (yueshaohua@pku.edu.cn), 北京大学
岳新伟 (xinwei.yue@bistu.edu.cn), 北京信息科技大学
张朝阳 (zhzy@zju.edu.cn), 浙江大学

张迪 (dr.di.zhang@ieee.org), 郑州大学
 张帆 (zf22@mails.tsinghua.edu.cn), 清华大学
 张海洋 (haiyang.zhang@njupt.edu.cn), 南京邮电大学
 张行 (xing_zhang@njupt.edu.cn), 南京邮电大学
 张皓东 (zhanghd2021@mail.sustech.edu.cn), 南方科技大学
 张建华 (jhzhang@bupt.edu.cn), 北京邮电大学
 张楠 (zhang.nan152@zte.com.cn), 中兴通讯
 张琪 (zhang.qi33@zte.com.cn), 中兴通讯
 张瑞 (rzhang@cuhk.edu.cn), 香港中文大学(深圳)/新加坡国立大学
 张殊培 (zhangshupe@pku.edu.cn), 北京大学
 张扬 (y_zhang@seu.edu.cn), 东南大学
 张雨童 (yutongzhang@pku.edu.cn), 北京大学
 张月霞 (zhangyuexia@bistu.edu.cn), 北京信息科技大学
 张芸菁 (yunpu.zhang@my.cityu.edu.hk), 香港城市大学/南方科技大学
 张振宇 (zhangzhenyu3@xiaomi.com), 小米
 章嘉懿 (jiayizhang@bjtu.edu.cn), 北京交通大学
 章乐怡 (leyi.zhang@zte.com.cn), 中兴通讯
 赵楠 (zhaonan@dlut.edu.cn), 大连理工大学
 赵亚军 (zhao.yajun1@zte.com.cn), 中兴通讯
 赵毅哲 (yzzhao@uestc.edu.cn), 电子科技大学
 郑倍雄 (bxzheng@scut.edu.cn), 华南理工大学
 郑爽 (zheng.shuang@zte.com.cn), 中兴通讯
 支康达 (k.zhi@tu-berlin.de), 柏林工业大学
 周超 (zhouchao2024@mail.sustech.edu.cn), 南方科技大学
 周聪 (zhoucong@stu.hit.edu.cn), 哈尔滨工业大学/南方科技大学
 朱剑驰 (zhujc@chinatelecom.cn), 中国电信研究院
 朱立鹏 (zhulp@nus.edu.sg), 新加坡国立大学

朱旭升 (xushengzhu@sjtu.edu.cn), 上海交通大学
 朱政宇 (iczzyzhu@zzu.edu.cn), 郑州大学
 邹德岳 (zoudeyue@dlut.edu.cn), 大连理工大学

章节联系人:

第二章: 苏鑫 (suxin@chinamobile.com), 中国移动
 第三章: 徐媛 (yuan_xu@zju.edu.cn), 浙江大学
 第四章: 缪海祥 (hymiao@bupt.edu.cn), 北京邮电大学
 第五章: 徐卓 (xz23@mails.tsinghua.edu.cn), 清华大学
 第六章: 慕熹东 (x.mu@qub.ac.uk), 英国贝尔法斯特女王大学
 第七章: 郑爽 (zheng.shuang@zte.com.cn), 中兴通讯

引用格式: 赵亚军,戴凌龙,张建华,等. 6G 近场技术白皮书 2.0[R]. 未来移动通信论坛, 南京, 2025. doi: 10.12142/FuTURE.202504002.

Citation: Y. J. Zhao, L. L. Dai, J. H. Zhang, et al. "6G Near-field Technologies White Paper 2.0," FuTURE Forum, Nanjing, China, Apr 2025. doi: 10.12142/FuTURE.202504001.

致谢 (Acknowledgement)

本白皮书 2.0 作为 FuTURE 论坛精心策划的 6G 系列白皮书之一, 得益于国内外无线通信领域众多杰出专家学者的共同努力与卓越贡献。在编撰过程中, 各位专家学者以其深厚的学术底蕴和丰富的实践经验, 为白皮书提供了宝贵的学术支持和专业指导。我们深感荣幸能够与这样一群卓越的学者共事, 并衷心感谢他们的辛勤工作和无私奉献。正是有了他们的鼎力相助, 白皮书才得以顺利诞生, 并呈现出高水平的学术价值和实践意义。我们期待在未来继续与各位专家学者保持紧密的合作关系, 共同推动近场技术的发展。

白皮书 2.0：编写说明与关键更新

1. 背景与动机

继去年发布首版白皮书（中英文版）[R1][R2]后，我们启动了白皮书 2.0 的撰写工作。本次更新主要受第三代合作伙伴计划（3GPP）即将于 2025 年启动 6G 研究项目的牵引。为迎接这一里程碑式节点，亟需对现行白皮书进行修订与升级，使其与 6G 技术演进趋势（尤其是近场技术应用领域）保持同步。本次更新的核心目标包括：积极推动近场技术领域的科研与标准化进程，识别具有标准化潜力的关键场景与技术方案，为 6G 标准化工作提供重要参考依据。

2. 白皮书 2.0 的核心更新与强化

内容优化与更新：白皮书 2.0 继承前作基础框架，对内容进行全面优化更新，以反映该领域的最新研究进展与学术洞见。现有章节均经过系统审阅与修订，确保内容的准确性、相关性与完整性。

新增工程实施与标准化章节：鉴于 6G 时代对工程实践及标准化的需求日益凸显，白皮书 2.0 对此予以重点强化。新增独立章节深度剖析近场技术工程实施的挑战与解决方案，并系统阐述相关标准化流程与框架体系。

3. 中英文版本差异说明

由于许多国际团队的原始材料为英文，直译为中文可能造成信息丢失或表达偏差，因此本中文版白皮书 2.0 未完整收录国际团队的原始英文材料。如需获取更完整、准确的技术细节，请查阅白皮书 2.0 的官方英文版本。



英文版下载链接二维码



中文版下载链接二维码

[R1] Y. J. Zhao, L. L. Dai, J. H. Zhang, et al. “6G Near-field Technologies White Paper,” FuTURE Forum, Nanjing, China, Apr 2024. doi: 10.12142/FuTURE.202404002.

[R2] 赵亚军,戴凌龙,张建华等. 6G 近场技术白皮书, 南京, 2024. doi:10.12142/FuTURE.202404001.

摘要（Executive Summary）

2025 年 6 月，第三代合作伙伴计划（3GPP）将正式启动 6G 研究项目，标志着全球 6G 发展从愿景规划阶段迈入以关键技术突破、标准化制定与实践应用为目标的新阶段。6G 网络通过采用更大天线孔径和更高频段（如中频段、毫米波、太赫兹）优先强化近场特性，结合智能超表面（Reconfigurable Intelligent Surface, RIS）、超大尺度孔径阵列（Extremely Large aperture arrays, ELAA）、可移动天线（Movable antennas, MA）及无蜂窝网络（Cell-Free Network）等技术，将显著扩展近场效应，构建准泛在近场传播环境。

从空间资源利用维度分析，传统远场系统仅能实现电磁空间的角度域信号分离，而近场技术的引入使未来无线系统在电磁空间的距离域开发方面获得突破性提升。凭借多天线配置优势，近场技术通过波束聚焦显著提升数据传输速率，实现高精度角度-距离联合定位与感知，并优化无线能量传输效率，正成为 6G 领域的研究热点。研究表明，电磁波传播特性认知正在发生范式转变：近场电磁波需严格建模为球面波而非平面波，这一修正强调系统建模中此前被忽视的空间非平稳性、有限深度波束聚焦、三极化特性及倏逝波等物理效应。突破传统波动模型后，非衍射波前（如自修复贝塞尔波束、弯曲艾里波束）等新型波场调控成为可能。值得注意的是，基于远场条件设计的传统通信算法在近场环境中性能受限，而模型无关算法亦难以充分释放近场潜力。

本文系统梳理近场技术在未来网络中的典型应用场景，深入解析支撑近场效应的电磁学基本原理及其对通信系统的颠覆性影响，重点围绕自由度与容量核心指标阐述系统架构设计约束与使能机制。针对信道表征这一通信系统设计基石，从测量与建模双重视角阐述近场信道研究范式，并进一步探讨信道估计、波束赋形、码本设计等关键技术。前瞻性分析近场技术与通感一体化、无线输能、物理层安全等跨领域协同创新路径。在工程实践层面，聚焦 6G 频谱分配最新进展、近场传播技术实现路径及网络部署策略，同步探讨近场技术对 6G 标准化的影响。本文旨在为近场技术构建统一认知框架，架设理论创新、标准演进与工程落地的桥梁。

目录

1. 概述	1
2. 近场应用场景	4
2.1 高中低频传输	4
2.1.1 高频段传输	5
2.1.2 中频段传输	6
2.1.3 低频段传输	6
2.2 超大孔径使能近场	7
2.2.1 智能超表面使能近场	7
2.2.2 超大规模天线阵列使能近场	8
2.2.3 无蜂窝近场通信	9
2.2.4 可移动天线使能近场通信与感知	10
2.3 通感一体化	11
2.4 无线定位	11
2.5 信能同传	12
2.6 物理层安全	13
2.7 使能海量接入	13
2.8 片上无线通信	14
3. 近场基础理论	16
3.1 近场范围划分	16
3.1.1 表征近场和远场边界	16
3.1.2 近场分类方法	19
3.2 近场的电磁物理效应	20
3.2.1 近场电磁信号模型	20
3.2.2 近场电磁效应	22
3.2.3 近场波束特性	24
3.3 近场自由度理论分析	26
3.3.1 电磁场的自由度数量	26
3.3.2 近场稀疏 MIMO 空间自由度	31
3.4 近场性能分析与测量	32
3.4.1 近场性能分析	32
3.4.2 基于电磁理论的近场信道矩阵归一化	38
3.4.3 近场测量与近远场变换	41
4. 近场信道测量与建模	43
4.1 近场信道测量	43
4.2 近场信道仿真	45
4.3 近场信道建模	50
5. 近场传输技术	61
5.1 近场信道估计	61
5.2 近场波束赋形	67
5.3 近场码本设计	74

5.4	近场波束训练	83
5.5	近场多址技术	88
5.5.1	位分多址 (LDMA)	88
5.5.2	非正交多址 (NOMA)	89
5.5.3	无用户标识随机接入 (URA)	90
5.6	近场系统架构与部署	91
6.	近场与其他技术融合	93
6.1	近场与定位	93
6.1.1	近场与定位	93
6.1.2	基于 RIS 的近场定位技术	94
6.1.3	基于 Wi-Fi 的近场定位技术	96
6.1.4	基于可控波束偏移的近场定位技术	98
6.1.5	基于近场的非视距用户设备定位	100
6.1.6	基于子阵划分的近场定位技术	101
6.1.7	基于互质阵列的近场定位技术	102
6.2	近场与通感一体化	103
6.2.1	从远场感知到近场感知	103
6.2.2	近场通信感知一体化	106
6.3	近场与无线传能	109
6.3.1	电磁辐射式 WPT	109
6.3.2	近远场 SWIPT	112
6.3.3	全息 SWIPT	113
6.4	近场物理层安全	116
6.4.1	近场物理层安全传输设计	116
6.4.2	基于时延对齐调制的近场安全通信	117
6.4.3	RIS 辅助近场物理层安全传输设计	119
6.4.4	探索波束聚焦效应的近场物理层安全	120
6.5	基于近场的 OAM	121
6.5.1	轨道角动量与涡旋波	121
6.5.2	涡旋波的近场调控	122
6.5.3	涡旋波的接收与 OAM 检测	123
6.6	基于 AI 的近场通信	123
6.6.1	基于近场通信的语义通信架构	123
6.6.2	基于近场通信的联邦学习架构	124
6.6.3	基于 AI 的近场宽带波束赋形	124
6.7	近场与片上无线通信	125
6.7.1	基于片上天线的片上无线通信	125
6.7.2	基于三维堆叠芯片的片上无线通信	127
6.8	近场与物体材质感知	129
7.	工程实践与标准化	131
7.1	工程实践	131
7.2	潜在标准化影响	132

7.2.1 近场信道建模	132
7.2.2 近场技术标准化	134
7.2.3 使能技术标准化	134
7.2.4 标准化活动	135
7.3 技术实验与原型测试	136
7.3.1 太赫兹近场信道测量	136
8. 总结与展望	143
参考文献	144
术语和缩略语列表	165

图目录

图 1.1	近场应用场景	2
图 1.2	近场传播技术体系	3
图 2.1	IMT-2030 应用场景和关键能力指标	4
图 2.2	未来 6G 的高、中、低全频段频谱	5
图 2.3	多用户近场通信	6
图 2.4	RIS 辅助近场应用场景	7
图 2.5	近场定位场景模型 ^[25]	8
图 2.6	不同超大规模阵列架构类别 ^[26]	9
图 2.7	可移动天线辅助近场通信与感知	10
图 2.8	近场 ISAC 系统 ^[41]	11
图 2.9	近场定位示意图	12
图 2.10	近场无线传能示意图	13
图 2.11	波束聚焦使能近场安全通信	13
图 2.12	近场多址接入示意图	14
图 2.13	利用天线的片内和片间通信	15
图 2.14	不同半导体材料的芯片间的无线互联	15
图 2.15	使用片上无线通信技术的单片多核处理器	15
图 3.1	远场平面波面与近场球面波面及对应物理空间归一化接收能量	17
图 3.2	典型通信场景近场范围	18
图 3.3	近场电磁辐射系统图	20
图 3.4	近场多极化球面波建模	22
图 3.5	近场三极化信道容量	23
图 3.6	近场波束分裂效应示意图	24
图 3.7	波束增益随距离的变化趋势	24
图 3.8	信道相关性随天线变化曲线	25
图 3.9	UCA 和 ULA 的波束形成增益比较	25
图 3.10	夫琅禾费边界作为频率和天线尺寸的函数 ^[79]	26
图 3.11	与技术无关的参考发射天线表面和接收天线表面	26
图 3.12	信息论意义上的最优通信系统 ^[79]	27
图 3.13	自由度 (DoF) 作为 $F = d^2/A_R$ 的函数。虚线曲线表示仿真结果 ^[78]	28
图 3.14	对应于 4 个最强通信模式的电场分布	28
图 3.15	近场额外自由度	29
图 3.16	各向同性散射条件下奈奎斯特采样	29
图 3.17	离散孔径 MIMO 近场信道的奇异值	30
图 3.18	稀疏 MIMO 近场通信的 EDoF 与阵列稀疏度的关系	31
图 3.19	多用户稀疏 MIMO 近场通信和速率与信噪比的关系	32
图 3.20	集中式天线与稀疏天线通信速率累计误差函数关系 ^[94]	33
图 3.21	不同模型下接收信噪比随天线数目变化关系 ^[95]	34
图 3.22	不同阵列结构和近场模型下的波束聚焦图 ^{[97][98]}	34
图 3.23	模块化和集中式 ELAA 可达和速率随用户分布半径变化关系 ^[98]	34

图 3.24	尺寸无限大的智能超表面辅助通信系统	35
图 3.25	智能超表面辅助通信系统中信号传播距离对不同链路路径损耗的影响	36
图 3.26	HRIS 辅助定位性能	36
图 3.27	傅立叶平面波展开信道建模	37
图 3.28	傅立叶平面波展开信道容量仿真	37
图 3.29	近场电磁信道容量极限	38
图 3.30	RIS 通信应用场景	38
图 3.31	三种近场全息阵列拓扑结构分析	39
图 3.32	近场 MIMO 通信中的潜在增益损耗分析	40
图 3.33	平面阵列采用不同归一化方法时的远场与近场容量对比	41
图 4.1	时域和频域的信道测量平台 ^{[116][131]}	44
图 4.2	基于虚拟阵列的 VNA 的近场信道测量 ^[133]	44
图 4.3	XL-MIMO 信道测量 ^[134]	45
图 4.4	Rx1 处 AoD 在阵列域上的分布	45
图 4.5	收发天线单元之间为近场时阵子近场电磁场分布的仿真结果	46
图 4.6	大规模天线阵列排布 (6GHz, 1024 单元)	47
图 4.7	天线各阵子的第 1 径和第 2 径的绝对时延	47
图 4.8	天线各阵子的第 1 径和第 2 径的 AOA/AOD/ZOA/ZOD	47
图 4.9	天线各阵子的第 1 径和第 2 径的相对功率	47
图 4.10	天线各阵子的第 1 径和第 2 径相位	48
图 4.11	PEC 球与阵列天线的相对位置及入射波矢方向	48
图 4.12	基站阵列天线各单元阵子 H 极化及 V 极化馈入波的信号强度增益分布	49
图 4.13	基站阵列天线各单元阵子 H 极化及 V 极化馈入波的信号绝对相位	49
图 4.14	近场散射体与阵列天线的相对位置及入射波矢方向	49
图 4.15	在基站阵列天线各单元阵子处 V 极化馈入波对应的信号强度增益分布	50
图 4.16	在基站阵列天线各单元阵子处 V 极化馈入波对应的绝对相位分布	50
图 4.17	具有空间非平稳特性的近场球面传播	51
图 4.18	信道实测与模型生成	52
图 4.19	阵列用户可视区域示意图	53
图 4.20	离散阵元信道模型示意图	54
图 4.21	连续阵元信道模型示意图	55
图 4.22	近场多极化球面波建模	55
图 4.23	多极化信道容量	56
图 4.24	超大规模 MIMO 混合远近场传播环境	57
图 4.25	系统模型	58
图 4.26	近场角域信道, 波数域信道和波数域近似结果	60
图 5.1	近场信道角度域能量扩散效应	61
图 5.2	字典相干性对比图	62
图 5.3	联合角域-极坐标域采样	63
图 5.4	基于 MRDN 的信道估计方案	63
图 5.5	基于 P-MRDN 的信道估计方案	63
图 5.6	RDN、CMAM 和 ASPP-RDN 系统模型	64

图 5.7	阵列用户可视区域示意图	64
图 5.8	XL-IRS 辅助的无线系统	65
图 5.9	三阶段信道估计方案示意图	65
图 5.10	分数傅里叶变换在近场信道估计中的作用说明	66
图 5.11	远场波束赋形和近场波束赋形	68
图 5.12	全连接时延-相移波束赋形	68
图 5.13	部分连接时延-相移波束赋形	69
图 5.14	串行连接时延-相移波束赋形	69
图 5.15	不同移相器下的近场波束图	70
图 5.16	和速率随着发射功率变化	71
图 5.17	能量效率随着发射功率变化	
图 5.18	CPU 和 LPU 协同处理的超大规模多天线系统	72
图 5.19	相控阵-RIS 两级波束赋形方案示意图	73
图 5.20	均匀和非均匀稀疏阵波束增益对比图	73
图 5.21	不同类型天线阵列性能对比	74
图 5.22	FRFT 码字量化性能示意图	75
图 5.23	角度错位的近场码本设计方式	75
图 5.24	远、近场码本原理和相位分布示意图	76
图 5.25	灵活波束宽度控制方案原理示意图	77
图 5.26	远近场码字覆盖区域划分	77
图 5.27	UE 撒点区域图	78
图 5.28	近场远场 L1-RSRP 差值 (UE 撒点为区域 1)	79
图 5.29	近场远场 L1-RSRP 差值 (UE 撒点为区域 2)	79
图 5.30	XL-MIMO 系统单极化均匀线阵示意图	79
图 5.31	近场码本相对于远场码本的性能增益	80
图 5.32	近场识别参数分布	81
图 5.33	码本性能和开销折中曲线	81
图 5.34	近场码本性能增益	82
图 5.35	用于近场波束训练的神经网络结构	85
图 5.36	多波束码本训练的可达速率	86
图 5.37	稀疏 DFT 码本训练的可达速率	
图 5.38	平均可见区域占比随用户距离变化曲线	87
图 5.39	用户容量随用户距离变化曲线	
图 5.40	基于 XL-MIMO 的高速铁路通信系统图	87
图 5.41	提出的 MNBT 方案流程图	88
图 5.42	基于 MNBT 的方案和传统波束训练方案性能对比	88
图 5.43	远场空分多址与近场位分多址技术	89
图 5.44	近场 NOMA 通信设计示意图	90
图 5.45	超大规模阵列部署场景 (以智能超表面部署为例)	92
图 5.46	基于近场中继的混合通信架构	92
图 6.1	近场信号模型和远场信号模型	93
图 6.2	近场定位与姿态感知系统图	94
图 6.3	基于 RIS 与非均匀时间调制的二维 DOA 估计示意图 ^[234]	95
图 6.4	RIS 辅助太赫兹多用户近场定位系统模型	96
图 6.5	定位均方误差随 RIS 反射元数目变化关系	96

图 6.6	配备 16 阵元 ULA 的近场 Wi-Fi 系统	98
图 6.7	Wi-Fi 系统近场定位与远场定位方法性能差异	98
图 6.8	近场波束偏移轨迹示意图	99
图 6.9	近场可控波束偏移轨迹示意图	99
图 6.10	具有时钟异步的单基站非视距链路用户设备定位系统	100
图 6.11	基于子阵划分的单基站近场感知系统	102
图 6.12	角度谱	103
	图 6.13 距离谱	103
图 6.14	超大规模 MIMO 双站近场感知系统	104
图 6.15	单站近场感知的角度克拉美罗界	105
图 6.16	双站近场感知的距离克拉美罗界	105
图 6.17	远场速度感知	106
图 6.18	近场速度感知	106
图 6.19	通信辅助近场感知和感与辅助近场通信示意图	108
图 6.20	近场感知验证环境, 感知精度与信号带宽的变化趋势 ^[256]	109
图 6.21	基于可编程超表面的自适应的智能近场充电系统 ^[263]	110
图 6.22	基于准贝塞尔波束实现多目标 WPT 系统的示意图 ^[267]	110
图 6.23	无线能量收集系统框图	111
图 6.24	整流超表面结构示意图	111
图 6.25	基于频率分集和极化分集的携能通信系统	112
图 6.26	近场 SWIPT	113
图 6.27	基于连续孔径全息超表面的 WPT 性能 ^[280]	114
图 6.28	基于连续孔径全息超表面的 SWIPT 收发机 ^[280]	114
图 6.29	(a)离散孔径全息超表面正视图 (b)离散孔径全息超表面右视图	115
图 6.30	基于离散孔径全息超表面的 SWIPT 发射机	115
图 6.31	离散孔径全息超表面的 WIT 和 WPT 性能权衡	116
图 6.32	近场物理层安全	117
图 6.33	基于时延对齐调制的近场安全通信	118
图 6.34	近场信道向量归一化内积绝对值的平方随天线数目变化关系	119
图 6.35	安全速率随 Alice 天线数目变化关系	119
图 6.36	近场波束饶射	120
图 6.37	近场物理层安全系统图	120
图 6.38	常规 OAM 波束与无衍射 Bessel 涡旋波束电场对比图 ^[303]	122
图 6.39	完整口径采样接收方法与部分口径采样接收方法示意图 ^[304]	123
图 6.40	基于近场通信的语义通信架构	123
图 6.41	基于近场通信的联邦学习架构	124
图 6.42	近场宽带智能波束赋形	125
图 6.43	常用的片上通信系统框图 ^[307]	125
图 6.44	片内天线排布 ^[308]	126
图 6.45	垂直单极子天线横截面 ^[312]	126
图 6.46	基于 GaN 工艺的片上天线 ^[313]	127
图 6.47	用于无线片对片通信的设计结构	128

图 6.48 三维封装系统(SiP)中利用玻璃通孔(TGV)集成天线的面内/面外/片内/片间无线通信	128
图 6.49 感知场景示意图	129
图 7.1 6G 潜在频谱	131
图 7.2 推进近场技术与标准化的系列活动	135
图 7.3 测量系统示意图	136
图 7.4 LoS 测量概述	138
图 7.5 测量配置环境	139
图 7.6 簇参数特性	140
图 7.7 Tx2-Rx2 和 Tx3-Rx3 信道的功率-延迟-角度剖面	141
图 7.8 不同 BS-UE 距离下的信道容量	142

1. 概述

随着 5G 无线网络的商业化进程不断加速，针对下一代 6G 无线网络的探索性研究也随之日益增强。在这样的技术进步背景下，6G 网络被赋予了相较于前代无线网络更加宏大的愿景和更高的性能目标。传统无线通信网络（1G 至 5G）主要依赖于 6GHz 以下，甚至是 3GHz 以下的频谱。受限于波长，这些网络通常采用较小规模的天线阵列。低维度天线阵列与较低频率的结合，通常使得无线近场通信的范围局限于数米，甚至数厘米。因此，传统无线通信系统的设计通常基于远场假设。面向未来 6G 网络，更大的天线孔径以及更高频段的将被采用（例如，厘米波、毫米波及太赫兹等），这使得近场特性变得更为显著（见表格 1.1）^{[1][2]}。此外，如智能超表面（RIS）^{[3][4][5]}、超大规模 MIMO^[6]、可移动天线^[7]、无蜂窝网络（Cell-free）^[8]等新兴技术的引入，也使得近场场景在未来的无线网络中变得更为普遍，传统的远场平面波假设将不再适用^[9]。从空间资源利用的角度来看，尽管传统无线通信系统已经在远场空间资源的挖掘和利用上取得了显著成就，但对近场空间资源的进一步探索与应用预计将为无线通信系统带来新的物理空间维度。因此，在 6G 网络中，近场区域将不可忽略，这激发了对近场技术新范式的研究。

表格 1.1 典型场景的近场范围（瑞利距离）

f	D	2.6 GHz (low band)	7 GHz (Mid band)	28 GHz (mmWave band)	220 GHz (THz band)
0.5m		4 m	12 m	48	372
1.6m		60 m	119 m	476	/
3.0m		210 m	420 m	/	/

在近场技术领域，由于电磁波传播特性的改变，不再可以简单地近似为平面波，而需被视作球面波。这种新的物理特性带来了诸如空间非平稳性、波束分裂、三极化、倏逝波等多种新电磁效应。因此，许多传统通信算法在 6G 近场场景下的性能会严重下降，或无法充分利用这些新的物理特性。

利用近场效应有望更好地实现 ITU-R WP5D IMT-2030 中所提出的面向 6G 的更广泛应用场景和关键性能指标^[3]。本文将全面探讨基于近场技术的潜在应用场景，如图 1.1 所示。

近场基础理论部分主要包括电磁近场的定义、近场电磁特性及其物理效应、近场通信自由度的理论分析，以及近场性能的全面分析。本文从电磁理论的近场定义出发，对近场电磁效应的来源及其对现有通信系统的影响进行了深入分析。此外，基于现有文献，本文总结了近场效应对通信系统设计和性能的影响，特别强调通信自由度和通信容量这两大关键指标。

对信道特性和模型的深入了解对于通信系统的设计和技术评估至关重要。因此，全面的信道测量和精确的信道特性表征显得尤为必要。本文从信道测量和建模的视角出发，介绍了

近场信道的研究，涵盖信道测量方法、统计性模型、确定性模型、近场信道的空间非平稳特性，以及连续阵元和离散阵元信道模型等方面。

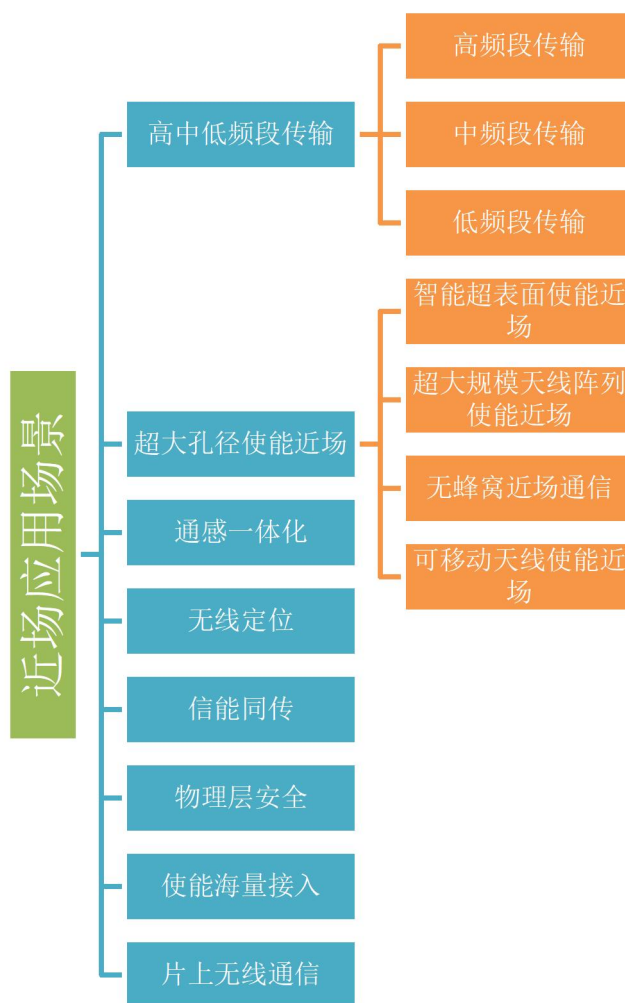


图 1.1 近场应用场景

由于近场传播模型与现有远场通信技术之间的不匹配，现有远场技术在近场区域的性能可能遭遇显著下降。本文从信道估计、波束形成、码本设计、波束训练、多址技术以及近场系统架构与部署和标准化影响等方面，详细探讨了近场传输技术。同时，本文还探讨了近场技术与其他领域技术的融合，包括近场与定位、近场与无线传能、近场物理层安全、基于近场的轨道角动量（OAM）、基于人工智能的近场通信以及近场与片上通信等方面。

近年来，近场传播特性的研究受到了广泛关注，并取得了显著的进展。然而，截至目前，尚无一一份全面的文献对近场技术进行系统性的梳理。因此，本文综合近场应用场景、基础理论、信道测量与建模、传输技术以及与其他技术的融合等方面，全面而系统地梳理近场技术（图 1.2），旨在为近场技术建立一个统一的认知框架，以期对近场技术研究的发展起到推动作用。

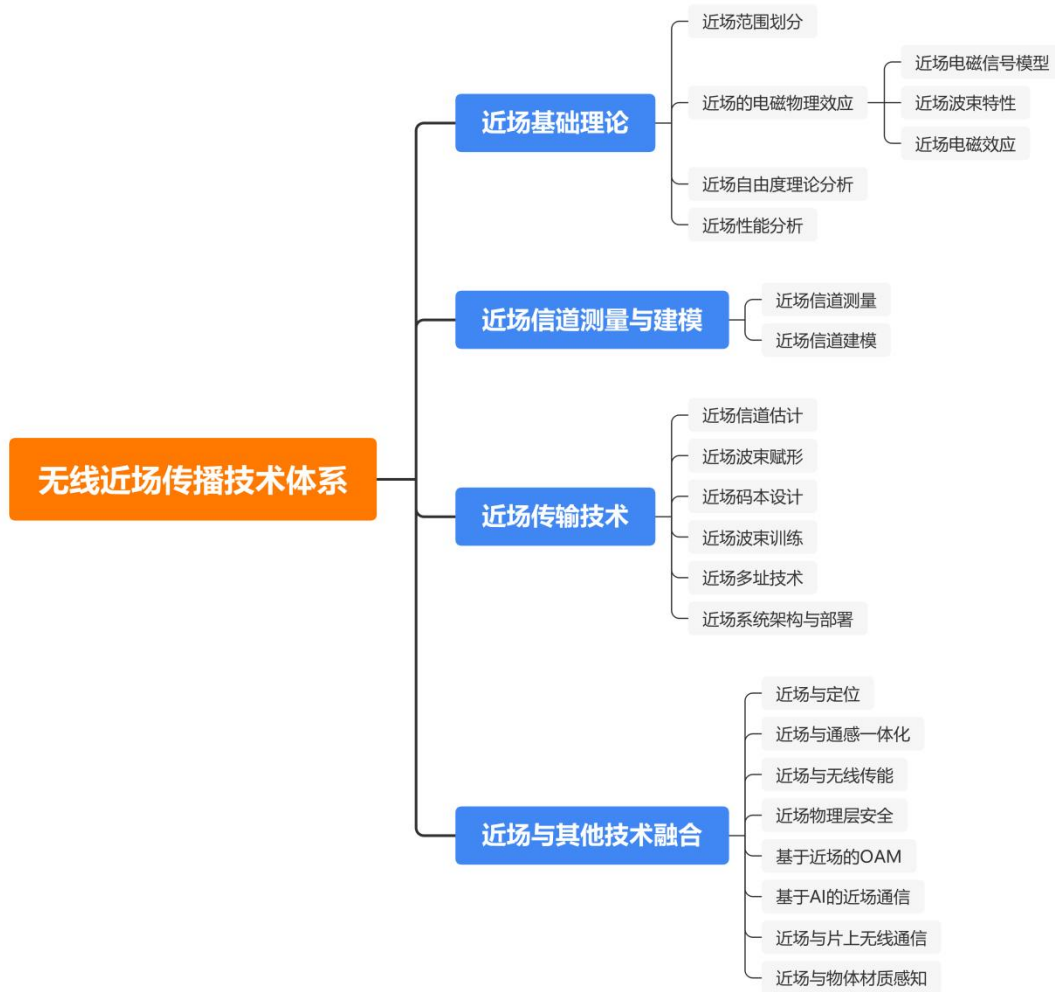


图 1.2 近场传播技术体系

2. 近场应用场景

2023年6月国际电信联盟无线电通信部门5D工作组（ITU-R WP5D）发布了《IMT面向2030及未来发展的框架和总体目标建议书》，提出了6G典型场景和能力指标体系，如图2.1所示^[3]。6G场景包括沉浸式通信、超大规模连接、极高可靠低时延、人工智能与通信的融合、感知与通信的融合、泛在连接等。6G关键能力指标包括9项5G能力增强以及6项新增能力维度，包括峰值速率、用户体验速率、频谱效率、区域流量、连接密度、移动性、时延、可靠性、安全隐私弹性、覆盖、感知相关指标、AI相关指标、可持续性和定位^[11]。6G也会在5G-A的基础上继续演进，继续增强终端用户的上网体验，并为垂直行业提供支持^[12]。

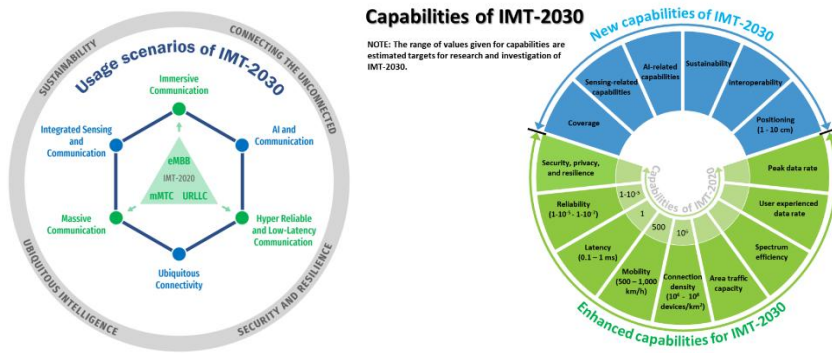


图 2.1 IMT-2030 应用场景和关键能力指标

为满足 IMT-2030 对频谱效率的要求，产业界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。近场效应是指在一定距离条件下，电磁波在远场的平面波假设不再成立，而需要建模为球面波模型，球面波前不仅携带角度信息，还携带距离信息，电磁波束在角度域和距离域上同时聚焦，形成近场波束聚焦^[13]。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，例如感知与通信的融合、定位、安全性、移动性等。本节将基于上述分析对近场的应用场景进行阐释。

2.1 高中低频传输

带宽的扩展和天线的增多将为无线通信系统带来更大的容量和更高的频谱效率。典型的 2G、3G、4G、5G 通信系统采用的带宽分别为 0.2 MHz、5 MHz、20 MHz、100 MHz，未来 6G 需要更大的带宽。

2023年5月，我国工业和信息化部发布新版《中华人民共和国无线电频率划分规定》（工业和信息化部令第62号），在全球率先将6425-7125 MHz频段共700 MHz的带宽全部或部分用于5G-A/6G系统^[14]。同年12月，国际电信联盟（ITU）在阿联酋迪拜召开的世界无线电通信大会，完成了对《无线电规则》新一轮的修订，为全球大部分国家新划分了6425-7125 MHz共700 MHz带宽的中频段6G频谱资源^[15]。2023年12月，国际标准化组织

3GPP 在英国爱丁堡召开会议，确立了 5G-Advanced 第二个标准版本 Rel-19 的首批项目，包括 7-24 GHz 新频谱的信道模型研究等 8 个领域^[16]。

相比于 5G 广泛采用的 sub-6 GHz 低频段，以及未来 6G 可能会采用的毫米波、太赫兹等高频段，中频段兼具覆盖和容量的优势，对 6G 的广域大容量覆盖具有非常重要的价值，有望成为 6G 的基础性频段之一，如图 2.2 所示。

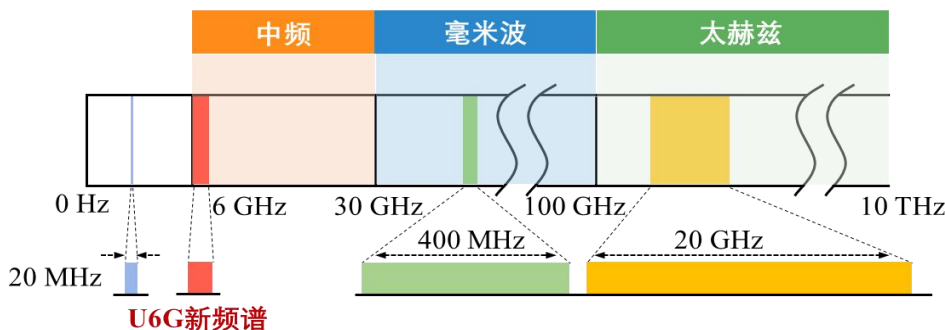


图 2.2 未来 6G 的高、中、低全频段频谱

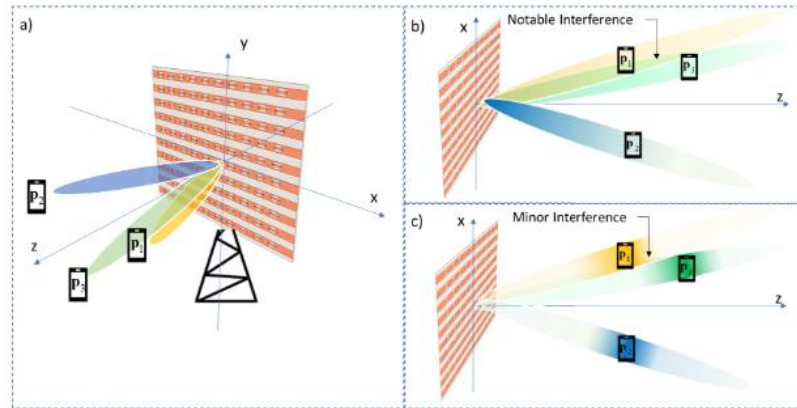
未来 6G 高、中、低全频段均很可能涉及近场通信场景。2022 年 6 月，美国 6G 联盟发布的研究报告“6G Technologies”也明确指出在 6G 高、中、低频段研究近场的必要性^[17]。

2.1.1 高频段传输

高频毫米波（mmWave）和太赫兹（THz）无线通信可以利用较大的可用带宽，提高数据传输速率，是下一代通信系统的关键技术之一^[18]。为了弥补高频传输的路径损耗，在这些频段运行的基站（Base Station, BS）配备大规模天线阵列。使用大规模天线阵列会导致高频通信下的用户大概率落在近场区域，而传统无线系统通常在远场范围内的。在毫米波和太赫兹条件下，相对较小的天线/表面的近场距离也可达几十米，这意味着在实际距离上对电磁场的远场平面波假设不再适用，应该使用球面波的近场模型来分析毫米波/太赫兹无线通信系统。对信号球面波前的管理可转化为灵活的波束赋形能力，近场会产生将波束聚焦在特定位置的辐射模式（波束聚焦），而不是像在远场条件下通过传统的波束转向只聚焦在特定的方向。波束聚焦可支持在相同角度上多个同时同频的链路相互正交。

天线阵列的信号处理能力很大程度上决定了在大规模 MIMO 系统中实现聚焦波束的可行性，不同天线架构的处理能力各不相同。对于给定的辐射元件阵列，最灵活的解决方案是全数字架构，其中每个天线元件都与专用射频（RF）链相连。在这种结构中，收发机能够同时控制无限多个方向的波束，从而大大提高了空间灵活性。然而，在 5G 及更先进的通信系统中部署大规模阵列时，由于成本和功耗的增加，实施全数字架构极具挑战性。为了缓解这一问题，大规模 MIMO 通信通常采用模拟/数字混合架构。这种混合架构结合了低维数字处理和高维模拟预编码，通常使用移相器互联来实现，因此使用的射频链比天线元件少。另一种有效实现大规模阵列的新兴技术是动态超表面天线，该天线可以对发射/接收波束模式进行可编程控制，同时提供先进的模拟信号处理能力，并在不使用专用模拟电路的情况下自然实现射频链缩减，并且有助于天线元件的密集化，从而提高聚焦性能。文献[19]探讨了如

何利用各种天线架构，包括全数字阵列、基于移相器的混合架构和动态超表面天线，通过近场信号促进多用户通信，以及形成聚焦波束时对下行链路多用户系统的影响。



(每个用户指向波束 (a) 三维空间; (b) 远场设计下的波束转向, 导致相同角度上的用户间干扰;
(c) 近场设计下的波束聚焦, 干扰较小^[19])

图 2.3 多用户近场通信

2.1.2 中频段传输

10GHz 频段的中频厘米波也是 6G 频谱的备选频段和机会点。厘米波频段具有丰富的漫反射和良好的散射与衍射效果，有潜力提供超分辨率空间传播路径。相对于高频通信，厘米波具有相对较低的路径损耗，可以实现更大范围的覆盖，同时相对于 Sub-6G 频段具有更小的波长，使得能够部署和配置超大规模但较小尺寸的天线。

综合考虑厘米波的路径损耗、波长以及成本等因素，厘米波基站和用户终端可以配置更多的射频通道，因此有望实现高分辨率的空间窄波束，从而获得更多的空间自由度。因此，该波段的典型应用场景包括单用户多流或更高阶多用户复用场景。然而，考虑到物理环境的空间分辨率可能无法充分利用厘米波多天线系统提供的空间自由度，在通信网络中部署低成本低功耗的智能超表面设备，可以有效提升通信系统的自由度。该场景下的关键问题包括智能超表面的部署和协作、智能超表面辅助多用户 MIMO 系统的用户配对和调度，潜在的大面板尺寸所带来的复杂的波束训练、非平面波信道模型建模，以及近场码本设计等。

2.1.3 低频段传输

低频段 (FR1, Sub-6GHz) 定义了蜂窝网络的基线覆盖范围，6G 在拓展更高频段的同时，也将进一步充分利用 FR1 频段适合广泛覆盖和深度穿透的优势，提高频谱效率，突破带宽瓶颈。在低频段可以使用大规模 MIMO，在保证广泛覆盖的同时，提高 6G 系统的谱效和能效。

低频段部署传统大规模 MIMO 的主要问题是铁塔或基站部署对天线外形尺寸的限制。模块化或分布式的大规模 MIMO，以及超表面天线有望克服尺寸限制，通过紧凑天线阵列降低天线单元之间半波长距离的要求。另一方面，基于小区的传统部署策略会带来可行性、处理和架构复杂度等挑战，所以低频段的大规模 MIMO 将可能采用多面板、多收发节点、

无蜂窝、不规则的大规模分布式网络部署。在这种场景下，需要进一步研究分布式部署策略，非均匀天线面板可能对新信道模型的需求，大型天线阵列以及用户可能靠近接入点时的近场效应等因素。同时，针对远近场信道，探索高效的参考信号设计和信道获取框架，进一步评估人工智能在信道获取上的潜力等。

2.2 超大孔径使能近场

2.2.1 智能超表面使能近场

智能超表面（Reconfigurable Intelligent Surface）被认为是 6G 中的关键潜在技术之一，它由大量低成本的可重构单元组成^[20]。在无线网络中部署 RIS 可以有效地调整发射机和接收机之间的无线信道，从而提高通信质量和覆盖范围^[21]。RIS 技术的典型应用之一是通过数百乃至数千个元件获得足够的波束赋形增益用于毫米波及太赫兹通信中的覆盖补盲。而更大的 RIS 阵列和更高的工作频率，进一步扩大了 RIS 辅助通信链路的近场区域^[22]。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，这制约了信道的空间复用增益。与此相对，由于球面波带来的信号幅度以及相位的非线性变化，近场信道往往满秩，可以有效改善系统的复用增益以及空间自由度^[23]：当用户位于辐射近场区域时，即使多个用户位于相同辐射角度，也可以通过智能超表面配置不同的近场码本，通过波束聚焦来减轻同信道干扰，支持多个共存的正交链路，实现空分多址^[24]，如图 2.4 所示。同样，利用球面波前提供的自由度，同时携带角度信息和距离信息的近场辐射波，进一步增强了无线定位服务精度和感知精度，如图 2.5 所示。另一方面，这也意味着信道的空间非平稳性加剧，这将给信道估计、码本设计、波束训练复杂度、移动性管理、信令设计等方面带来挑战。

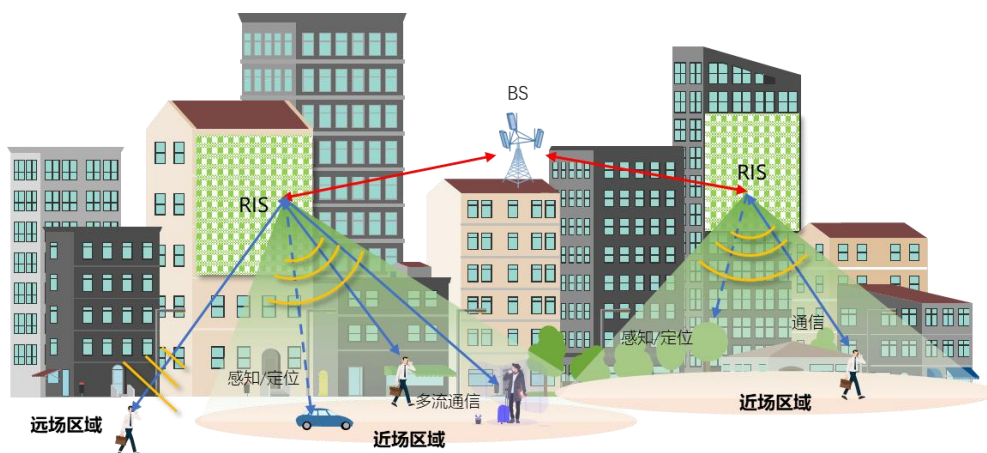


图 2.4 RIS 辅助近场应用场景

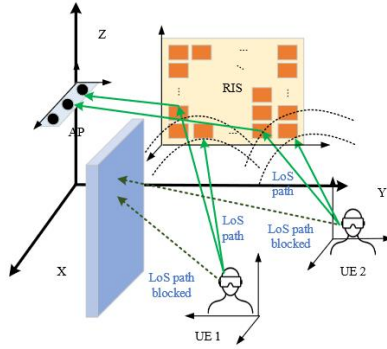


图 2.5 近场定位场景模型^[25]

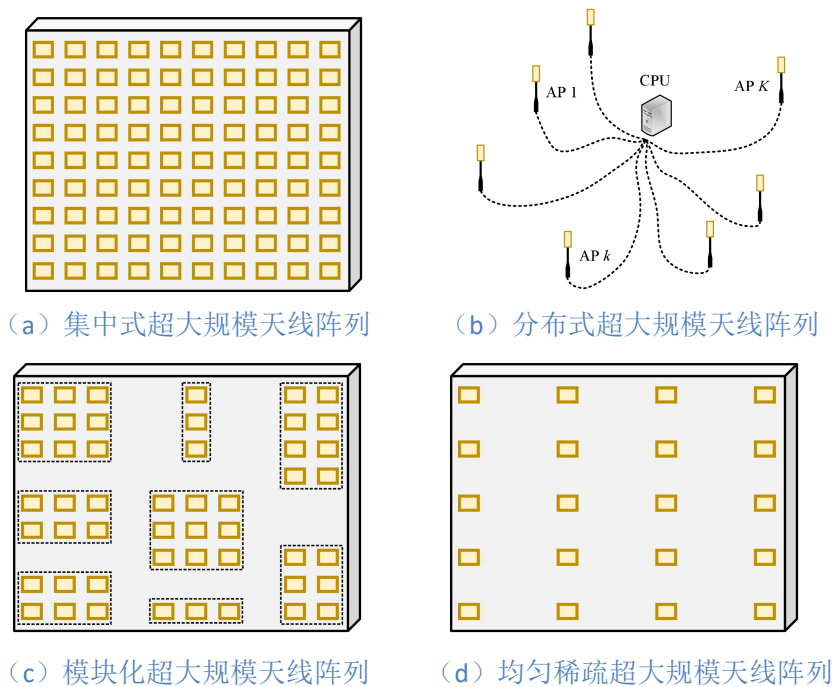
2.2.2 超大规模天线阵列使能近场

如图 2.6 (a) 和 (b) 所示, 现有两种常用的超大规模阵列架构分别是集中式超大规模天线阵列和分布式超大规模天线阵列^[26]。集中式超大规模天线阵列的天线阵元间距通常为半波长。

为了补充现有集中式和分布式超大规模天线阵列架构, 文献[27][28]提出了新型模块化超大规模天线阵列架构。如图 2.6 (c) 所示, 所有天线阵元按照模块化的方式规则地部署在同一平台上, 其中每个模块由中等数量的天线阵元组成, 且天线间距通常为半波长, 而不同模块的间距远大于波长级别, 从而实现与环境灵活共形。例如, 模块化超大规模天线阵列可以嵌入到由窗户分隔的不连续的墙壁中, 如购物中心、工厂或办公楼的建筑表面。相比于相同天线数的集中式阵列结构, 模块化超大规模天线阵列不仅部署更加灵活, 且其物理尺寸更大, 导致其近场效应更加明显并具有更高的空间分辨率。然而, 模块化超大规模天线阵列的模块间距远大于半波长, 会产生栅瓣问题。此外, 相比于分布式阵列结构, 模块化超大规模天线阵列通常执行联合信号处理, 而不需要交换或协调站点间信息, 这可以缓解同步的需求, 并降低与分布式阵列结构的回程/前程链路相关的硬件成本。模块化超大规模天线阵列通常对应于非均匀稀疏超大规模阵列。

均匀稀疏阵列作为模块化超大规模阵列架构的特例, 如图 2.6 (d) 所示, 其天线阵元间距始终为大于半波长的定值。均匀稀疏阵列的波束方向图将具有更窄的主瓣, 因而具有更高的空间分辨率, 为用户密集分布的通信场景带来显著的干扰抑制增益^[29]。然而, 由于存在大于半波长的阵元间距, 均匀稀疏阵列也同样存在栅瓣问题。

上述四种阵列架构适合于不同的应用场景。例如, 集中式、模块化和均匀稀疏超大规模天线阵列都可以用于支持蜂窝热点通信, 且模块化和均匀稀疏超大规模天线阵列可显著提高用户集中分布场景下的传输速率。此外, 分布式超大规模阵列架构可以为较大地理区域的用户提供更好的通信服务。因此, 这四种阵列体系架构应该是互补的, 它们的选择取决于实际应用场景。

图 2.6 不同超大规模阵列架构类别^[26]

2.2.3 无蜂窝近场通信

不同于经典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，实现以用户为中心的通信范式，可有效克服小区间干扰、避免通信中断，进一步提升下一代 6G 移动通信性能^[8]。基于无蜂窝通信架构，由于多阵列采用分布式部署方式，其等效阵列口径显著扩大，近场球面波效应更为显著；同时，由于接入节点分布更加密集、通信距离更短，用户将以更高的概率位于近场范围；此外，由于无蜂窝通信架构的协作特性，用户可能被多个不同天线规模、不同距离的接入节点同时服务，其可能位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。因此，无蜂窝近场通信将是未来 6G 的重要应用场景之一。

近场球面波信道建模可以为无蜂窝通信系统提供模型基础；由于其近场球面波效应显著，考虑近场球面波特性和可进一步提升无蜂窝架构中接入节点优化精度；同时，兼容近场球面波和远场平面波的波束赋形方法、高效远近场无蜂窝通信信道估计和波束训练方案可以更好适配近场通信场景，进一步提升无蜂窝通信系统的性能。

2.2.4 可移动天线使能近场通信与感知

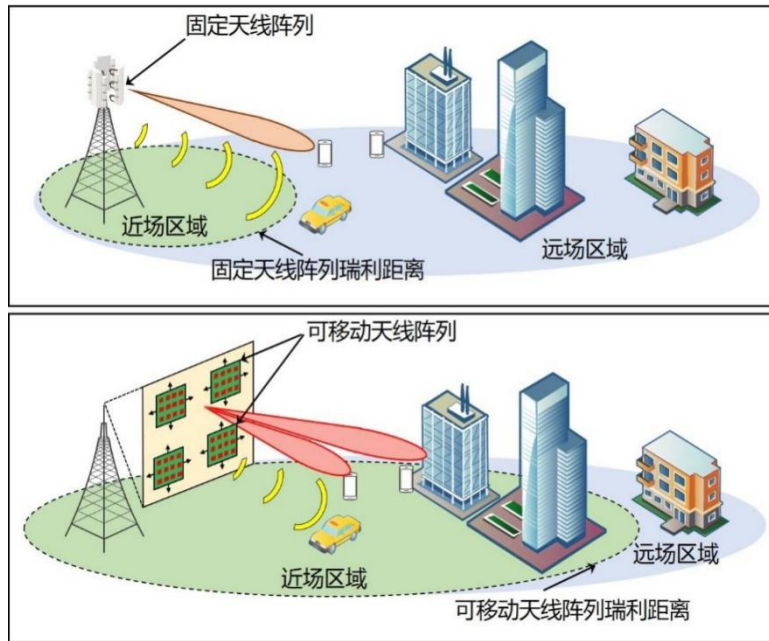


图 2.7 可移动天线辅助近场通信与感知

最近，可移动天线（Movable Antenna, MA）技术被引入无线通信系统，通过控制发射/接收端天线的局部移动（位置或旋转），以改善无线信道条件和通信性能^[30]。该技术有多种实用方法可用于实现天线移动，如机械驱动、微机电系统（MEMS）等。由于其灵活的移动能力，可移动天线可以充分利用无线信道的空间变化。例如，与传统固定位置天线相比，可移动天线可以显著提高空间分集性能，包括接收机信号功率提升和干扰抑制^{[31][32]}。对于多个可移动天线辅助的 MIMO 或多用户通信系统，可以通过天线位置优化重塑信道矩阵，从而提升空间复用增益以及无线信道容量^{[33]-[35]}。此外，通过将多个可移动天线集成到阵列中，可以通过联合设计阵列几何形状和波束赋形矢量实现更灵活的波束成形^{[36][37]}。在无线通信或感知应用场景中，由于有效阵列口径正比于天线移动区域大小，扩大天线移动区域也导致了发射机/接收机的近场区域范围增大，如图 2.7 所示。

与需要大量天线单元和射频前端的超大规模天线阵列不同，可移动天线的数量适中，且不随天线移动范围改变。因此，与超大规模天线阵列相比，可移动天线可以帮助降低硬件成本和射频功耗。可移动天线系统的性能优势，如更高的空间分集性、增强的复用增益和更灵活的波束形成，在 6G 近场通信中更具吸引力，因为基于球面波的模型在空间呈现出更为显著的信道变化。此外，分布式可移动天线可以无缝集成到蜂窝通信系统中，为改善 6G 网络性能提供额外的天线位置、旋转自由度。在 6G 无线感知和通感一体化应用中，可移动天线系统可以有效地扩大天线口径，从而增加角度/距离估计精度。对于充分大的天线移动区域，可移动天线辅助系统可以实现近场超分辨率感知。总之，可移动天线技术为 6G 近场通信感知研究开辟了新的方向。在理论研究、技术探索、系统设计、实验验证和标准化工作当中需要更多的努力，以释放可移动天线在未来 6G 网络中的全部潜力。

2.3 通感一体化

除了大容量通信之外，下一代无线网络还有望实现高精度的感知，因此通信与感知的一体化（integrated sensing and communication, ISAC）技术也吸引了学术界与工业界广泛的研究兴趣^[38]。与传统的无线定位和信道估计相比，无线感知依赖于无源目标反射的回波信号，而不是有源设备发送的导频信号。目前，许多已有的调制波形被证明可以应用于无线感知中，例如正交频分复用（orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM）和正交时频空间（orthogonal time frequency space, OTFS）^{[39][40]}，这说明感知功能可以被无缝集成到现有的无线通信网络中。

在远场感知中，增加天线阵列的尺寸往往只能提高角度估计的分辨率，而距离和速度的分辨率主要依赖于信号带宽和感知持续时间。但在近场区域内，球面波传播使得大规模天线阵列可以用于估计物体间距离和移动速度。一方面，即使在有限带宽内，近场信道仍然能够有效地包含距离信息，提高窄带系统中的距离估计分辨率。另一方面，目标速度的估计依赖于多普勒频率的估计。与远场感知相比，近场感知从不同方向观测目标大规模天线阵列中相距较远的两个天线，可能具有明显不同的多普勒频率，因此可增强对移动速度的估计^{[41][42]}，如图 2.8 所示。基于上述讨论，近场效应具有在时频资源受限的情况下促进高精度感知的潜力。因此，将近场通感一体化是一项极具前景的技术。

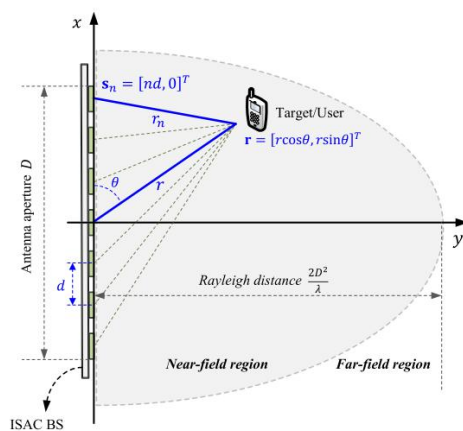
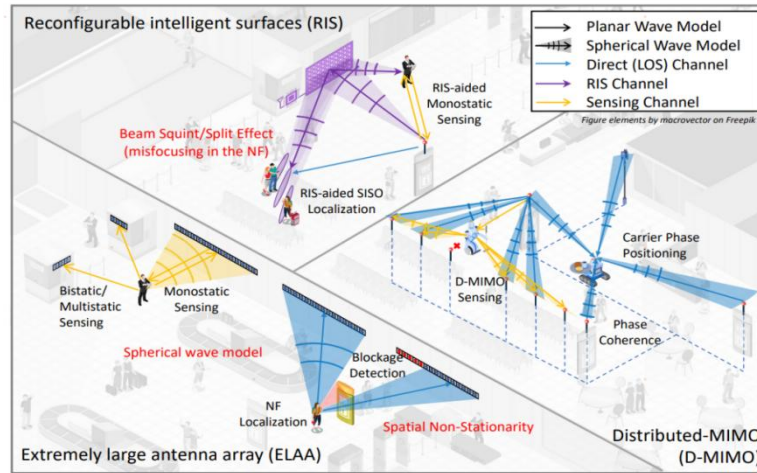


图 2.8 近场 ISAC 系统^[41]

2.4 无线定位

在传统的远场通信系统中，基于平面波假设，主要通过估计信号在目标处的到达角和到达时间，来获取目标的相对于接收点的角度和距离信息^[43]，远场通信系统需要部署多个接收点作为定位锚点，根据多个锚点的角度和距离信息，估计定位目标的三维坐标。为了获得更加准确的角度和距离信息，远场通信系统通常需要配置较大带宽的测量信号。除利用距离和角度外，利用接收信号的特征作为指纹进行定位也是一种常见的定位方法，在远场通信中也有研究^[44]。在近场中，基于球面波模型，天线阵列中不同区域的天线单元的信号在目标

处的到达角是不同的。利用这种波束汇聚的信号传输特性，近场通信系统通过天线阵列不同区域信道角度的差异来进行目标定位，从而降低了对测量信号带宽的需求^[45]，如图 2.9 所示。同时，大规模天线阵列的部署有利于进一步增强角度分辨率，并在近场区域内提供额外的距离分辨率，有利于实现 6G 移动通信中的高精度定位^[46]。



(通过 ELAA、RIS 和分布式 MIMO 等多种形式提供近场的高精度定位服务)

图 2.9 近场定位示意图

近场通信系统的定位过程与传统的远场通信系统在信号系统、信道模型和定位原理等方面都有所不同。二者属于异构定位网络。因此，需要在远场和近场通信系统之间建立异构定位网络融合算法，以确保无缝定位服务^{[47][48]}。异构定位网络的融合依赖于定位精度估计算法的实现^{[49][50]}。对于包括近场通信系统在内的区域定位系统，定位精度算法可以发展为可用性估算^[51]，以支持异构定位系统之间两种不同的互操作模式：“软融合”和“硬切换”^[52]。

2.5 信能同传

近场通信中能够实现汇聚的高指向性点波束，将波束的目标区域集中在目标设备附近，从而将射频信号的能量聚集到物联网设备的能量收集节点。利用近场的波束聚焦特性和高精度的位置信息，能够显著提高无线能量传输的效率，减少传输过程中的能量浪费。在室内场景或者基站天线规模受限的场景中，无线通信系统可以通过智能超表面来构建近场信道，将家庭基站的信号能量汇聚到能量收集节点。另外，在近场通信系统中，超大规模天线阵列可以基于球面波模型的无线信道在近场范围内获得更高的空间分辨率，使得基站可以支持高密度的数能同传（Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT）终端。SWIPT 允许设备从射频波中收集能量并将其转换为电能，将能量储存到设备的电池中，最大限度地延长设备的使用寿命，是解决能源有限问题的新方案^{[53][54]}。

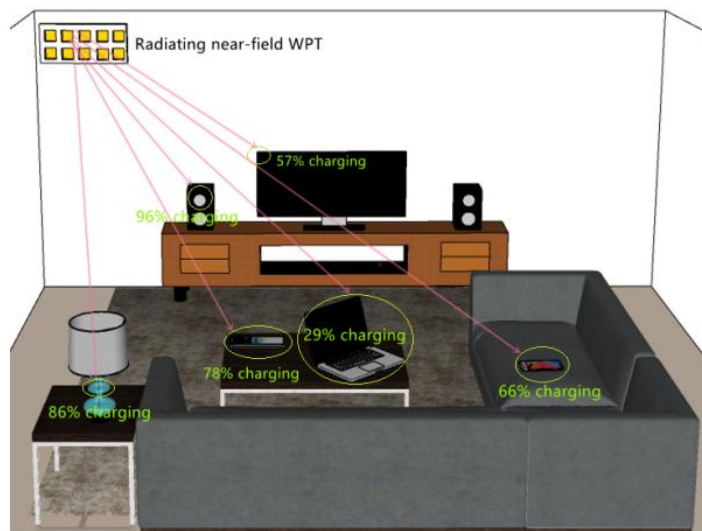
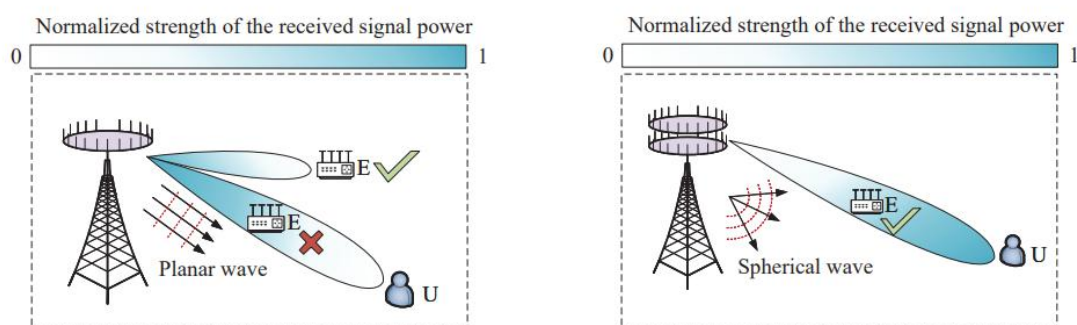


图 2.10 近场无线传能示意图

2.6 物理层安全

由于无线通信的天然广播特性和移动特性，这使得网络中合法用户的通信很容易遭到非法用户的窃听和攻击，安全传输一直都是无线通信中一个重要的问题。在远场通信中，如果窃听者与合法用户处于同一方向，尤其是当窃听者距离基站更近时，安全传输将难以实现。与远场通信里波束赋形的方向聚焦性不同，在超大规模阵列辅助的近场通信中，基站形成的波束具有强大的位置聚焦性^[55]。这一性质使得发送信号的能量可以聚集在合法用户的位置上而不仅是合法用户的方向上，有效减少了信息在窃听用户位置的泄漏，提升了系统的安全信道容量。通过对基站波束聚焦的优化设计，可以充分挖掘近场通信在增强物理层安全方面的潜力。



左图：使用波束转向的远场安全通信；右图：基于波束聚焦的近场安全通信

图 2.11 波束聚焦使能近场安全通信

2.7 使能海量接入

多址技术联合时域、频域、码域以及空域进行资源分配，实现传输资源的高效利用，是提高下一代无线网络传输速率的关键。在 5G 大规模 MIMO 系统中，空分多址 (Spatial Division

Multiple Access, SDMA) 利用角度域的正交资源实现了不同用户的区分; 非正交多址接入 (Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA) 技术则进一步允许多个用户复用相同的资源块, 并从功率域或码域消除用户干扰; 而无用户标识随机接入通过接入资源 (如码字) 的竞争机制, 节约了大规模机器类通信 (massive Machine-Type Communications, mMTC) 中用户短包随机接入所需的资源开销。

与空分多址等技术中所采用的远场传输模型相比, 近场传输模型具有“角度-距离”二维聚焦的特性以及更大的空间自由度, 使得空域资源大大增加。因此, 将近场传输特性应用于多址技术设计, 将更加有利于服务海量用户接入需求, 进一步提升系统频谱效率。

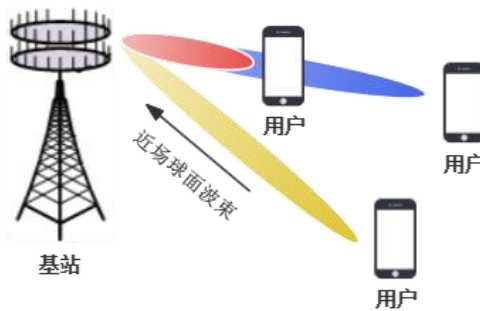


图 2.12 近场多址接入示意图

2.8 片上无线通信

片上无线通信 (On-chip Wireless Communications) 是指利用片上天线或近场耦合等无线互联方式, 实现芯片间或芯片内不同模块间的数据交换和无线通信, 其传输距离通常小于 1cm, 具有低损耗、高传输速率、高集成度等优点。片上通信应用场景非常广泛, 如在物联网 (LoT) 领域, 可以实现智能芯片、智能设备、可穿戴设备的互联互通, 大大提高通信效率, 减少布线复杂度, 但存在芯片面积成本增加、安全隐私泄露、功耗增加等限制。然而当工作频率上升到毫米波/太赫兹频段, 片上天线尺寸大大缩小, 芯片面积也大为减小; 且收发芯片间距离近, 无线通信对信号功率要求显著降低; 同时高频信号定向性好, 使得信息传输的安全可靠性明显提升, 这大大降低了片上无线通信系统的设计难度^[56]。

相较于传统的有线通信方式, 采用无线通信方式可避免由传输线所引入的高延迟、高串扰、有限带宽及寄生效应等缺点。如图 2.13, 通过在芯片中集成片上天线, 信号传输方式由传统的有线传输, 优化为片内和片间的无线通信, 从而形成了具有灵活架构的片上网络, 避免了有线互联布局的限制^[57]。

此外, 片上无线通信对于系统级芯片不同芯粒 (Chiplet) 之间的信号传递有重要作用。如图 2.14 所示, 通过异质异构集成形成片上系统 (System-on-a-chip, SoC) 时, 由于结构不同、半导体材料不同, 使得芯粒间的高频互联变得困难, 利用传统的引线键合等方式会严重恶化信号完整性, 利用片上无线通信的方式可实现芯粒和芯粒间的高速、高带宽的异质异构集成互联, 还可以有效地提高大规模异构系统的通用性^[58]。

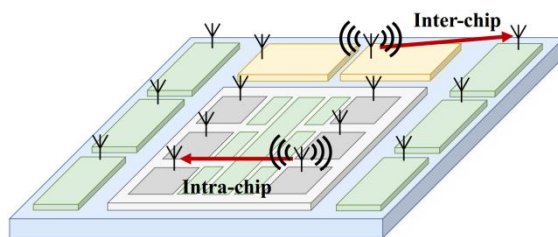


图 2.13 利用天线的片内和片间通信

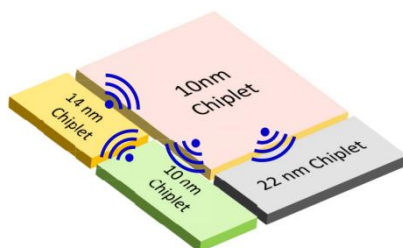


图 2.14 不同半导体材料的芯片间的无线互联

另外，由于片上无线通信利用了片上天线的辐射效应或者近场耦合效应，使其不再受制于传统有线互联而导致的一对一数据传输模式，在数据传输方面，它有更高的灵活性和适应性，能够进行一对多的传输，为实现高密度的设备连接和海量设备之间的数据交换提供支持，因此为单片多核处理器的设计提供了更多的可行性，如图 2.15 所示^[59]。

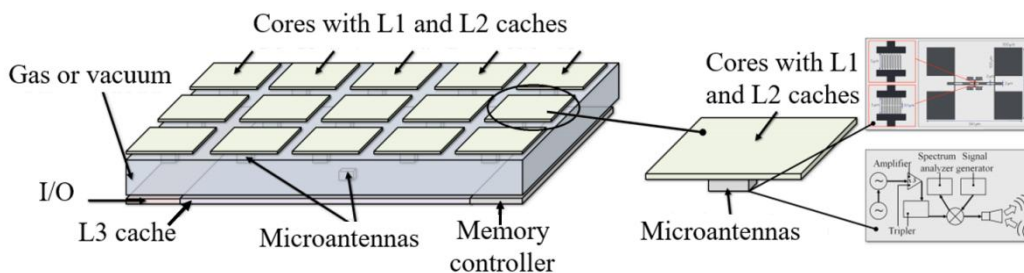


图 2.15 使用片上无线通信技术的单片多核处理器

综上所述，片上无线通信可广泛应用于各种移动设备和嵌入式系统中，如智能手机、平板电脑、智能手表、物联网设备等，提高通信设备的性能。片上无线通信应用于 6G，可降低通信时延，提供更快速的数据传输能力，提高通信系统的实时性和能量效率。高速高效的片上通信为未来 6G 无线通信系统、太赫兹集成电路以及芯片间通信互联提供了可行方案。

3. 近场基础理论

随着通信技术从 5G 向 6G 的演进，为进一步提升波束成形性能与通信速率，正采用更大规模的天线阵列孔径和更高的通信频率。然而，更大规模的天线阵列也使得诸多传统远场通信场景被纳入电磁学定义的近场通信范围。在近场通信中，用于信息传输的电磁波只能被视为球面波，而非平面波。这一新的物理特性不可避免，并引发诸多新的电磁效应，如空间非平稳性、极化效应以及倏逝波等。因此，许多专为远场操作设计的传统通信算法在近场通信中性能严重下降，或无法利用 6G 近场场景的新特性以实现最佳性能^{[1][2]}。本章从电磁理论给出的近场定义出发，分析近场电磁效应，阐释其产生根源及对现有系统的影响。此外，基于近场通信的现有文献，总结近场效应的出现对通信系统设计及性能造成的变化，重点关注通信自由度与通信容量。

近场基本理论主要包括四个部分：电磁近场定义、近场电磁特性与物理效应、近场通信自由度理论分析以及近场性能分析。

3.1 近场范围划分

在本节中，我们首先介绍远场通信和近场通信之间的区别。然后，我们确定了在几个典型应用场景中确定远场和近场区域边界的原则。

如图 3.1 所示，根据电磁理论和天线理论，发射机周围的场可分为近场和远场，近场区可进一步分为反应近场区域和辐射近场区域^[1]。其中，反应近场区域仅限于靠近天线的空间（小于菲涅尔距离），在这一区域内倏逝波占主导地位，电磁场并不以辐射波的形式从天线传播出去。辐射近场区域位于距离天线几个波长以上的区域（菲涅尔距离和瑞利距离之间），在此区域内，不同天线上的电磁波在整个阵列上的振幅差异不显著，但相位变化随天线的指数呈非线性变化，信号的传播模型必须用球面波模型建模。远场区域包围着辐射近场区域，在远场中电磁波可以近似视为平面波前。由于反应近场区域通常较小，且倏逝波随距离呈指数级衰减，因此在实际的近场通信系统中，通常主要关注辐射近场区域内的无线通信，即“近场”一般表示辐射近场区域。

3.1.1 表征近场和远场边界

现有研究中，有多种视角和经验法则来表征近场与远场区域的边界，主要包括相位差、功率差和信道容量三个角度。

- 相位差角度的近场范围划分

主要思想：考虑发射机天线阵列中任意两个阵子到达接收机位置的最大相位差，当最大相位差大于某一特定值时认为该终端位于近场区域。

从相位差角度，近场与远场之间的经典边界被称为夫琅禾费（Fraunhofer）距离或瑞利（Rayleigh）距离^[2]（考虑最大相位差不超过 $\pi/8$ ），表示为 $\frac{2D^2}{\lambda}$ ，其中 D 表示天线的最大孔径，

λ 代表载波波长。如果用户与基站之间的距离大于瑞利距离时，可以认为用户处于远场区域，在该区域内，信号的传播可以用平面波近似。如果用户与基站之间的距离小于瑞利距离，可以认为用户处于近场区域。

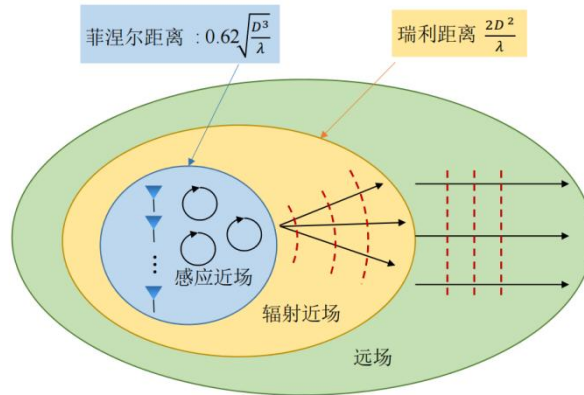


图 3.1 远场平面波面与近场球面波面及对应物理空间归一化接收能量

平面波与球面波所具有的对空间辐射能量的调整能力不同。更确切地说，平面波是球面波的远距离近似。在远场区域，电磁波的相位可以通过泰勒展开用天线指数的线性函数近似。这种简洁的线性相位形成的平面波面只与入射角度有关。因此，利用平面波面，远场波束成形可以在不同距离上将波束能量转向特定角度，这也被称为波束转向。遗憾的是，这种简洁的线性相位无法彻底揭示球面波的信息。在近场区域，球面波的相位应根据物理几何形状精确推导，它是天线指数的非线性函数。BS 和 UE 之间每条路径的入射角和距离信息都包含在这个非线性相位中。利用球形波面的额外距离信息，近场波束成形能够将波束能量聚焦在特定位置，在角度域和距离域都能实现能量聚焦。基于这一特性，近场波束成形也被称为波束聚焦。

瑞利距离的主要建立思想如下^[1]。电磁波的真实相位根据精确的球面波模型和 BS 天线位置计算。在远场情况下，这一相位通常是通过基于平面波面模型的一阶泰勒展开来近似计算的。这种近似方法会导致相位差，而相位差会随着距离的减小而增大。当所有 BS 和 UE 天线之间的最大相位差达到 $\pi/8$ 时，BS 阵列中心和 UE 阵列中心之间的距离被定义为瑞利距离。因此，如果通信距离短于瑞利距离，最大相位差将大于 $\pi/8$ 。在这种情况下，远场近似变得不准确，因此需要利用近场传播模型。

根据这一定义，可以得到单输入多输出（SIMO）、多输入单输出（MISO）和多输入多输出（MIMO）通信系统的近场范围。如图 3.2 所示，SIMO/MISO 场景的近场范围由经典的瑞利距离精确决定，而瑞利距离与 BS 阵列孔径的平方成正比。对于 MIMO 场景，由于在 BS-UE 链路的两侧都采用了 ELAA，因此 BS 阵列孔径和 UE 阵列孔径都对瑞利距离有贡献；也就是说，近场范围与 BS 阵列孔径和 UE 阵列孔径之和的平方成正比。对于 RIS 系统而言，级联 BS-RIS-UE 信道由 BS-RIS 和 RIS-UE 链路组成。因此，在计算相位差时，需要对 BS-RIS 距离和 RIS-UE 求和后计算 $\pi/8$ 最大相位差，RIS 系统的近场范围由 BS-RIS 距离和 RIS-UE 距离的谐波平均值决定，如图 3.2 所示。从图 3.2 可以进一步看出，只要这两个

距离中的任何一个短于瑞利距离，RIS 辅助通信就在近场区域内运行。因此，近场传播更有可能发生在 RIS 系统中^[62]。

Communication scenarios	SIMO/MISO Wavelength λ Aperture D UE BS	MIMO Wavelength λ Aperture D_1 Aperture D_2 BS UE	RIS Wavelength λ Aperture D BS RIS UE
	Near-field ranges	$r < \frac{2D^2}{\lambda}$	$r < \frac{2(D_1+D_2)^2}{\lambda}$

图 3.2 典型通信场景近场范围

● 功率差角度的近场范围划分

在使用最佳的最大比合并（Maximum Ratio Combining, MRC）时，来自不同天线单元的信号相位可以完全对齐，从而消除相位差对接收功率的影响。然而，受限于不完美的信道估计，MRC 可能难以完全中和相位差异。因此，考虑实际系统中的功率损失，文献^[63]对传统瑞利距离进行了修正，提出了有效瑞利距离来表征近场范围的边界。

通过 MRC 消除信号相位对接收功率的影响后，接收功率的大小只取决于天线单元在接收机处的幅度响应差异，考虑同一发射机天线阵列上不同天线单元的幅度响应差异，文献^[64]和^[65]提出了 Critical 距离和均匀能量距离，从不同天线单元的功率差角度刻画了近场范围，即在此距离之外，接收机处检测的发射端最弱和最强的天线单元之间的功率比在指定阈值之上。其中，Critical 距离只与天线孔径相关，主要刻画了靠近天线孔径主轴的场边界；均匀能量距离则进一步考虑了阵列结构和天线阵列的投影口径等因素，对离轴区域给出更准确的近场边界描述。

从另一视角，考虑平面波信道模型与球面波信道模型下的接收功率差异，文献^[66]分别基于均匀线性天线阵列（Uniform Linear Array, ULA）和均匀圆形平面阵列（Uniform Circular Array, UCA）结构，推导了近场区域的等功率线/面，刻画了近场范围。

● 信道容量角度的近场范围划分

从信道容量表征的角度，可以结合信道的容量^[67]、特征值^[68]、秩^[69]、多流传输特性^[70]、或者有效自由度^[71]来刻画近场范围，评估远场平面波与近场球面波的适用区域。其中，文献^[69]通过等秩面给出了近场区域的边界，可以证明近场范围会随着视距和非视距环境中散射体数量的增加而增加，且在非视距环境中增加更为显著。考虑到空间复用，文献^[70]提出了有效复用距离的指标 $D_{max}^{(m)}$ ，代表了在特定的信噪比（SNR）下，信道可以高效地同时容纳 m 个独立的空间流的最大距离。沿此思路，文献^[71]继续从多流传输的视角，结合信道的有效自由度给出了近场边界的定义，证明了近场范围不仅与天线阵列孔径有关，还会受天线单元数量的影响。

3.1.2 近场分类方法

对于一个发送端为 K 个单天线用户，接收端是 N 根天线的阵列的 MIMO 场景来说，第 k 个用户发送到第 n 根天线的信号为：

$$y_{k,n} = \frac{\lambda}{4\pi \|\mathbf{p}_k - \mathbf{p}_n\|} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{p}_k - \mathbf{p}_n\|} + n_{\sigma}. \quad (3.1)$$

其中 λ 是信号的波长， \mathbf{p}_k 和 \mathbf{p}_n 分别是第 k 个用户和第 n 根天线的位置坐标。根据 Fig. 3.1，场区的划分取决于 $\frac{2\pi}{\lambda} \|\mathbf{p}_k - \mathbf{p}_n\|$ 。在近场区，来波的波阵面不能被视为平面波，取而代之的是等曲率球面波模型。根据表格 3.1 的信息和近场和球面波产生的原因，我们可以把近场的应用场景分为以下三种类型：

- (1) 短距近场：对应 $\|\mathbf{p}_k\|$ 比较小的场景。此时用户到阵列的距离比较近，波阵面的曲率较大，曲率不能被忽略为 0，因此需要采用球面波和近场模型。这种情况往往出现在室内通信场景，因此散射环境丰富，多径效应明显。但是用户移动一般较慢，多普勒效应不明显。这种场景波束赋形和用户位置估计的主要难点在于多径的数学处理上。
- (2) 大尺寸阵列近场：对应 $\|\mathbf{p}_N - \mathbf{p}_0\|$ 比较大的场景，其中 \mathbf{p}_0 是参考天线的坐标。此时及时来波的波阵面曲率不大，但是由于对应的扇角较大，因此也不能使用平面波远场模型建模，需使用球面波和近场模型。因此在这类型近场场景中，波束赋形设计的主要难点在于来波曲率估计。
- (3) 高频近场：对应 λ 比较小的场景。此时电磁波对空间的分辨率高，因此即使来波的波阵面的曲率和扇角都比较小，也需要使用球面波模型建模。由于高频信道具有稀疏特性，因此这类场景的信道数学上往往易于表示，但从物理上来讲由于这种场景下锚点较少因此定位等算法较难设计。此外由于高频波束的空间分辨率过高，信道参数和用户位置参数估计的精度要求也变得更高。

需要指出的是，由于 $\|\mathbf{p}_k\|$ ， $\|\mathbf{p}_N - \mathbf{p}_0\|$ 和 λ 是三个独立变量，因此在实际应用中这三个场景并不是互斥的，会存在某个情况同时属于以上两种或三种场景的情况。因此我们需要研究这三种场景分别会给波束赋形等工作带来怎样的变化。表格 3.1 分析了这三种场景的主要区别。

表格 3.1 近场分类及主要区别

近场类别/性质	短距近场	大尺寸阵列近场	高频近场
与远场的主要区别	通信距离近	阵列占地面积大	通信频率高
产生球面波的原因	波阵面曲率大	波阵面扇角大	波阵面误差容忍度小 (分辨率高)
信道高秩的最主要原因	散射环境丰富	信道的空域非平稳性	信号空间的非线性

信号幅度衰落	不可以视为相等	不可以视为相等	一般可以视为相等
散射环境与多径效应	多径效应明显	多径效应明显且在阵列的不同区块上表现不同	多径效应不明显, 信道呈现稀疏特性, 无法使用瑞丽衰落和莱斯衰落等模型。
多普勒效应	一般不明显	不一定	明显
波束训练、码本设计、信道估计、位置估计的主要难点	数学上如何处理和利用丰富的散射环境	如何处理信道的空域非平稳特性	如何实现高精度波束设计方法和参数估计方法

需要强调的是, 虽然在实际应用中不同的应用场景都有可能出现, 但是目前近场研究的主要动机在于为高频通信提供服务。在高频场景中, 由于瑞利距离增大, 大量用户处于近场区域。因此, 近场通信成为研究重点。所以, 在研究近场的过程中, 我们应当更多关注高频近场信道特性, 设计适用于高频近场的算法, 而不应将不同的近场场景混淆起来进行研究。

3.2 近场的电磁物理效应

在无线近场区域中, 无线信号的电磁物理效应将变得不可忽略。具体来说, 电磁物理效应应包括天线的极化效应、能量映射效应等。下面, 我们将从麦克斯韦方程组出发, 建立电磁近场信道并揭示这些电磁近场效应。

3.2.1 近场电磁信号模型

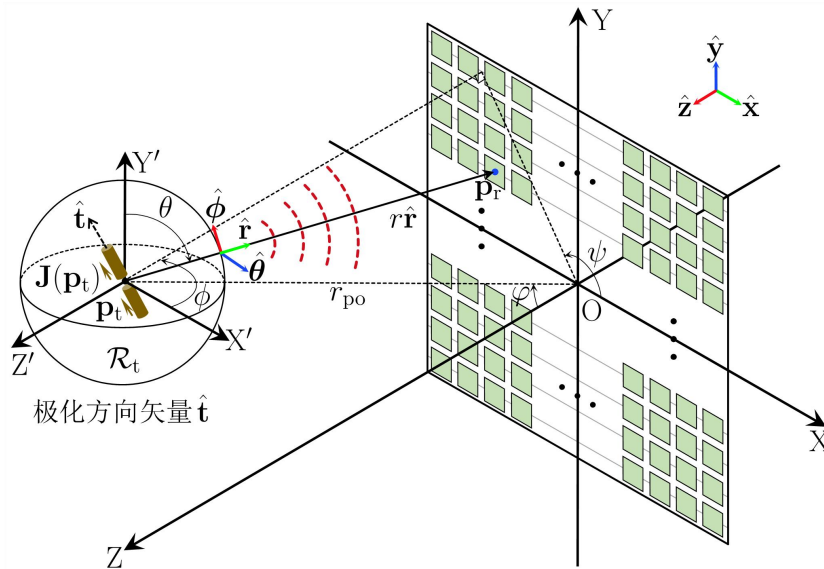


图 3.3 近场电磁辐射系统图

如图 3.3, 在笛卡尔坐标系 $OXYZ$ 中, 考虑发射天线位于点 $\mathbf{p}_t = (x_t, y_t, z_t)$, 具有电流密度 $\mathbf{J}(\mathbf{p}_t)$, 在源区域 $R_t \subseteq \mathbb{R}^3$ 内。发射天线为常见的低成本单极化天线, 具有归一化极

化方向矢量 $\hat{\mathbf{t}} = t_x \hat{\mathbf{x}} + t_y \hat{\mathbf{y}} + t_z \hat{\mathbf{z}}$ ($\hat{\mathbf{x}}$ 、 $\hat{\mathbf{y}}$ 、 $\hat{\mathbf{z}}$ 为三个基向量)。接收天线阵列上的各个点坐标为

$$\mathbf{p}_r = (x_r, y_r, 0)。$$

考虑标量电场模型，该标量电场从收发能量关系出发，是 $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ 的坡印廷矢量的一个分量，该分量垂直于观察平面（XOY 平面）^{[72][73]}： $E_s(\mathbf{r}) = |E_s(\mathbf{r})| \exp(jk_0 r)$ ，其中，

$$\begin{aligned} |E_s(\mathbf{r})|^2 &= \overbrace{\|\mathbf{E}(\mathbf{r})\|^2}^{\text{发射能量}} \overbrace{\left(-\frac{\mathbf{p}_r - \mathbf{p}_t}{\|\mathbf{p}_r - \mathbf{p}_t\|} \cdot \hat{\mathbf{z}} \right)}^{\text{沿Z方向的能量映射效应}} \\ &= E_{\text{in}}^2 \underbrace{\frac{1}{4\pi r^2}}_{\text{自由空间衰减}} \underbrace{\frac{z_t}{r}}_{\text{能量映射系数}} \underbrace{\frac{1}{r^2} \left[(t_y x_{r,t} - t_x y_{r,t})^2 + \sum_{(\alpha, \beta) \in M} (t_\alpha \ell_\beta + t_\beta \ell_\alpha)^2 \right]}_{\text{一般性的极化损耗}}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

其中， $M = \{(z, x), (z, y)\}$ ， $\ell_x = x_{r,t}$ ， $\ell_y = y_{r,t}$ ， $\ell_z = z_t$ ， $x_{r,t} = x_r - x_t$ ， $y_{r,t} = y_r - y_t$ 。

$E_{\text{in}} = \frac{\eta_0 I_{\text{in}}}{2}$ 是发射端的初始电场强度，单位为伏特。

特别地，当发射天线朝向正 Y 轴极化时，有 $\hat{\mathbf{t}} = \hat{\mathbf{y}}$ ，这时 (3.1) 化简为：

$$|E_{s,Y}(\mathbf{r})|^2 = E_{\text{in}}^2 \underbrace{\frac{1}{4\pi r^2}}_{\text{自由空间衰减}} \underbrace{\frac{z_t}{r}}_{\text{能量映射系数}} \underbrace{\frac{x_{r,t}^2 + z_t^2}{r^2}}_{\text{Y方向极化损耗}}。 \quad (3.3)$$

当信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 (3.2) 化简为：

$$|E_{s,Y,v}(\mathbf{r})|^2 = E_{\text{in}}^2 \underbrace{\frac{1}{4\pi r^2}}_{\text{自由空间衰减}} \underbrace{\frac{x_{r,t}^2 + z_t^2}{r^2}}_{\text{Y方向极化损耗}}。 \quad (3.4)$$

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，(3.3) 化简为：

$$|E_{s,Y,v}(\mathbf{r})|^2 = E_{\text{in}}^2 \underbrace{\frac{1}{4\pi r^2}}_{\text{自由空间衰减}}。 \quad (3.5)$$

公式 (3.4) 就是经典的 Friis 公式。

下面，我们给出经典的远场信号公式：

$$E_{far}(\mathbf{r}) = \frac{E_{in}}{2\sqrt{\pi r_{po}}} \exp \left[jk_0 \left(r_{po} - \frac{x_r x_t + y_r y_t}{r_{po}} \right) \right], \quad (3.6)$$

其中， $r_{po} = \sqrt{x_t^2 + y_t^2 + z_t^2}$ ，相位项使用了二阶的泰勒展开。进一步地，(3.5)可以简化为：

$$E_{far}(\mathbf{r}) = \frac{E_{in}}{2\sqrt{\pi r_{po}}} \exp(jk_0 r_{po})。 \quad (3.7)$$

从近场信号模型(3.1) - (3.4)和远场信号模型(3.5) - (3.6)，我们可以看出：

- 对于近场信号模型，振幅项将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。
- 远场信号模型是近场信号模型的近似。对于远场信号模型，振幅项仅有固定的自由空间损耗因子，相位项的距离也是固定的发射端到接收端参考点的距离。

此外，近场通信中独有的电磁物理效应主要包括三极化、倏逝波和波束分裂等。这些物理特性都可以用并矢 Green 函数模型进行刻画[74]。

3.2.2 近场电磁效应

首先三极化效应，文献[74]中作者通过矢量格林函数同时考虑了近场球面波信道和多极化效应，并在此基础上建模了多极化近场球面波信道以及提出了面向极化和信道的双重预编码，其考虑的系统图如图 3.4 所示。

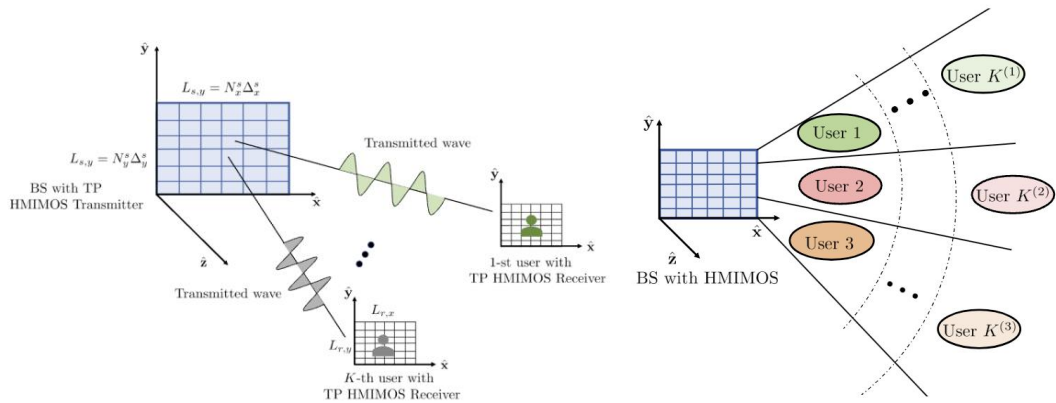


图 3.4 近场多极化球面波建模

仿真结果证明，近场通信中的多极化效应能够在特定范围内显著提高系统容量(图 3.5)。

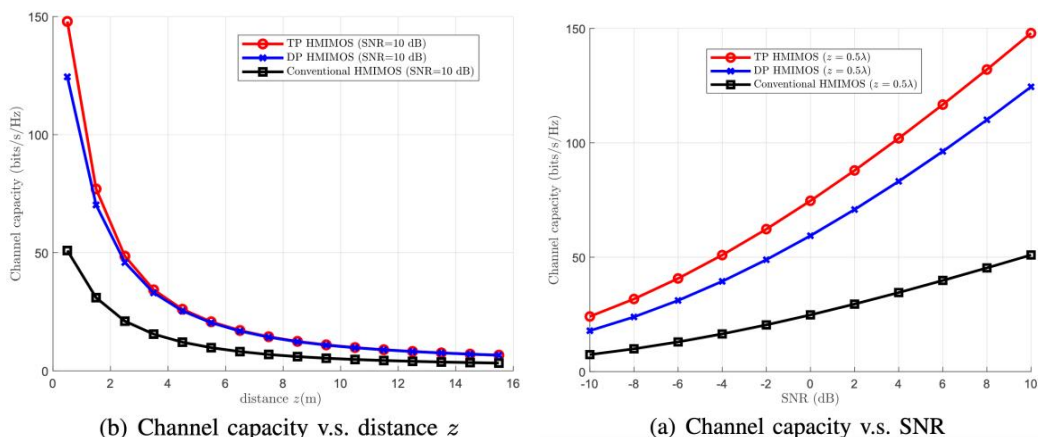


图 3.5 近场三极化信道容量

近场倏逝波效应主要影响反应近场的通信自由度和容量,我们将在下一小节中进行叙述。对于近场波束分裂效应而言,在近场 RIS 中,基于移相器的波束成形器能够产生对准特定位置的聚焦波束,从而提供波束聚焦增益。这种波束成形器在窄带系统中效果良好。然而,对于宽带系统,由于使用了几乎与频率无关的移相器,不同频率的球面波束会聚焦在不同的物理位置上,这被称为近场波束分裂效应。这种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,这一点在宽带系统设计中需要仔细考虑。

虽然波束分裂效应会使得宽带系统能量更难对准用户,导致波束赋形性能下降,但其也有对应的好处:由于相同的导频会对应产生空间上的多个波束,因此通过设计系统参数,可以控制波束在不同频率上的覆盖角度范围。得益于此,可以在远场实现非常快速的 CSI 获取,实现快速波束训练或波束跟踪。传统远场通信中对这个问题的研究主要分为两类工作:第一类技术希望减轻远场波束分裂造成的阵列增益损失,在波束成形结构中引入时延电路,减轻远场波束分裂效应;第二类技术通过控制时延参数和多波束实现在大规模多输入多输出系统中快速获取远场 CSI。

近场波束分裂效应影响如图 3.6 所示,可以看到在近场宽带通信时空间上有多个能量聚焦点。

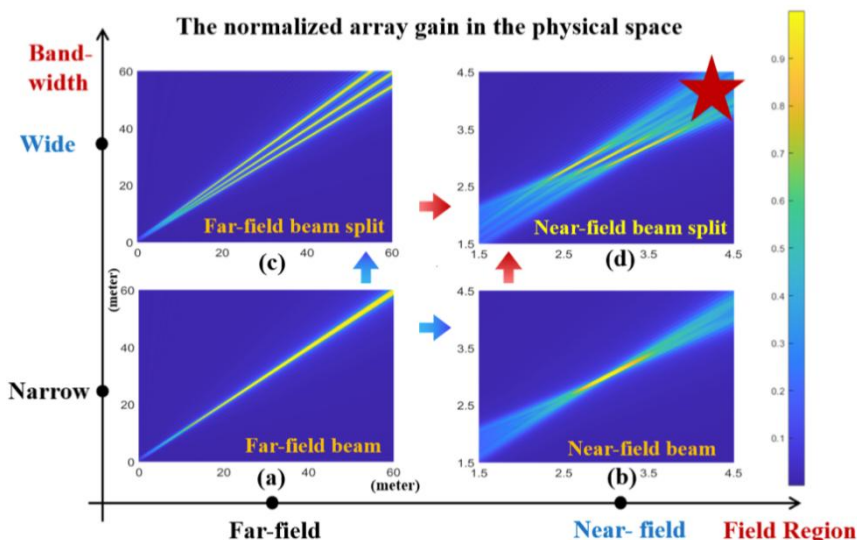


图 3.6 近场波束分裂效应示意图

文献[75]中对近场波束分裂效应进行了定义和分析，并利用基于时延（Time delay, TD）的波束成形器来克服这一效应。我们建议将整个阵列划分为多个子阵列，然后假定用户位于整个阵列的近场范围内，但位于每个子阵列的远场范围内。在此基础上，还可以利用延时电路来补偿近场球面波面引起的不同子阵列之间的群延迟。因此，整个带宽上的光束可以聚焦在所需的空间角度和距离上，近场光束分裂效应也相应得到缓解。

3.2.3 近场波束特性

在近场特性之外，还可以对近场波束的特性进行分析，总结为如下三点：近场距离域聚焦、距离域渐进正交性和环形阵列的距离域聚焦特性。

首先，针对近场距离域聚焦特性，文献[76]中计算了聚焦深度（DF, depth-of-focus）当使用匹配滤波对距离为 F 的发射机进行聚焦时，DF 为：

$$z \in \left[\frac{d_{FA}F}{d_{FA}+10F}, \frac{d_{FA}F}{d_{FA}-10F} \right] \quad (3.8)$$

其中 d_{FA} 是 N 倍的瑞利距离，如图 3.7 所示，波束的深度取决于匹配滤波器聚焦的位置。当焦点小于 $d_{FA}/10$ 时，近场波束赋形的深度是有限的。

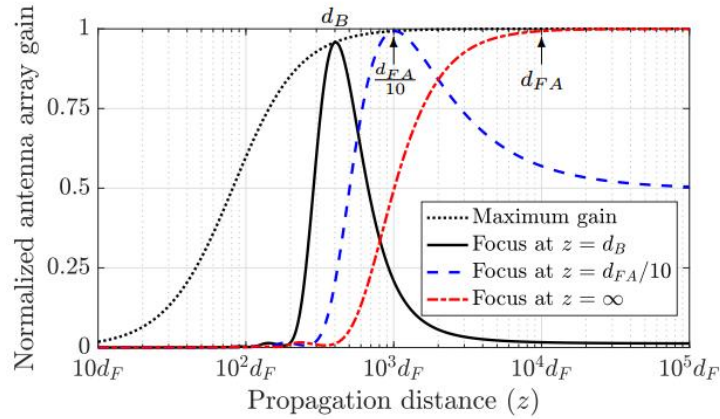


图 3.7 波束增益随距离的变化趋势

近场波束聚焦可以将波束能量集中在由角度和距离确定的特定位置。为了利用额外的空间距离域资源来提高频谱效率，研究人员在[140]中证明了近场阵列响应矢量的渐近正交性，信道相关性可以表示为：

$$f^{near} \approx \left| \frac{C(\beta) + jS(\beta)}{\beta} \right| \quad (3.9)$$

其中 $\beta = \sqrt{\frac{N^2 d^2 (1 - \theta^2)}{2\lambda} \left| \frac{1}{r} - \frac{1}{r'} \right|}$ ，这意味着当阵列天线数量 N 趋于无穷大时， β 也趋于无穷大， f^{near} 趋于 0。如图 3.8 所示，随着天线数增大，同角度不同距离的两个阵列响应矢量之间的相关性趋于 0。

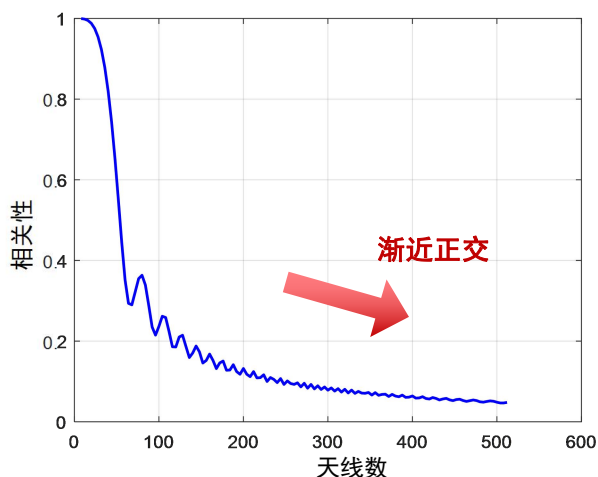


图 3.8 信道相关性随天线变化曲线

以上两个波束特性是线形阵列（Uniform linear array, ULA）下的情况，接下来针对环形阵列（Uniform circular array, UCA）阐述其距离域聚焦特性^[77]。UCA 场景下的波束聚焦增益近似为零阶第一类贝塞尔函数。由图 3.9 可以看出，ULA 波束赋形增益随距离减小平稳下降，而 UCA 的波束赋形增益的下降速度更快，这说明 UCA 能够在更小的范围内聚焦信号功率，减轻功率泄漏。

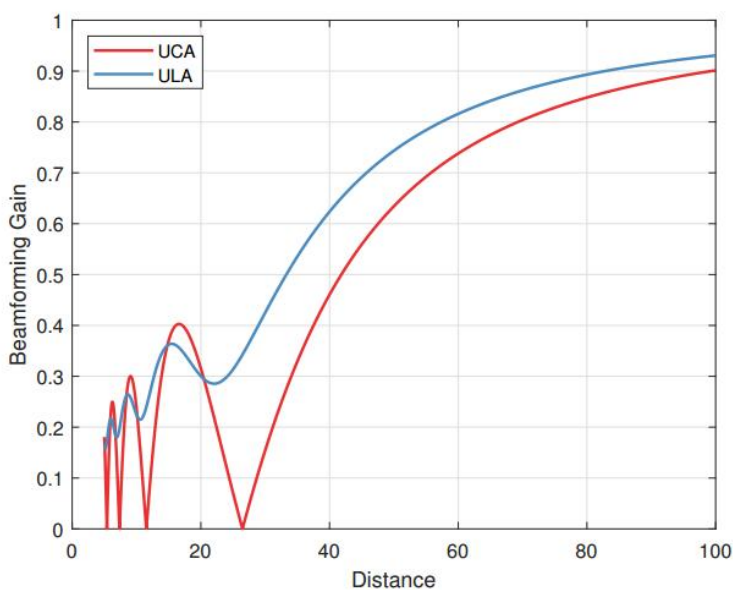


图 3.9 UCA 和 ULA 的波束形成增益比较

3.3 近场自由度理论分析

3.3.1 电磁场的自由度数量

如前所述，在利用超大型天线和高频段时会出现（辐射）近场传播条件。从图 3.10（该图给出了系统工作在近场时的夫琅禾费距离下限）可以看出，当考虑毫米波及更高频段时，即使使用相对较大的天线，在实际距离下无线系统也很有可能在近场区域工作。

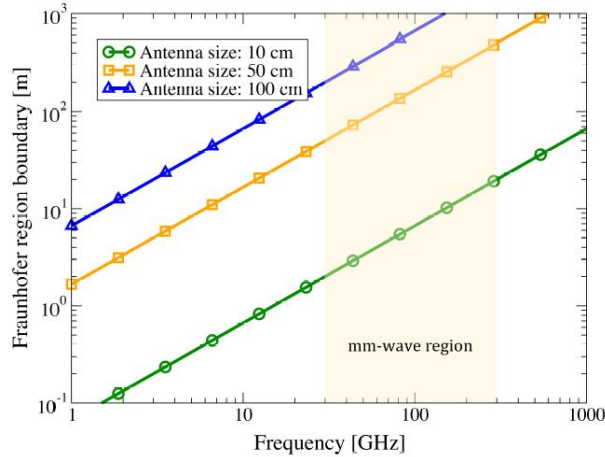


图 3.10 夫琅禾费边界作为频率和天线尺寸的函数^[79]

在近场条件下，由于基于平面波假设，传统通信模型会失效，但同时也出现了新的机遇，因为波形可能包含更丰富的信息。因此，需要新的设计范式和技术，这些范式和技术要求电磁理论与信息论（IT）之间有更紧密的交互。可能面临的主要问题是：在近场中工作时，通信的最终性能极限是什么？

要回答这个问题，基本极限必须与技术无关，并基于信息论/电磁理论（IT/EM）的论点。关于技术中立性，为了抽象出天线的具体实现方式，将天线表面建模为具有无限多个无穷小天线的连续阵列是较为方便的，在这种阵列中可以产生任何表面电流。最近，利用有限空间中不可数无限多个天线的无线通信被定义为全息 MIMO。通过这种方式，有关天线元件间互耦的实现相关问题不纳入讨论范围。考虑到无穷小天线的连续体和连续无线信道，天线表面之间的最优通信可以被建模为一对空间区域之间的通信问题^[78]。这使得能够摆脱传统的点定义天线 MIMO 模型，传统模型可被视为这一通用公式的一个特例。

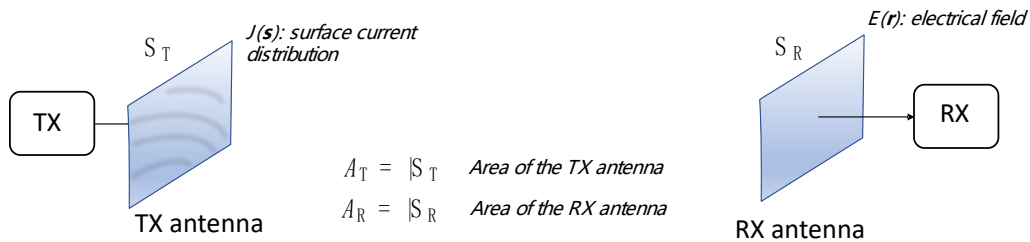


图 3.11 与技术无关的参考发射天线表面和接收天线表面

关于电磁理论（EM），参考图 3.11，考虑一个发射天线，其表面为 S_T ，面积为 A_T ，包含无穷小源电流 $J(\mathbf{s})$ 。 S_T 中的任何点源都会产生由张量格林函数 $G(\mathbf{r})$ 给出的（向外传播的）波^[78]。通过对 S_T 中所有源产生的波进行叠加，在自由空间中任意位置 \mathbf{r} 处的电场 $E(\mathbf{r})$ 可表示为：

$$E(\mathbf{r}) = \int_{S_T} G(\mathbf{r} - \mathbf{s}) J(\mathbf{s}) d\mathbf{s} \quad (3.10)$$

目标是确定在这两个表面之间能够激活多少个正交通信信道（即通信模式），并且这些信道的耦合强度尽可能大。由于表面尺寸有限，只有有限数量 N 个通信模式是占优的（自由度（DoFs））。一般的通信模式对应于一对源电流和电场空间分布 $\phi_n(\mathbf{s})$ 和 $\psi_n(\mathbf{s})$ ，它们分别与耦合强度 ξ_n 相关联。

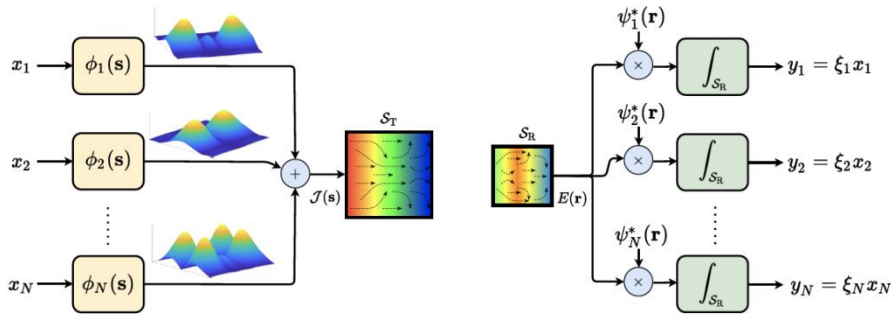


图 3.12 信息论意义上的最优通信系统^[79]

像在[78]中所做的那样解决这个问题，可得到图 3.12 所描绘的信息论意义上的最优通信系统。由于自由度 N 以及模式强度是决定系统最大可能容量的参数，所以评估 N 是有意义的。这一分析已在[78]中进行，结果表明 N 仅取决于系统相对于波长 λ 的几何结构。例如，在近轴配置下，两个天线表面分别位于距离 d 处，面积分别为 A_T ，尺寸为 $S_x \times S_y$ 时，自由度 N 由下式给出：

$$N = \frac{2A_T}{\lambda^2} \left(\frac{S_x \tan^{-1} \left(\frac{S_y}{\sqrt{4d^2 + S_x^2}} \right)}{\sqrt{4d^2 + S_x^2}} + \frac{S_y \tan^{-1} \left(\frac{S_x}{\sqrt{4d^2 + S_y^2}} \right)}{\sqrt{4d^2 + S_y^2}} \right) \quad (3.11)$$

评估这个公式在大距离 $d \gg S_x, S_y$ 情况下的特性是很有趣的

$$N^{(large)} = \frac{2A_T A_R}{\lambda^2 d^2} \quad (3.12)$$

以及对非常大的接收天线表面的渐近行为，即

$$N^{(asympt)} = \frac{\pi A_T}{\lambda^2} \quad (3.13)$$

前面的方程表明，在这种情况下，自由度（DoF）仅取决于发射面的面积（归一化为半波长的平方），也就是两个天线中面积较小的那个天线的面积，并且它代表了与距离无关的最终自由度极限。

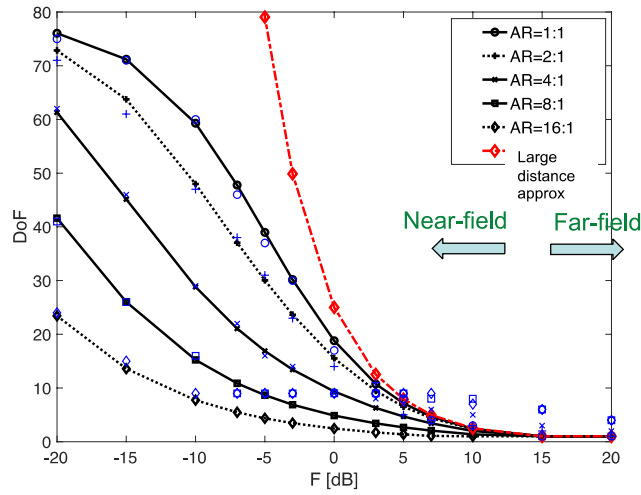


图 3.13 自由度 (DoF) 作为 $F = d^2/A_R$ 的函数。虚线曲线表示仿真结果^[78]

在图 3.13 中, 通过考虑在 28 GHz 下尺寸为 5 厘米的小型发射 (TX) 表面, 展示了自由度 (DoF) 作为 $F = d^2/A_R$ 和宽高比 $AR = S_x/S_y$ 的函数。对于低 F (非常大的接收 (RX) 表面), 自由度饱和到理论预测的极限值, 在这种情况下等于 78。值得注意的是, 当接近近场区域时, 即使两个天线中有一个相对较小, 也可以激活多个正交通道, 即自由度。当接近夫琅禾费远场区域 (大 F) 时, 自由度趋向于 1, 就像在自由空间条件下的传统多输入多输出 (MIMO) 系统中一样, 此时仅存在波束成形增益。

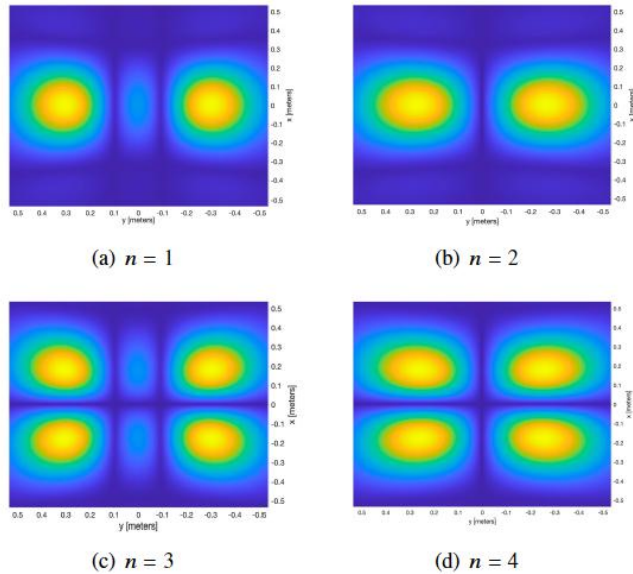


图 3.14 对应于 4 个最强通信模式的电场分布

为了定性地了解相应通信模式的形状, 在图 3.14 中, 针对 $n = 1, 2, 3$ 和 4, 报告了接收天线表面作为激励电流分布 $\psi_n(s)$ 响应所观测到的电场空间分布幅度 $\phi_n(s)$ 。从这些图中可以看出, 正交性通常并不涉及非重叠波。这意味着旨在获得空间非重叠波的传统波束成形或聚

焦方案通常并非最优的。然而，在[80]中已经表明，可以从聚焦函数出发设计近乎最优的通信模式，从而避免数值计算以及复杂幅度/相位天线轮廓的实现。

倏逝波效应主要存在于感应近场范围内。基于傅立叶平面波展开信道建模，文献[81]中作者针对近场大规模天线阵列的波数域建模进行了更深的研究，特别研究了在近场通信中倏逝波效应能够带来的自由度和通信容量增益，其中自由度增益示意图如图 3.15 所示，在典型反应近场区可有 30%增益。左图中白色波数点对应远场通信可用的平面波，绿色波数点对应近场通信额外可用的倏逝波波数，红色点为衰减太大而不可用的倏逝波波数。

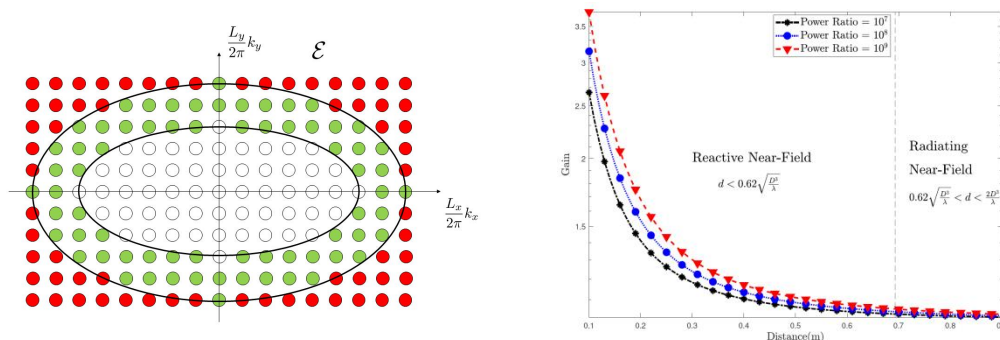


图 3.15 近场额外自由度

文献[44]提出了一种信号空间方法，从奈奎斯特采样的角度研究任意散射条件下电磁场的自由度数量（见图 3.16）。其将空间上的天线元件视为空间采样点，并以恢复电磁场所需的采样点作为通信自由度。在各向同性传播条件下，与经典的半波长采样相比，每平方米采样减少了 13%。随着散射的角度选择性增强，这一差距也会增大，从而大大降低了复杂性。

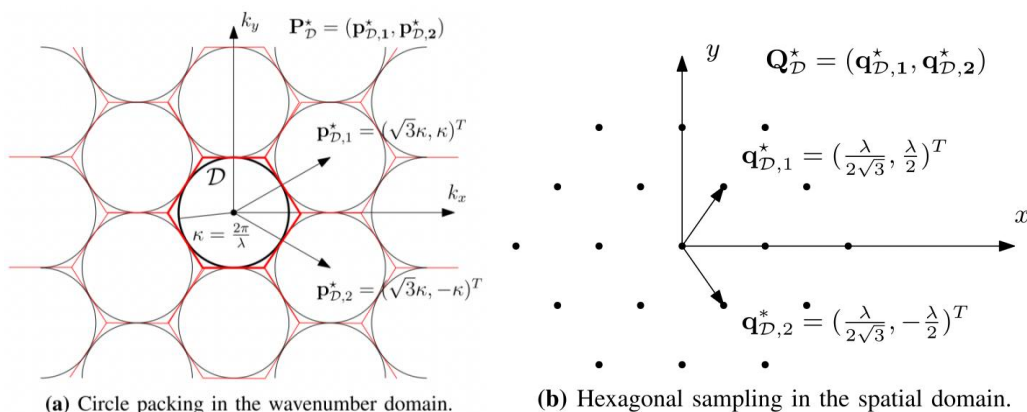


图 3.16 各向同性散射条件下奈奎斯特采样

仅考虑近场 LoS 信道下，离散孔径 MIMO 的信道响应可以由一个信道矩阵 \mathbf{H} 来刻画。对于离散孔径 MIMO 而言，它的自由度等于矩阵 \mathbf{H} 非零奇异值的总数或相关矩阵 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的秩。在远场通信中，信道矩阵的秩为 1，对应的自由度也是 1，这极大地制约了系统的传输速率。在近场通信中，电磁信号以球面波的形式进行传播，这使得信号在不同链路中的相移和幅度呈现非线性变化。这一性质使得近场 MIMO 信道矩阵近似为一个满秩矩阵，对应的自由度

接近发射天线以及接收天线的最小值。以上事实表明近场效应可以显著提升 MIMO 信道的复用增益。由于自由度受限于天线的数量，增加天线数可以有效改进自由度^[82]。

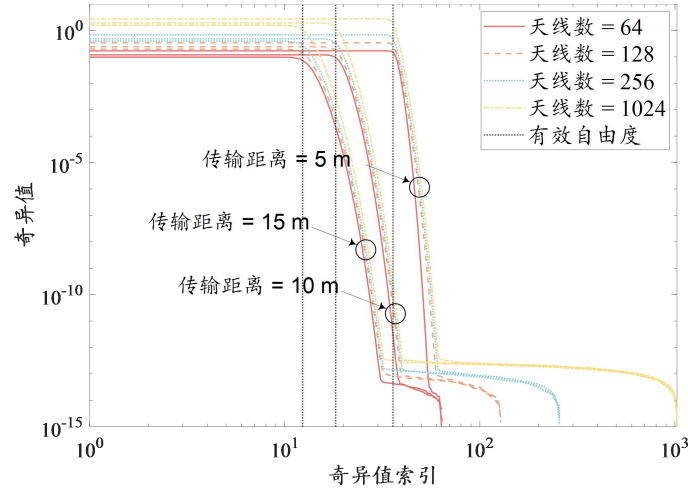


图 3.17 离散孔径 MIMO 近场信道的奇异值

然而，对于给定的阵列孔径而言，持续增加天线的总数或减少天线间距并不会使得信道容量持续增加。当天线相隔较近时，接收天线阵列将无法解析来自相邻天线的信号。大量研究表明，在给定阵列孔径时，信道矩阵的奇异值呈现“两阶段”变化趋势。令 $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_N$ 表示 H 的奇异值。对于近场信道而言，当 n 较小时， σ_n 随 n 缓慢减小，直到 n 达到某个临界阈值 e ；超过该阈值后， σ_n 会快速衰减至 0。这个临界阈值被称为系统的有效自由度，如图 3.17 所示^[82]。随着收发天线数量的增加，这种现象会变得更加明显。通常，有效自由度没有闭合表达式。但通过假设 $\sigma_1 \approx \sigma_2 \approx \dots \approx \sigma_e \gg \sigma_{e+1} \approx \dots \approx \sigma_N \approx 0$ ，可以对有效自由度进行估计，即： $e \approx \text{tr}^2(HH^H) / \|HH^H\|_F^2$ ^[83]。此外，从图 3.17 可以看出，近场信道有效自由度随着传输距离的减少而增加。需要注意的是， $\text{tr}^2(HH^H) / \|HH^H\|_F^2$ 原本是于本世纪初被 Verdú 提出用于刻画低信噪比香农容量随比特信噪比变化的包络^[84]。只是近年来有研究者发现在信道奇异值满足 $\sigma_1 \approx \sigma_2 \approx \dots \approx \sigma_e \gg \sigma_{e+1} \approx \dots \approx \sigma_N \approx 0$ 的前提下，这一公式也可用来估计系统的有效自由度。

对于连续孔径的 MIMO 系统而言，天线之间的间距可以被视为无穷小，这是离散孔径 MIMO 的一种极限情况。由于此时收发机的天线数可以被视为无穷大，系统的自由度也是无穷大。然而，大量仿真结果表明，在近场条件下，连续孔径 MIMO 信道的奇异值也呈现图 3.17 所示的“两阶段”变化趋势^[85]。因此，对于连续孔径的近场 MIMO 信道而言，系统的性能依旧受限于系统的有效自由度。与离散孔径 MIMO 信道不同，连续孔径 MIMO 信道不能由一个有限维度的矩阵进行刻画。通常，需要借助格林函数来刻画任意两点之间的电磁传播环境，获取并行子信道需要对格林函数的核函数进行特征分解，计算复杂度较高^[85]。

为了估计连续孔径 MIMO 的近场自由度，可以将公式 $e \approx \text{tr}^2(HH^H) / \|HH^H\|_F^2$ 中的信道矩阵 H

替换为格林函数^[83]。此外，根据已有的仿真结果，可以得出下述结论：近场有效自由度正比于收发机孔径面积的乘积，反比于收发机之间的传输距离^[82]。

3.3.2 近场稀疏 MIMO 空间自由度

对于传统的 MIMO 通信系统，天线阵列单元通常采用半波长的间距。为了实现更高的通信速率以及超分辨率感知，稀疏 MIMO 系统（阵元间距大于半波长）在未来的通信感知系统中具有很大潜力。一方面，稀疏 MIMO 具有更大的物理孔径，可以实现更窄的主瓣波束，使其更容易分辨密集分布的用户与目标。另一方面，增大的阵列孔径也扩大了近场通信区域，基于球面波信号模型，增强空间复用增益。然而，由于存在多个栅瓣，稀疏 MIMO 可能会受到严重的用户间干扰。

对于单用户稀疏 MIMO 通信，文献[86]通过推导近场有效自由度的闭式表达式，研究了近场通信的空间复用增益，具体如下。

$$\varepsilon(\eta) \approx \begin{cases} 1, & \eta < \frac{4l}{\lambda \bar{N}(\underline{N}-1) \cos \nu} \\ \frac{\underline{N}^2}{-\left[\frac{4\alpha l}{\lambda \bar{N} \eta \cos \nu}\right]^2 + (2\underline{N}-1)\left[\frac{4\alpha l}{\lambda \bar{N} \eta \cos \nu}\right] + \underline{N}}, & \frac{4l}{\lambda \bar{N}(\underline{N}-1) \cos \nu} \leq \eta < \frac{4\alpha l}{\lambda \bar{N} \cos \nu} \\ \underline{N}, & \eta \geq \frac{4\alpha l}{\lambda \bar{N} \cos \nu} \end{cases} \quad (3.14)$$

式中 η 为天线阵列的稀疏度， l 为发射机与接收机之间的距离。 \bar{N} 为发射与接收天线个数中的较大值， \underline{N} 为对应的较小值。从图 3.18 可以看出，稀疏 MIMO 的有效自由度在达到其上界之前随着阵列稀疏度的增大而增大，这为天线稀疏性提供了一个当 EDoF 达到最大值时的理论阈值。

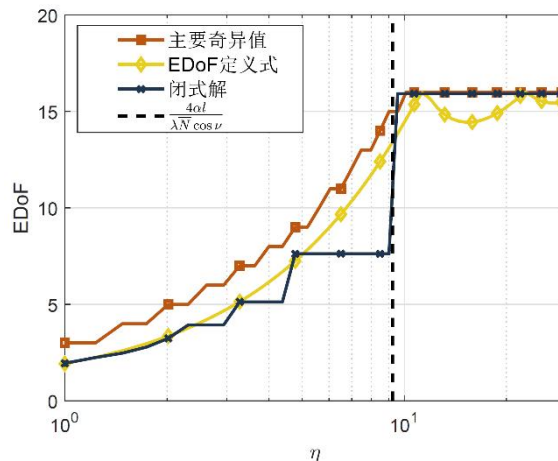


图 3.18 稀疏 MIMO 近场通信的 EDoF 与阵列稀疏度的关系

对于多用户稀疏 MIMO 通信，文献[87]研究了基于均匀稀疏天线阵列的远场通信。由于存在非均匀空间角差，稀疏天线阵列可以提供更好的干扰抑制和空间定位能力。对于近场稀疏 MIMO 通信，文献[86]绘制了在基站处不同天线稀疏度下的和速率与接收信噪比的关系，

如图 3.19 所示。可以观察到，对于所有考虑的四种阵列稀疏度，和速率随着接收信噪比的增加而增加。此外，对于给定的信噪比，随着阵列稀疏度的增大，和速率快速增加，这表明在基站侧使用稀疏阵列的优势。

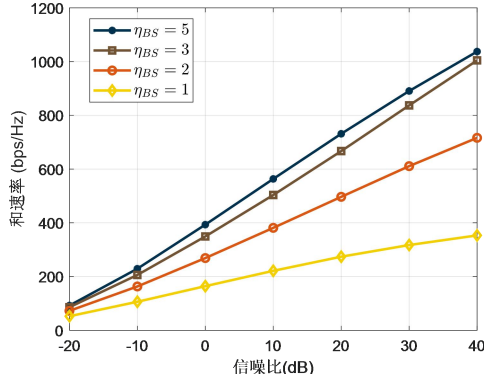


图 3.19 多用户稀疏 MIMO 近场通信和速率与信噪比的关系

3.4 近场性能分析与测量

3.4.1 近场性能分析

从 5G 大规模阵列通信到 6G 超大规模阵列通信的演变，不仅仅涉及天线数量或阵列尺寸的简单增加，更是在根本上改变了信道特性，例如从传统的远场均匀平面波转变为近场非均匀球面波、从空间平稳性转变为空间非平稳性^{[88]-[90]}。因此，基于传统远场均匀平面波模型的大部分性能分析（如渐进信道增益）需要在新的近场模型中重新进行讨论。

在传统远场模型中，均匀平面阵列的等效信道增益随着阵列尺寸线性/二次（平方）增长，直至趋于无穷大，这个结论显然不符合物理规律。为了得到更加普适的结论，文献^{[88]-[90]}与文献^{[91][92]}分别针对超大规模有源阵列和超大规模无源阵列提出了新的近场球面波传播模型，并考虑了有源/无源阵列尺寸趋于无穷大时的渐进性能。在基于近场通信的球面波模型中，等效信道增益随着有源天线/无源单元数量的增加而呈现出非线性增长，受控于角跨距这个新参数^[93]，且当有源天线/无源单元数目趋于无穷大时收敛至一个定值^{[88]-[92]}。

除了集中式超大规模有源阵列，稀疏超大规模天线阵列具有更大的物理孔径，其近场特性更加明显。文献^[94]研究了均匀稀疏超大规模天线阵列，通过挖掘空间中用户分布角度差的非均匀性，验证了稀疏超大规模天线阵列具有更好的干扰抑制与超分辨率空间定位能力。图 3.20 展示了集中式与均匀稀疏超大规模天线阵列通信速率的累计误差函数，可以看出稀疏阵列有望实现四倍的通信速率提升。

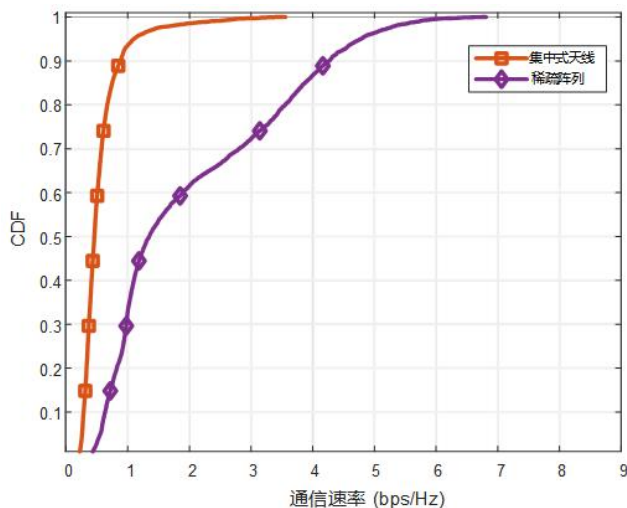


图 3.20 集中式天线与稀疏天线通信速率累计误差函数关系^[94]

此外，文献[95]-[98]研究了一种新的模块化阵列结构以便于超大规模天线阵列部署，称为模块化超大规模天线阵列。模块化超大规模天线阵列的所有阵元都按照模块化的方式部署在同一平台上。其中每个模块内天线间距通常为半波长，而不同模块的间距远大于波长级别，进而实现与环境共形。文献[95][96]针对模块化超大规模天线阵列，提出了近场非均匀球面波模型，并推导了该模型下的近场信噪比闭合表达式，进一步揭示了其信噪比缩放定律和渐进性能，以及与传统远场均匀平面波模型结果的差异性。从图 3.21 可以看出，当模块数趋于无穷，相比于平面波模型，非均匀球面波模型下的信噪比趋于常数而非无限增长。文献[97]针对模块化阵列结构特点，提出了简化的基于子阵非共角/共角均匀球面波模型，并分析其近场波束聚焦图。从图 3.22 中可以看出，与具有相同天线数量的集中式阵列结构相比，模块化超大规模天线阵列可以显著提高角度和距离维度的空间分辨率，但会产生栅瓣。为了进一步缓解栅瓣问题，文献[98]针对多用户模块化超大规模 MIMO 通信系统，提出了基于贪婪算法的用户分组策略，使得配对用户不落在栅瓣中，大大减少了用户间干扰。图 3.23 中可以看出，在用户密集分布情况下，相比于集中式阵列结构，模块化超大规模 MIMO 可显著提升通信性能。

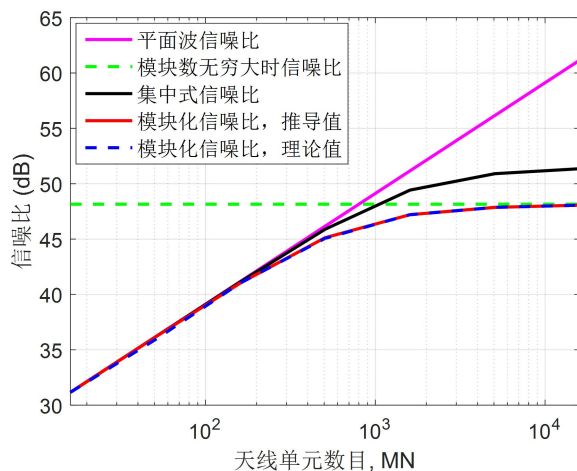
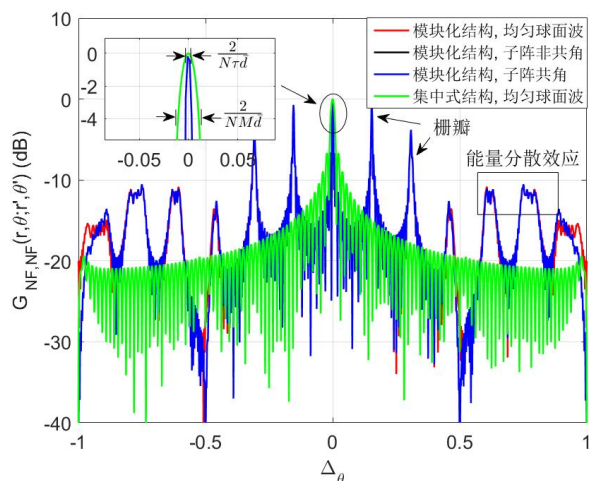
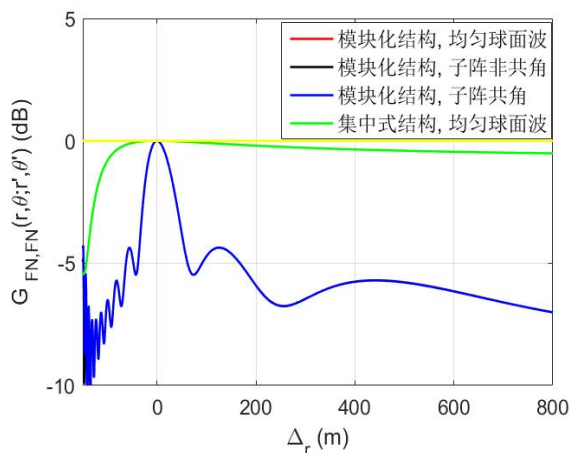


图 3.21 不同模型下接收信噪比随天线数目变化关系^[95]



(a) 近场波束聚焦图随空间频率差的变化关系



(b) 近场波束聚焦图随距离差的变化关系

图 3.22 不同阵列结构和近场模型下的波束聚焦图^{[97][98]}

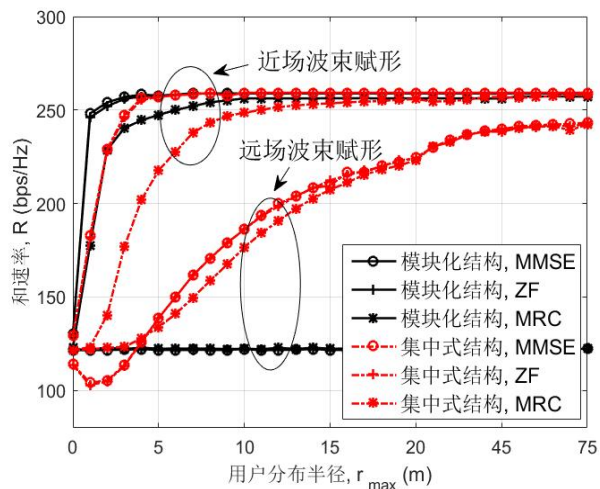


图 3.23 模块化和集中式 ELAA 可达和速率随用户分布半径变化关系^[98]

相较于大规模天线阵列（有源阵列），智能超表面（无源阵列）由于其低成本、低能耗等优势，更有可能在实际中实现超大规模阵列。在超大规模智能超表面部署于基站侧的通信系统中（如图 3.24 所示），用户到智能超表面和到基站的距离可视为近似相等，而且当智能超表面尺寸足够大时，通信系统的反射链路与直射链路的等效传播路径损耗大小相当。此时，由于智能超表面半空间反射的特性，配备全向天线的基站最多有一半的发射能量会被智能超表面所反射，通过合理利用反射链路可以进一步实现理想的发送分集增益^{[99][100]}。若考虑被动波束赋形设计，近场模型中超大规模智能超表面的波束增益也不再完全符合传统的“平方增长定律”^[101]，而是在反射单元数量趋于无穷大时收敛至一个定值^{[100][102]}。

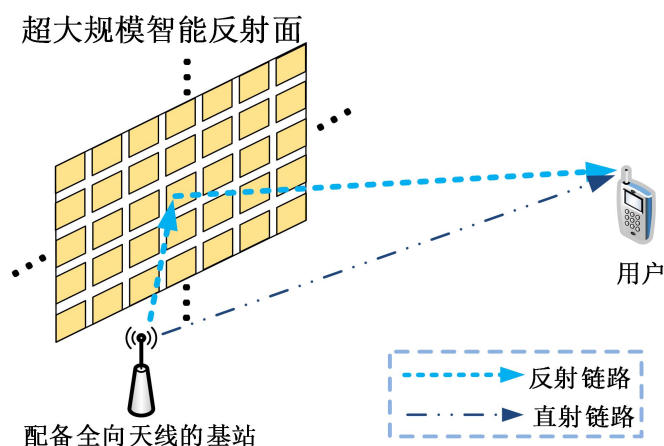


图 3.24 尺寸无限大的智能超表面辅助通信系统

此外，已有的传播模型表明，传播路径损耗随距离的增加呈现出最小损耗因子 α 为 2 的衰减（自由空间损耗模型），即随着距离的平方衰减；而文献[100]首次发现：在近场条件下，当智能超表面的尺寸趋于无穷大时，经过被动波束赋形的反射链路等效路径损耗仅随距离的绝对值衰减，即此时等效的最小损耗因子 α 为 1（图 3.25 的仿真结果印证了这一结论）。

对于多径环境下的超大规模 MIMO 通信，空间相关性对于二阶统计信道特性至关重要。在远场均匀平面波模型下，空间相关性仅取决于散射体角度功率谱，并且呈现广义空间平稳特性（Spatial Wide-Sense Stationarity, SWSS）。然而在近场非均匀球面波模型下，空间相关性不仅取决于散射体角度，还与散射体到达阵列的距离有关，即功率位置谱（Power Location Spectrum, PLS）。此时，近场空间相关性不再呈现广义空间平稳特性^[103]。进一步地，考虑近场非均匀球面波和部分可视特性，空间相关特性也不再呈现出广义空间平稳特性^[104]。

除了近场通信，超大规模多输入多输出（Multiple-Input-Multiple-Output, MIMO）的超高空间分辨率也为高精度感知提供了新的机遇。相较于远场模型，近场感知呈现出更为实际的性能缩放定律^[105]；且当超大规模阵列中的天线数目趋于无穷大时，近场 MIMO 雷达角度估计的克拉美罗界（Cramer-Rao Bound, CRB）不再无限制减小，而是趋于一个定值^[106]。

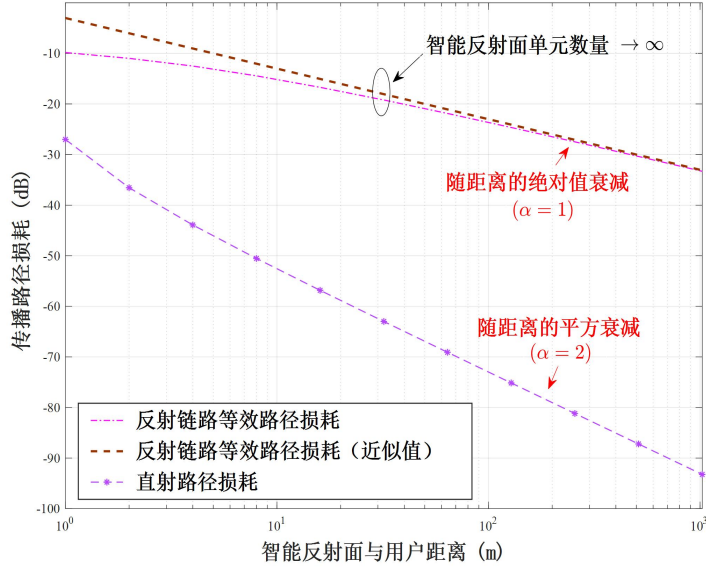


图 3.25 智能超表面辅助通信系统中信号传播距离对不同链路路径损耗的影响

为了研究拟议系统定位精度的基本极限，文献[107]作者在考虑到天线辐射模式的情况下，获得了费雪信息矩阵（FIM）和克拉梅罗下限（CRLB）。分析结果表明，费雪信息矩阵随 HRIS 的大小呈二次方增长（图 3.26）。

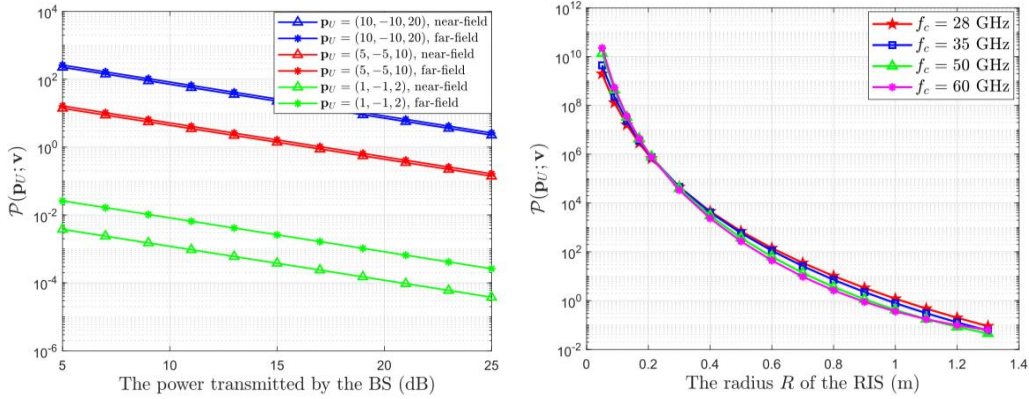


图 3.26 HRIS 辅助定位性能

Pizzo, Marzetta 等学者在文献[108]-[110]中提出在波数域中对近场大规模天线阵列对应的通信信道进行建模。其主要思想是利用波数域信道的有限数量的采样点，基于傅里叶展开重构 HMIMO 信道，如图 3.27 所示。与时域和频域之间的傅里叶变换类似，空间域和波数域之间的关系也由傅里叶变换描述，空间域信道可以通过波数域信道的傅里叶变换来表征，表示为

$$h(\mathbf{r}, \mathbf{s}) = \frac{1}{(2\pi)^2} \iiint a_r(\mathbf{k}, \mathbf{r}) H_a(k_x, k_y, \kappa_x, \kappa_y) a_s(\kappa, \mathbf{s}) dk_x dk_y d\kappa_x d\kappa_y \quad (3.15)$$

其中 $H_a(k_x, k_y, \kappa_x, \kappa_y)$ 表示波数域信道， $a_r(\mathbf{k}, \mathbf{r})$ 表示接收波矢量， $a_s(\kappa, \mathbf{s})$ 表示发射波矢量， $h(\mathbf{r}, \mathbf{s})$ 是空间域信道。由上式可知，信道模型主要由三部分组成，即发射和接收波矢量和波数域信道。因此，空间域信道的建模可以等效于波数域信道的替代建模，由下式给出

$$H_a(k_x, k_y, \kappa_x, \kappa_y) = S_z^{-1}(k_x, k_y, \kappa_x, \kappa_y) W(k_x, k_y, \kappa_x, \kappa_y) \quad (3.16)$$

其中，波数域信道可以用与散射环境和天线布置相关的信道谱密度 $S(k_x, k_y, \kappa_x, \kappa_y)$ 来表示； $W(k_x, k_y, \kappa_x, \kappa_y)$ 涉及信道的随机特性。波数域信道一般具有稀疏结构，即以有限数量的非零系数为主。基于采样理论，可以对有限积分区域进行均匀采样，逼近波长域信道。信道近似精度取决于该区域被采样的点数。随着计算复杂度的增加，人们可以通过生成更多的样本来获得更准确的信道表示。

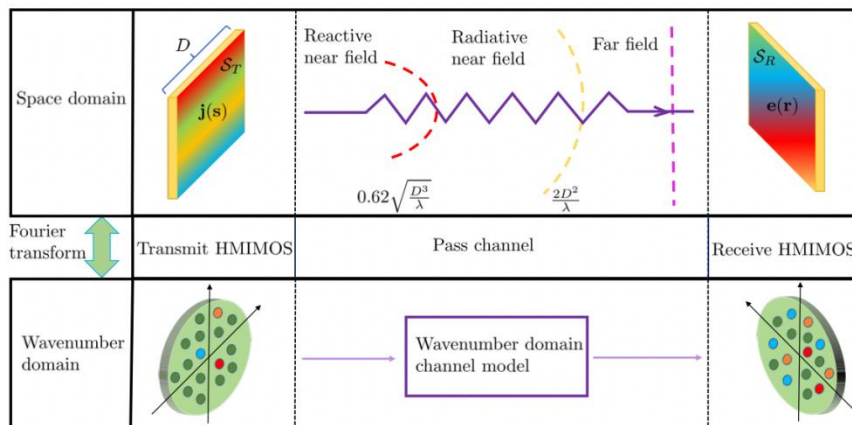


图 3.27 傅立叶平面波展开信道建模

球面波信道建模对应的仿真结果如图 3.28，可以看到此时远场 Rayleigh 衰落模型已经不再适用，同时所建模的信道模型与物理 Clarke 模型相吻合。

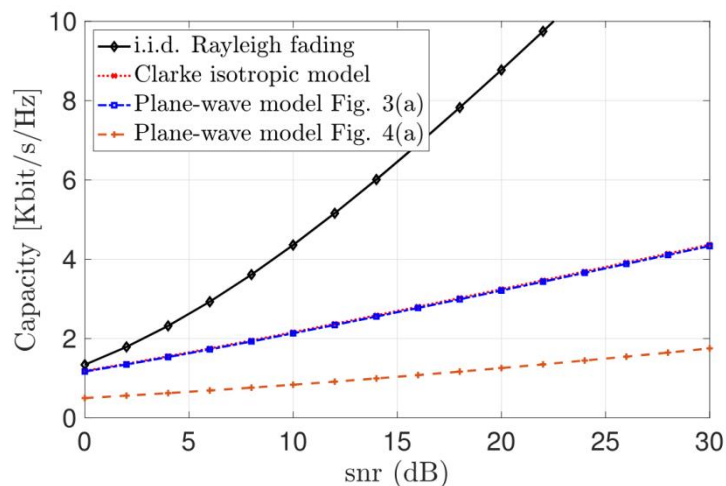


图 3.28 傅立叶平面波展开信道容量仿真

文献[111]探讨了近场条件下基于电磁传播信道的通信理论容量极限。基于麦克斯韦方程组及刻画电磁波传播特性的亥姆霍兹方程，文献[111]依托矢量格林函数建立了单极化天线对应的近场超大规模离散阵列电磁信道模型。随后，对于单用户场景，作者推导获取了当阵列具有极大孔径时，近场环境下的理论容量上限，并提取了天线极化失配和离散孔径对系统性能极限的影响。同时，作者基于所提出的信道模型重新讨论了更加实际的近场瑞利距离闭式表达，刻画了信号传输倾角和阵列表面功率非平稳对远近场边界的影响。进一步的，对

于多用户场景，作者利用单用户场景下提取的非平稳特性，提出了两种基于用户可视区域和图论的低复杂度线性预编码，有效解决了超大规模天线阵列对应的高设计复杂度难题。

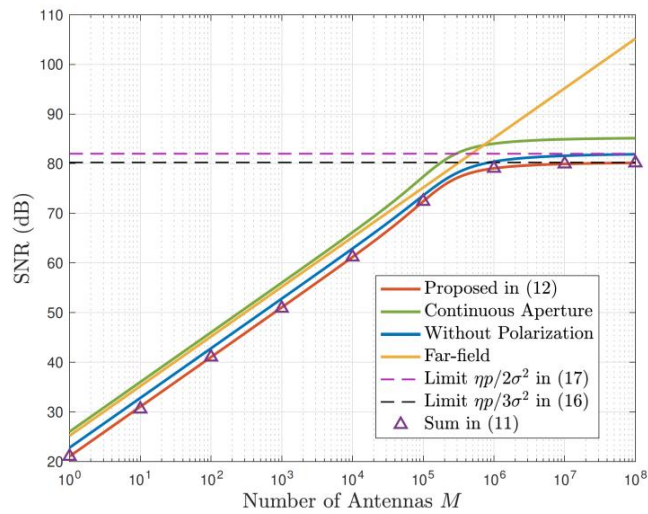


图 3.29 近场电磁信道容量极限

文献[112]对目前 HMIMO 阵列近场通信的原理、技术从软件和硬件层面进行了全面的总结综述，有利于充分了解 RIS 近场通信的原理、技术演进和发展方向。



图 3.30 RIS 通信应用场景

3.4.2 基于电磁理论的近场信道矩阵归一化

与传统 MIMO 技术相比，HMIMO 采用平面乃至三维密集阵列架构，从而实现对电磁波空间特性的更精细调控，如图 3.31 所示。在近场 HMIMO 通信系统中，信道矩阵的归一化方法对信道容量的评估至关重要。传统方法通常假设子信道的平均增益为 1，但这一假设无法准确反映不同阵列拓扑（如密集平面阵和三维阵列）的电磁特性，可能导致容量估计偏离物理实际^[113]。

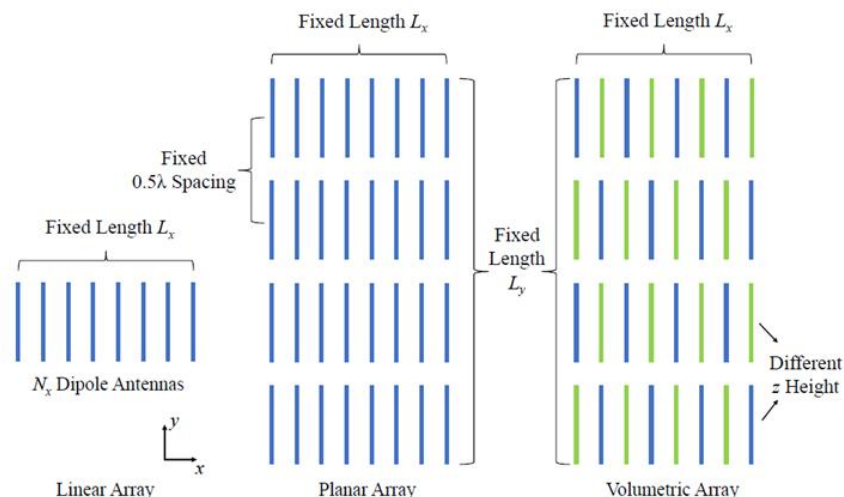


图 3.31 三种近场全息阵列拓扑结构分析

本小节介绍了一种针对 HMIMO 信道矩阵的电磁归一化方法，该方法综合考虑了阵列增益、天线耦合效应以及近远场效应等物理因素。通过引入这些实际物理参数，该归一化方法能够更准确地表征信道矩阵特性，从而提升容量评估的精确度。传统信道矩阵归一化方法假设信道矩阵 Frobenius 范数的平方等于收发天线数量的乘积

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = N_t N_r \quad (3.17)$$

其中 \mathbf{H} 为信道矩阵， N_t 和 N_r 分别为发射和接收天线数量。根据这一假设，各子信道的平均增益均为 1，此时信道矩阵的归一化仅取决于天线数量。然而，这种方法忽略了天线阵列的电磁特性，在处理复杂密集阵列或三维阵列时会产生误差。与之形成对比的是，基于电磁原理的信道矩阵归一化方法充分考虑了阵列增益的影响。在发射端非相干、接收端相干的场景下，信道矩阵应按照以下方式进行归一化

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = N_t G_r \quad (3.18)$$

而在发射端相干、接收端相干的场景下，信道矩阵则应按照以下方式归一化

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = G_t G_r \quad (3.19)$$

其中 G_t 和 G_r 为发射端和接收端天线阵列在目标方向(或角度范围)内的平均远场(可实现)增益。该增益取决于阵列拓扑结构、波束成形方向以及天线间的互耦效应。在对比不同阵列结构的性能时，可通过等比例缩放天线阵列增益，在确保达到目标平均信道增益的前提下，完整保留各类电磁效应的影响。本文提出的归一化方法能有效捕捉天线阵列的电磁特性。

对于近场 HMIMO 通信，基于并矢格林函数方法^[113]，信道矩阵归一化方法可类比远场情况建立如下表达式

$$\|\mathbf{H}^{pq}\|_F^2 = G_t^{pq} G_r^{pq} \quad (3.20)$$

其中 G_t^{pq} 和 G_r^{pq} 代表发射和接收天线阵的近场增益， p 和 q 分别代表场和源的极化。

信道矩阵归一化需要计算目标方向上的阵列增益。任意拓扑结构天线阵列的远场增益可通过全波仿真、解析方法或物理方法进行评。全波仿真使用 CST、HFSS 等商业软件进行，

可直接计算增益，但耗时且需要大量计算资源。另一种方法是解析方法，通过积分辐射强度 U 来计算增益，其表达式为

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (3.21)$$

分子中对辐射强度的二重积分代表了总辐射能量，该积分具有闭合解析解，具体表达式可见参考文献[113]。物理方法则依赖于天线阵的有效口径，公式为

$$G = 4\pi A_e / \lambda^2 \quad (3.22)$$

阵列的有效口径 A_e 取决于阵列在目标方向上的投影面积。平面阵列的有效口径为 $L_x L_y \cos \theta$ ，立体阵列的有效口径为 $L_x L_y \cos \theta + L_x L_z \sin \theta \sin \phi + L_y L_z \sin \theta \cos \phi$ ，其中 L_x ， L_y ，和 L_z 为天线阵沿三个维度的尺寸。此外，阵列单元的嵌入式辐射效率也可基于 Hannan 极限 [113] 的扩展形式进行近似估算。基于上述三种方法，我们可计算出目标方向上阵列的远场平均（可实现）增益，并据此对信道矩阵进行归一化处理。

在近场通信场景中，我们可以借鉴远场增益的定义方法，基于并矢格林函数计算近场辐射强度和总辐射能量。与远场不同，近场区域的电场与磁场关系更为复杂，二者不再仅通过波阻抗简单关联。因此，近场增益的计算需依赖坡印廷矢量来准确表征辐射强度，其表达式为

$$S_p = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathcal{E}_p(\mathbf{r}) \times \mathcal{H}_p^*(\mathbf{r})] \quad (3.23)$$

矢量电场 $\mathcal{E}_p(\mathbf{r})$ 和磁场 $\mathcal{H}_p^*(\mathbf{r})$ 可以分别根据电并矢格林函数和磁并矢格林函数计算。基于这些场分量，目标极化方向的辐射强度可进一步表示为

$$U_{pq}(\theta, \phi, R) = r^2 S_{pq}(\theta, \phi, R) \quad (3.24)$$

其中 r 是发射和接收端的参考距离，且 $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$ 。由此，我们可以参照远场增益的定义来获得近场增益。该方法能精确表征近场特性，包括交叉极化效应和波束成形的影响。如图 3.32 所示，该方法可对近场环境特有的各类增益损耗进行建模

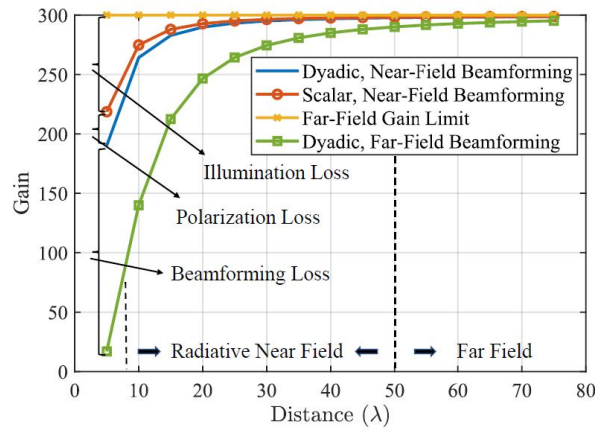
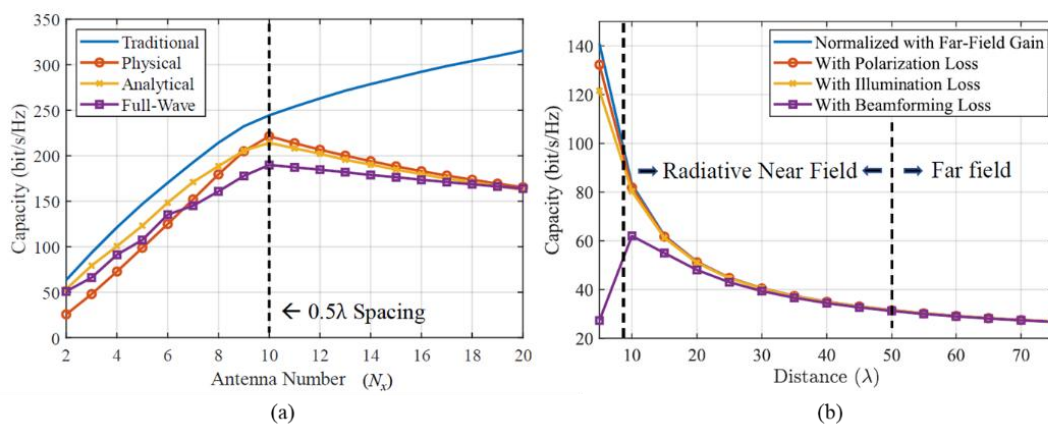


图 3.32 近场 MIMO 通信中的潜在增益损耗分析

这些增益损耗通常可通过信号处理技术有效补偿，而用于归一化处理的增益值则需根据具体场景灵活选取。此外，文献[113]还提出了相应的经验物理公式，显著降低了实际应用中的计算复杂度。

针对远场通信场景，基于丰富多径环境下的 Kronecker 模型，我们对比了不同归一化方法下平面阵列的信道容量。在近场通信场景中，则分析了不同近场损耗条件下信道容量随收发距离的变化规律，结果如图 3.33 所示。研究表明：传统归一化方法会引入显著的容量评估误差，尤其在处理密集阵列和立体阵列时，其局限性更为突出。这类方法既无法准确表征天线阵列的增益极限，也未考虑天线间互耦效应导致的效率损耗，致使容量评估偏离实际物理场景。特别需要指出的是，在近场通信中，增益损耗主要集中表现在电抗近场区——该区域内电磁场特性与远场存在本质差异，若直接套用传统远场波束成形方法，将导致严重的性能劣化。



(a) 远场分析

(b) 近场分析

图 3.33 平面阵列采用不同归一化方法时的远场与近场容量对比

3.4.3 近场测量与近远场变换

电磁散射特性是指当电磁波照射到物体时，物体表面感应电流发生辐射形成的散射波所包含的各种信息。电磁散射特性测量是指通过实验仪器或专业测试设备获取目标的散射截面积及其统计特性角闪烁及其统计特性、极化散射矩阵、多散射中心分布等信息^{[114][115]}。根据测试距离不同，可分为远场测量、紧缩场测量和近场测量。

远场测量要求测试距离 $R \geq 2d^2/\lambda$ ，（其中 d 为目标最大尺寸， λ 为测试波长），因此，需要较大的场地空间。室外远场测试场需要占用大量土地资源，同时场地还会受到降水、光照、温度、湿度、风速等自然气象环境影响；室内远场测量虽然避免了测试环境的干扰，但仍需要建设规模宏大的暗室建筑、大面积铺设吸波材料，这使其建设成本与维护成本高昂。

紧缩场测量相比远场测量占用更小的场地。然而，紧缩场对实现技术要求高，静区面积有限，不能进行大目标的全尺寸测试。同时，其建设成本依旧很高，许多情况下并不是最优的选择。

室内近场是近几十年发展起来的一种测试方式。近场指的是测试距离小于经典远场条件 ($R < 2d^2/\lambda$) 的测量环境。室内近场测试并不满足远场条件，所测数据与散射截面积的物理

定义存在一定的差别，并不能直接反应目标散射特性。必须通过近远场变换技术，将近场散射特性测试结果变换为远场条件下获得的目标散射截面。因此，变换精度高、速度快、近远场变换技术是决定室内近场测试场性能的最关键因素。室内近场测试根据扫描方式可分为平面近场扫描、柱面近场扫描与球面近场扫描，每种扫描方式都需要相对应的近远场变换算法。近年来，近远场变换技术成为了国内外目标特性测试领域学者们研究的重点。其中美国通用动力（General Dynamics）学者 LaHaier 研究的基于合成孔径成像的近远场变换算法，以其实现简单、变换精度高、去噪功能好等特点，成为业内专家关注的热点。

早期的目标特性测量方法受限于测试设备或测试场所，往往是通过窄带、角度扫描来进行测试的。且即使是当下，外场测试中应用最为广泛的地面平面场也更适合于对目标进行窄带测试^[93]。窄带测量中的近远场变换常用的方法有：梅林滤波法^[94]、等效口径二次辐射法^[95]、汉克尔外推法^{[96][97]}等。

窄带测量中的近远场变换技术受限于窄带测量条件。传统算法在推导过程中使用了一定的近似，这导致其适用范围受到了限制。对目标进行宽带测量能够获取多频点下的电磁散射特性，测量结果包含了更多维度的散射信息，能够提高单站近远场变换的精度^[96]。宽带测量中的近远场变换常用球面波环式散射外推技术（Circular Near-field to Far-Field Transformation, CNFFFT）。CNFFFT 算法由 LaHaie 团队提出^{[97][98][102]-[104]}，是一种精度较高且工程应用广泛的近远场变换算法。

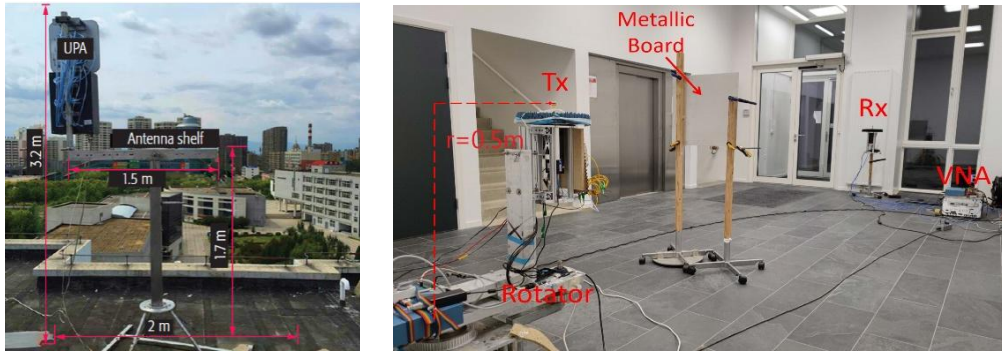
4. 近场信道测量与建模

在 5G 时代, 3D MIMO 被认为是一种重要的实用技术, 提升了通信系统的性能^[116]。当基站和用户之间的通信距离大于瑞利距离时, 用户位于基站的远场区域, 此时到达基站阵列的电磁波可以近似地模拟为平面波。反之, 则到达基站阵列的电磁波需要建模为球面波^[62]。目前, 新中频吸引了产业界和学术界的广泛关注^[117]。2023 年 12 月, 引领全球移动通信业发展的主导性标准化组织 3GPP 确定了 Rel-19 首批 16 个 RAN 领域的立项建议, 其中 7-24 GHz 信道模型研究部分包括了近场传播和空间非平稳 (Spatial non-Stationary, SnS) 的信道测量和建模。目前, 该研究项目已进行到中期阶段, 将于 2025 年年中完成^[118]。在下一代通信系统中, 阵列规模和频率将继续上升, 超大规模阵列天线 (Extremely Large Aperture Array, ELAA) 系统的近场范围可以达到几十米甚至几百米, 在典型部署场景中有必要考虑近场通信^{[119]-[122]}。掌握信道特性和模型是通信系统设计和评价的前提。因此, 需要全面的信道测量和准确的信道特性表征。本章节将从信道测量和信道建模的维度介绍近场信道研究, 包括信道测量、统计性模型、确定性模型、近场信道空间非平稳特性、连续阵元信道模型、离散阵元信道模型等。

4.1 近场信道测量

信道测量设备用于获取链路端收发端天线的信道脉冲响应 (Channel Impulse Response, CIR)。如图 4.1 所示, 信道测量平台主要有两类, 基于相关的时域信道测量和频域信道测量。基于相关的信道测量平台具有采样时间短、收发端操作灵活的优点, 但缺点是操作带宽和系统动态范围有限, 收发端之间的同步复杂^{[123]-[125]}。基于矢量网络分析仪 (Vector Network Analyzer, VNA) 的信道测量平台属于频域信道探测系统, 优点是工作频率和带宽可扩展, 动态范围高, 易于校准, 但是这种类型的探测系统的频率扫描时间通常很长^{[126][127]}。因此, 基于 VNA 的信道测量平台通常限制在静态场景中。对于近场 MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) 信道的测量, 更应该关注信道空间域的测量能力, 因为如何更好地利用空间维度是近场 MIMO 技术的关键任务。

为了实现近场信道的测量, 目前已有几种采集信道空间分布特征的方案, 包括真实天线阵列、切换天线阵列、相控阵以及虚拟天线阵列。然而, 当涉及有数百个天线阵元的近场信道测量时, 这些大多数方案都受到了挑战。对于真实天线阵列、开关阵列和相控阵列, 由于需要具有物理尺寸的大阵列, 硬件成本和校准复杂性将变得非常高。虚拟天线阵是通过一个天线单元 (或者小型天线阵则是多个天线阵元), 通过机械移动虚拟形成一个大型天线阵^{[116][128]-[130]}。该方法可以方便地实现可扩展的阵列配置, 在大规模 MIMO 信道测量中是最常用的。然而, 由于机械运动缓慢, 虚拟天线阵的测量场景受限于准静态场景。

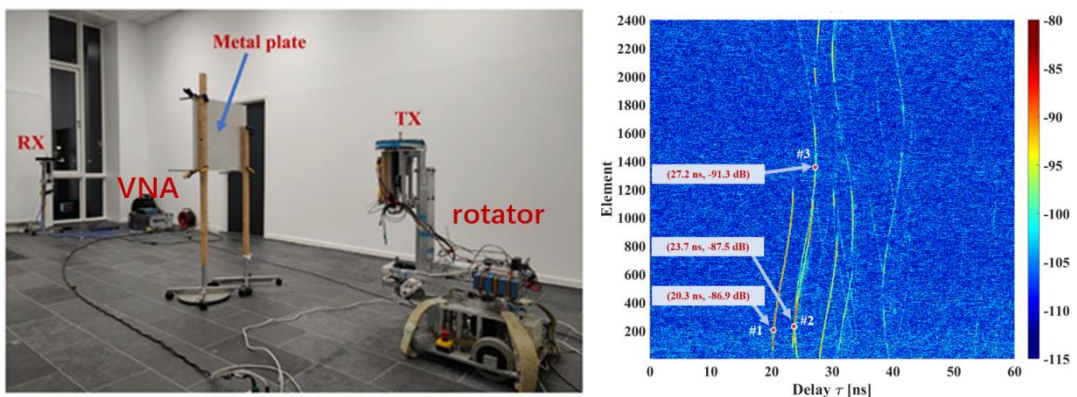


(a) 时域测量

(b) 频域测量

图 4.1 时域和频域的信道测量平台^{[116][131]}

如图 4.2 所示，基于虚拟阵列的 VNA 的近场信道测量。使用旋转器可以实现不同半径的均匀圆形阵列。对于每个阵元，通过 VNA 扫频采集信道冲激响应。在目前的测量中，收发端都配备了一个全向天线，直射链路距离为 6.5 m。在收发天线之间放置了一块金属板作为障碍物。Rx 天线通过机械转盘从 0°到 360°旋转，形成半径为 0.5 m 的虚拟均匀圆形阵列。旋转步长为 0.15°形成 2400 个天线阵元。测量频率范围为 95 GHz ~ 105 GHz。从结果中观察到，可以探测到几个“S”形曲线，这些曲线被识别为在不同阵元上具有不同时延的多径分量。这是近场球面波前效应引起的阵元间多径传播距离显著不同的结果。此外，在这种情况下，大部分多径的测量都是在部分阵元上分布的不完整“S”形曲线，这表明了信道的空间非平稳性。部分遮挡现象是由于该场景中一些物理尺寸有限的物体导致多径不能完全在整个大阵列上被捕捉到。结果表明，在超大规模 MIMO 信道中存在近场和空间非平稳特性。文献[132]基于时域信道测量平台，在 3.5 GHz 频段开展了视距（LOS）和非视距（NLOS）条件下基于 256 阵元的虚拟阵列测量，发现了簇出现和消失的变化，并基于生灭过程建立了相应的模型。



(a) 基于虚拟阵列的 VNA 的近场信道测量

(b) 阵元上的信道冲激响

图 4.2 基于虚拟阵列的 VNA 的近场信道测量^[133]

测量场景位于北京邮电大学校区，这是一个典型的 UMa 场景。发射端位于教学实验综合楼楼顶，高度约 27.8m，接收端位于地面，高度约为 1.7m，测量示意如图 4.3 所示，路边的树木等均可对信号造成散射。

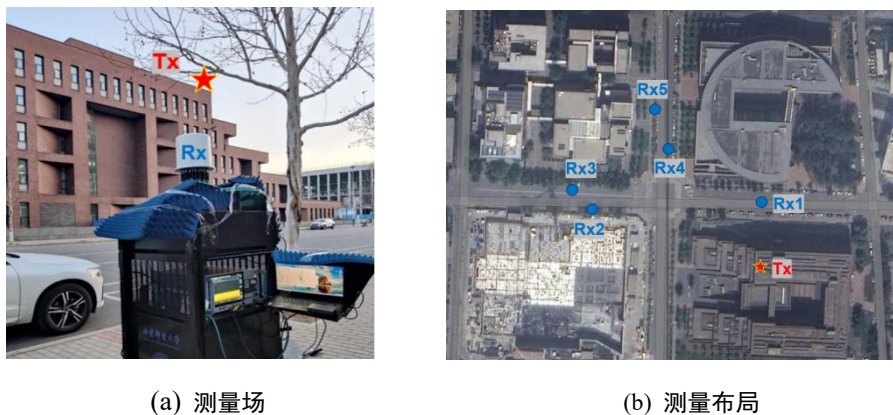


图 4.3 XL-MIMO 信道测量^[134]

由于天线阵列孔径增大，基站到移动端的距离可能会由远场范围进入近场范围，此时基于远场假设的平面波传播不再适用，取而代之的是球面波传播。因此，基站不同的阵列区域到达移动端的角度、相位和时延会随之发生改变。

Rx1 位置处的结果如图 4.4 所示，由于多径角度分布较为集中，仅取 LoS 径和一条 NLoS 径的结果观察。可以看出随着子阵列位置的变化，LoS 和 NLoS 径的 AoD 均出现了偏移。从这些明显的角度偏移可以证明在 Rx1 处球面波前的存在。

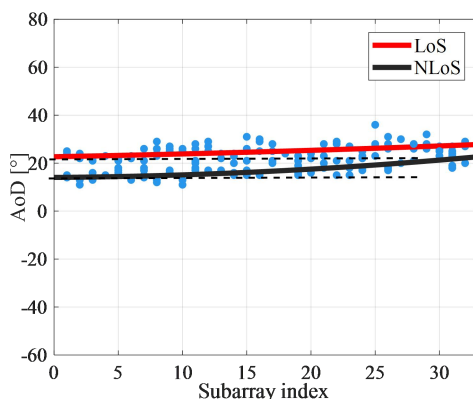
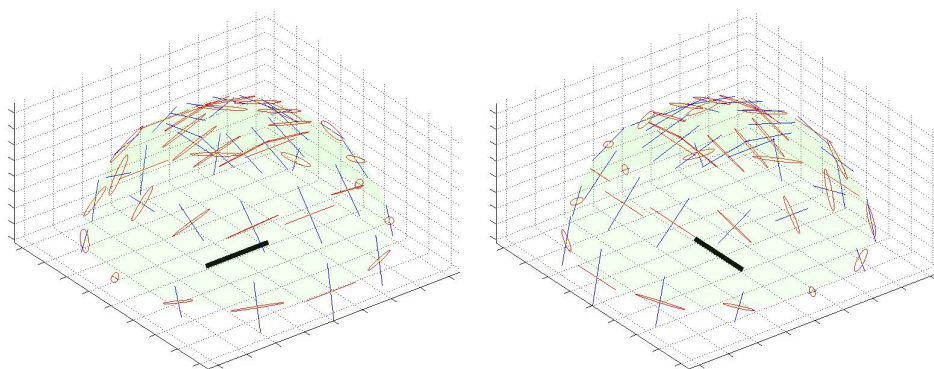


图 4.4 Rx1 处 AoD 在阵列域上的分布

4.2 近场信道仿真

近场是一个相对的概念，对于大规模天线阵列而言，基于距离天线中心由近到远可以分为三个区域，分别是：电抗近场区、辐射近场区（Fresnel zone）和辐射远场区（Fraunhofer zone）。天线在电抗近场区的辐射方向图类似平坦的波纹，幅度变化不大；在辐射近场的方向图较为光滑且有波瓣成型的趋势；在辐射远场区主瓣和副瓣已经完成成型。辐射近场与辐射远场的分割距离被称为瑞利距离。在这种场景下，发射天线阵子和接收天线阵子之间仍然

满足远场条件。对于收发天线单元之间的距离也为近场的情况下，相关仿真结果如图 4.5 所示。



(a) 水平极化阵子近场电磁场分布

(b) 垂直极化阵子近场电磁场分布

图 4.5 收发天线单元之间为近场时阵子近场电磁场分布的仿真结果

图 4.5 所示，分别是水平极化电流源与垂直极化电流源在近场电场及磁场极化的分布情况。半球中心处黑色线表示电流源方向，红色线表示电场强度矢量末端在场点附近形成的迹，蓝色线表示电场强度矢量末端在场点附近形成的迹。可以看出，电场强度矢量在近场表现为椭圆极化，且不同方位角度近场场点电场强度的轴比、主轴倾角、椭圆度角等均不同，而磁场强度表现为稳定的线极化特性，这意味着，坡应亭矢量是在近场是一个时变矢量，这是阵子级近场与阵列级近场的一个主要差异。

从工程商用角度来看，即使针对大规模阵列，发射天线单阵子和接收天线单阵子之间远场条件假设一般仍然满足。

对于收发天线处于近场且各阵子之间的 LOS/NLOS 状态保持一致的情况，需要基于收发天线锚点单元的信道状态估计收发天线其他单元之间的信道状态，当假设锚点单元之间无线信道的 NLOS 径以镜面反射为主且无信道生灭等非平稳特征时，可以基于双移动空间一致性模型推导出收发天线任意两对单元之间的信道状态。

对于频点为 6GHz，基站天线阵子数为 1024 的大规模天线阵列近场信道（图 4.6）的阵子间空间一致性仿真结果如图 4.7-图 4.10（假设终端天线为单阵子的场景）。

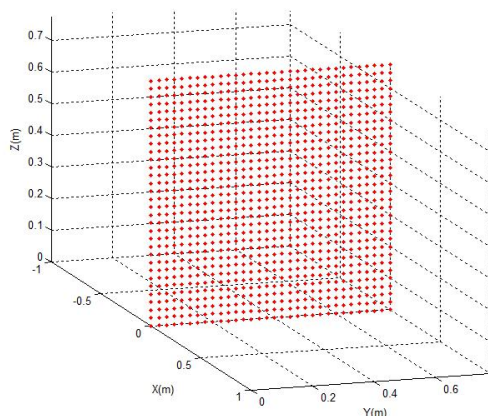
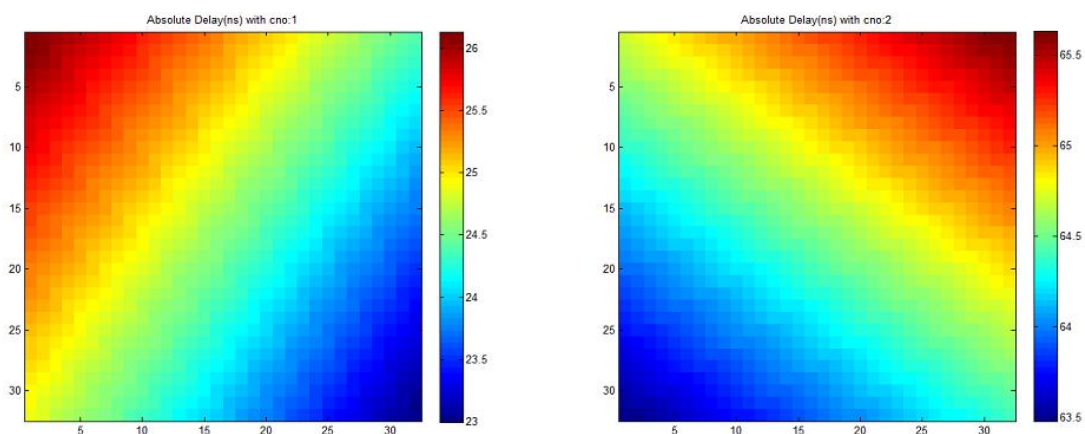


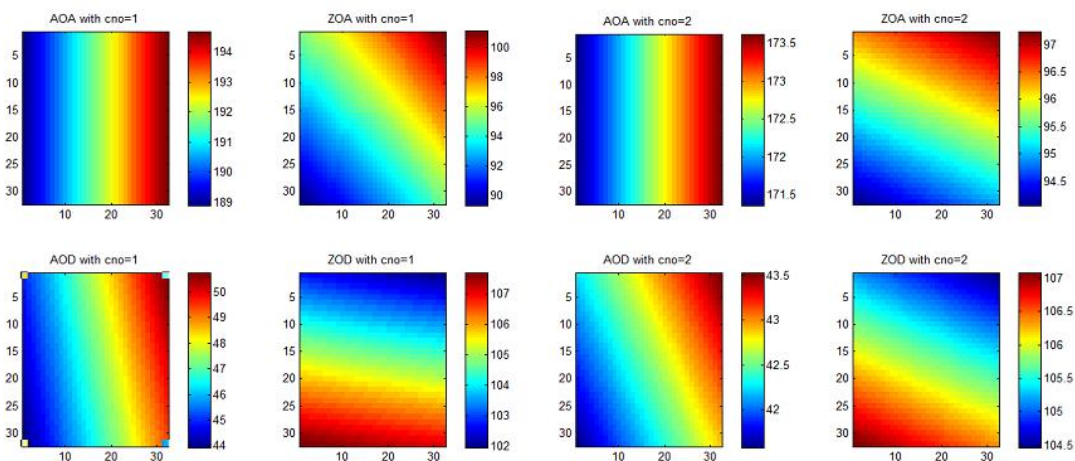
图 4.6 大规模天线阵列排布 (6GHz, 1024 单元)



(a) 天线各阵子-第 1 径-绝对时延

(b) 天线各阵子-第 2 径-绝对时延

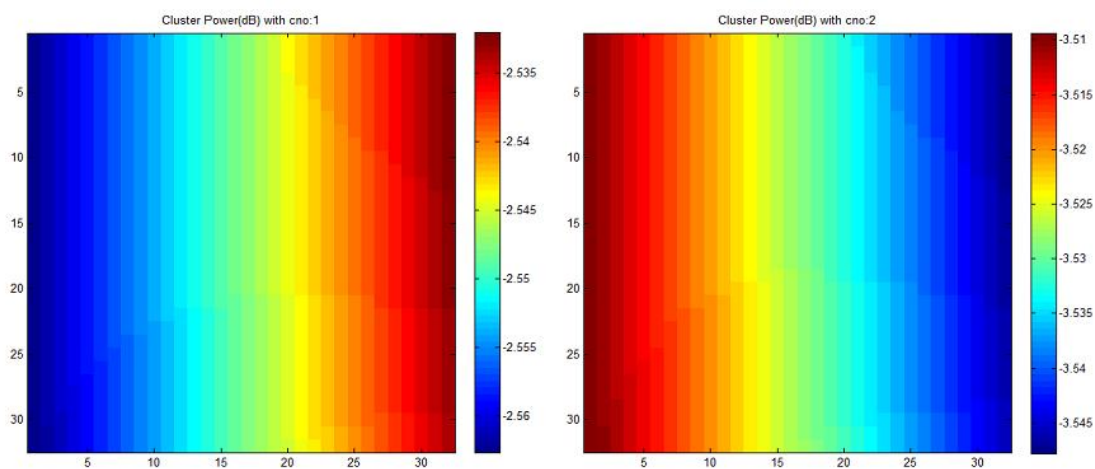
图 4.7 天线各阵子的第 1 径和第 2 径的绝对时延



(a) 天线各阵子-第 1 径-AOA/AOD/ZOA/ZOD

(b) 天线各阵子-第 2 径-AOA/AOD/ZOA/ZOD

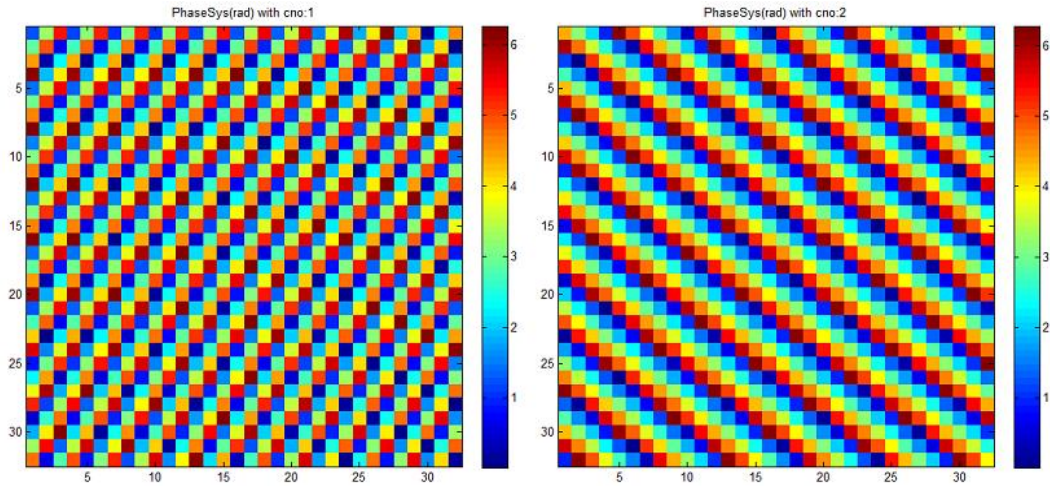
图 4.8 天线各阵子的第 1 径和第 2 径的 AOA/AOD/ZOA/ZOD



(a) 天线各阵子-第 1 径-相对功率

(b) 天线各阵子-第 2 径-相对功率

图 4.9 天线各阵子的第 1 径和第 2 径的相对功率



(a) 天线各阵子-第 1 径-相位

(b) 天线各阵子-第 2 径-相位

图 4.10 天线各阵子的第 1 径和第 2 径相位

对于天线阵列近场存在散射体的情况，需要基于近场散射模型（严格解、高频解或全波数值解）研究该场景下，大规模无线阵列各阵子间无线信道的相关特性。

如图 4.11 所示，为理想 PEC 导体球在大规模阵列附近，平面波入射波矢如图中蓝色线段所示，阵列天线中黑色点表示入射波矢被散射体遮挡的部分，红色点表示未被遮挡的区域。入射波被散射体遮挡及反、衍射后，在阵列各单元的幅度及绝对相位仿真结果见图 4.12~图 4.13。

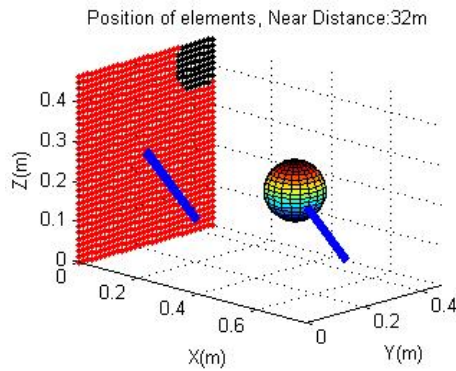
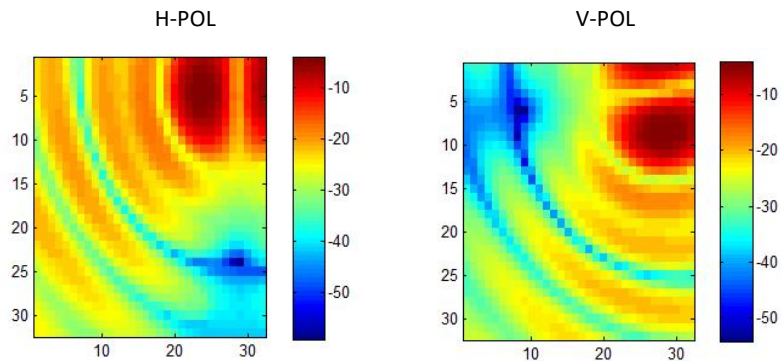
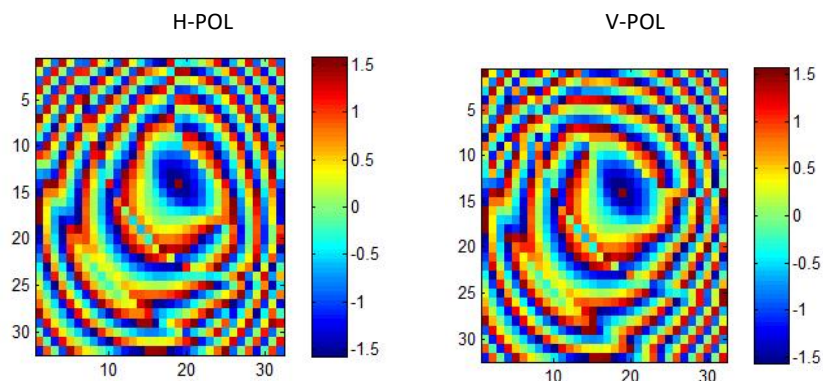


图 4.11 PEC 球与阵列天线的相对位置及入射波矢方向



信号强度增益 (dB)

图 4.12 基站阵列天线各单元阵子 H 极化及 V 极化馈入波的信号强度增益分布



绝对相位 (rad)

图 4.13 基站阵列天线各单元阵子 H 极化及 V 极化馈入波的信号绝对相位

如图 4.14 所示, 随机粗超散射体在大规模阵列附近, 平面波入射波矢如图中蓝色线段所示, 阵列天线中黑色点表示入射波矢被散射体遮挡部分, 红色点表示未被遮挡区域。入射波被散射体遮挡及反、衍射后, 在阵列各单元的幅度及绝对相位仿真结果见图 4.15~图 4.16。

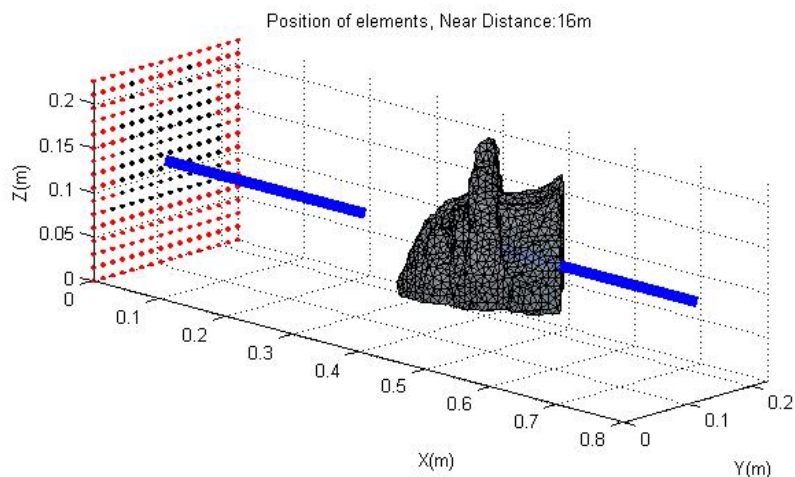
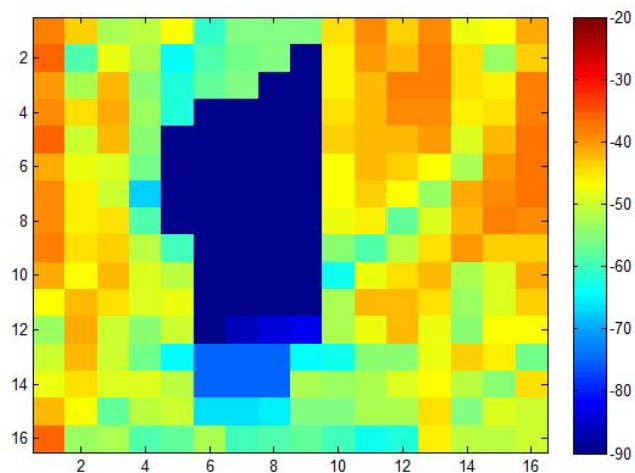
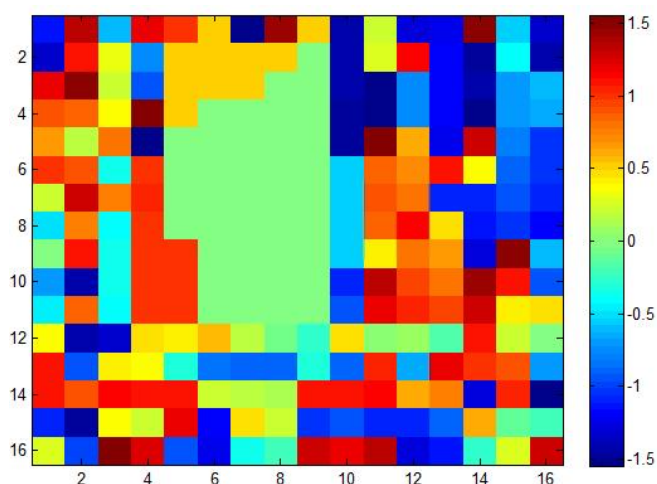


图 4.14 近场散射体与阵列天线的相对位置及入射波矢方向



信号强度增益 (dB)

图 4.15 在基站阵列天线各单元阵子处 V 极化馈入波对应的信号强度增益分布



绝对相位 (rad)

图 4.16 在基站阵列天线各单元阵子处 V 极化馈入波对应的绝对相位分布

4.3 近场信道建模

在文献中有很多考虑近场效应的大规模 MIMO 信道建模工作。对于确定性信道建模，METIS 项目[135]提出了一种基于射线跟踪的大规模 MIMO 信道模型，可以表征空间非平稳特性。然而，计算复杂度高，缺乏详细的数字地图和材料数据库，使得这种确定性建模方法在一些环境复杂的场景下缺乏适用性。对于统计性信道建模，COST 2100 模型[136]首次提出了可见区域的概念来表征 MIMO 天线的空间非平稳信道，将移动端的簇限制在一个有限的区域内。在[137]中，可见区域的概念进一步扩展到大规模 MIMO 天线阵列。具体来说，只有可见区域中的天线阵元才能看到该簇，而可见区域之外的天线阵元则看不到该簇。基于可见区域的概念，在[138]中利用阵列轴上的生灭过程对空间非平稳特性进行统计表征。为了验证模型，对统计特性进行了数值分析，如相关性、阵元上簇的平均寿命。在[139]中，基于信道特性研究了超大规模阵列上的平稳区间划分方法。在[140]中提出一种应用于射线跟踪的高效信道仿真方法，在保证精度的条件下实现对超大规模天线部署下近场、空间非平稳信道仿真。

在[131]中，提出了一种新的大规模 MIMO 信道模型框架，该模型解释了近场和空间非平稳特性。通过球面波传播和物理多径传播机制捕获具有近场和空间非平稳特性的大规模 MIMO 信道。基于信道测量和模型的验证证明了其有效性，下文简要介绍。

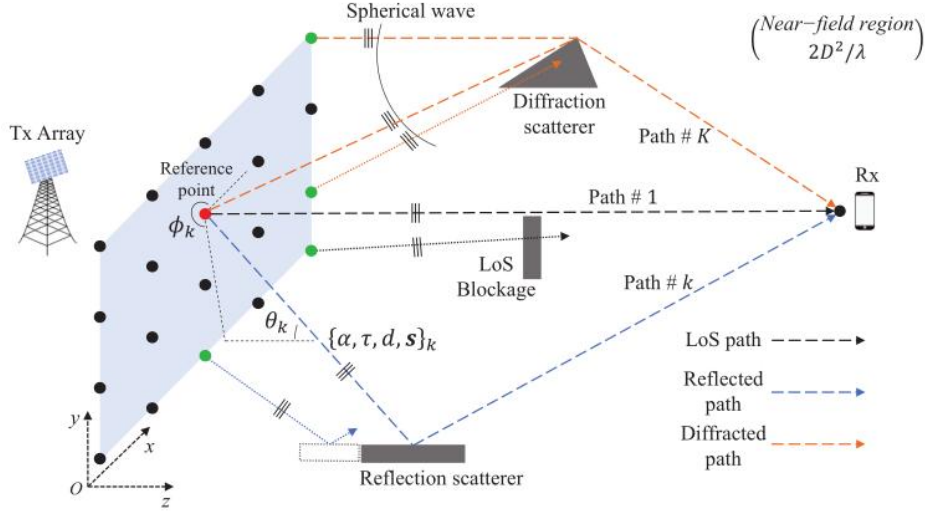


图 4.17 具有空间非平稳特性的近场球面传播

假设在 Tx 阵列和 Rx 之间存在 K 条空间非平稳球面传播路径。频率 f 下的大规模 MIMO 信道可以建模为阵列上 K 条路径的信道频率响应的叠加，可以简洁地表达为：

$$\mathbf{H}^{sns}(f) = \mathbf{S} \odot \mathbf{A}(f) \cdot \mathbf{H}(f) \quad (4.1)$$

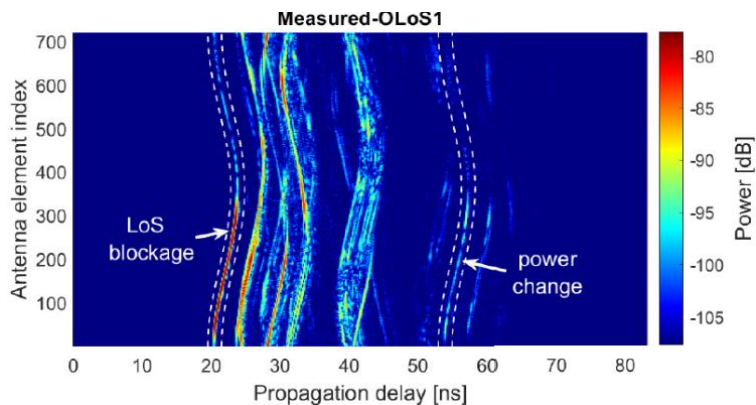
其中， $\mathbf{H}^{sns}(f)$ 包含 M 个复数值，即 $\mathbf{H}^{sns}(f) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ， $f \in [f_L, f_U]$ 表示频率范围，表示哈达玛积。在该模型框架中引入了一个新的矩阵 \mathbf{S} ，表示反映信道中非平稳特性的非平稳参数矩阵。 $\mathbf{H}(f) \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 表示为参考点 K 条路径中 f 处的信道频率响应：

$$\mathbf{H}(f) = [a_1 e^{-j2\pi f \tau_1}, \dots, a_k e^{-j2\pi f \tau_k}, \dots, a_K e^{-j2\pi f \tau_K}]^T \quad (4.2)$$

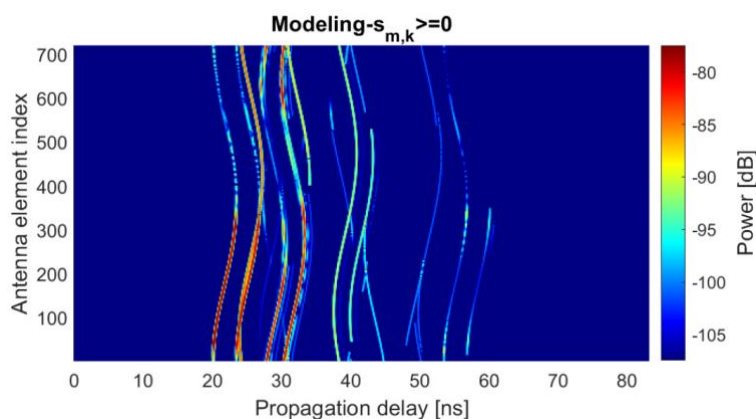
其中， $\{\alpha_k, \tau_k\}$ 分别代表第 k 条路径的复振幅和传播延迟。 $\mathbf{A}(f) \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 表示球面波传播下的阵列矩阵， \mathbf{A} 的第 (m, k) 个阵元 $a_{m,k}$ ，可以由第 m 个天线阵元相对于参考点的传播差表示，即：

$$a_{m,k}(f) = \frac{\|\mathbf{d}_k\|}{\|\mathbf{d}_{m,k}\|} e^{-j2\pi f \frac{\|\mathbf{d}_{m,k}\| - \|\mathbf{d}_k\|}{c}} \quad (4.3)$$

其中， c 是光速， $\|\cdot\|$ 代表欧几里得范数， \mathbf{d}_k 表示从参考点指向第 k 条传播路径的第一散射源的矢量， $\mathbf{d}_{m,k}$ 表示从第 m 个天线阵元指向散射源点的矢量。



(a)



(b)

(a) 实测结果, (b) 信道模型生成

图 4.18 信道实测与模型生成

图 4.18 显示了验证结果。模型生成的信道如图 4.18 所示，捕获了测量中观察到的所有空间非平稳现象。除了固定路径外，还精确地生成了所有在功率变化或不变化的部分阵列上有响应的空间非平稳路径。

聚焦超大规模 MIMO 信道建模和仿真，文献[141]在 3GPP 信道模型的基础上提出了一种创新仿真框架，增加了对大规模 MIMO 信道空间非平稳特性，以及近场特性仿真的支持，实现了具备近场空间非平稳特性的大规模 MIMO 信道系数的准确生成，该工作依托于 6G 信道仿真器 BUPTCMCCMG-IMT2030 完成¹。

超大规模 MIMO 系统阵列尺寸较大，当用户靠近阵列时，信道能量仅集中在部分天线上，这部分信道能量集中的阵列被称为可视区域（visibility region, VR）^{[142][143]}。文献[144][145]VR 定义为占据最大信道能量比例的部分阵列天线。考虑存在散射体或障碍物的实际场景，散射体通常被分为多个簇，文献[146]-[148]将 VR 定义为用户-散射体簇之间的可视区域 Φ_{UC} 和散射体簇-阵列之间的可视区域 Φ_{CA} 的级联， Φ_{UC} 与 Φ_{CA} 分别表示用户可视散射体簇及散射体簇可视天线，如图 4.19 所示。

¹ <https://hpc.bupt.edu.cn/dataset-public/home-page>

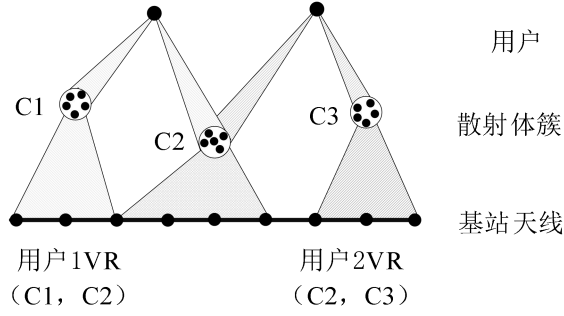


图 4.19 阵列用户可视区域示意图

当采用有限径信道模型时，超大规模 MIMO 的非平稳特性使其与传统的信道模型相比，主要的变化是与导向矢量有关的表达。首先，在阵列附近，由于平面波建模不再有效，导向矢量中每个元素的相位应考虑球面波建模。其次，每个元素的振幅由于沿着阵列的路径损耗以及环境中障碍物之间的相互作用而不再相同。因此，超大规模 MIMO 系统用户 k 的空间非平稳有限径信道模型表示为

$$\mathbf{h}_k = \sum_{c \in \Phi_{UC,k}} \sum_{s=1}^{S_c} \beta_{c,s} \mathbf{a}_{c,s} \quad (4.4)$$

其中， $\beta_{c,s}$ 表示簇 c 中散射体 s 产生的路径的复系数，也表示该路径在参考天线上的响应， $\mathbf{a}_{c,s} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 是该路径的导向矢量。进一步引入 VR，则有限径信道模型转化为^{[148][149]}。

$$\mathbf{h}_k = \sum_{c \in \Phi_{UC,k}} \sum_{s=1}^{S_c} \beta_{c,s} \mathbf{a}_{c,s} \odot \mathbf{p}_c \quad (4.5)$$

$$[\mathbf{p}_c]_n = \begin{cases} 1, & \text{if } n \in \Phi_{CA,c} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (4.6)$$

其中 $\mathbf{p}_c = \{0,1\}^{N \times 1}$ 指示散射簇 c 的可见天线。

此外，超大规模 MIMO 系统可以使用基于信道协方差矩阵的信道建模方式，通过信道协方差矩阵体现 VR 信息。信道协方差矩阵反映不同天线间信道的统计协方差，在多天线信道建模中得到了广泛的应用。用 $\mathbf{R}_A \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 和 $\mathbf{R}_s \in \mathbb{C}^{S \times S}$ 表示阵列侧和散射体侧的协方差矩阵，此时基于信道协方差矩阵的多天线信道模型为：

$$\mathbf{h}_k = \mathbf{R}_A^{-\frac{1}{2}} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_s^{-\frac{1}{2}} \mathbf{h}_{w,k} \quad (4.7)$$

其中， S 表示散射体个数， $\mathbf{H}_w \in \mathbb{C}^{N \times S}$ 和 $\mathbf{h}_{w,k} \in \mathbb{C}^{S \times 1}$ 为小尺度衰落系数矩阵。由于不同散射体簇具有不同的 VR，在空间非平稳场景下，用户 k 与基站之间的信道表示为：

$$\mathbf{h} = [G_1, \dots, G_C] \mathbf{R}_s^{\frac{1}{2}} \mathbf{D}_{UC,k} \mathbf{h}_{w,k} \quad (4.8)$$

$$\mathbf{G}_c = \mathbf{D}_{CA,c} \mathbf{R}_{CA,c}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_{w,c} \in \mathbb{C}^{N \times S_c} \quad (4.9)$$

其中， \mathbf{G}_c 表示阵列与簇 c 之间的信道， C 表示散射体簇的数量， S_c 表示散射体簇 c 中的散射体数量，满足 $\sum_{c=1}^C S_c = S$ ， $\mathbf{H}_w \in \mathbb{C}^{|\Phi_{CA,c}| \times S_c}$ 和 $\mathbf{h}_{w,k} \in \mathbb{C}^{|\Phi_{UC,k}| \times 1}$ 为小尺度衰落系数矩阵， $\mathbf{R}_{CA,c} \in \mathbb{C}^{|\Phi_{CA,c}| \times |\Phi_{CA,c}|}$ 是可见区域 $\Phi_{CA,c}$ 内的天线协方差矩阵， $\mathbf{D}_{UC,k} = \{0, 1\}^{S \times |\Phi_{UC,k}|}$ 和 $\mathbf{D}_{CA,c} = \{0, 1\}^{N \times |\Phi_{CA,c}|}$ 分别表示用户 k 可见的散射簇和簇 c 可见的天线。

如图 4.20 所示，对于天线阵列或基于离散单元的智能反射面（RIS），其产生的近场信道可以被建模为每个单独发射天线（TA）与接收天线（RA）之间所有远场信道的复值求和。这种信道模型被称为非均匀球面波（NUSW）模型^[150]。通过这种方式，天线阵列间的近场信道可以用一个信道矩阵来描述，矩阵的维度分别为接收天线数和发射天线数。近场信道的自由度由这个信道矩阵的秩决定，因此即使没有散射体的存在，近场信道矩阵也可以达到满秩。在信道状态信息（CSI）获取方面，与远场信道相比，近场信道需要更高精度才能充分利用其增强的自由度。对于极大规模的 MIMO 系统，可以采用基于子阵列的估计方法。对于空间离散天线，NUSW 信道模型在大多数情况下在精确性和复杂性之间达到了适当的平衡。

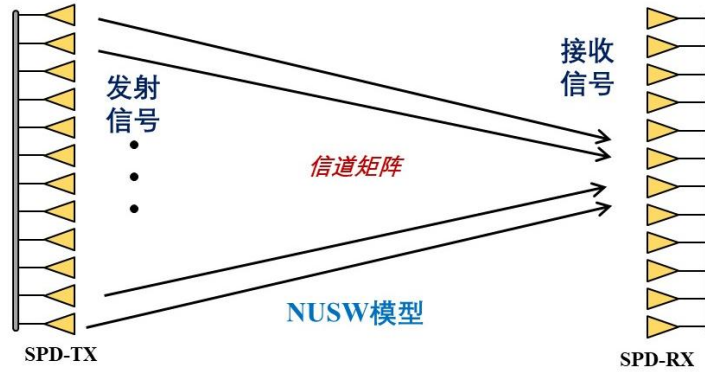


图 4.20 离散阵元信道模型示意图

近年来，超材料被用于实现（近似）连续的发射和接收孔径，从而促进全息波束形成。与传统波束形成技术相比，通过连续孔径（continuous-aperture, CAP）天线实现的全息波束形成具有超高的空间分辨率^[150]。对于连续孔径天线的情况，近场信道建模可以依赖于格林函数方法^[151]。具体来说，在这种模型中，格林函数可以被视为连续阵元发射器与近场接收器之间的空间冲激响应函数。如图 4.21 所示，通过格林函数方法，对于给定的发射端电流分布，可以计算出区域中的电磁场强度分布。进而根据接收端天线的具体性质，得到接收的

场强或感应电流分布。通过利用这个模型，可以得到了一个准确的体到体的模型（即发射器有效体积到接收器有效体积）。不同于传统的点对点模型，这种连续的体到体模型可以充分利用近场信道更高的自由度。与离散天线相比，连续阵元天线也需要更精确的信道状态信息。因为它们的信道建模依赖于格林函数和空间积分，连续阵元天线的信道状态信息获取是未来研究的一个具有挑战性的课题。

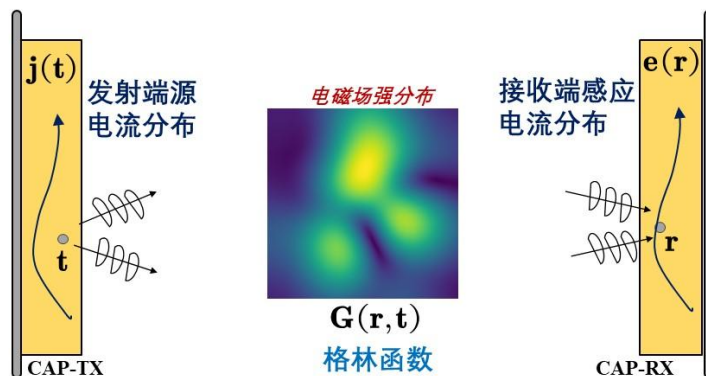


图 4.21 连续阵元信道模型示意图

上述使用超材料的连续孔径天线这里也称作全息 MIMO (HMIMO)，能够突破传统无线信道不可控因素，重塑无线传播环境以及带来的新的自由度，尤其是在近场场景下，研究表明传统的信道建模方式不再适用于近场信道场景^[152]。目前比较有效的近场建模方式从电磁场基础理论出发，采用计算电磁学理论等工具，向波场传输的信道刻画发展，结合信息理论的优势，进而建立了电磁场信息理论数学分析框架，建立大规模 MIMO 通信的场传播模型。

多极化自由空间信道：如图 4.22 所示，通过并矢格林函数同时考虑了近场球面波信道和多极化效应，并在此基础上建模了多极化近场球面波信道。

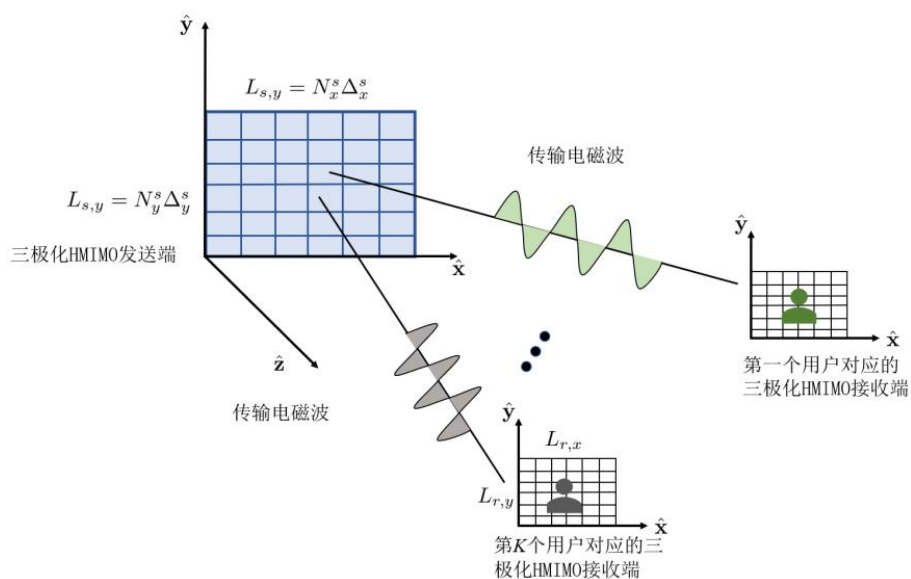


图 4.22 近场多极化球面波建模

发送端 HMIMO 在位置 \mathbf{r} 的接收电场可以表示为:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \sum_{n=1}^{N_s} \int_{\Delta^s} d\mathbf{r}'_n \bar{\mathbf{G}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}'_n) \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}'_n) = \sum_{n=1}^{N_s} \int_{-\Delta_x^s/2}^{\Delta_x^s/2} \int_{-\Delta_y^s/2}^{\Delta_y^s/2} dx'_0 dy'_0 \left[\bar{\mathbf{I}} + \frac{\nabla \nabla}{k_0^2} \right] \frac{e^{ik_0 r_n}}{4\pi r_n} \mathbf{J}(\mathbf{r}'_n), \quad (4.10)$$

第 n 个发送端 HMIMO 天线在某个接收点处的信道可以表示为:

$$\mathbf{H}_n = \mathcal{E}(\tilde{R}_n) \mathbf{C}_n = \mathcal{E}(\tilde{R}_n) \left(c_1(\tilde{R}_n) \mathbf{I} + c_2(\tilde{R}_n) \tilde{\mathbf{r}}_n \tilde{\mathbf{r}}_n^T \right), \quad (4.11)$$

$$c_1(\tilde{R}_n) = \left(1 + \frac{i}{k_0 \tilde{R}_n} - \frac{1}{k_0^2 \tilde{R}_n^2} \right), \quad c_2(\tilde{R}_n) = \left(\frac{3}{k_0^2 \tilde{R}_n^2} - \frac{3i}{k_0 \tilde{R}_n} - 1 \right), \quad (4.12)$$

接收端 HMIMO 的尺寸通常要比发送端的小, 因此可以合理地假设每个接收端 HMIMO 天线功率正比于接收端天线尺寸 $\Delta^r = \Delta_x^r \Delta_y^r$ 。因此, 则第 n 个发送端 HMIMO 天线和则第 m 个接收端 HMIMO 天线之前的信道可以表示为:

$$\mathbf{H}_{mn} = \Delta^s \Delta^r \frac{e^{(ik_0 \tilde{R}_{mn})}}{4\pi \tilde{R}_{mn}} \text{sinc} \frac{k_0(x_m x'_n) \Delta_x^s}{2\tilde{R}_{mn}} \text{sinc} \frac{k_0(y_m y'_n) \Delta_y^s}{2\tilde{R}_{mn}} \mathbf{C}_{mn} = \begin{bmatrix} H_{mn}^{xx} & H_{mn}^{xy} & H_{mn}^{xz} \\ H_{mn}^{yx} & H_{mn}^{yy} & H_{mn}^{yz} \\ H_{mn}^{zx} & H_{mn}^{zy} & H_{mn}^{zz} \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

其中, $\mathbf{C}_{mn} \triangleq c_1(\tilde{R}_{mn}) \mathbf{I} + c_2(\tilde{R}_{mn}) \tilde{\mathbf{r}}_{mn} \tilde{\mathbf{r}}_{mn}^T \in \mathbb{C}^{3 \times 3}$ 。因此整个信道矩阵可以表示为:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{xx} & \mathbf{H}_{xy} & \mathbf{H}_{xz} \\ \mathbf{H}_{yx} & \mathbf{H}_{yy} & \mathbf{H}_{yz} \\ \mathbf{H}_{zx} & \mathbf{H}_{zy} & \mathbf{H}_{zz} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{3N_r \times 3N_s}, \quad (4.14)$$

其中信道子矩阵 $\mathbf{H}_{pq} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$, $p, q \in \{x, y, z\}$ 表示 p 极化方向的发送端分量到 q 极化方向的接收端分量之间的信道。

相比于双极化 HMIMO 和传统的单极化 HMIMO, 三极化 HMIMO 的信道容量要更高^[153]。

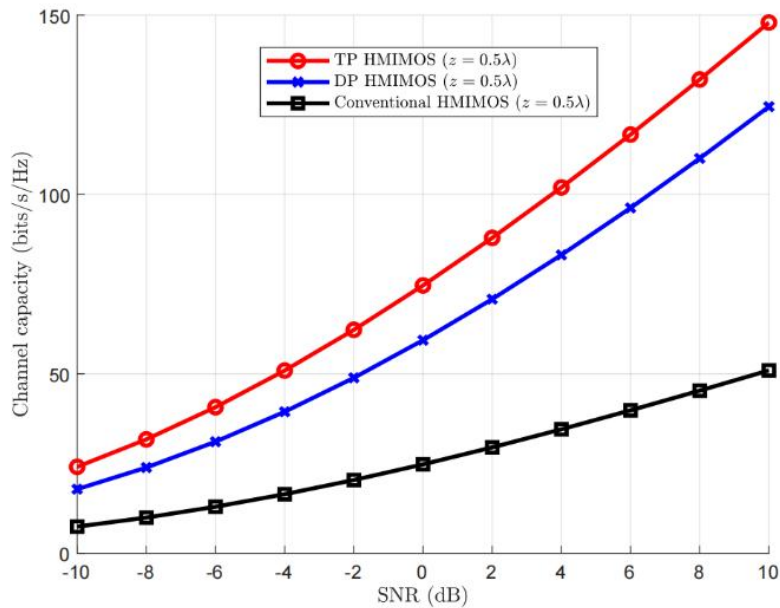


图 4.23 多极化信道容量

现有研究中的信道模型通常假设散射簇都位于近场，或者都位于远场，然而实际中超大规模 MIMO 系统中存在混合远近场情况，即部分散射簇位于近场，部分散射簇位于远场。换言之，超大规模 MIMO 信道通常由远场和近场路径分量共同组成。现有近场或远场信道模型不能匹配这种混合远近场信道特征，因此接下来将建立综合考虑远场与近场的信道模型。

近场与远场的界限划分对无线通信系统的很多方面都有影响，如阵列天线表征、传播信道、感知等^[154]。为建立混合远近场信道模型，我们首先讨论远场与近场的界限划分。根据收发机是否都配置多天线可以将系统分为 MISO/SIMO，MIMO 两类，下面分别介绍这两类系统的远场近场界限。

MISO/SIMO 系统：经典的天线远近场界是瑞利距离（Rayleigh distance）， $2D^2/\lambda$ ，其中 D 表示阵列孔径， λ 表示载波波长。

MIMO 系统：对于 MIMO 系统，瑞利距离的扩展形式得到了广泛认同，即 $2(D_R + D_T)^2/\lambda$ ，其中 D_R ， D_T 分别表示接收机和发射机的最大阵列孔径。

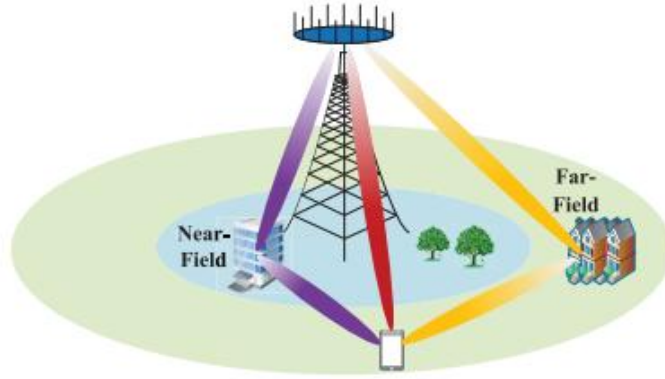


图 4.24 超大规模 MIMO 混合远近场传播环境

如图 4.24，超大规模 MIMO 系统存在两种不同的散射簇，远离基站的簇位于远场区，产生远场分量，靠近基站的簇位于近场区，产生近场分量。这种情况下，基站服务一个距离较远的用户，虽然直连路径属于远场分量，但信道中也可能有近场簇产生的近场分量，因此必须考虑远场与近场混合信道。

为了描述信道中远近场混合的特征，表示混合场信道模型公式如下：

$$\mathbf{h}_{\text{hybrid-field}} = \sqrt{\frac{N}{L}} \left(\sum_{l_f=1}^{\gamma L} \alpha_{l_f} \mathbf{a}(\theta_{l_f}) + \sum_{l_n=1}^{(1-\gamma)L} \alpha_{l_n} \mathbf{b}(\theta_{l_n}, r_{l_n}) \right) \quad (4.15)$$

其中， L 表示路径数， $\gamma \in [0,1]$ 是可调节参数，用于控制近场簇和远场簇的比例， α_{l_f} 和 θ_{l_f} 分别表示第 l_f 条远场路径的路径增益和到达角， $\mathbf{a}(\theta_{l_f})$ 是与 θ_{l_f} 有关的远场阵列导向矢量， α_{l_n} ， θ_{l_n} 和 r_{l_n} 分别表示第 l_n 条近场路径的路径增益、角度和距离， $\mathbf{b}(\theta_{l_n}, r_{l_n})$ 是与 θ_{l_n}

和 r_n 有关的近场阵列导向矢量。当 $\gamma = 1$ 时，该混合场模型成为远场模型，当 $\gamma = 0$ 时，该模型成为近场模型。因此，该混合场模型是一个更一般的信道模型，现有的近场和远场模型可以视为它的特例。

4.2.1 波数域的扩散特性建模

通过对阵列上的接收信号进行空间域傅里叶变换，可以得到信道的角域表达。在远场条件下，角域信道具有稀疏性。然而随着近场球面波特性的引入，近场角域信道将会出现功率扩散效应，使得近场角域信道不再稀疏，基于角域稀疏性的信道估计、波束成型、波束训练算法失效。然而，通过定量分析近场信道在角域的扩散效应，将有可能实现基于角域的近场算法设计和特性分析。

另一方面，使用傅里叶变换直接得到的角域信道定义在一系列角域正交基上，分辨率受到阵列孔径和波长的影响。为了在克服角域分辨率不足的问题，我们尝试直接在波数域进行近场扩散效应的建模^[155]，其中波数域可以看作角域连续形式，可以基于奈奎斯特采样定理，使用角域信道重构出波数域信道。

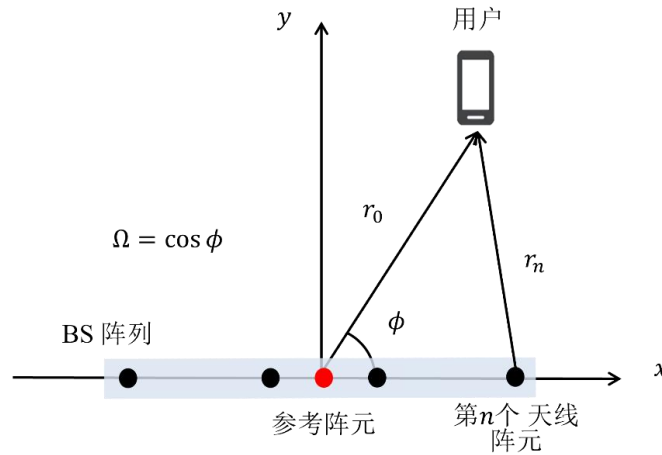


图 4.25 系统模型

我们首先介绍角域和波数域信道的定义，并探讨二者的基本关系。具体来说，考虑如图 4.25 所示的近场信道，基站端布置了窄带超大规模 ULA 阵列，载波频率为 f_c ，载波波长可以表示为 $\lambda = c/f_c$ 。阵列中的天线间距为 $d = \lambda/2$ ，因此阵列孔径为 $D = (N - 1)d = (N - 1)\lambda/2$ 。参考天线位于阵列的中心，而坐标系的原点选择在参考天线的位置， x 轴沿着阵列方向设置，从参考天线到用户的距离和出发角（angle of departure, AOD）分别记作 r_0 和 ϕ ，记 $\Omega = \cos \phi$ 。当用户到参考阵元的距离小于瑞利距离时，即 $r_0 < r_{ray} = 2D^2/\lambda$ 时，下行信道需要使用近场导向矢量建模：

$$\mathbf{h}_{near} = \sqrt{N} \mathbf{h}_0 \mathbf{b}(\Omega, r_0) \quad (4.16)$$

其中， $\mathbf{h}_{near} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 是信道矢量， \mathbf{h}_0 是参考天线处路径的复增益。根据球面波前传播模型，同时考虑振幅和相位变化，近场转向矢量可建模为：

$$\mathbf{b}(\Omega, r_0) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[\frac{r_0}{r_1} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_1-r_0)}, \dots, \frac{r_0}{r_N} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_N-r_0)} \right]^T \quad (4.17)$$

其中 r_n 表示 BS 阵列第 n 个天线到用户终端的距离。第 n 个天线的 x 坐标为 $x_n = d(n - \frac{N+1}{2})$ ，其中 $n \in \mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$ 。则 r_n 的计算式为 $r_n = \sqrt{r_0^2 + x_n^2 - 2r_0x_n\Omega}$ 。

对信道矢量 \mathbf{h}_{near} 进行离散傅里叶变换（discrete Fourier transform, DFT），可以得到信道的虚拟角度域表示，即：

$$\mathbf{H}_{near,A} = \mathbf{F}^H \mathbf{h}_{near} = \sum_{n=1}^N \mathbf{a}^H(\Omega_n) \cdot \mathbf{h}_{near} \quad (4.18)$$

其中 $\mathbf{F} = [\mathbf{a}(\Omega_1), \dots, \mathbf{a}(\Omega_N)] \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示傅里叶变换矩阵。 $\mathbf{a}(\Omega_n) = \frac{1}{\sqrt{N}} [1, e^{j\pi\Omega_n}, \dots, e^{j(N-1)\pi\Omega_n}]^T$ 表示远场导向矢量，而 $\Omega_n = \frac{2n-N-1}{N}$ ， $n \in \mathcal{N}$ 。

为了得到波数域信道响应，我们将 x_n 扩展为连续变量 x ，式(4.1)中的近场信道可以转化为定义在 $x \in \mathcal{X} = [-D/2, D/2]$ 上的单变量函数，如下所示：

$$h_{near}(x) = h_0 \frac{r_0}{\sqrt{r_0^2 + x^2 - 2r_0x\Omega}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{r_0^2 + x^2 - 2r_0x\Omega} - r_0 \right)} \quad (4.19)$$

对式(4.19)进行傅里叶变换（Fourier transform, FT），可以得到波数域的近场信道响应，表示为 $H_{near}(k_x)$ ，其中 k_x 表示 x 轴的波数：

$$H_{near}(k_x) = \int_{-D/2}^{D/2} h_{near}(x) e^{-jk_x x} dx \quad (4.20)$$

波数域通道和角域通道本质上是近场通道响应 $h_{near}(x)$ 的 FT 和 DFT。因此， $\mathbf{H}_{near,A}$ 可以看作是 $H_{near}(k_x)$ 的波数域采样，而 \mathbf{h}_{near} 可以看作是 $h_{near}(x)$ 的空间域采样。空间域的采样间隔为 d ，只有 $|k_x| \leq 2\pi/\lambda$ 的波数域支持辐射近场之外的通信功率传^[156]。因此，波数域带宽记为 $B_k = 2 \cdot 2\pi/\lambda$ 。由于 $B_k \leq 2\pi/d$ ，满足奈奎斯特采样定理，所以 $\mathbf{H}_{near,A}$ 可以用来重建 $H_{near}(k_x)$ 。

通过将上述式(4.19)的核函数与(4.18)的指数分量比较，可以确定波数域的采样位置为 $k_{x,n} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{2n-N-1}{N}$ ，波数域的采样间隔表示为 $\Delta(k_x) = \frac{4\pi}{\lambda N}$ 。因此，波数域信道响应 $H_{near}(k_x)$ 可以由角度域信道响应 $\mathbf{H}_{near,A}$ 内插为：

$$H_{near}(k_x) = d \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tilde{\mathbf{H}}_{near,A}[n] \cdot \text{sinc} \left(\frac{k_x - k_{x,n}}{\Delta(k_x)} \right), \quad (4.21)$$

其中， $\tilde{\mathbf{H}}_{near,A}[n]$ 表示 $\tilde{\mathbf{H}}_{near,A}$ 的第 n 个元素， $\tilde{\mathbf{H}}_{near,A}$ 是 $\mathbf{H}_{near,A}$ 的周期延拓，即 $\tilde{\mathbf{H}}_{near,A}[n] = \mathbf{H}_{near,A}[\text{mod}(n, N)]$ 。而 $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ 。由上述内容可知，角域信道实际上已经蕴含了波数域信道的全部信息，而波数域可以更加直观的反映信道的角度信息，因此我们后续的建模和分析均在波数域进行。

将式(4.19)代入式(4.20)，可以得到波数域信道响应的表达式为：

$$H_{near}(k_x) = h_0 \int_{-D/2}^{D/2} \frac{r_0}{\sqrt{r_0^2 + x^2 - 2r_0x\Omega}} e^{-j \left[\frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{r_0^2 + x^2 - 2r_0x\Omega} - r_0 \right) + k_x x \right]} dx \quad (4.22)$$

式(4.22)具有振荡积分的基本形式，即 $I = \int A(x)e^{j\psi(x)} dx$ 。根据驻定相位原理，如果相位函数 $\psi(x)$ 在积分区间内存在驻点 x_s ，即 $\dot{\psi}(x_s) = 0$ ，那么震荡积分 I 就可以被近似为： $I \approx \sqrt{\frac{2\pi}{|\ddot{\psi}(x_s)|}} A(x_s) e^{j \left\{ \psi(x_s) + \text{sgn}[\ddot{\psi}(x_s)] \frac{\pi}{4} \right\}}$ 。而如果相位函数 $\psi(x)$ 在积分区间内没有驻点，震荡积分 I 就可以被近似为 0。因此，如果要研究扩散区间的位具体位置，就需要讨论：何时相位函数 $\psi(x)$ 在积分区间内存在驻点。

从式(4.22)来看，相位函数的表达式为： $\psi(x) = -\frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{r_0^2 + x^2 - 2r_0x\Omega} - r_0 \right) - k_x x$ ，一阶导数为： $\dot{\psi}(x) = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{x - r_0\Omega}{\sqrt{r_0^2 + x^2 - 2r_0x\Omega}} - k_x$ ，因此驻点为：

$$x_s = r_0 \left[\Omega - \frac{k_x}{\sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 - k_x^2}} \sqrt{1 - \Omega^2} \right] \quad (4.23)$$

由于式(4.22)的积分范围为 $[-D/2, D/2]$ ，因此当 $x_s \in [-D/2, D/2]$ 时，可以得到 k_x 需要分布在有限的范围内，这一分布范围被定义为扩散区间 \mathcal{X}_k 。将式(4.8)带入 $x_s \in [-D/2, D/2]$ 的条件中，可以得到扩散区间为：

$$\mathcal{X}_k = \left[\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\Omega - \frac{D}{2r_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{D}{2r_0}\right)^2 - \frac{D}{r_0}\Omega}}, \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\Omega + \frac{D}{2r_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{D}{2r_0}\right)^2 + \frac{D}{r_0}\Omega}} \right] \quad (4.24)$$

当用户距离 r_0 大于阵列孔径 D 的数量级时，即 $r_0 \gg D$ ，可以得到式(4.24)的近似简化形式：

$$\mathcal{X}_{k,s} = \left[\frac{2\pi}{\lambda} \left(\Omega - \frac{D}{2r_0} (1 - \Omega^2) \right), \frac{2\pi}{\lambda} \left(\Omega + \frac{D}{2r_0} (1 - \Omega^2) \right) \right] \quad (4.25)$$

图 4.26 展示了波数域信道响应，角域信道响应和近似波数域信道模型的仿真结果。可以看到波数域是角度域的连续形式，而近似模型整体近似呈现出矩形函数的形式，近似得到的扩散区间可以较好地反映波数域地扩散现象。

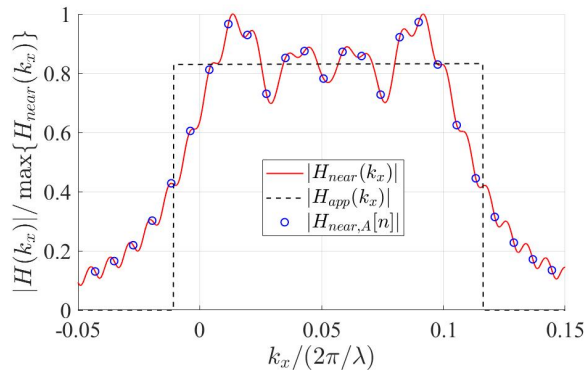


图 4.26 近场角域信道，波数域信道和波数域近似结果

5. 近场传输技术

由于近场传播模型与现有远场通信技术的不匹配，现有远场技术在近场区域会存在严重的性能下降。本章将从信道估计、波束赋形、码本设计、波束训练、多址技术和近场系统架构与部署等方面介绍近场传输技术。

5.1 近场信道估计

精确的信道状态信息是设计 6G 网络信号处理的基础保障，是实现 6G 超高频谱效率的关键因素。然而，由于辐射近场的新特性，给精确的信道估计带来了挑战。

在现有 5G 大规模阵列通信系统中，研究人员常利用远场信道在角度域的稀疏性，使用压缩感知算法以低导频开销精确地恢复角度域稀疏信道。其信号处理大致流程为：首先对天线域信道进行傅里叶变换，将其转换到稀疏角度域，接着使用正交匹配追踪算法（Orthogonal Matching Pursuit, OMP）等稀疏信号重构方法精确重构角度域信道。然而，远场低开销信道估计方案依赖于信道的角度域稀疏性，而角度域稀疏性的一个重要前提是远场平面波建模。由于超大规模阵列的近场信道由球面波构成，近场球面波传播特性将导致如图 5.1 所示的近场信道在角度域的能量扩散效应，即每条近场路径的能量扩散到角度域的多个格点上。能量扩散效应破坏了近场信道在角度域的稀疏性，因此，现有的信道估计方案在近场环境下将存在严重的估计精度下降问题。

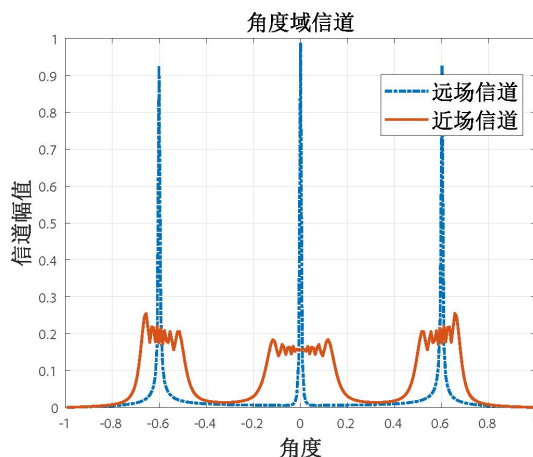
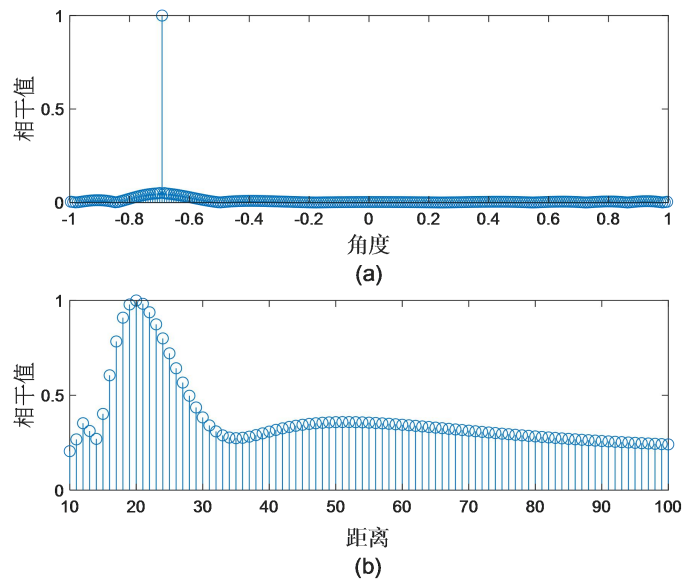


图 5.1 近场信道角度域能量扩散效应

为克服上述近场信道角度域能量扩散问题，可基于近场球面波传播特性构建近场码本字典矩阵，恢复近场信道在该码本的稀疏特性，在近场通信场景内使用压缩感知方法。具体来说，现有远场傅里叶变换的角度域字典矩阵本质上是对空间角度的均匀划分，保证远场信道在角度域的稀疏性。为适应球面波传播特性，可在均匀划分空间角度的基础上，额外增加对空间距离的非均匀划分，并保证码字在距离域维度上采样尽可能少，从而同时提取信道在“角度-距离”两个维度（极坐标域）上的信息，构建近场极坐标域码本。基于菲涅尔近似可证明，提出的极坐标域表示方法可适配近场传播环境，保证近场信道的极坐标域稀疏性^[157]。

通过将信道从空域转化为极化域，并利用近场信道在极化域中的稀疏性，利用压缩感知实现低导频开销的信道估计。

文献[158]利用给定观测信号时球面波传播角度和距离的耦合性，构建距离参数化角域稀疏字典来表示近场信道，并进一步提出联合字典学习和稀疏恢复算法进行角度和距离估计，重构近场信道。提出的近场信道表示方法将距离作为参数，仅在角度域进行采样构建字典，很好的解决了极坐标域方法存在的高存储开销和高相干性问题，如图 5.2 所示。考虑到极坐标域方法在字典构建上存在的困难，文献[159]中进一步提出基于模型的深度学习近场信道估计方法，此方法从观测数据中学习一个较小的稀疏字典来表示近场信道，并利用基于学习的迭代收缩阈值算法实现信道参数的稀疏恢复。



(a) 距离参数化角域字典，(b) 极坐标域字典（同一角度下不同距离变化图）

图 5.2 字典相干性对比图

除了构建近场极坐标域的码本来保证近场信道的稀疏性，文献[160]中通过构建一个波前转换矩阵，将近场信道转换到逼近于远场信道、甚至于成为远场信道，然后采用离散傅里叶变换（DFT）矩阵将信道投影到角度域上，保证信道的稀疏性。不同于远场信道的结构，现有的近场信道包含了额外的距离矩阵，即不同天线阵列单元的相位偏差。为了缓解相位偏差的影响，可以基于近场信道和远场信道的结构特征，构建一个垂直于远场导向矢量矩阵所在空间的行满秩矩阵，通过矩阵运算得到一个满秩矩阵，同时提取并归一化满秩矩阵的对角元素，作为构建的波前转换矩阵。在天线数量足够大的时候，波前转换矩阵与角度和距离有关，同时信道的估计误差将趋近于零^[160]。

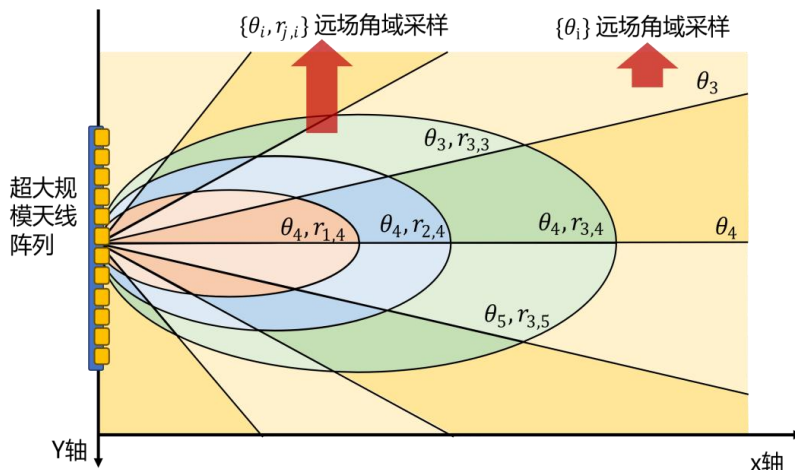


图 5.3 联合角域-极坐标域采样

为了消除功率扩散带来的信道估计精度损失，文献[161]中提出了面向功率扩散消除的远场信道估计方法。其对近远场信道进行联合角域-极化域变换：即压缩感知的变换字典同时包括了近场导向矢量和远场导向矢量。如图 5.3 所示，对于天线覆盖的近场范围，利用近场导向矢量对方向和距离进行二维采样；对于远场区域，利用远场导向矢量对方向进行一维采样。在每次迭代中，都检测到一条远场/近场路径在角度域/极化域中的变换值（呈现单峰，可采用传统 OMP 方法检测得到），据此可估计并消除该路径在另一个域中的功率扩散范围，避免对后续检测造成干扰。由于第一次迭代时，变换值对应单峰幅度大于其他路径功率扩散范围的幅度大小，因此可以正确检测该路径，保证迭代顺利执行。

基于辐射近场信道在极化域的稀疏性和深度学习算法在信道估计方面的高性能表现，文献[162]中提出了两种信道估计方案，即基于极化域多重残差密集网络（Polar-domain Multiple Residual Dense Network, P-MRDN）和极化域多尺度残差密集网络（Polar-domain Multi-Scale Residual Dense Network, P-MSRDN）的信道估计方案。同时，将所提出的方法和极化域的正交匹配追踪算法（Polar-domain Orthogonal Matching Pursuit, P-OMP）对比文献[157]，分析了信道稀疏性对传统算法和深度学习算法性能的影响。

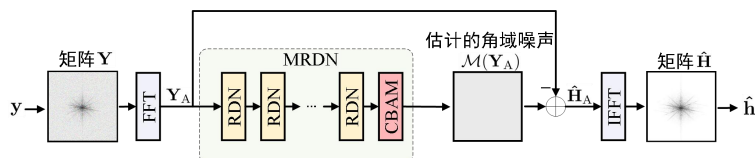


图 5.4 基于 MRDN 的信道估计方案

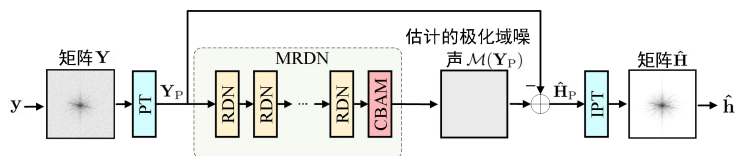


图 5.5 基于 P-MRDN 的信道估计方案

图 5.4 所示为传统的基于 MRDN 的信道估计方案 [163]。该方案旨在通过快速傅里叶变换将接收信号转换到角度域，从而充分利用信道在角度域中的稀疏性。然后，通过 MRDN 在角度域中恢复远场稀疏信道，其中，MRDN 的组成模块如图 5.6 所示。然而，近场信道在角度域的稀疏性并不显著。相反，类似于远场信道在角度域的稀疏性，辐射近场信道在极化域中表现出一定的稀疏性。

如图 5.5 所示，为了利用近场系统中的极化域信道稀疏性，其提出的基于 P-MRDN 的信道估计方案采样极化域变换（polar-domain transform, PT）将接收信号转换到极化域中，这类似于角度域变换。基于 MRDN 和基于 P-MRDN 的信道估计方案之间的关键区别在于它们利用固有信道稀疏性的方法不同。基于 MRDN 的信道估计方案将信道转换到角度域中，利用远场中的角度域稀疏性。相反，基于 P-MRDN 的信道估计方案将信道转换到极化域中，利用信道在辐射近场的极化域稀疏性。为了进一步提高信道估计的精度，其定义了 ASPP 和 RDN 的并行模块，称为基于 ASPP 的 RDN (atrous spatial pyramid pooling-based residual dense network, ASPP-RDN)，如图 5.6 所示。通过将 ASPP 结合到所提出的 P-MRDN 中，新的信道估计方案可以实现更高的归一化均方误差（normalized mean-square error, NMSE）性能。

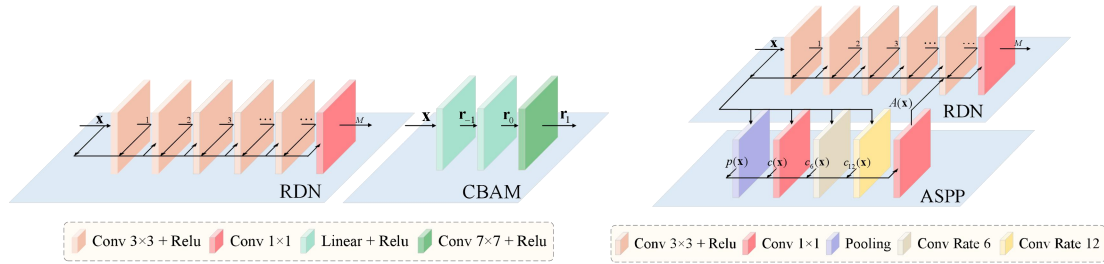


图 5.6 RDN、CMAM 和 ASPP-RDN 系统模型

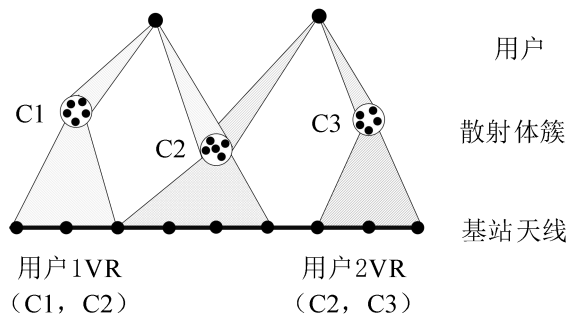


图 5.7 阵列用户可视区域示意图

近年来，智能反射面（IRS）已经成为一项前景广阔的技术。通过动态控制其低成本的反反射元件，可以重新配置无线传播环境。为了弥补高频段距离路径损耗，一种有效的方法是增加更多的反射元件，导致所谓的超大规模 IRS（XL-IRS）[164]。与具有适度数量反射元件的传统 IRS 相比，XL-IRS 在无线信道建模上引入了根本性变化，从传统远场平面波前到新的近场球形波前。为了充分发挥 XL-IRS 在提升无线通信性能方面的潜力，准确获取信道状态信息（CSI）至关重要但又十分困难。当 XL-IRS 具有极大孔径时，在 XL-IRS 信道估计中存在两个关键问题。首先，不同于现有研究仅考虑近场 IRS 用户信道，基站和用户可能位

于近场区域，从而使级联信道建模和信道估计更加复杂。其次，空间非平稳特性可能同时存在于基站到 IRS 和 IRS 到用户信道中，称为双边可视区域（VRs），其中只有 XL-IRS 的部分元素对基站和用户可视。



图 5.8 XL-IRS 辅助的无线系统

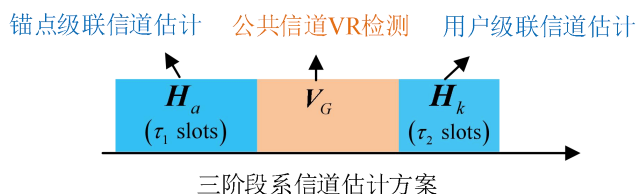
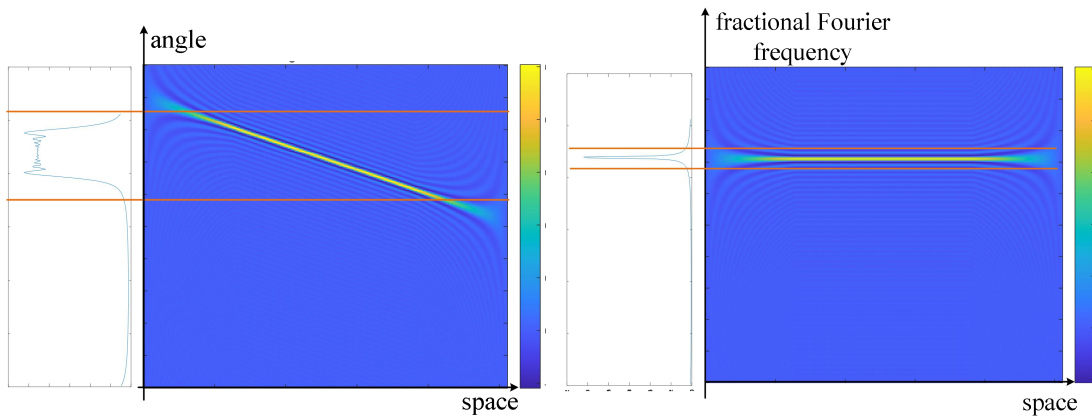


图 5.9 三阶段信道估计方案示意图

为了解决这些问题，文献[165]中的作者研究了 XL-IRS 辅助多用户系统的高效信道估计设计，其中基站和用户均位于 XL-IRS 的近场区域。对此提出了一个三阶段的 XL-IRS 信道估计方案，能够有效地估计考虑非均匀球面波前和双边 VRs 存在的 XL-IRS 级联信道。具体而言，在第一步中，精心部署一个锚节点来估计基站到 IRS 到锚点的级联信道以解耦双边 VRs，并通过高效的 VR 检测方法准确检测基站侧的 VR 信息。因此，只有从可视 XL-IRS 元素到基站的信道被估计，从而减少了用于估计级联基站到 IRS 到用户信道的导频开销。最后，利用基站到 IRS 的公共信道和已知的基站侧 VR 信息估计不同用户侧 VR 下基站到 IRS 到用户级联信道。数值结果展示了所提出的 XL-IRS 信道估计方法相对于各种基准方案具有卓越性能。

由前述分析可知，近场信道模型在角度-距离域（极坐标域）呈现稀疏性。相应地，近场信道估计算法大都在极坐标域展开。注意到球面波的抛物面近似恰好可建模为线性调频信号，即，近场接收信号可看作带噪声的单/多分量线性调频信号。因此，近场信道估计问题可转化为多分量线性调频信号的参数估计问题。而在非平稳信号处理领域，基于时频分析已提出多种多分量线性调频信号的参数算法，为近场信道估计提供重要启示。分数傅里叶变换是一种常用的非平稳信号处理工具^[166]，尤其在非线性调频信号参数估计方面应用广泛。不仅如此，分数傅里叶变换还可提供近场信道模型的稀疏表征，与压缩感知原理结合提供契机，

其已在近场信道估计方面崭露头角。为了表示简单,以单目标视距路径形成的近场信道为例,其在角度域的扩散效应和在分数傅里叶域的稀疏性原理如图 5.9 所示。类似于时频平面,近场信道函数模型的自变量为空间,其傅里叶变换的自变量为角度。因此,以空间为横轴、角度为纵轴可构造空间-角度平面。近场信道模型在空间-角度平面的分布特征如图 5.9(a)所示,该分布在角度轴的投影正是图 5.10 中的橙色线;分数傅里叶变换可将近场信道模型在空间-角度平面的分布逆时针旋转一定的角度,这个角度由分数傅里叶变换的参数决定。在恰当的参数情况下,如图 5.10(b)所示,空间-分数傅里叶频率平面的分布在分数傅里叶频率轴上的投影形成冲激的形状,对应图 5.1 中的蓝色虚线。因此,分数傅里叶变换在近场信道估计中的作用等价于傅里叶变换在远场信道估计种的作用。



(a)近场信道模型在空间-角度平面的特征 (b)近场信道模型在空间-分数傅里叶频率平面的特征
图 5.10 分数傅里叶变换在近场信道估计中的作用说明。

结合分数傅里叶变换的近场信道估计算法可分为两类:基于分数傅里叶变换参数估计的算法和基于压缩感知原理的算法。在基于分数傅里叶变换参数估计的算法方面,文献[167]论证了近场信道在分数傅里叶变换域的稀疏性质,并构建了用户的距离和方位角与分数傅里叶变换参数之间的关系;进而,讨论了分数傅里叶变换域内的信道正交性条件,为近场码本设计提供了思路。不同于应用近场信道模型在极坐标域稀疏性和压缩感知原理的近场信道估计算法,基于近场信道模型在分数傅里叶变换的稀疏性开展了多种低复杂度的近场信道估计解析算法。文献[168]将多分量线性调频信号参数估计的分数傅里叶变换逐步清理算法引入近场信道估计种。但该算法本质上是一种基于距离和角度格点采样的算法,天然地存在估计误差。为了降低网格划分带来的误差,后续发展了多种两阶段的近场信道估计算法。近场信道的未知性来源于其模型中的目标位置和速度等未知参数,文献[169]利用近场信道模型在恰当的分数傅里叶变换域呈现冲激性质,开发了一种基于分数傅里叶变换的近场信道未知参数估计算法,将未知参数带入信道模型中得到近场信道的估计;为了解决格点采样带来的估计误差,以基于格点的估计为迭代初始点,结合牛顿优化的方法,提出了一种无网格化的信道估计算法;不仅如此,还充分分析了在待估计参数是确定性变量时的克拉美罗界和待估计参数是服从不同概率分布随机变量时的 Ziv-Zakai 界。在基于压缩感知原理的算法方面,文献[170]关注远近混合场的信道,首先论证了远近混合信道模型在分数傅里叶域的稀疏性,

在此基础上,应用牛顿正交匹配追踪算法提出了一种在未知传播路径个数条件下的信道估计算法。文献[171]额外考虑了因阵元失效和遮挡等因素引起的数据丢失问题,基于近场信道在分数傅里叶变换域的稀疏性,提出了一种结合压缩采样匹配追踪的近场信道估计算法,与正交匹配追踪等算法相比,在数据丢失场景下可保持较低的信道估计均方误差。

此外,近场信道的另一个特性是空间非平稳性,即不同天线子阵列具有不同的可视区域(visibility region, VR),这使得传统忽略信道非平稳的波束赋形方案性能下降^[172]。如图 5.7 所示,VR 可定义为用户-散射体之间的可视区域和散射体-阵列之间的可视区域。空间非平稳效应的形成原因包括:用户到不同天线的路径损耗不相等,由于阵列尺寸过大,当用户与阵列之间的距离小于菲涅耳距离时,由于球面波传播特点,距用户较远的天线能量较弱;障碍物遮挡引起的信道功率分布不均,不同于远场情况下整个信道都可能会被树木等障碍物遮挡,在近场或菲涅耳区域的用户,其信道中只有基站阵列的部分区域被障碍物遮挡,遮挡引起了信道功率分布不均。可以预想的是,当用户和具有较大物理尺寸的超大规模天线阵列通信时,仅有一部分观测到较好信道环境的子阵列能够接收到绝大多数的信号能量,而大部分阵列由于相对该用户的距离、角度等因素不够理想,可能仅仅接收到微弱的信号能量。

为了获取空间非平稳条件下的近场信道状态信息,需要从阵列侧和用户侧两个维度实现超大规模阵列 VR 识别。针对阵列侧的 VR 识别问题,若仅存在单一用户且基站端采用全数字射频前端,则对应 VR 可以通过上行发送导频信号,并在接收端测量阵列单元对应的功率获取^{[149][173]}。然而,由于近场效应通常出现在基于混合预编码架构的超大规模阵列系统中,直接获取每个天线单元对应的接收信号功率难度较大。为此,文献[174]考虑了基站采用子阵列架构下的 VR 识别问题,首先利用参数化信道重构算法估计得到近场信道参数,随后结合重构信道和接收信号估计得到 VR 范围。超大规模 RIS 同样可作为超大规模 MIMO 系统的实现方式之一,超大规模 RIS 的使用同样会引入近场空间非平稳特性。为此[175]考虑了超大规模 RIS 中的 VR 识别问题:首先估计得到用户-RIS-基站的级联信道,随后利用 VR 的能量特性,根据重构信道的能量判决得到 VR 的范围。针对用户侧的 VR 识别问题,文献[176]将 VR 作为一地理上的区域,且与阵列上的特定天线单元集合相对应,即当用户位于 VR 内部时,其信号可以被阵列上的特定天线单元接收;当用户进入另一 VR 区域时,信号可以被阵列上的其他特定天线单元集合接收到。文献[176]通过选择少量信标用户的 VR 信息作为环境先验信息,并在此基础上设计了位置 VR 识别网络,利用训练完成的网络,以较低的复杂度识别用户侧 VR。

5.2 近场波束赋形

波束赋形是一种通过利用天线阵列将无线信号导向特定的接收器的技术。它可以通过从不同的天线发射具有不同幅度和相位的信号,在接收器处产生相长有用信号或相消干扰,从而增强所需信号和减少干扰来提高无线通信的质量、容量和可靠性。然而,在现有远场无线通信系统中,由于电磁波前是平面的,波束赋形只能在角度(方向)一个维度上控制信号传

播。不同于远场，在近场通信环境下，通过利用球面波传播特性，近场波束赋形（波束聚焦）技术能够将信号能量聚焦在空间特定位置上，实现在角度和距离两个维度上控制信号传播 [177][178]。近场波束赋形（波束聚焦）提供了一种新型的多用户干扰控制机制。

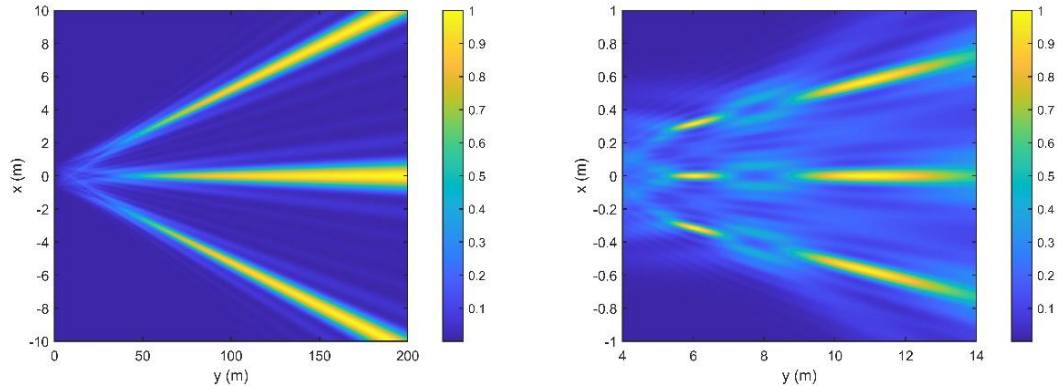


图 5.11 远场波束赋形和近场波束赋形

在已知 CSI 的情况下，近场波束赋形设计仍可采用传统 MIMO 波束赋形设计方法，比如最大比率传输（Maximum Ratio）、迫零传输（Zero-Forcing）和最小均方差传输（Minimum-Mean Square Error），以实现空间复用。相较于远场平面波传播，近场球面波传播能大幅增强空间复用能力。具体而言，如图 5.11 所示，在远场环境中，不同用户的信道随着天线阵列尺寸的增大只在角度域逐渐趋于正交。这种正交性由波束宽度所决定。但当用户位于近场时，用户信道的渐进正交性不仅存在于角度域，还存在于距离域。这种正交性同时由波束宽度和波束深度所决定 [179]。因此，在近场情况下，波束赋形能够同时将波束聚焦于特定的角度和距离，实现更高自由度的空间复用能力，有效抑制用户间干扰，促进多用户接入。

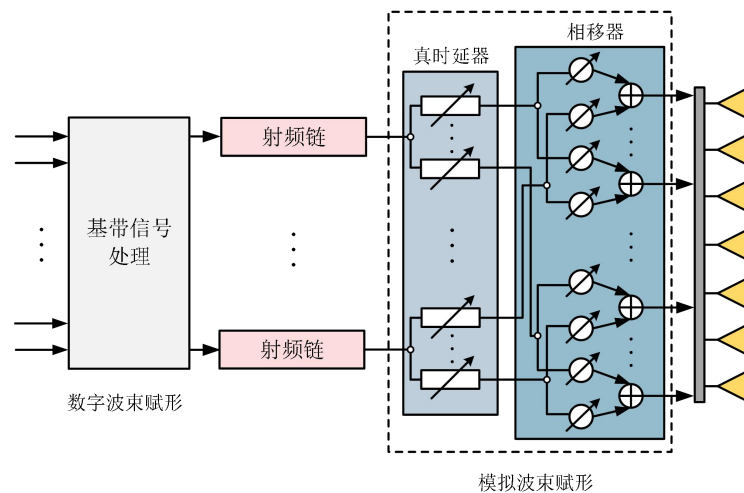


图 5.12 全连接时延-相移波束赋形

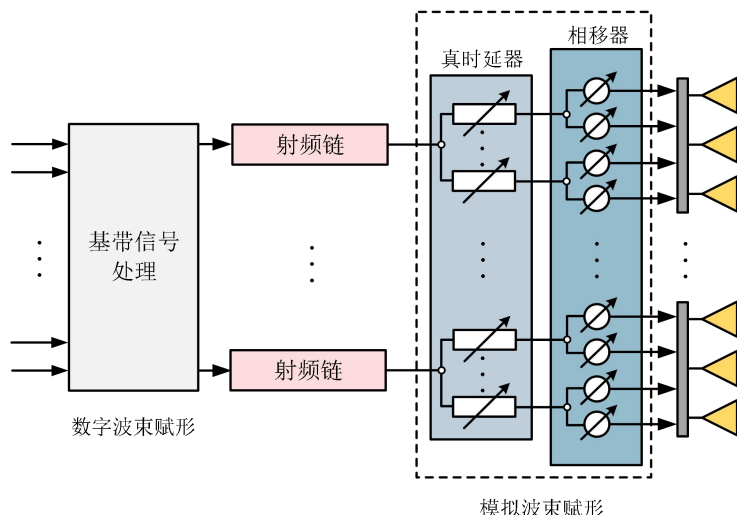


图 5.13 部分连接时延-相移波束赋形

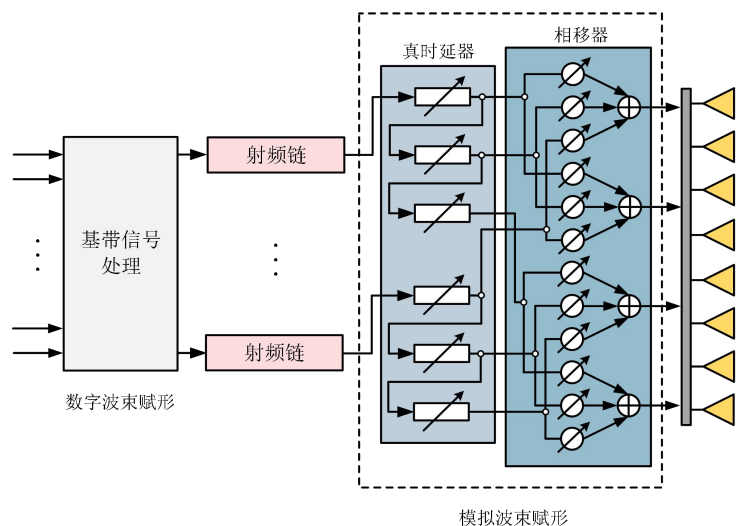


图 5.14 串行连接时延-相移波束赋形

在多天线宽带系统中存在双重宽带效应，一是由多径效应引发的频率宽带效应，二是由大天线孔径带来的空间宽带效应。频率宽带效应导致近场信道具有频率选择性，造成了严重的码间串扰问题。这类挑战可以通过多种现有技术有效解决，例如带有循环前缀的正交频分复用技术（Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM）。空间宽带效应则使不同的子载波以不同的角度和距离“观察”用户位置。在收发机使用低功耗的混合数字模拟波束赋形架构时，可能出现波束斜视或波束分裂问题。具体来说，传统模拟波束赋形使用不具备频率选择性的相移器来形成波束，无法针对不同的子载波生成差异化波束，因此无法使波束在不同的子载波上精准定位用户。为应对这类难题，[179]和[180]提出了一种全连接时延-相移混合波束赋形架构，如图 5.12 所示。这一架构通过引入适量的真实时延器，辅助实现随频率变化的波束，有效克服了波束斜视和波束分裂问题。

然而，在近场通信中，为确保一定规模的近场范围，通常需要天线阵列具备较大的孔径，这对于真时延器的可实现最大时延提出了严格的要求。针对此问题，[181]和[182]分别提出

了部分连接和串行连接时延-相移波束赋形架构（如图 5.13 和图 5.14 所示），以降低最大延迟需求，从而减少硬件成本和复杂度，具体如下：

- 部分连接时延-相移波束赋形^[181]：在此架构中，每个射频链通过真时延器和相移器连接到部分天线子阵列。因此，每组真时延器只需要克服每个子阵列的波束斜视和波束分裂现象。由于每个子阵列具有较小的孔径，真时延器的最大时延需求可以大大降低。然而，由于每个射频链无法充分利用整个天线阵列，这种架构可能会带来不可避免的性能损失。

- 串行连接时延-相移波束赋形^[182]：这种架构仍然采用全连接方式，但真时延器不再以并联方式独立工作，而是串联在一起。因此，该架构能够利用多个具有低时延的真时延器来累积较大的时延，有效克服大孔径天线阵列的波束斜视和波束分裂问题。然而，这种串联连接方式同时引入了累积的插入损耗，因此需要设计具有低插入损耗的新型真时延器。

在超大规模阵列（XL-arrays）中，巨大的天线数量显著增加了硬件成本和能耗，特别是当天线采用高分辨率相位移相器时。例如，在毫米波频段，4 bit 相位移相器的功耗高达 45-108 毫瓦，远高于仅 5 毫瓦的低分辨率 1 bit 相位移相器。因此，XL-array 的一种实际且更节能的设计是采用离散相位移相器进行模拟波束赋形。然而，这也带来了两个新挑战。首先，不清楚离散相位移相器是否会影响波束聚焦效应，该效应通常是在连续相位移相器的假设下揭示和研究的。其次，离散相位移相器下的相位量化使得现有的波束图分析方法不再适用，因为通常缺乏离散相位移相器下模拟波束赋形的闭合表达式。

傅里叶级数展开方法可以有效解决在相位量化下表征波束图特性的挑战，它将波束图函数分解为多个项的和，每个项可以代表一个主导瓣。通过分析，我们表明，主瓣仍然表现出波束聚焦效果，其波束功率随着相位移相器分辨率的提高而增加，同时其波束宽度和波束深度与连续相位移相器的情况一致。此外，离散相位移相器还引入了额外的栅瓣，这些栅瓣可分为两类，分别呈现出波束聚焦和波束偏转的效应。需要注意的是，栅瓣的位置取决于用户的位置。例如，如图 5.15 所示，此时每个主导瓣不会重叠，这使得主导瓣的特征可以有效表示波束图的特性，可以观察到在 1 bit 相位移相器的情况下，主瓣将能量聚焦在用户位置附近，并且栅瓣现象十分明显。这两种类型的栅瓣分别表现出了波束聚焦和波束偏转效应。然而，当 XL 阵列使用 2 bit 相位移相器时，栅瓣的数量和功率会大大减少。特别是，第一类的栅瓣在波束图中几乎消失，而第二类栅瓣仍然具有微弱的功率^[183]。

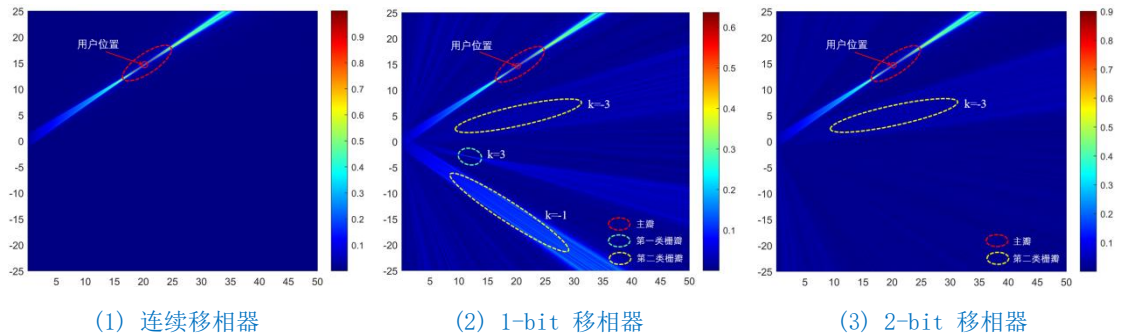


图 5.15 不同移相器下的近场波束图

此外，相位移相器的分辨率会影响主瓣和栅瓣的波束功率，而对波束宽度和波束深度没有影响。一般来说，由于离散相位移相器导致的主瓣功率损失随着相位移相器分辨率的提高而减少。此外，当相位移相器分辨率增加时，栅瓣的波束功率会被更有效地抑制，当相位移相器分辨率足够高时，其波束功率变得可以忽略不计，这与连续相位移相器的情况类似。对于离散相位移相器对通信性能的影响，其主要源于主瓣功率损失和栅瓣带来的用户间干扰。具体而言，主瓣功率损失仅依赖于相位移相器的分辨率，因此可以通过提高分辨率来减轻。另一方面，栅瓣的干扰由用户位置、天线数量和移相器分辨率共同决定。

现有的近场通信工作主要集中在具有半波长天线间距的密集 XL-array 上。由于需要大量的天线和移相器（PS），这种阵列配置的功耗大并且硬件成本高。例如，考虑到具有 20 个射频链和 512 根天线的基站天线阵列，并且 PS 是全连接架构，基站的功耗高达 158.4W，这在基站的实际部署上是无法承受的。

为了解决这个问题，[184]中提出了可以通过使用稀疏阵列（SA）来实现近场通信，从而仅使用少量天线即可实现更高的频谱效率和空间分辨率。我们首先表征了稀疏均匀线性阵列（LSA）的波束图，并揭示了其多波束聚焦特性，这促使我们设计了一种定制的混合波束形成方法，以克服栅瓣引起的用户间干扰。此外，我们提出了一种新的阵列架构，称为扩展互质阵列（ECA），它有效地抑制了栅瓣处的干扰功率。仿真结果表明，所提出的稀疏阵列比密集阵列实现了更高的能量和频谱效率。此外，所提出的 ECA 混合波束赋形设计实现了比 LSA 更高的和速率。这是直观地预期的，因为 LSA 的栅瓣具有相对较高的功率，因此用户在互相的栅瓣上时会产生严重的用户间干扰。

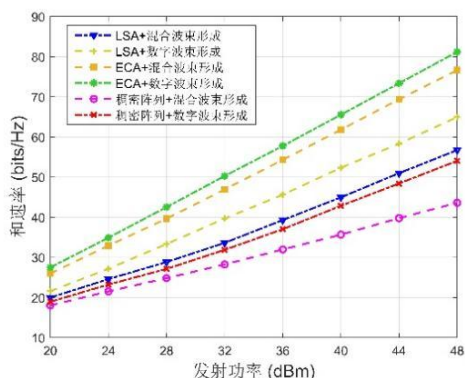


图 5.16 和速率随着发射功率变化

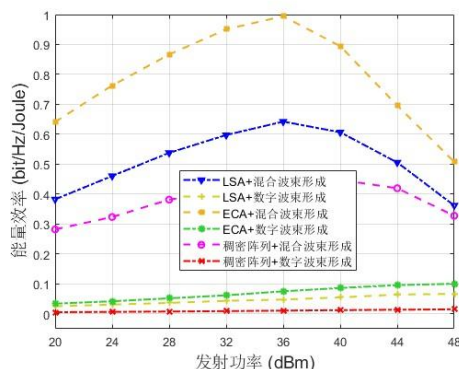


图 5.17 能量效率随着发射功率变化

若考虑近场非平稳条件，在获取非平稳条件下信道状态信息后，可利用主导用户接收功率的天线可见区域 VR 设计预编码。考虑到天线 VR 相比于整个超大规模阵列能够具有显著低的数目，基于 VR 设计的预编码能够显著降低算法求逆运算等操作的复杂度。

文献[111]提出可基于近场信道表达式，计算各子阵列的接收功率闭式表达式，从而找到在接收信号过程中起主导作用的子阵列集合。随后，基于获取的 VR 信息，重构 VR 对应各用户的信道，即可设计基于 VR 的低复杂度预编码。同时，由于阵列 VR 能够接收到绝大

多数的信号能量，此算法能够实现与基于全阵列接收信号预编码相似的性能。阵列 VR 在降低近场预编码复杂度上仍然存在潜在的利用空间。超大规模阵列具有服务大量用户的能力，考虑到用户在空间上的分散分布，各用户可能具有不同的天线 VR。

因此，可基于图论最大独立集算法，将具有相似 VR 的用户分为一组，并基于部分干扰迫零算法进行组内干扰消除。相比于对全部大量用户进行迫零干扰消除，基于用户分组的部分干扰迫零算法能够进一步降低预编码复杂度。由于存在较小 VR 重叠的用户组之间仅存在微小的组间干扰，组内干扰消除算法能够实现与全用户干扰消除极为接近的系统性能^[11]。同时，[185]中也提出了一种通过利用有效利用基站通过信道估计获得的用户可视区域分布信息来进行波束赋形设计的方案。通过在基站处使用基于子阵列的分布式预编码，可有效利用信道的非平稳特性，能够实现更高的频谱效率，并且基于 randomized Kaczmarz (rKA) 算法设计的低复杂度接收机能够实现性能和复杂度的折中。

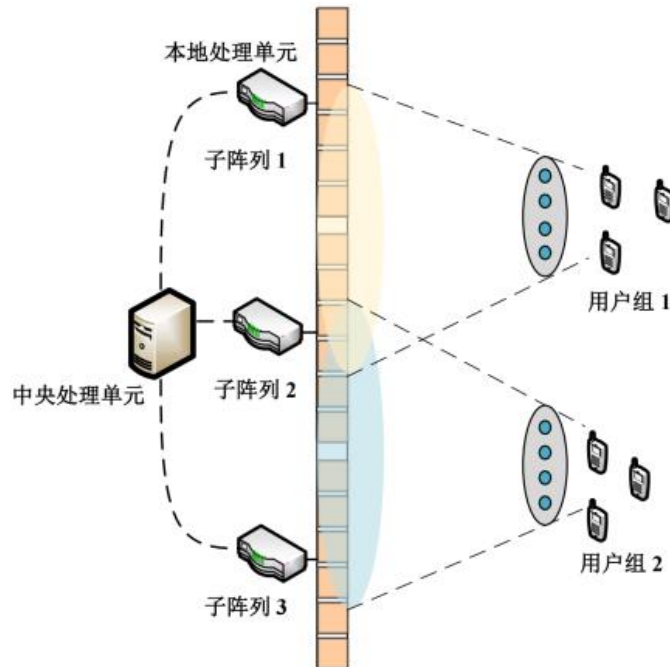


图 5.18 CPU 和 LPU 协同处理的超大规模多天线系统

文献[186]设计了相控阵-RIS 两级波束赋形方案，如图 5.19 所示。其中相控阵作为 RIS 的馈源，用于对 RIS 馈电；透射式 RIS 用于将入射波向装备传统天线阵列的用户传输。具体来说，各相控阵子阵将已预编码的数据流经波束赋形向 RIS 发射。当 RIS 尺寸足够大时，可以通过控制相控阵波束方向调整 RIS 上的入射波功率分布，从而选择性激活特定位置的 RIS 阵元。下一步，通过调控被激活的 RIS 阵元的相位使 RIS 透射波束指向用户方向，达到相干的波束赋形传输。上述相控阵-RIS 两级波束赋形方案在发射天线物理位置不变的条件下，等效的实现了孔径调节，从而可以使 LoS MIMO 信道正交化，以获得较高的空间复用增益和传输性能。此外该方案还可以降低发射机天线的成本和功耗，提高能量效率；同时极大简化基带空域信号处理，实现不依赖发端信道状态信息的传输。

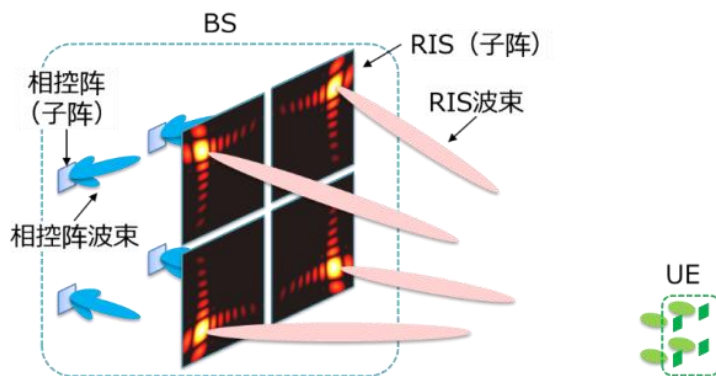


图 5.19 相控阵-RIS 两级波束赋形方案示意图

相比于半波长间隔均匀阵，稀疏阵能够以更低的硬件成本实现更大的阵列口径，从而充分发挥近场通信的优势。文献[187]首先分析均匀稀疏阵列在混合场中的波束增益特性，发现其相较于半波长间隔均匀阵具有周期波束增益、波束聚焦能力更强以及空间分辨率更高这三大特点。但由于波束增益的周期性，均匀稀疏阵列的波束增益也存在栅瓣，并导致严重的多用户干扰。为此，该文献进一步研究非均匀稀疏阵列，以最大化多用户性能和传输速率为目标，提出了一种基于连续凸逼近的天线位置优化算法。如图 5.20 所示，仿真结果表明该非均匀稀疏阵列能有效抑制均匀稀疏阵列的高栅瓣问题。

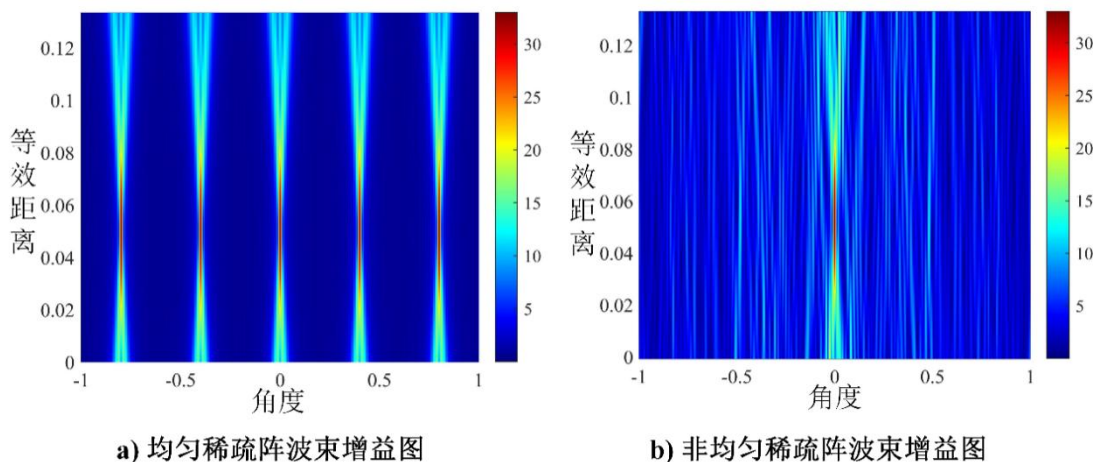


图 5.20 均匀和非均匀稀疏阵波束增益对比图

此外，图 5.21 中仿真结果表明所提方案在支持多用户数量以及和速率指标上，比起现有半波长间隔均匀阵和均匀圆形阵，具有显著优势。该文献提出的非均匀稀疏阵列波束赋形方案，为开发高效的近场多用户通信系统、充分发挥近场通信的潜力提供了更多可能。

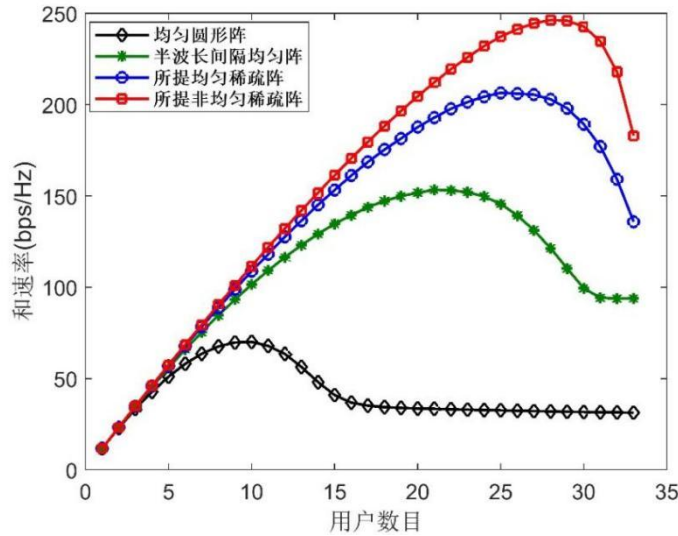


图 5.21 不同类型天线阵列性能对比

5.3 近场码本设计

目前近场码本设计主要面临三大挑战。第一是在实际应用当中，近场现象往往伴随超大规模阵列出现。而超大规模阵列对空间的分辨率更高，导致需要更多的码字才能覆盖全部近场空间。这使得近场码本设计体量巨大，波束训练耗时较长。第二是近场码本需要从方向和距离两个变量上区分空间，导致出现乘性时间复杂度，进一步扩大了近场码本体量。第三是近场空间难以正交分解。空间的正交分解主要包含两个要素，即单个码字之间的空间要相关，不同码字之间的空间要正交。而由于近场波束的不规则形状，导致这两个条件往往顾此失彼。若码字内空间的相关性没有满足，则会导致码本无法覆盖全近场空间，会出现近场盲区。若码字间的正交性没有满足，则会使得部分空间被多个码字覆盖，码本存在冗余现象。

在现有 5G NR 协议中，用于指示 CSI 信息的预编码矩阵指示(Precoding Matrix Indicator, PMI) 码本采用 DFT 向量作为构造码字的基本单元，可以视作对角度域的均匀量化。当考虑用户位于近场的场景，可以采用分数傅里叶变换(Fractional Fourier Transform, FRFT) 向量作为基本码字构造单元^[188]。具体来说，如图 5.22 所示，在 ULA 场景中，码字为对 $(\sin \theta, \cos^2 \theta / r)$ 两个域采样得到的 FRFT 向量；而 UPA 场景对应 $(\sin \theta \cos \Phi, \sin \theta \sin \Phi, 1/r)$ 域的采样。当所述经过变换后的距离域信息反馈值为 0 时，FRFT 码字退化为 DFT 码字，保持对已有 PMI 码本方案的兼容性。通过分析近场导向向量与码字的相关性可以发现，对所述变换域的等间隔均匀采样保证了相关性函数分布的均匀、对称、单调特性，由此可以得到包括近场、远场在内的混合场的最大量化误差。同时，该相关性函数可以用二次多项式表示，即相关性等高线为椭圆。基于此可以分析得到变换域的最佳采样间隔。理论分析表明，在码本大小受限的情况下，应优先对角度域进行量化，近场引入的距离域只需要少量的采样，额外增加 1~3 比特反馈开销。除了在变换域等间隔采样获得近场码本以外，还可以在距离域

进行如下图 5.23 所示的“角度错位”采样。理论分析表明，这种新型码本设计方式能够保证和均匀采样相同的量化性能，但码本大小仅仅是对比方案的 77%。

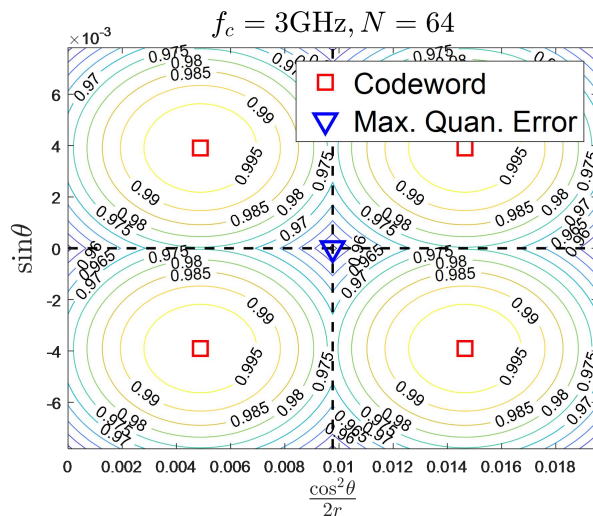


图 5.22 FRFT 码字量化性能示意图

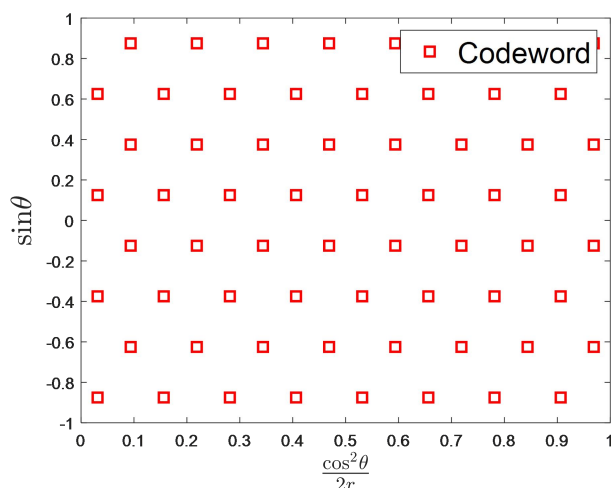


图 5.23 角度错位的近场码本设计方式

5G NR 基于离散傅里叶变换 (DFT) 向量进行码本设计，如图 5.24 (a) 所示。但若将 DFT 码本直接应用于近场波束赋形，则会由于与近场信道的不匹配，导致出现严重的信噪比损失。与之相反，以球面波前假设为基础的波束聚焦 (beam focusing) 可以形成近场信道的最佳相干波束赋形器，如图 5.24 (d) 所示。但理想的波数聚焦码字不仅难以参数化描述，而且无法针对常见的均匀矩形面阵的两个维度以克罗内克积的形式分别描述。因此，应考虑为大孔径 MIMO 天线阵列设计新的近场码本。

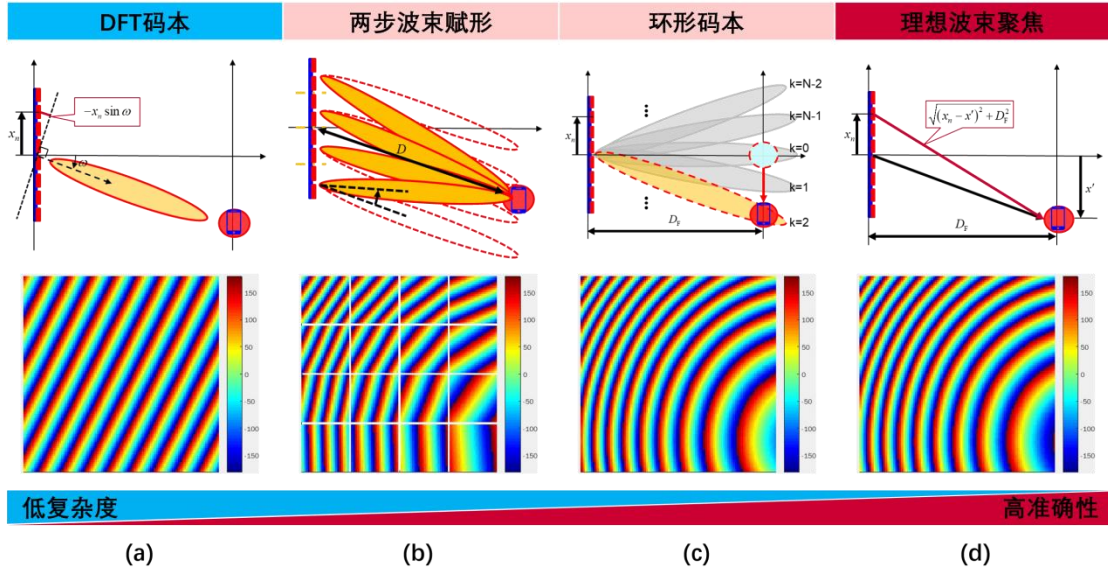


图 5.24 远、近场码本原理和相位分布示意图

工业界提出了两种适用于近场波束赋形的码本。第一种称为两步波束赋形（two-step beamforming）^[189]，该码本的基本原理为，将大孔径 MIMO 天线阵列划分为若干较小的子阵，使用户处于单个子阵的远场，从而可以在子阵内使用 DFT 波束。该码本的构造方法为：第一步先为整个阵列选择一个指向用户方向的 DFT 波束；第二步再将每个子阵的子波束依该子阵与阵列参考点的相对位置偏转一定角度，同时为每个子阵配置一个初始相位，以补偿球面波前导致的相位差。该码本容易实现，并且兼容多子阵天线架构。第二种称为环形码本（ring-type codebook）^[190]，该码本为双层结构：第一层为基于菲涅尔原理设计的环形向量聚焦层；第二层为 DFT 向量偏转层，兼容 DFT 码本。基于用户相对阵列参考点的距离信息，环形码本的第一层用于指示形成一个法线聚焦波束，该波束将焦点聚焦在用户所处的焦平面上。而后使用码本第二层的 DFT 向量将第一层形成的聚焦波束沿焦平面偏转一定角度指向用户。相比两级波束赋形，该码本聚焦更准确，增益更高。而且该码本在低比特数相位量化下仍然能达到较优的性能。

上述提到的近场码本可以生成指向特定用户设备位置的高增益聚焦波束。然而，聚焦波束的波束宽度较窄，这使得在某个区域内广播控制信道/信号变得困难。为了解决这一问题，[191]中对上述近场码本进行了定制，以实现灵活的波束宽度控制。具体来说，焦距被缩短，从而增大波束的覆盖范围，进而改善目标区域的覆盖效果，如图 5.25 所示。生成的宽波束可用于小区专用信道/信号的传输，确保特定区域的有效覆盖，而窄波束则用于用户设备专用信道/信号的传输，以满足数据传输对高信噪比的要求。

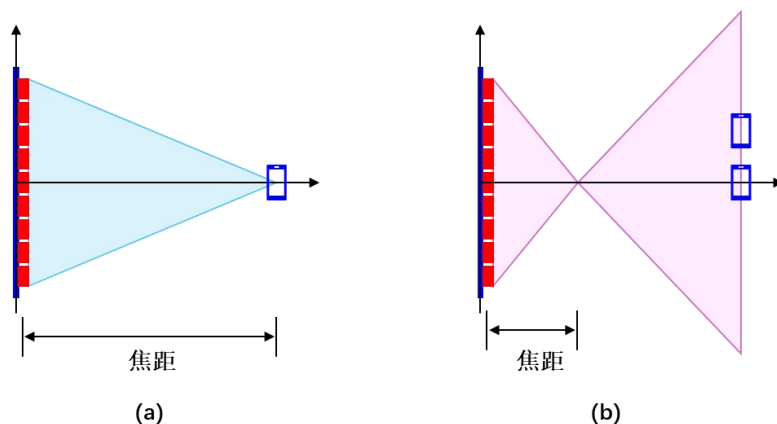


图 5.25 灵活波束宽度控制方案原理示意图

传统码本通常仅针对远场区域进行设计，随着天线口径不断扩大，近场区域随之扩张，用户将会随机分布在近场或远场区域^[194]。由于电磁波在远场和近场中的传播特性不同，传统的远场码本或近场码本不再适用于此类近远场混合分布的场景^[195]。为在用户分布未知的情况下实现波束赋形，可将近场球面波远场平面波传播特性相结合，设计可以同时覆盖近场和远场用户的码字，从而构建一个同时适用于近场和远场用户的近远场通用码本^[196]。

码字覆盖区域划分：如图 5.26 所示，首先基于电磁波传播特性分析，将发射机覆盖范围划分为近场和远场，并进一步划分为 P 个区域。

等效信道建模：根据上述码字所需覆盖的区域，根据各区域的电磁波传播特性，构建发射机至各区域的等效信道。

码字设计与计算：每个码字的设计原则为，对应覆盖区域的信号接收功率为常数 C ，其他区域的信号接收功率为 0。基于该原则及上述等效信道，每一码字计算可建模为二次型问题，可获得闭式解。

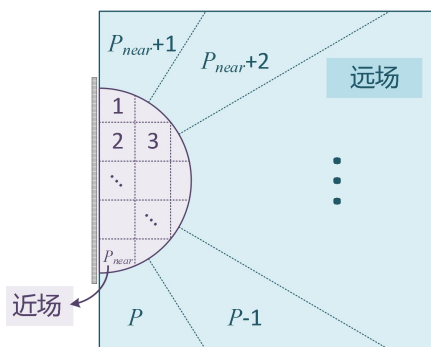


图 5.26 远近场码字覆盖区域划分

在现有的 5G NR 网络拓扑中，终端（User Equipment, UE）位于基站天线阵列的远场区域，因此现有 3GPP TS 38.214 中用于波束测量的参考信号资源可以是基于单端口的 CSI-RS 资源，即一个端口的波束测量结果可以适用于所有端口。然而，随着天线阵列阵元数量的大幅度增加和载频的提高，原本位于基站天线阵列远场区域的 UE 变为基站天线阵列

近场区域的 UE。传统的单端口参考信号的波束测量结果将不适用于所有端口的波束测量结果。因此，需要考虑近场模拟波束管理方案。

考虑一个单极化的均匀线阵列（ULA），天线阵元数量为 N ，天线间距为 d_H 。 N 个天线阵元被划分为 N_{grp} 个天线子阵列，每个天线子阵列由 $N_e = N/N_{\text{grp}}$ 个天线阵元组成。在部分连接架构的混合预编码架构中，RF chain 的信号通过移相器馈入对应天线子阵列中的天线阵元形成波束。

对于近场 UE，针对基站端的每个发送波束，终端需要测量每个天线子阵列对应的 L1-RSRP，并针对不同天线子阵列，选择出各个天线子阵列对应的最佳发送波束。

为了定量评估近场波束管理方法的性能，我们对所提近场波束管理方案进行了评估。基于的仿真参数如下：载频为 30GHz，基站天线配置为 $(M, N, P, M_g, N_g) = (1, 200, 2, 1, 1)$ 且包括 20 TxRU，终端天线配置为 $(M, N, P, M_g, N_g) = (1, 1, 2, 1, 1)$ ，基站共 21 个发送波束，

角度为 $\phi_i = \left[-\frac{10\pi}{32}, -\frac{9\pi}{32}, -\frac{8\pi}{32}, \dots, \frac{9\pi}{32}, \frac{10\pi}{32} \right]$ 。

将每一个天线子阵列看作一个波束生成器，对于上述的仿真假设中的发送波束的情况下，每个子天线单元会生成 21 个水平方向的波束，以及对应的 RSRP；那么对于 10 个子天线单元构成的天线面板，能够获取 210 个波束。

基于仿真假设的区域 1 和区域 2，UE 的撒点如图 5.27。

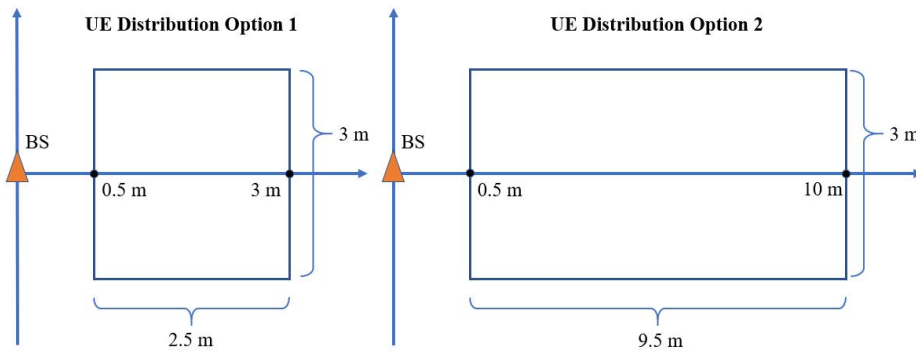


图 5.27 UE 撒点区域图

评估的参数包括 L1-RSRP 值，其中 L1-RSRP 值包括近场 L1-RSRP 值，远场 L1-RSRP 值以及近场 L1-RSRP 与远场 L1-RSRP 的差值。其中

- 近场 L1-RSRP 表示 10 个天线子阵列分别选择各自最好的发送波束时对应的 L1-RSRP 值的平均值；
- 远场 L1-RSRP 表示 10 个天线子阵列选择一个同样的最好的发送波束时对应的 L1-RSRP 值的平均值；
- 差值即是以上近场 L1-RSRP 与远场 L1-RSRP 的差值。

对于区域 1 的 UE 撒点情况下，在 BS Tx beam pattern 以及 BS Tx beam number 为上述参数假设时，可以得到近场远场 L1-RSRP 差值热力图如图 5.28。

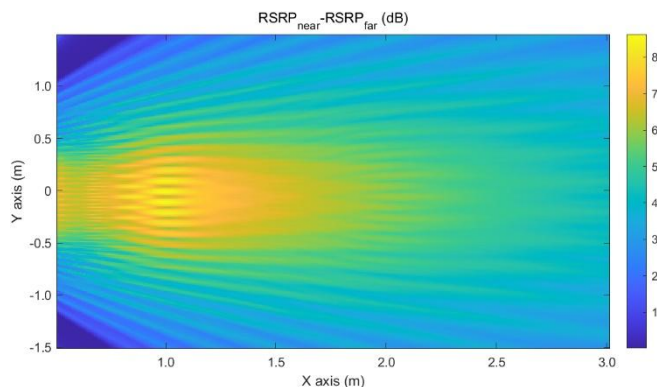


图 5.28 近场远场 L1-RSRP 差值 (UE 撒点为区域 1)

对于区域 2 的 UE 撒点情况下, 在 BS Tx beam pattern 以及 BS Tx beam number 为上述参数假设时, 可以得到近场远场 L1-RSRP 差值热力图如图 5.29。

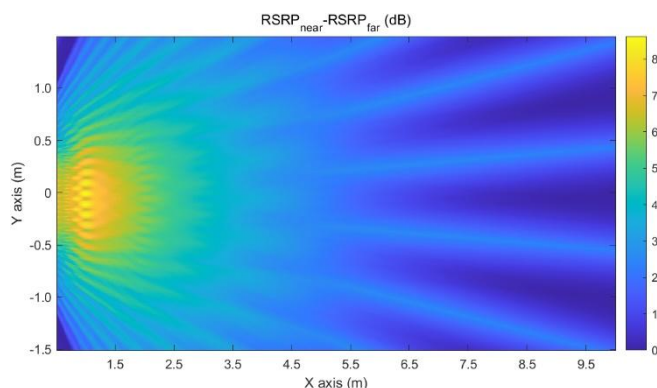


图 5.29 近场远场 L1-RSRP 差值 (UE 撒点为区域 2)

在现有的 5G NR 中下行 Type I 码本的候选码字以及 Type II 码本的正交基向量均为 DFT 向量。然而, 在近场球面波情况下, 相邻天线阵元间的相位差不再相等。针对近场区域球面波前特性的码本设计成为了 6G XL-MIMO 系统亟待解决的重要问题之一。如图 5.30 所示, 考虑一个 XL-MIMO 系统, 其天线阵列排布为单极化均匀线阵, 根据泰勒展开天线阵列中索引为 n 的天线和 UE 的距离与参考天线和 UE 的距离的差值可计算为 $-nd \cos \theta + \frac{n^2 d^2 \sin^2 \theta}{2r}$ 。



图 5.30 XL-MIMO 系统单极化均匀线阵示意图

根据天线阵列中各天线阵元与 UE 的距离, 一个恒模近场码字中对应天线索引为 n 的元素可以表示为 $w_n = \frac{1}{\sqrt{N_1}} \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(nd \cos \theta - \frac{n^2 d^2 \sin^2 \theta}{2r}\right)\right)$ 。为有效降低码本的反馈开销, 考

虑在角度域和距离域分别进行量化。角度域量化：将 $\cos \theta$ 均匀量化，由于 $-1 \leq \cos \theta \leq 1$ ，因此令 $\cos \theta = \frac{2l}{N_1 O_1} - 1$ 。其中 O_1 表示角度域量化过采样因子， $l = 0, 1, \dots, N_1 O_1 - 1$ 表示角度域量化索引。距离域量化：将 $\frac{1}{r}$ 均匀量化，由于 $r_{\min} \leq r \leq r_{\max}$ ，因此令 $\frac{1}{r} = \frac{o}{N_3 O_3 - 1} \left(\frac{1}{r_{\min}} - \frac{1}{r_{\max}} \right) + \frac{1}{r_{\max}}$ 。其中 N_3 表示距离域量化采样点数， O_3 表示距离域量化过采样因子， $o = 0, 1, \dots, N_3 O_3 - 1$ 表示距离域量化索引， r_{\min} 和 r_{\max} 分别表示距离域量化区间的最小值和最大值。

为了判断 UE 处在天线阵列的远场区域或近场区域，考虑采用如下的近场识别方案。在下行传输中基站发送参考信号（例如 CSI-RS），UE 基于参考信号进行信道估计，并计算信道矩阵的统计协方差矩阵 $\mathbf{C} = \mathbf{E}[\mathbf{H}^H \mathbf{H}]$ 。UE 对统计协方差矩阵进行特征根分解 $\mathbf{C} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$ ，其中矩阵 $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots)$ 且 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots$ ， λ_1 为最大的特征根， λ_2 为第二大的特征根。UE 计算近场识别参数 $\omega = \left| \frac{\lambda_2}{\lambda_1} \right|$ 并上报给基站。通常情况下近场识别参数 ω 随着距离的增大而减小，因此可以作为判断 UE 区域的准则。基站根据阈值 ω_0 判断 UE 处于天线阵列的近场区域或远场区域。

为了定量评估近场码本的性能，我们对所提近场码本和现有 3GPP Type I 码本进行了仿真评估。XL-MIMO 系统设置为 $N_1 = 256$ 天线的单极化均匀线阵，天线间距为 $d = \frac{\lambda}{2}$ ，载频为 30GHz，传输层数固定为 1 层，信道模型采用自由空间信道，角度域和距离域采样点数分别为 256 和 4。

图 5.31 给出近场码本和远场码本的性能比较。由图可知，在相同的角度域量化开销下，由于近场码本设计引入了距离域量化，因此在图中出现 4 个“光环”区域，该区域内所提近场码本相比现有远场码本具有显著的增益。

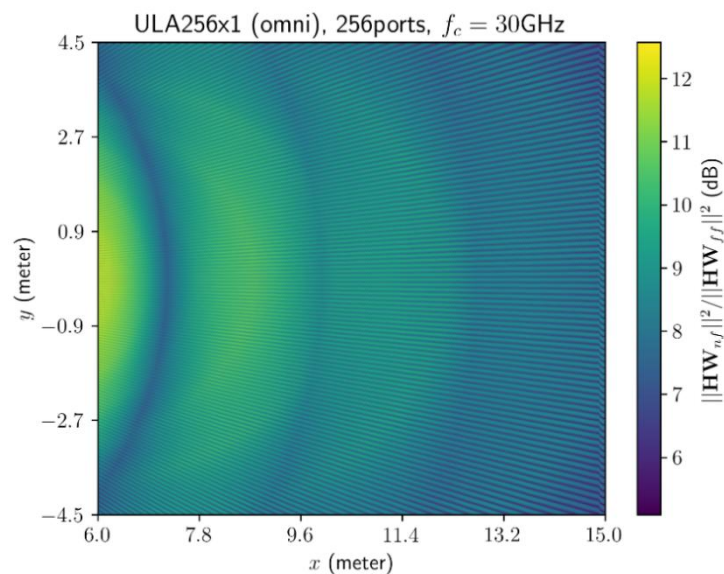


图 5.31 近场码本相对于远场码本的性能增益

图 5.32 给出近场识别参数 ω 分布示意图。由图可知，当 UE 处于天线阵列法线方向时，随着 UE 与天线阵列的距离减小，近场识别参数不断升高。当 UE 处在其他位置时，需要根据天线阵列的等效孔径判断。

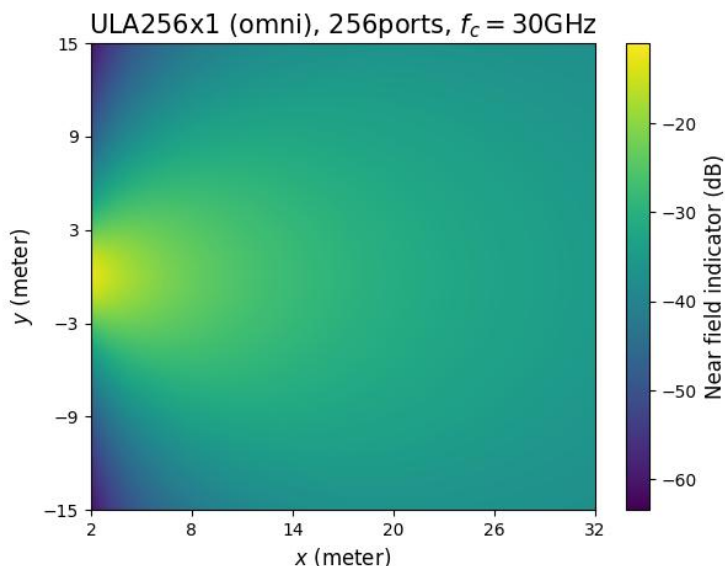


图 5.32 近场识别参数分布

图 5.33 给出码本性能和反馈开销折中曲线。其中平均损耗表示当 UE 处在近场范围内使用近场码本且 UE 处在远场范围内使用远场码本的情况下，相比 UE 全部使用近场码本的性能损失。平均开销表示当 UE 处在近场范围内使用近场码本且 UE 处在远场范围内使用远场码本的情况下所需的信令比特开销平均值。当近场识别参数阈值设置为最小值时，基站将所有的 UE 识别为近场 UE，此时全部使用近场码本，无性能损失，对应 10 比特的反馈开销。当近场识别参数阈值设置为最大值时，基站将所有的 UE 识别为远场 UE，此时全部使用远场码本，约有 5dB 性能损失，对应 8 比特的反馈开销。然而，近场识别参数阈值难以通过闭式解计算，一种可行的方式是选择经验值。

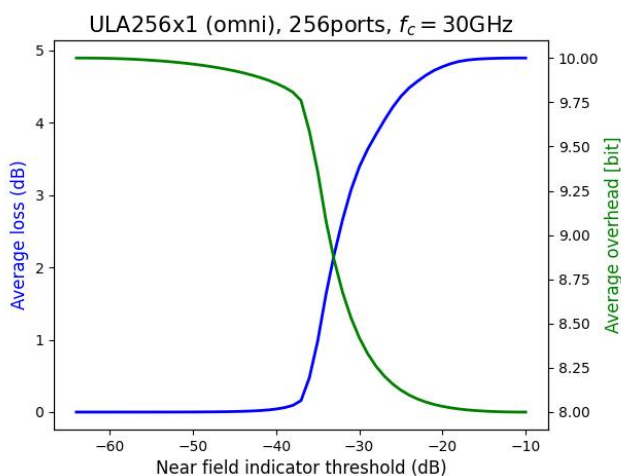


图 5.33 码本性能和开销折中曲线

图 5.34 给出当近场识别参数阈值设置为-34dB 时，近场 UE 使用近场码本且远场 UE 使用远场码本情况下，相比全部选择远场码本的性能增益。由图可知，由于近场码本设计引入了距离域量化，因此在图中出现多个“光环”区域，该区域内所提近场码本相比现有远场码本具有显著的增益。

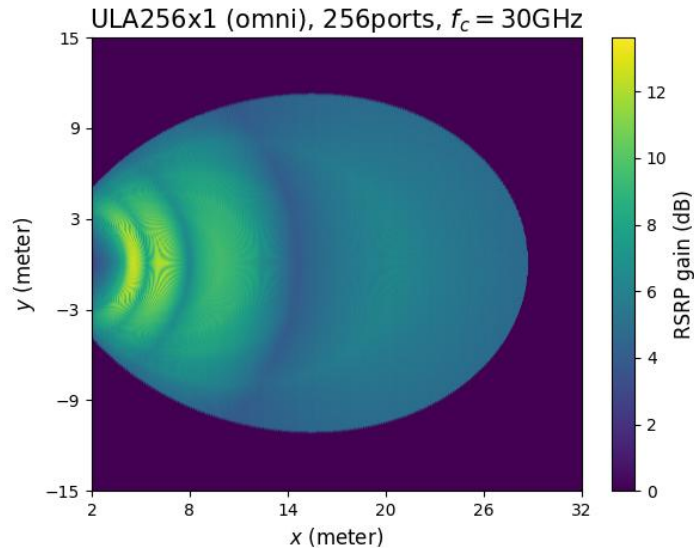


图 5.34 近场码本性能增益

未来可以从信号处理和矩阵论两个角度分析近场特征，并利用近场特征重新建模近场信道和码本设计规则。近场问题实质上属于非平稳空间信号的空域滤波问题。其特性与非平稳时间信号的频域滤波问题相似。通过两者对比，近场问题可被建模成空域多普勒问题。传统针对多普勒频移的估计算法可以迁移至近场问题中来估计不同位置的天线看到的近场信道的方向偏移，从而进一步推导出用户距离和方向等近场关键参数。未来近场码本设计可以抓住近场信号的非平稳特性进行设计。

从矩阵论角度看码本设计是基于压缩感知原理进行的。然而近场的信号空间与远场有巨大区别。远场信号空间呈现出线性特征，即信号空间是低维超平面；而近场信号空间是非线性的，是低维流形。此外，在多径场景下，张成远场信号空间的直线之间是正交关系，而张成近场信号空间的曲线之间并不具备正交关系。然而近场信号空间并不是任意形式的低维流形，其具有形状不变性。即在阵列上截取两块任意大小的子阵，其上的信号空间形状相同。若根据此特性设计出估计近场信号空间形状的码本，再将低维流形投影至一个超平面上，近场信号空间的确定问题则会退化为远场问题。

结合以上分析，未来近场码本设计可以从以下几个思路展开：

(1) 不再拘泥于互相关形式的码本设计思路。传统码本设计框架都是使用所设计和信道做互相关，然后选择互相关值最大的码字作为阵列最终的配置。然而互相关函数只适用于估计波阵面的方向，不适用于估计波阵面的曲率。由于近场电磁波呈现球面波特性，码本设计工作需要同时考虑电磁波的方向和曲率，因此单一的互相关法不再能完美契合需求，自相关

法等方法可以用来辅助形成近场码本。

(2) 可根据电磁辐射原理设计“分层”码本。在半波长排布的天线阵列上，近场场波束形状主要受到三个因素的影响。第一个因素是由于不同天线相位不同而导致的干涉现象；第二个是由于阵列在空间上是有限的导致的衍射现象；第三个是阵列的位置和尺寸以及用户的位置之间构成的几何关系的影响。这三种因素的耦合导致了近场波束的不规则特性。因此在设计码本时，可以将三种因素解耦后分别考虑，而不是直接在三个因素耦合后的结果上直接设计近场码本。

(3) 可根据对波源位置的分析设计码本，不再拘泥于傅里叶角谱理论进行码本设计。傅里叶角谱理论是将任意形式的波阵面分解成平面波的和的形式。而近场的波阵面是球面波，因此使用角谱理论进行分析和设计码本反而会引入额外的问题。根据对亥姆霍兹方程的解的分析我们知道，角谱理论的解与格林函数形式的解是等效的，而格林函数的解是基于对波源位置的分析的，是球面波形式的。用球面波形式的解来表示近场的球面波会比用平面波形式的角谱理论表示近场球面波更为简洁明确。因此基于格林函数等模型设计近场码本是未来的切入点之一。

5.4 近场波束训练

对于高频波段的 XL-MIMO 阵列通信，近场波束训练至关重要，通过近场波束训练可以在进行信道估计和数据传输之前在 BS 和用户之间建立初始的高信噪比链路。基于超大规模 MIMO 的近场无线通信系统波束增益更大、波束宽度更窄、指向性更强，但这同时也对近场信道下的波束训练提出了新的挑战。现有的研究表明，直接将基于 DFT 的远场码本用于近场波束训练将大大降低其训练准确率。在近场情况下，针对特定方向的远场定向波束的能量将扩散到多个角度，此时无法通过最大接收信号功率找到真正的用户角度。与远场波束训练不同，超大规模 MIMO 近场波束训练需要在角度域和距离域两个维度上进行波束搜索。

文献[157]提出了一种新的极化极化域码本，其中每个波束码字指向具有目标角度和距离的特定位置。在角度和距离采样方面，该研究表明应该采取角度均匀采样，距离非均匀采样的策略。且距离的采样密度应该随着距离增大而增大，这样才能最小化相邻码字的列相关性。基于近场的极化域码本，一种直接的波束训练方法是对所有可能的波束码字进行二维穷举搜索。

然而，这将导致过高的波束训练开销；为降低穷举搜索的训练导频开销，[195]提出一种有效的两阶段快速近场波束训练方法。具体地，当使用远场 DFT 波束码本扫描时，在一定角度域内（称为显著角度区域），用户可以收到相对较高的波束功率。研究发现，用户真实的角度大约位于该显著角度区域中间。因此，利用这一重要的现象，首先使用角度域 DFT 码本扫描估计用户的角度，然后使用极化域码本进一步估计用户的距离。该方案的总波束训练导频开销为，较之二维穷举搜索方案显著降低；此外，[196]提出一种高效的近场分层波束训练方法。具体来说，在第一阶段，采用超大规模阵列的中心子阵列通过传统的远场分层

码本在角度域中搜索粗略的用户方向。然后，第二阶段，在给定粗略的用户方向，使用专门设计的近场码本在极化域中逐步搜索细粒度的用户方向和距离。该方案的总波束训练导频开销与天线阵的天线数 N 成正比，进一步地降低波束训练导频开销；[197]中创新性地出一种基于 DFT 码本的联合角度与距离波束训练方案。传统的波束训练方法是根据用户的最大接收功率来确定用户角度，然而，这没有充分利用到用户处接收到的功率模式；而该方案的创新之处在于重新审视基于 DFT 码本扫描的近场波束训练设计，并首次提出新的有效方案来联合估计用户角度和范围。具体地，研究首先分析当远场波束成形向量用于波束扫描时在用户处接收到的波束方向图，并显示一个有趣的关键观察，即该波束方向图包含有用的用户角度和范围信息。然后，基于该观察提出两种有效的方案来联合估计用户角度和范围。该方案在降低近场训练导频开销的同时获取了更精确的用户距离信息，有助于近场用户的定位等应用。

文献[198]结合部分连接架构多子阵的特点，利用超大规模全阵列的近场可能是子阵列的远场的性质，提出一种既适用于近场、也适用于远场的统一波束训练方案。该方案对预先构建的混合场码本的每个码字设计专用的数字波束合并向量，在利用数字波束合并向量对码字对应的空间进行训练时，通过叠加多个子阵列的增益逼近了全阵列的增益，充分利用数字资源实现并行的数字合并以提高效率。预先定义的混合场码本中数字加权后功率最大的码字，即为波束训练的最终结果。在性能几乎不损失的情况下，该方案可大幅降低波束训练的开销。

文献[199]提出一种低开销高精度的三阶段混合场波束训练方案。在第一阶段，分析并利用信道导向矢量对应波束图旁瓣特性设计第一阶段的码本，并将接收功率最大的码字作为第一阶段波束训练的结果。在第二阶段，根据第一阶段波束训练的结果确定当前信道路径所在的区域。然后，将包括该区域的多个码字组合成第二阶段的码本。基于多个码字的测量值，分别采用最大似然和不动相准则的方法获得信道参数估计值。在第三阶段，首先对第二阶段获得的信道参数估计值进行邻域搜索进一步确定信道路径可能区域，并提出使用二维高斯函数来近似混合场等效距离-角度域的二维波束增益。基于高斯近似和少量信道测量结果，设计了最小二乘估计器来获得信道参数的高精度估计值。

为了设计开销最小的高效波束训练方案，[200]提出了一种近场二维（2D）分层波束训练方案。这种方法涉及多分辨率码本的设计，它从远场场景中使用的分层波束训练方法中获得灵感。与远场情况相反，近场码字的最佳波束方向图不仅应该跨越特定的角度范围，而且应该包含特定的距离范围。其通过考虑理想的全数字架构来解决近场理论码字的设计问题。随后，在理论码字的基础上，考虑到数模混合结构和量子化相移等实际约束，制定了实际码字问题。从用于数字全息成像相位恢复问题的 Gerchberg-Saxton（GS）算法中获得灵感，作者提出了一种基于 GS 的全数字体系结构理论码字设计算法。由于在实际的 XL-MIMO 系统中实现高能量的全数字架构是不可实现的，因此使用数字-模拟混合架构设计了实际码字。最后，利用实际码字创建了多分辨率码本，并提出了一种近场二维分层波束训练方案。

得益于神经网络强大的非线性关系学习能力，深度学习作为机器学习的一个分支受到了

广泛的关注，研究表明深度学习的方法应用于近场波束训练能够大幅度地降低导频开销 [201][202]。利用远场宽波束对应的接收信号来估计最佳近场波束，具体提出了两种训练方案，即原始方案和改进方案。原始方案直接根据神经网络的输出估计最佳近场码字。相比之下，改进方案进行了额外的波束测试，可以显著提高波束训练的性能。该方法提出的用于波束训练的神经网络结构如图 5.35 所示。

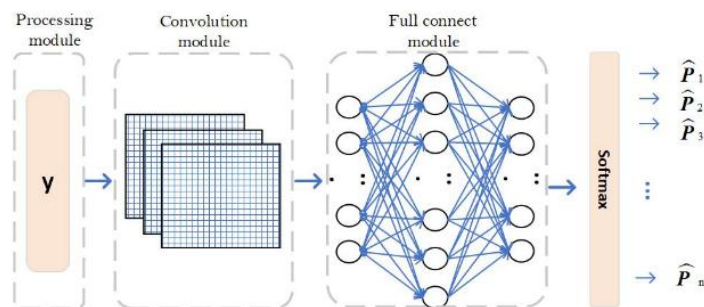


图 5.35 用于近场波束训练的神经网络结构

文献[203]提出一种基于角度错位码本和深度学习的近场波束训练方案。该方案从距离-角度域的二维近场码本中均匀错位地挑选码字并使用这些码字用于训练深度神经网络，通过输出的概率向量确定匹配近场信道路径最优的角度和距离。为进一步提高波束训练性能，除初始选取的码字外，选用概率向量中最大的几个值对应的码字进行额外的波束训练，并根据接收信号能量确定最佳的波束训练码字。

除了在角度域和距离域两个维度上进行近场波束搜索以外，还可以利用终端的位置信息进一步降低近场波束训练的复杂度：将基站的覆盖范围划分为多个初始网格，每个网格的大小约等于近场波束聚焦的覆盖范围；为避免网格边缘的性能恶化，对初始网格进行移位，使得位于网格边缘的终端处于移位后网格的中心；根据终端的位置信息，判断终端处于初始网格的中心还是边缘，确定应该使用初始网格还是移位网格中的哪一套，然后根据终端处于所选择那套网格中的具体哪个网格确定具体的发送接收波束对。

文献[204]研究了多用户模块化超大规模 MIMO 近场码本设计和波束训练，提出了一种新的基于近场波束优化的码本设计方法，即在保证主瓣波束增益的约束下最小化旁瓣电平，并在此基础上，设计了一种基于栅瓣的多波束训练方案，从而大大减少波束训练开销。数值结果验证了基于近场波束优化的码本在消除超密集用户间干扰方面的有效性，以及多波束训练的高效性。

另一种快速波束训练方法是利用多波束训练方案。然而，由于不同的子阵列可能观察到不同的用户角度，并且在角度域中存在覆盖孔洞，因此在远场通信中广泛使用的基于阵列划分的多波束训练方法无法直接应用于近场场景。为了解决这个问题，[205]中首先提出通过使用稀疏阵列（SA）来实现近场通信，从而仅使用少量天线即可实现更高的频谱效率和空间分辨率。我们首先设计了一种新的近场多波束码本，通过稀疏激活一部分天线形成均匀的稀疏线性阵列（SLA），从而利用近场栅瓣同时生成多个波束^[205]。在第一阶段，根据多波

束扫描确定几个候选用户位置，然后是第二阶段，以少量导频进行单波束扫描，以确定真实的用户位置。此外，为了进一步减少波束训练开销，我们设计了一种稀疏 DFT 码本和一种三阶段波束训练方法，该方法利用周期性能量扩散效应来估计用户角度^[206]。特别是，在第一阶段，我们利用稀疏 DFT 码本在角度子空间中进行波束扫描，并从接收到的波束图估计候选用户角度。然后，激活一个中心子阵列来扫描特定的候选角度，以解决角度模糊问题。在第三阶段，在估计角度上应用极域码本来搜索最佳用户距离参数。仿真结果表明，所提出的两种波束训练方法表现出比基准方案低开销的特性，并且实现了与穷举搜索波束训练方法几乎相同的可实现率性能（基于网格的波束训练方案的上限）。

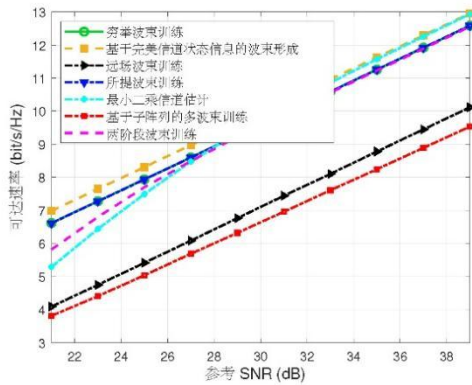


图 5.36 多波束码本训练的可达速率

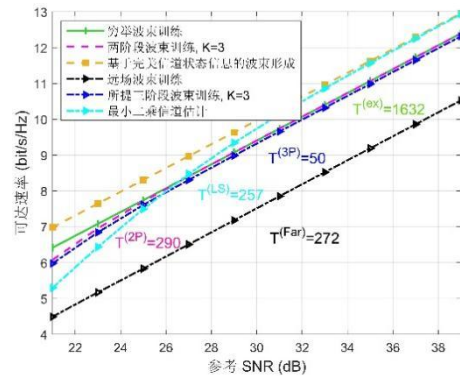


图 5.37 稀疏 DFT 码本训练的可达速率

在 6G 通信系统中，超大规模阵列的引入从根本上改变了信道特性，例如波形从远场均匀平面波转变为近场非均匀球面波，以及信道从空间平稳性转变为空间非平稳性。具体来说，对于超大规模阵列，信道空间非平稳性尤为显著，因为超大规模阵列的不同部分对于不同位置的用户具有可见性，这些部分称为可见区域（VRs）。现有文献已通过实验测量验证了空间非平稳性的存在。鉴于这一信道特性的转变，提出新的信道模型并考虑其统计特性对性能分析至关重要。为了解决这一问题，文献^[207]利用基于生死过程的随机几何方法，对空间非平稳性进行了统计特征化。尽管传统的分析方法，如随机几何，也可以用来表征可见区域，但它们通常导致更复杂的形式，难以辅助理解系统参数对可见区域的影响。

为解决上述难题，我们首先根据蒙特卡洛实验的仿真结果刻画了如图 5.38 所示的系统参数对可见区域的影响图，揭示了用户与天线阵列之间距离与平均可见区域占比（定义为平均可见天线数量与天线总数的比例）之间的指数递减关系。基于这一指数关系，我们采用数据回归方法提出了一种新的平均可见区域占比模型，并基于该模型进一步刻画并分析了随机用户位置分布下的网络遍历容量。此外，基于上述推导的针对有限天线数量的超大规模阵列的可见区域占比模型，我们通过采用高效的阵列分割方法扩展到天线无限的渐近情况，进一步推导出该情况下的平均可见区域占比模型。

仿真结果表明，所提模型准确刻画了用户距离对可见区域占比和系统性能的影响。此外，通过与未考虑可见区域的系统设计性能比较，进一步证明了在通信系统设计中纳入可见区域

的重要性。

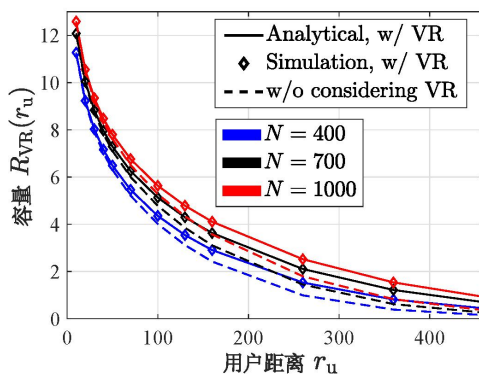
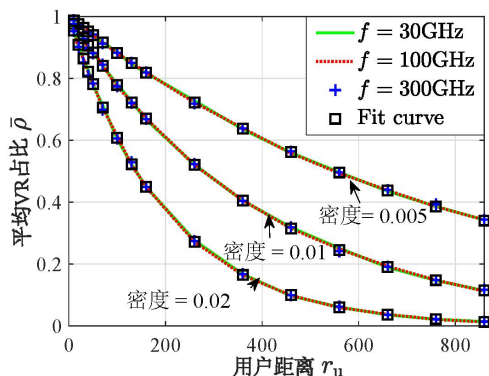


图 5.38 平均可见区域占比随用户距离变化曲线 图 5.39 用户容量随用户距离变化曲线

高速铁路场景下列车在短时间内运动距离较大，信道快速变化，导致一次近场波束训练的结果不足以满足一段时间内的通信需求，但是频繁的波束训练又会造成过大的开销。为了解决这一问题，提出了一种面向移动性的近场波束训练（MNBT）方案，适用于 OFDM 的下行链路 XL-MIMO 高速铁路通信系统^[208]。

首先，基于标量格林函数构建了一个三维（3D）XL-MIMO-OFDM 信道模型^[209]，如图 5.40 所示。接着，基于分级近场波束训练算法^[210]进行信道状态参数获取，针对高铁运行状态的规律性以及速度、运行轨迹的稳定性，通过少量的波束训练计算列车运行参数，旨在预测每个后续时间点的列车运行状态，并基于预测速度构建抗载波间干扰（ICI）矩阵，以减轻多普勒频移（DFO）的影响。为了减少列车运行参数计算误差对波束训练效果的影响，通过接收信号函数的凹凸性设计误差实时监测模块，对预测误差进行纠正。最后，通过仿真实验，验证所提出的 MNBT 方法在列车运行过程中实现了显著的波束聚焦增强的同时显著减少了训练开销。整体的算法流程如图 5.41 所示。

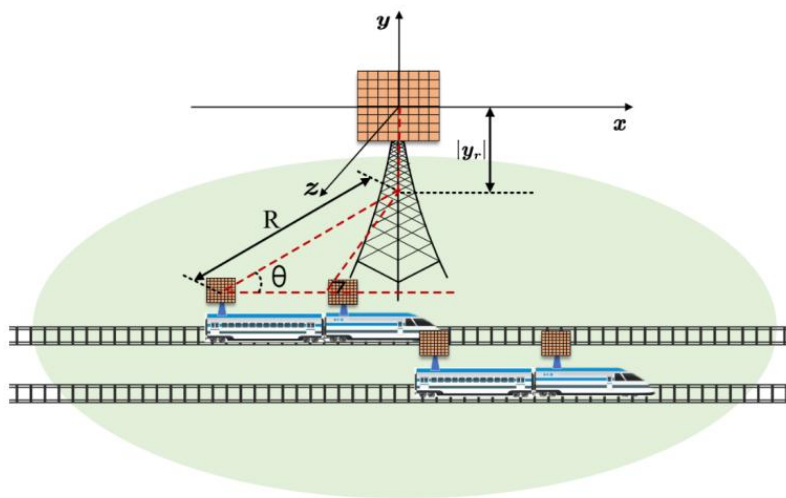


图 5.40 基于 XL-MIMO 的高速铁路通信系统图

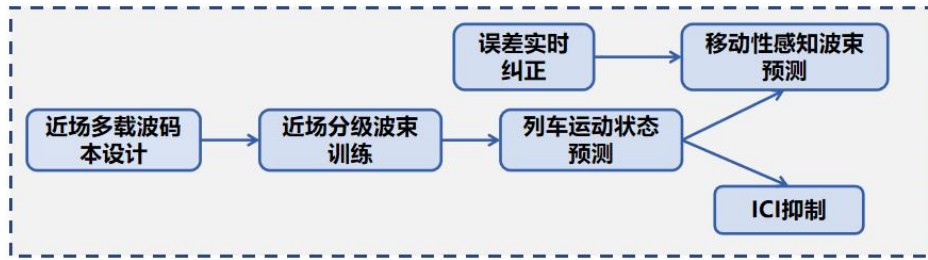


图 5.41 提出的 MNBT 方案流程图

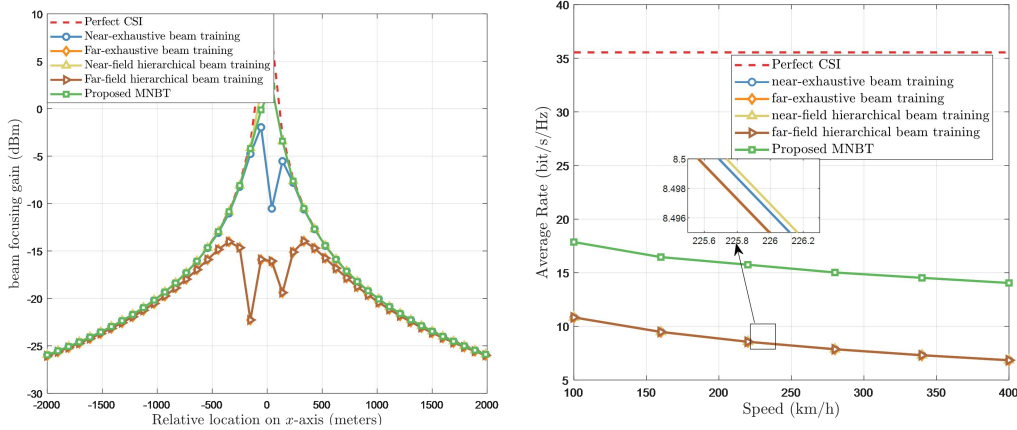


图 5.42 基于 MNBT 的方案和传统波束训练方案性能对比

在图 5.42 中，分析对比了所提出的波束训练方案与现有的波束训练方案应用在高铁通信系统的性能。在列车运行经过基站的过程中，提出的 MNBT 方案在大大减少训练频次和开销的同时，可以实现和传统近场分级波束训练相近的波束聚焦性能。此外，提高列车运行速度会提高多普勒频移，进而增大子载波间干扰，导致系统性能下降，但是提出的 MNBT 方案可以生成干扰抑制矩阵，从而提高系统的平均传输速率。因此，提出的 MNBT 方案较传统波束训练方案更适用于高速铁路通信场景。

5.5 近场多址技术

5.5.1 位分多址 (LDMA)

无线通信系统设计的主要目标之一，是不断提高传输速率。在一定的带宽资源条件下，传输速率的提高主要依赖于频谱效率的大幅提升。5G 大规模 MIMO 系统谱效的提升主要通过空分多址 (spatial division multiple access, SDMA) 技术来实现，即挖掘时域、频域之外的空域资源，利用空间上的不同波束同时同频服务多个用户。为实现 SDMA，现有 5G 大规模 MIMO 系统主要通过大规模阵列天线生成高增益的指向性波束，利用指向性波束可将无线信号汇聚在特定角度的特点，对不同用户按其所处角度进行划分，不同波束覆盖位于不同角度的用户，在提升接收端信噪比的同时，利用不同波束在角度域的渐近正交性，有效抑制用户间干扰，从而实现频谱效率的成倍提升。

通过利用近场波束“角度-距离”二维聚焦的新特性，在现有 5G 通信系统中 SDMA 利用

角度域正交资源的基础上，利用“角度-距离”二维正交资源的位分多址（location division multiple access, LDMA）技术，为提升频谱效率提供了新的技术路径^[211]。具体而言，如图 5.43 所示，不同于远场波束仅具备角度域的一维汇聚特性，近场波束具备“角度-距离”域的二维聚焦特性，即近场波束可以将无线信号聚焦于特定角度与特定距离（即某一位置）。基于近场波束的二维聚焦特性，类似于远场波束的角度域渐近正交性，[211]中率先证明了近场波束的距离域渐近正交性，即随着天线规模扩大，聚焦在相同角度、不同距离的近场波束将趋于正交。基于此，提出了不同于现有 SDMA 的 LDMA 技术，实现从角度域区分多用户到“角度-距离”域区分多用户的跨越。在直射径主导的通信环境中，不同于 SDMA 只能同时服务不同角度的用户，LDMA 可以利用近场波束的二维聚焦特性同时服务相同角度、不同距离的用户。LDMA 突破了 SDMA 主要依靠增加天线数来提升频谱效率的基本思路，通过挖掘并利用尚未开发的距离域正交资源，为提升无线通信系统的频谱效率提供了一种新的技术途径。

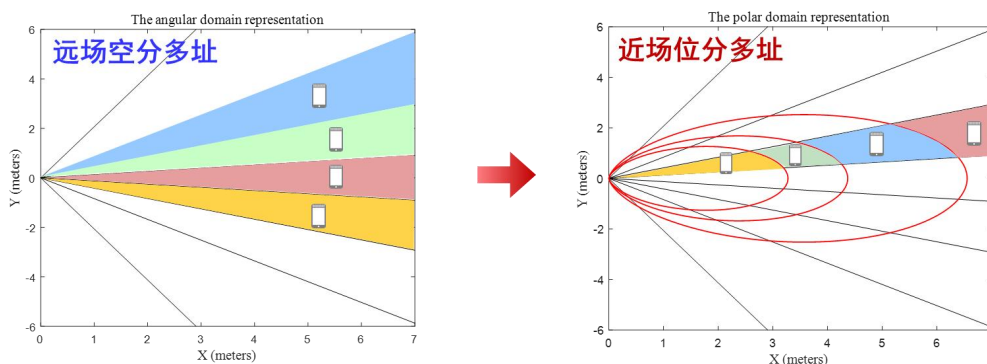


图 5.43 远场空分多址与近场位分多址技术

5.5.2 非正交多址（NOMA）

虽然近场通信提供了更高的空间分辨率，但是仅仅通过利用距离、角度等方向的自由度实现多用户通信仍旧难以满足无线网络中的海量用户接入需求。这是因为，一方面，近场通信中的波束聚焦的分辨率除在用户十分靠近基站情况外很难达到完美准确度^[212]；另一方面，近场通信中基站端的大规模天线阵列往往采用混合波束赋形天线结构，如采用正交多址接入（Orthogonal Multiple Access, OMA）技术，其最大可支持用户数量受限于射频链路的数量。由于非正交多址接入（Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA）技术允许多个用户复用相同的无线资源块（如时隙、子载波、空间波束等）并在功率域或码字域上区分各个用户，以进一步提升网络频谱效率和用户接入能力。因此，近场 NOMA 通信是一个极具潜力的解决方案。值得一提的是，近场通信的波束聚焦能力也为 NOMA 通信带了一系列新的设计思路如图 5.44 所示，具体如下：

(1) “从远到近”串行干扰消除（Successive Interference Cancellation, SIC）：相比远场 NOMA 通信，通过利用近场波束聚焦功能，远离基站的用户（远用户）可以获得比靠近基站的用户（近用户）更高的等效信道增益。基于这一特性，近场 NOMA 能够实现“从远到

近”的 SIC 解码顺序设计^[213]。远用户可以作为 NOMA 强用户先解码并消除近用户（NOMA 弱用户）的干扰，再解码自己的信号。在远场 NOMA 通信中这几乎是不能实现的。

(2) **距离域 NOMA 用户分簇**：相比传统远场 NOMA 的角度域用户分簇，利用近场波束聚焦提供的距离域自由度，近场 NOMA 中可以将同一角度上的用户进一步划分成若干个 NOMA 用户簇，以显著减少用户间干扰^[213]。

(3) **远近混合场 NOMA 通信**：由于近场波束聚焦的非完美准确度，服务近场用户的波束的信号强度可能会在远场处叠加。基于这一特性，可以在不改变近场通信波束设计的基础上，利用 NOMA 技术服务额外的远场用户，以进一步增强网络的用户接入能力^[214]。

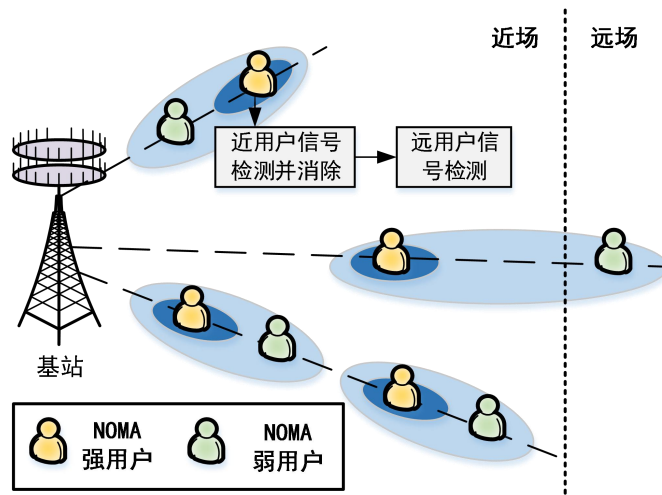


图 5.44 近场 NOMA 通信设计示意图

5.5.3 无用户标识随机接入（URA）

另外，下一代多址接入技术旨在满足物联网中海量的传感器等典型设备的接入需求。这些用户具有极低的激活概率，且通过短数据包进行上行传输。无用户标识随机接入（unsourced random access, URA）^{[215][216]}是一类高效的大规模随机接入方案：它为所有潜在用户分配一套共享的码本，用户依据发送的消息竞争地选取码本中的码字，而无需表明身份；接收端则相应地恢复一套无用户标识的消息列表。随着物联网场景中愈加密集的设备分布以及超大规模 MIMO 部署导致的近场距离增加，可预见将有相当数量的用户位于近场区域。因此，近场环境下的 URA 方案值得进一步探索。

考虑到共享码本中的码字个数随消息长度呈指数级增长，URA 通常采用多段编码传输的方案以降低系统复杂度。作为解码的关键步骤，接收端需要识别传输的码字，并重建对应的信道，而近场信道估计技术为这一问题的解决提供了新的途径。首先，利用多天线信道元素在空间域上的相干支持结构，可将码字识别建模为一个多观测矢量问题，缩小可能的激活码字范围。接着，在缩小的共享码本空间内，联合利用近场信道码本进行极坐标域的增强信道估计。上述码字识别和信道估计步骤交替执行，从而充分利用近场极坐标域信道的稀疏特性，减少了重建所需的参数估计数，降低了编码码长。

另一方面，近场信道在“角度-距离”两个维度的特征，可作为用户隐含的“身份”信

息，实现无用户标识的多段码字串联。这一串联过程利用信道的相似性进行聚类划分，无需添加冗余校验比特，有助于提升编码速率与频谱效率^[217]。

5.6 近场系统架构与部署

根据章节 3.1，传统上采用瑞利距离来区分近场和远场区域，该距离会随着阵列物理尺寸或载波频率的增加而增加。在未来 6G 的通信系统中，为了获得显著的系统性能提升，智能超表面、超大规模多输入多输出、太赫兹通信等 6G 候选技术需要大幅增加有源天线/无源单元的数量，或者将载波频率迁移到更高的频段，从而导致原本可以忽略的瑞利距离增加至几十米甚至上百米。因此，原本基于远场的节点部署策略不再适用于 6G 的超大规模阵列（包含超大规模有源/无源阵列）。此外，超大规模有源/无源阵列的部署方式对近场通信关键技术有着重要的影响，例如波束赋形、信道估计、无线携能、通感一体化等技术在不同部署方式下会有不同的实现和效果。下面将从节点放置策略、网络层部署和部署优化目标的角度来介绍不同的部署方式。

（1）从节点放置策略的角度来看，超大规模阵列部署场景^[218]可以分为：部署在基站侧^[65]、部署在中继侧^[219]、部署在用户侧^[221]、部署在多侧^[224]（如图 5.45 所示）。其中，将超大规模阵列部署于基站或中继侧在实际中较为容易实现。对于超大规模有源阵列，将其直接部署在基站/中继处可以显著提升基站/中继的通信系统容量和通信覆盖范围，此时由于部分用户处于基站/中继的辐射近场区域，系统的设计需要考虑混合远近场效应以及远场与近场用户之间的干扰。对于超大规模无源阵列（如智能超表面），当其部署在基站/中继附近时，不仅可以提升基站/中继的通信覆盖范围，还可以大幅减少基站/中继处的（有源）天线数量。此外，无源阵列引发的乘性路径损耗也将随着超大规模无源阵列与基站/中继之间距离的减小而削减，此时，系统的设计不仅需要考虑前述的混合远近场效应和干扰问题，还需要考虑基站/中继与超大规模无源阵列之间的近场效应。另一方面，由于成本和能耗的限制，在用户侧部署超大规模有源阵列并不实际；而智能超表面（无源阵列）具备低成本和低能耗等优势，更有可能实现在用户侧的超大规模部署。特别是在海量用户随机分布的场景下，超大规模无源阵列可以作为信号热点灵活地部署在用户侧，从而显著地提升和与用户建立虚拟视距链路的概率和用户的通信性能。此时，由于超大规模阵列和用户之间的距离小于瑞利距离，在系统设计时同样需要考虑近场效应的影响。

（2）网络层部署的角度来看，超大规模阵列（包含超大规模有源/无源阵列）部署可以分为集中式部署和分布式部署。对于给定数量的有源天线/无源单元，这两种部署方式有着以下区别。首先，集中式和分布式部署阵列对应的等效信道状态不同，从而导致不同的用户通信速率和传输时延。其次，在分布式部署中，每个被服务的用户只能享受其附近阵列带来的波束赋形增益；相比之下，集中式部署具有较大物理尺寸的阵列，且阵列的所有天线/单元可以服务任何用户（多用户共享），因此可以获得更高的波束赋形增益。另外，分布式部署存在更多的阵列节点，因此它比集中式部署需要更多的回程链路来交换信息，从而导致更

高的网络开销和网络复杂度。最后，由于分布式部署能灵活地部署阵列，它比集中式部署更容易与用户建立虚拟视距链路。

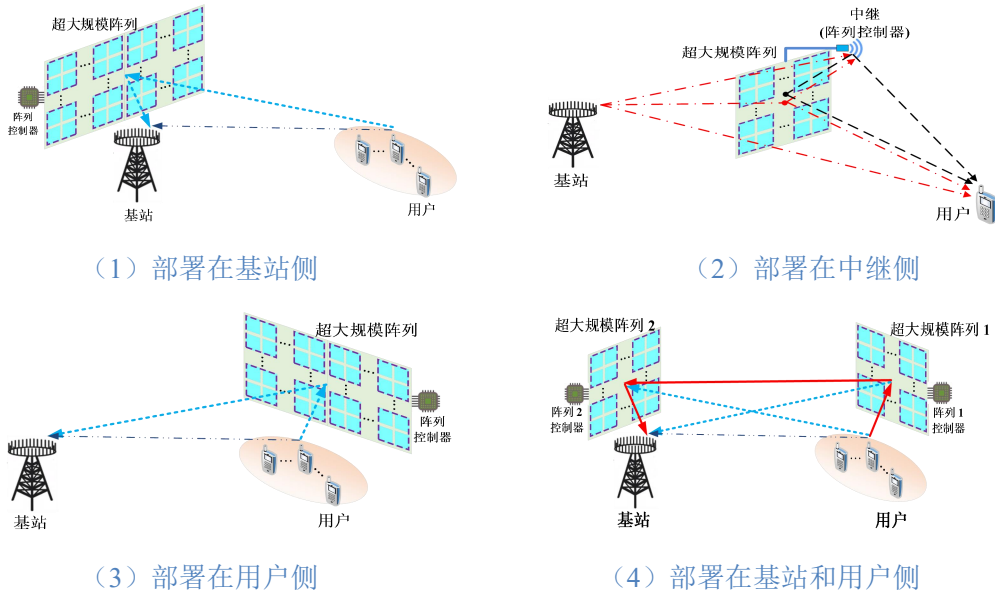


图 5.45 超大规模阵列部署场景（以智能超表面部署为例）

(3) 部署优化目标的角度^[225]。对于传统远场假设的蜂窝网络部署，主要的优化目标是网络覆盖的信号强度分布，或称链路预算。然而，对于近场假设的网络部署，优化目标将不仅包括覆盖的信号强度分布，还需要考虑近场传播特性带来的空间自由度的变化。因此，在近场网络的优化部署中，需要考虑近场距离条件、天线孔径的尺寸、部署密度以及相对覆盖区域的角度等诸多因素。

此外，在现有的近场通信研究中，远近场的性能需要分开进行研究，且假设用户的距离符合近场或者远场距离限制。考虑到用户的分布式部署以及充分利用近场的特性，考虑一个基于近场中继的混合通信架构，其中中继部署在离用户近端的位置，从而中继和用户满足近场通信条件。由于基站和中继距离会比较远，在基站和中继的通信考虑为远场通信。基于近场中继的混合通信架构，需要考虑中继的部署，以及不同的中继服务不同的近场用户组。

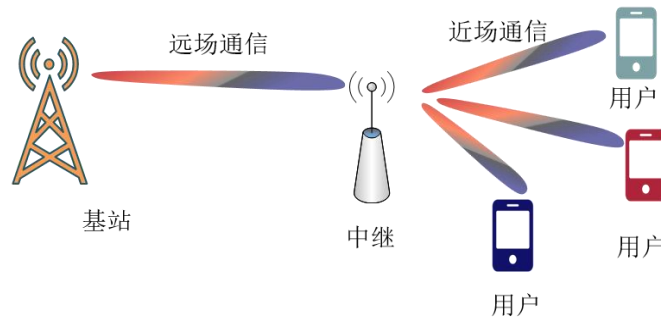


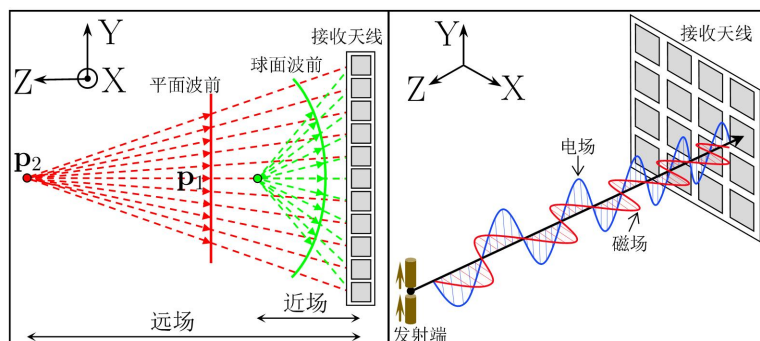
图 5.46 基于近场中继的混合通信架构

6. 近场与其他技术融合

6.1 近场与定位

在传统远场通信中，接收天线阵列的单元相位差主要由信号的到达角决定，所以信道估计的过程可以很容易计算出信号的到达角，从而获取目标的方位信息。相比之下，高效的近场通信需要利用球面波前对电磁信道进行更为准确的建模。在球面波前的信道模型中，单元相位延迟中同时包含了距离和方位信息，具备对目标进行精确定位的潜力。因此，伴随着近场通信的研究和发展，近场定位将会是未来 6G 时代中的重要技术。

6.1.1 近场与定位



（发射端 P_2 位于接收天线的远场，其信号模型由平面波前表征。发射端 P_1 位于接收天线的近场，其信号模型由球面波前表征。右侧子图给出了考虑近场的电磁物理效应的更精确的近场信号模型）

图 6.1 近场信号模型和远场信号模型

图 6.1 给出了近场信号模型和远场信号模型。根据图 6.1，我们来解释近场传播的球面波前特性有助于提高定位精度的原因：（1）远场信号的平面波前建模导致不同接收天线元件获得的到达角（AOA）是相同的，所以远场的平面波前建模只能估计到达角。如果要估计发射端的位置，需要再采用时钟同步去估计到达时间或者采用多个已知位置的接收天线去估计多个到达角。（2）然而，基于球面波前建模的近场信号的振幅项和相位项包含了精确的发射端到每个接收天线的距离。这使得我们可以直接获得发射端的位置信息，从而提高定位精度。

另外，近场信号的电磁物理效应也使得感知发射天线的姿态成为可能。具体地，发射天线的姿态和其物理形状有关，对于基本的线形天线，其姿态由三维空间朝向表征。不同的空间朝向会导致源电流分布的不同，从而导致激发的电场不同。所以近场电磁信号和发射天线的姿态具有一一对应的映射关系，这使得我们可以估计发射天线的姿态。

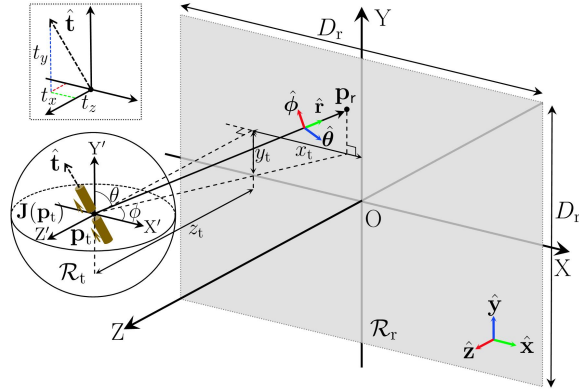


图 6.2 近场定位与姿态感知系统图

在文献[227]中，对于无噪声情况，作者提出了相位模糊距离和间距约束距离去精确地划分发射端的位置区间，对于每个位置区间，作者提供了可行的解耦合方案并给出了非线性电磁方程组的解。

其次，对于带噪的情况，联合定位和姿态估计需要应用信号估计理论进行。文献[228]指出了采用电磁近场模型，在毫米波频段或者亚太赫兹频段且观测表面的尺寸在实际考虑的米级时，位置的估计精度可以达到毫米级。在[229]中，作者开发了联合定位和姿态估计器的 Ziv-Zakai 下界。相比于局部紧的 Cramér-Rao 下界，Ziv-Zakai 下界在低信噪比区域也能提供准确的性能预测。通过 Ziv-Zakai 下界，作者表明姿态的估计可以达到 0.1 级（估计误差范围为 ± 0.1 ）。

值得注意的是，源定位主要估计用户的两个位置参数：信源相对于基站的角度和距离。在远场场景中，源定位通常是一个联合估计问题：通过到达角（Angle of Arrival, AOA）获得角度估计；通过到达时间（Time of Arrival, TOA）获得距离估计。然而，上述联合估计需要精确的同步和/或多个接入点参与，并且与直接定位相比，通常定位性能为次优。当无线定位从远场转移到近场时，接收信号具有球面波前而非平面波，因此可以利用近场球面波特性增强无线定位，实现直接定位^[230]。具体来说，可以根据球面波前的到达曲率（Curvature of Arrival, COA）直接计算用户的位置，实现单阵列同时确定距离和方向，而不是像远场中分别使用平面波获得 DOA 估计以及从宽带信号的相位获得 TOA 估计，在提升定位估计精度的同时显著降低实现复杂度^[231]。

6.1.2 基于 RIS 的近场定位技术

基于大规模 MIMO 技术的近场通信和定位，需要大量的天线单元和射频通道，其中包括移相器、混频器、ADC 等，其硬件成本较高。相比之下，基于 RIS 的近场定位可以充分利用其灵活的波束切换和信道重构能力，实现可靠的通信和感知性能。RIS 阵列中大量的周期排布单元可以获取丰富的飞行时间（Time of Flight, ToF）和空间谱信息，从而有望对信源位置进行精确的估计。当信源入射到 RIS 阵面时，其到达不同单元的相位延迟是信源与超表面中心间距离 d 和方位 (ϑ, φ) 的函数，这意味着通过空间谱分类或最大似然估计的方法可以

对信源进行有效的定位^{[232][233]}。

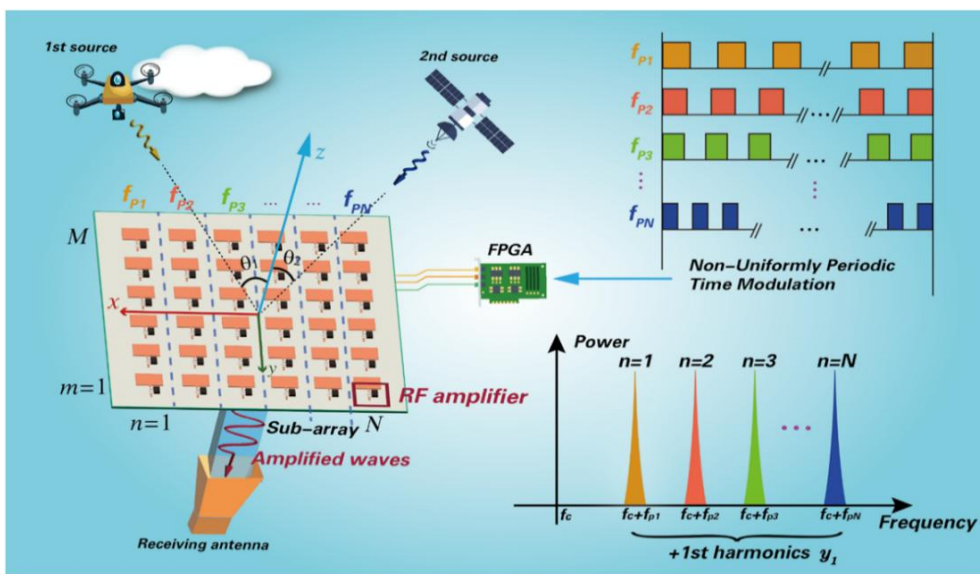


图 6.3 基于 RIS 与非均匀时间调制的二维 DOA 估计示意图^[234]

信源空间定位参数估计的基本理论和基本算法已经比较成熟,但由于很多算法需要多维空域搜索,或者需要进行高复杂度运算,这样对硬件提出的要求限制了在实际中的应用,因此还有很多问题亟待解决。为此,可基于降秩或降维思想的参数估计方法,将多维的谱峰搜索类算法转化为若干次一维搜索,并实现自动匹配的角度和距离参数估计^[235]。此外,基于 RIS 的目标定位可以显著降低硬件复杂度,将传统需要多个射频通道的 DOA 估计减少为一个。可以通过空时编码策略将空间相位信息保存在频谱中,如图 6.3 所示,其利用非均匀时间调制,实现了全双工的多目标定位和自适应波束调控;也可通过辐射多个随机波束,将空间谱信息蕴含在多个时隙的接收信号里。

在大规模 RIS 辅助太赫兹定位系统中,用户常常位于 RIS 的近场区域,近场球面波传输特性会使不同 RIS 反射元的接收信号具有不同的到达角 (Angle of Arrival, AoA) 从而使系统的信道建模与参数估计更加困难。因此,在近场条件下继续使用远场方法进行信道参数估计与定位,其性能将会大打折扣。

目前,已有工作提出了 RIS 辅助多用户太赫兹系统的近场联合信道估计与定位 (Near-Field Joint Channel Estimation and Localization, NF-JCEL) 方法^[236]。如图 6.4 所示,该工作在近场球面波传输模型的基础上完成了信道建模,以用户到 RIS 中心反射元的到达角、距离以及级联信道增益为估计对象,并根据几何关系估计用户位置。研究者在对距离进行二阶菲涅尔近似的基础上,先设计 RIS 相移训练集合进行信道增秩,以避免 LS 估计可能引起的噪声放大;再根据近场毫米波信道特性设计下采样 Toeplitz 协方差矩阵解耦距离和角度,并分别估计用户的水平和垂直到达角。最后,研究者利用一维搜索估计用户距离,并根据几何关系利用各载波的估计信道参数完成用户位置估计。

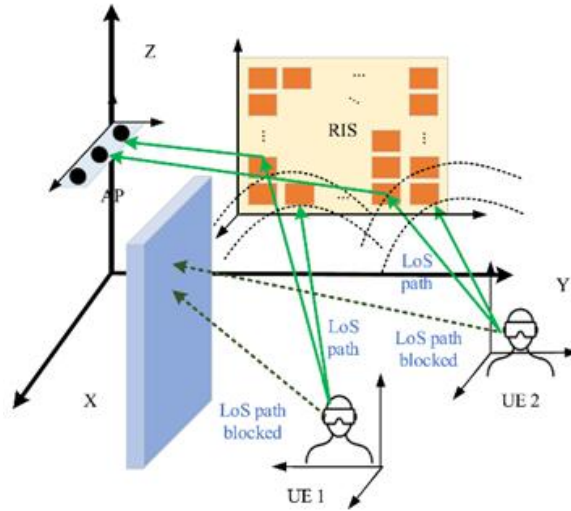


图 6.4 RIS 辅助太赫兹多用户近场定位系统模型

如图 6.5 仿真结果显示，由于提出的近场定位方法充分利用了近场环境下信号对 RIS 各反射元不同的到达角信息，其位置估计误差在近场条件下明显低于基于远场的传统方法。随着反射元数目增大，近场定位算法可利用的到达角信息增加，定位误差进一步降低。因此，在近场场景下可以考虑使用尺寸更大、反射元数目更多的大规模 RIS 有效提高角度分辨力。

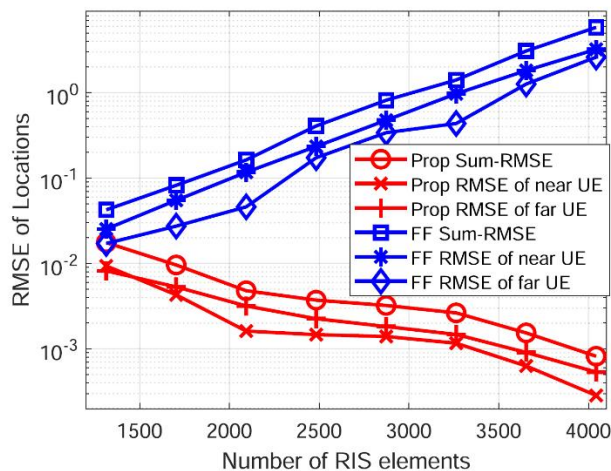


图 6.5 定位均方误差随 RIS 反射元数目变化关系

6.1.3 基于 Wi-Fi 的近场定位技术

相比于传统的卫星定位系统，Wi-Fi 在室内环境中具有广泛的部署基础和成本优势，因此大量研究长期致力于挖掘其在定位方面的潜力^{[220][221]}。然而，Wi-Fi 定位仍面临诸多技术挑战，尤其是在时间测距精度与空间解析精度方面的限制。近年，随着 802.11 协议族中更大规模的阵列和毫米波频段的引入，Wi-Fi 定位展现出更高分辨率与更广阔的应用前景，有望取得新的突破。

Wi-Fi 定位目前的技术方案通常使用信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 实现，

CSI 是描述无线信道频域特性的关键参数，代表了无线信号在多径环境中传播时每个子载波的幅度与相位响应。相比于传统的接收信号强度（RSSI），CSI 能更准确地反映无线信道的物理特性，提供了一个丰富的多维度信息矩阵，使得研究者能够以更高的分辨率分析信号传播路径、到达方向与传播延迟，是当前 Wi-Fi 感知与定位研究的基础数据来源之一。

在理想状态下，飞行时间（Time of Flight, ToF）可以用于估计信号传播距离，是实现传统高精度定位的基础。然而，Wi-Fi 系统中的发射机与接收机往往缺乏严格同步，这种异步结构使得直接测距误差较大，进而限制了基于 ToF 的定位精度，这一问题成为制约 Wi-Fi 精准定位的关键技术瓶颈。

为克服同步性不足带来的挑战，当前 Wi-Fi 定位系统主要采用几何定位法^[222]和指纹法^[223]两种思路进行设计。几何定位法系统部署多个接收端，从不同接收点获取信号的到达角（Angle of Arrival, AoA），结合三角测量或最大似然估计方法确定信号源位置。这种方法依赖天线阵列的角分辨能力，对阵列布置、信号质量和多径环境具有较高要求；指纹法要求首先在目标环境中采集大量位置对应的 CSI 数据，构建环境指纹数据库。实际使用时，通过将当前 CSI 与数据库中的样本进行匹配，从而估计出最可能的设备位置。尽管指纹法在现有定位方案中实现了较高的精度，但其存在泛化能力差、对环境变化敏感、维护成本高等问题，难以适应动态环境或大规模部署需求。

随着 802.11 协议族的发展，Wi-Fi 定位有望扩展新的提升空间。为提升 ToF 测距精度，IEEE 在 802.11mc 修正案中提出了 Wi-Fi Fine Time Measurement（FTM）协议。该协议通过在通信双方之间进行精确时间戳交换，使得异步设备获得了测量 RTT（Round-Trip Time）并间接估计 ToF 的能力，实现亚米级的距离测量。FTM 协议的提出标志着 Wi-Fi 定位首次在标准层面具备了原生的精确测距能力，然而大量旧型号的 Wi-Fi 设备（如支持 802.11n/ac 的设备）并不具备硬件级的时间戳功能，难以参与 FTM 协议流程。

而近场定位通过接收阵列的空间分布来获取目标距离，无需收发双方同步时钟，可有效避免 ToF 类方法对时间同步的依赖。近年的 802.11 标准演进展现出对高频段与多天线结构的显著倾斜，有望扩展典型 Wi-Fi 系统的近场范围，从而实现 Wi-Fi 近场定位技术。802.11ay 协议的发布将毫米波（mmWave）频段正式纳入 Wi-Fi 体系，工作频率高达 60GHz，带宽可达数 GHz，具备更高的时间与空间分辨率。此外，802.11ax 与 802.11be 等新一代协议不断扩展支持更大规模的 MIMO 天线阵列（如 8×8 、 16×16 ），为精细化的空间感知提供了硬件基础。如图 6.6 显示了 5GHz 频段 Wi-Fi 系统在 16 阵元的均匀线性天线阵列（Uniform Linear Array, ULA）条件下的近场范围，若结合非均匀线性阵列（Non-uniform Linear Array, NLA）则可进一步扩展等效口径增大近场范围，可基本覆盖通常的中小型室内环境。

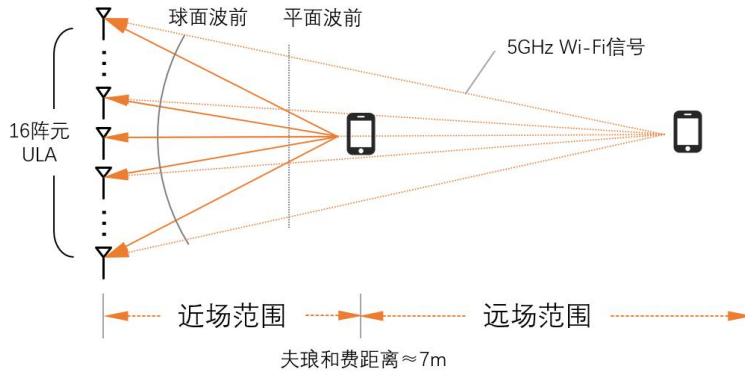
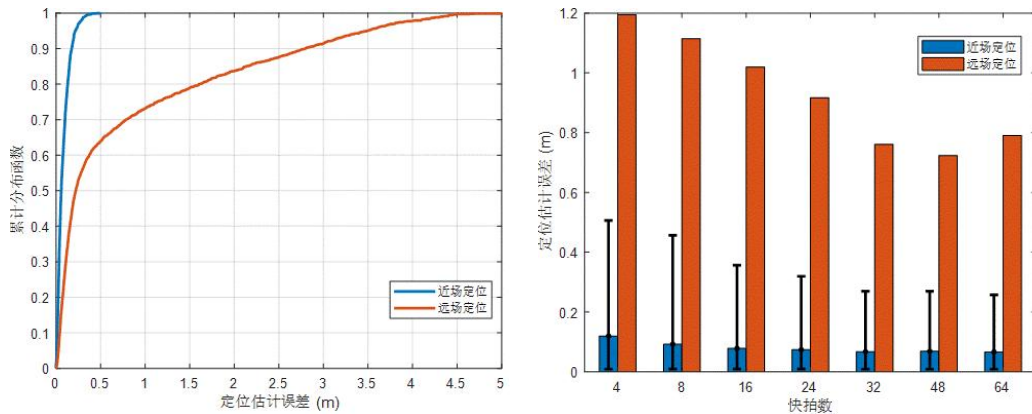


图 6.6 配备 16 阵元 ULA 的近场 Wi-Fi 系统

信源空间定位参数估计的基本理论和基本算法已经比较成熟，Wi-Fi 系统利用近场条件下的球面波前假设，充分通过阵元间的差异感知空间位置信息，有望实现室内定位精度的大幅提升。如图 6.7 仿真结果显示，由于近场定位方法充分利用了阵元间的空间信息，降低了对 ToF 测距精度的要求，其位置估计误差在近场条件下明显低于基于远场的传统方法，为实现高精度的 Wi-Fi 定位提供了全新路径，有望在实际应用中实现厘米级的定位精度。



(1) 定位误差累计分布函数

(2) 不同快拍数对定位误差的影响

图 6.7 Wi-Fi 系统近场定位与远场定位方法性能差异

6.1.4 基于可控波束偏移的近场定位技术

宽带大规模 MIMO 系统使用移相器结构对 OFDM 信号进行波束赋形时会发生波束偏移效应，其中，远场波束偏移效应使得不同频率的子载波波束的角度方向指向发生了偏移，而近场波束偏移效应使得不同频率的子载波波束的聚焦位置发生了偏移^{[237][238]}。图 6.8 展示了近场波束偏移的一个示例，其中一共启用 $M+1$ 个子载波，随着子载波频率的增加，不同子载波的波束赋形将聚焦在不同的位置，并且可以连接形成一条曲线轨迹。轨迹的起点由第 0 个子载波确定，而轨迹的终点由第 M 个子载波确定。图 6.8 中，子载波最低频率为 $f_0 = 30\text{GHz}$ ，其近场波束赋形聚焦在 $(10\text{m}, 60^\circ)$ 处，最高频率为 36GHz ，其近场波束赋形偏移至 $(22.99\text{m}, 46.19^\circ)$ 处。由此可见，近场波束偏移现象在宽带系统中是不可忽视的。

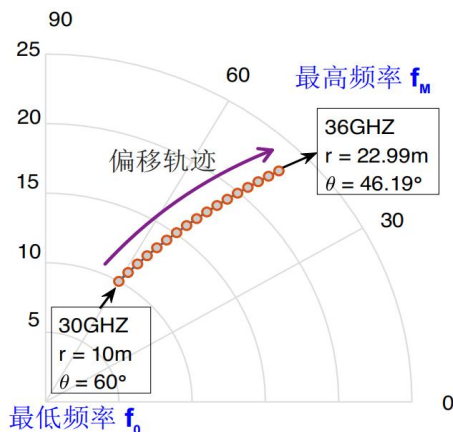


图 6.8 近场波束偏移轨迹示意图

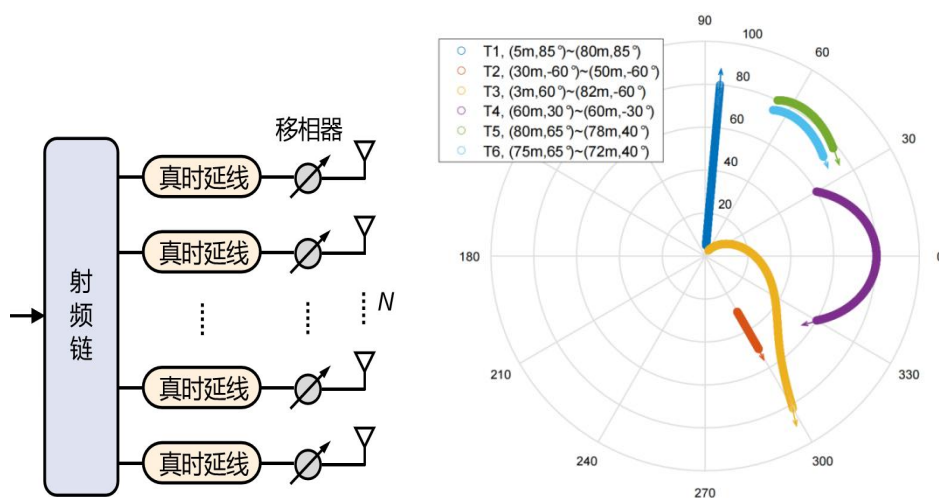


图 6.9 近场可控波束偏移轨迹示意图

如图 6.9 所示，考虑在基站链路中为每个移相器级联一个真时延线，通过精心设置移相器和真时延线的取值，可以反向控制近场波束偏移轨迹的起点和终点，使其有利于基站系统实现低导频开销的用户快速定位。具体地，图 6.9 展示了若干近场可控波束偏移轨迹的示例，其中设置了 2048 个子载波。轨迹 T1 和 T2 是两条径向的直线，如果已经获得用户或目标的角度，那么使用类似 T1 和 T2 这样的径向轨迹就可以快速感知用户或目标的距离。轨迹 T3 横跨了整个角度和距离近场感知范围，可以提供全域的感知。轨迹 T4 在角度上呈现对称趋势，这种对称性更有利于获得用户或者目标的角度。轨迹 T5 和 T6 在一个较小的区域内偏移，这有利于波束在一个已知的狭窄区域内扫描，比如公交车站等^[239]。

为实现近场用户快速定位，基站使用所述的基于真时延线辅助的近场可控波束偏移的波束赋形方案进行感知导频信号传输，提出一种低复杂度的近场用户快速定位方法，包含第一角度感知阶段和第二距离感知阶段。

第一角度感知阶段拟使用一次波扫、发射一次导频获取所有近场用户的角度估计。首先通过调整移相器的取值使得子载波 f_0 聚焦在起始点 $(r_{mid1}, \theta_{start})$ 上，通过调整真时延线的取值

使得子载波 f_M 聚焦在终止点 (r_{mid2}, θ_{end}) 上，其中 r_{mid1} 和 r_{mid2} 是介于 r_{min} 和 r_{max} 之间的两个适当值， r_{min} 和 r_{max} 分别为基站所需要的近场感知范围的最小距离和最大距离， θ_{start} 和 θ_{end} 分别是基站所需要的近场感知范围的最大角度和最小角度。然后基站使用近场可控波束偏移策略发射一次导频信号，所有 $M + 1$ 个子载波的波束聚焦角度逐渐从 θ_{start} 偏移至 θ_{end} ，覆盖整个感知的角度空间，波束聚焦距离逐渐从 r_{mid1} 偏移至 r_{mid2} ，子载波近场波束偏移轨迹类似于图 6.9 中的轨迹 T4。所有近场通信用户接收到所有的子载波，并分别将最大功率子载波的频率反馈给基站，基站利用这些最大功率子载波的频率和近场可控波束偏移角度公式即可计算出各个用户的角度。

在得到角度感知结果后，进入第二距离感知阶段。假设在角度 $\hat{\theta}_{u^{near}}$ 上存在近场用户，在距离感知的第 q 次波扫中感知该用户的距离。首先通过调整移相器的取值使得子载波 f_0 聚焦在起始点 $(r_{min}, \hat{\theta}_{u^{near}})$ 上，通过调整真时延线的取值使得子载波 f_M 聚焦在终止点 $(r_{max}, \hat{\theta}_{u^{near}})$ 上。然后基站使用近场可控波束偏移策略发射一次导频信号，所有 $M + 1$ 个子载波的波束聚焦角度始终为角度 $\hat{\theta}_{u^{near}}$ ，而波扫聚焦距离逐渐从 r_{min} 偏移至 r_{max} ，子载波近场波束偏移轨迹类似于图 6.9 中的轨迹 T1。该近场用户接收到 $M + 1$ 个子载波，并将最大功率子载波的频率反馈给基站，基站借助最大功率子载波的频率以及近场可控波束偏移距离公式计算出近场用户的距离估计结果，从而实现近场定位。

所提出的基于可控波束偏移的近场定位方法巧妙地利用了波束偏移的频域波扫代替了传统的时域波扫，大大降低了传统近场定位算法的时间开销。

6.1.5 基于近场的非视距用户设备定位

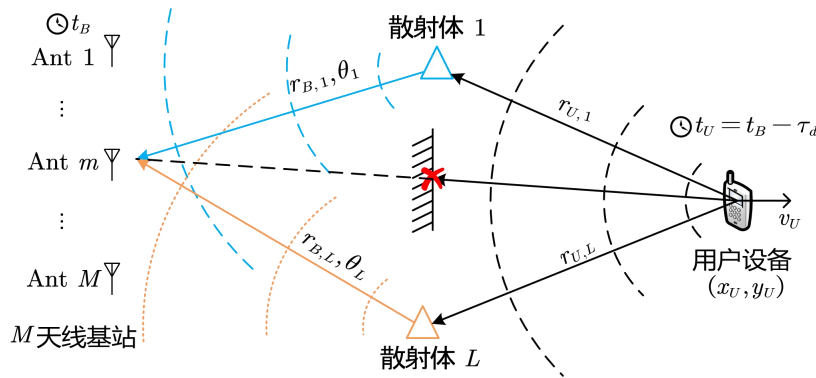


图 6.10 具有时钟异步的单基站非视距链路用户设备定位系统。

尽管在 LoS 链路下的用户设备定位已经相当成熟，但如图 6.10 所示，当缺少 LoS 路径时，定位用户设备 (User Equipment, UE) 一直是个挑战。理论已经证明，在远场情况下，来自于 NLoS 链路的信号不会对用户位置的等效 Fisher 信息矩阵 (Fisher Information Matrix, FIM) 有贡献，因此如果没有关于散射体的任何先验信息，非视距信号对于提高定位精度没有用处[240]。因此，在远场下，若没有 LoS 路径且没有关于散射体先验信息，精确的 UE 定位是不可能的。从方程的角度来看，图 6.10 所示的 UE 定位过程需要求解以下方程组：

$$\begin{cases} (r_{B,l}\cos\theta_l - x_u)^2 + (r_{B,l}\sin\theta_l - y_u)^2 = r_{U,l}^2, \forall l, \dots, L. \# \\ r_{U,l} + r_{B,l} = c\tau_l \end{cases} \quad (6.1)$$

在传统小规模阵列的远场条件下，假设时钟完全同步，即 $\tau_d = 0$ ，可以通过阵列和雷达信号处理估计变量 $\{\theta_l\}_{l=1}^L$ 和 $\{\tau_l\}_{l=1}^L$ 。然而，其他变量仍然未知，导致一个有 $2L+2$ 个未知变量而只有 $2L$ 个方程的欠定方程组。在大规模天线阵列的近场条件下，值得注意的是，与LoS情形不同，在NLoS情况下，通过CoA计算的距离与通过ToA获得的距离不同。前者是散射体的距离，而后者是传播路径的长度。利用这一特点，在大规模天线阵列的近场条件下，由于阵列响应向量取决于散射体的AoA和距离，因此可以通过阵列信号处理，使用单个基站估计散射体位置。只要 $L \geq 3$ ，通过阵列信号处理额外估计到的 $\{r_{B,l}\}_{l=1}^L$ 可以让上述方程组变为超定方程组，从而可以解出UE的位置。需要注意的是，当考虑基站与UE之间的时钟异步性，即 $\tau_d \neq 0$ 时，为了定位UE，需要 $L \geq 4$ 的近场散射体，此时也可以估计出时钟差 τ_d 。

文献[241]提出了一种基于张量的方法，通过OFDM信号获得空时频三维信道张量。该方法利用张量分解来分离每个路径，进而估计每条路径的时延、多普勒频偏和散射体位置，最后使用这些估计的参数来解算UE位置。值得注意的是，文献[241]中提出的基于张量的方法要求每条路径的参数，即时延、多普勒频偏和散射体位置都要有所不同，这是为了确保正则多元分解的唯一性条件。如果任何两个参数过于接近，例如两个路径的时延接近、多普勒频偏接近或是两个散射体物理位置接近，从而导致阵列响应向量相近，那么这些路径可能由于缺秩而不能被正确分离。

文献[242]提出了一种单基站同时实现环境感知和非视距用户设备定位的方法。该方法利用超大规模天线阵列(XL-arrays)的高空间分辨率和信道的空间稀疏性来估计每个近场散射体的位置，这些散射体随后作为虚拟锚点用于UE定位。具体来说，首先使用连续破零(Zero-Forcing, ZF) 2D-MUSIC算法进行散射体定位。然后，分离每个路径的信号并估计相应的传播时延。最后，求解上述超定方程组来获取UE的位置。与基于张量的方法相比，由于2D-MUSIC的超分辨能力，这种方法对于紧密分布的散射体表现出更高的鲁棒性。

6.1.6 基于子阵划分的近场定位技术

由于近场特性的影响，用户不再完全位于信号以平面波前模型传输的远场区域，也有概率出现在近场区域中。此时，信号的传播模型转变为球面波前模型，角度和距离信息呈现出强耦合^[243]。一方面，近场特性给定位问题带来了新的自由度，可以同时估计出目标的到达角(direction of arrival, DoA)和距离。另一方面，由于传播模型的改变，传统的远场定位算法在近场场景下将会出现严重的失准。为了获得高分辨率的近场定位能力，亟需考虑针对近场场景的超分辨算法。一个直观的想法是将传统的一维超分辨算法，如多信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法，通过旋转不变技术估计信号参数(Estimating Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques, ESPRIT)算法等，拓展到角度-距离域的二维空间上进行穷搜^[244]。但是在角度-距离二维网格内进行穷搜存在复杂度过高的问题，需要考虑新的近场算法实现低复杂度的用户定位。

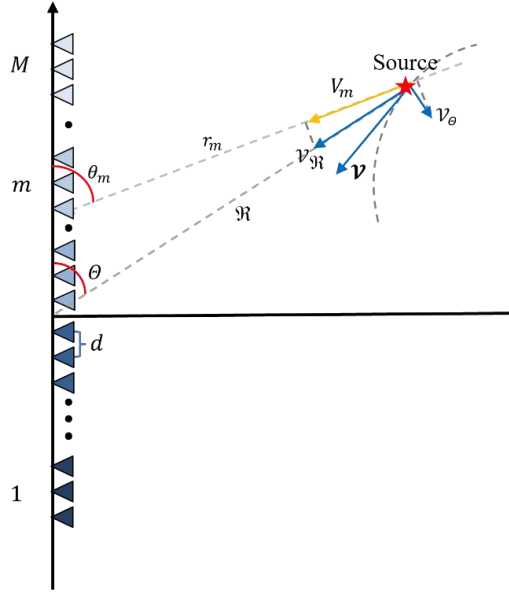


图 6.11 基于子阵划分的单基站近场感知系统

如图 6.11，考虑将基站的均匀线阵（ULA）划分为 M 个不重叠的子阵，利用子阵感知到的角度和距离信息联合估计出用户相对于基站的位置信息，即 (R, θ) 。通过合理地划分子阵的天线数，可以使近场用户落在每个子阵的远场区域中，从而可以在每个子阵中利用感知到的用户时延和多普勒等信息，估计出用户相对于各个子阵的 DoA 和距离信息，即 (r_m, θ_m) 。由于用户位于各个子阵的远场区域内，所以可以利用经典的远场处理办法，如周期图算法或者一维的 MUSIC 算法等，进行子阵内参数估计。再通过子阵估计结果和基站 ULA 估计结果之间的几何关系，利用各子阵感知到的用户参数联合估计出用户相对于基站 ULA 的距离和 DoA，从而实现用户 DoA 和距离的精确估计。

6.1.7 基于互质阵列的近场定位技术

无线和雷达感知在实践中得到了广泛的应用，例如高精度定位和追踪、高分辨率成像以及实时定位和建图（Simultaneous Location and Mapping, SLAM）。此外，随着技术趋势向更高的频带和更大的阵列孔径发展，划分近场和远场边界的瑞利距离大大扩大，从而使环境目标更有可能位于大孔径阵列的近场区域。然而，现有的工作主要是考虑密集阵列，具有大量的传感器或阵列元件，这实际上会导致高功耗和硬件成本，并且对信号处理的复杂性要求很高。为了解决这一问题，稀疏阵列被提出作为一种替代阵列配置，在少量传感器的情况下实现大的阵列孔径，从而大大降低了功耗。稀疏阵列目标定位的主要挑战有两个方面。首先，由于阵元间近场带来的非线性相位延迟，基于虚拟阵元的远场角度估计算法不能直接推广到近场。其次，现有的近场定位方法大多是针对均匀线性阵列设计的，稀疏阵列近场定位仍处于探索阶段。对于互质阵列（Coprime array, CA），虽然我们可以将基于子阵列的定位方法扩展到互质阵列，将互质阵列分解为两个均匀的线性阵列，但由于缺乏子阵列间的互信息，这种方法存在感知自由度降低的问题。在此基础上，文献[245]研究了一种新的、高效的大孔径互质阵列近场定位方法。

为了解决这些问题，文献[245]首先利用对称互质阵列协方差矩阵的对称性构造一个有效的协方差矩阵，它可以充分利用协方差矩阵的所有元素而不只是副对角线元素，并解耦角度和距离参数。在此基础上，提出了一种定制的两阶段互质阵列多信号分类算法（Multiple Signal Classification, MUSIC），该算法首先采用角域 MUSIC 算法检测所有可能的目标角度（包括真实角和交叉角），第二阶段采用距离域 MUSIC 算法来分辨目标的真角度和交叉角，并且得到真实角对应的距离。关键思想是利用交叉角在距离域中不表现出明显的谱峰的事实，从而允许检测真正的目标。需要注意的是，距离估计的性能受到角度估计精度的影响。

最后，从理论上和数值上验证了用对称互质阵列在角域和距离域进行谱峰搜索的结果，其中真实目标位置用红星标记。此外，我们可以观察到，即使两个目标处于相同的角度，它们仍然可以在距离域中被区分。

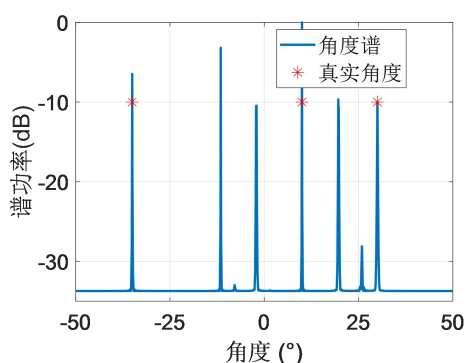


图 6.12 角度谱

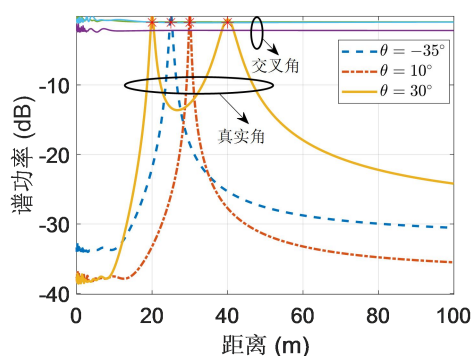


图 6.13 距离谱

6.2 近场与通感一体化

6.2.1 从远场感知到近场感知

感知目标相对于感知节点的角度、距离和速度是无线感知中的三个重要指标。在传统的远场感知中，这三个指标的感知性能分别取决于天线阵列的规模、感知信号的带宽以及感知时长。然而，当感知目标位于近场时，信号的球面波传播对这三个指标的感知带来了革新性的改变，具体如下：

- **空间域联合角度和距离感知：**在远场感知系统中，角度和距离感知通常需要在空间域和频域进行处理。这就意味着远场感知系统通常要求较大的带宽或者多个感知节点的协同支持，以实现目标的精确定位。然而，在近场感知系统中，利用大孔径天线阵列能够同时捕获角度和距离信息，这使得精准的目标定位仅需通过空间域信号处理技术即可完成，不再需要大带宽或多个感知节点的支持，大大降低了系统的成本和复杂度^[246]。另外，近场感知场景下的性能边界呈现出与传统均匀平面波模型不同的变化趋势。文献[247]中推导了近场感知的接收信噪比闭式表达式，不同于远场感知中的线性变化，近场场景下的信噪比随天线阵元数量呈现非线性变化，并最终趋于收敛。文献[248]中考虑超大规模 MIMO 雷达与相控

阵雷达, 分别推导了近场场景下单站与双站感知系统角度以及距离参数的克拉美罗界的闭式表达式。

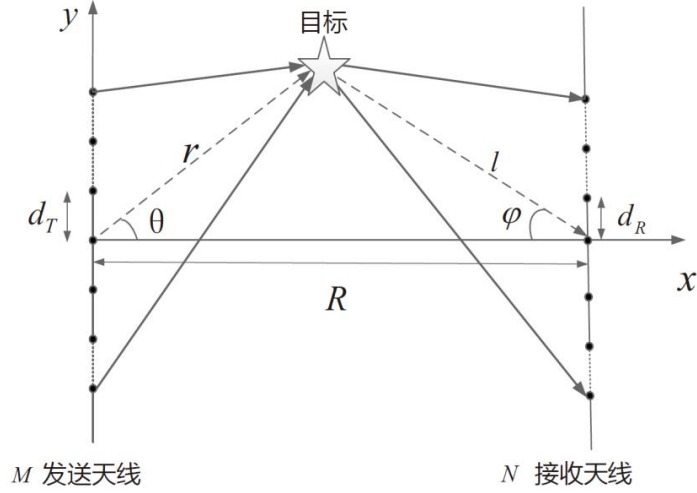


图 6.14 超大规模 MIMO 双站近场感知系统

具体地, 建立图 6.14 所示超大规模近场感知系统, 由 M 发送天线 N 接收天线组成, 收发天线阵元间距分别为 d_R 与 d_T , R 是发送端与接收端的距离。考虑单目标场景, 目标与发送、接收端天线阵列中心位置的角度、距离分别记为 (θ, r, φ, l) 。为降低待估计参数数量, 在 R 已知的情况下, 将接收端参数表示为发射端参数为

$$\begin{aligned} l(r, \theta) &= \sqrt{R^2 + r^2 - 2Rr \cos \theta}, \\ \varphi(r, \theta) &= \arcsin \left\{ \frac{r \sin \theta}{\sqrt{R^2 + r^2 - 2Rr \cos \theta}} \right\}. \end{aligned} \quad (6.2)$$

通过构建如下 Fisher 信息矩阵:

$$\mathbf{F} = \frac{2}{N_0} \Re \left\{ \left(\frac{\partial \mathbf{w}}{\partial \mathbf{z}} \right) \left(\frac{\partial \mathbf{w}}{\partial \mathbf{z}} \right)^H \right\}, \quad (6.3)$$

其中 \mathbf{w} 是接收端匹配滤波的输出信号, \mathbf{z} 是待估计的参数向量, N_0 为噪声功率, 则对应的角度与距离克拉美罗界可以表示为 $\mathbf{F}_{1,1}^{-1}$ 以及 $\mathbf{F}_{2,2}^{-1}$ 。结果表明, 随着天线阵元数量的增大, 近场感知场景下角度以及距离的克拉美罗界均呈现非线性下降的趋势, 并最终趋向于一个定值^[248]。

$$\begin{aligned} \lim_{\substack{d_T \rightarrow \infty \\ r \cos \theta}} CRB_\theta &= \frac{1}{2\gamma L} \frac{\lambda^2 d_T \sin^2 \theta}{8\pi^3 r^3 \cos \theta}, \\ \lim_{\substack{d_T \rightarrow \infty \\ r \cos \theta}} CRB_r &= \frac{1}{2\gamma L} \frac{\lambda^2 d_T \cos \theta}{8\pi^3 r}, \end{aligned} \quad (6.4)$$

其中 γ 是接收端信噪比， d_T 是发射天线阵列的阵元间距， λ 为信号波长。此外，传统远场角度估计的克拉美罗下界可以表示为公式 (6.4) [249]。

$$C_\theta = \frac{1}{2\gamma L} \frac{3\lambda^2}{2\pi^2 d_T^2 M(M^2 - 1) \cos^2 \theta}, \quad (6.5)$$

图 6.15 展示了单站 MIMO 雷达与相控阵雷达近场感知的角度参数克拉美罗界与天线阵元数的变化关系。由此可见，随着天线阵元数量的不断增大，基于远场假设的克拉美罗下界将产生较大的误差。此外由于相控阵雷达存在波束赋形增益，因而超大规模相控阵雷达将获得更优的参数估计性能。图 6.16 展示了双站场景下，超大规模 MIMO 雷达近场感知的距离克拉美罗界与天线阵元数的关系，并与二维近场 MUSIC 算法、近场 Capon 算法进行比较。

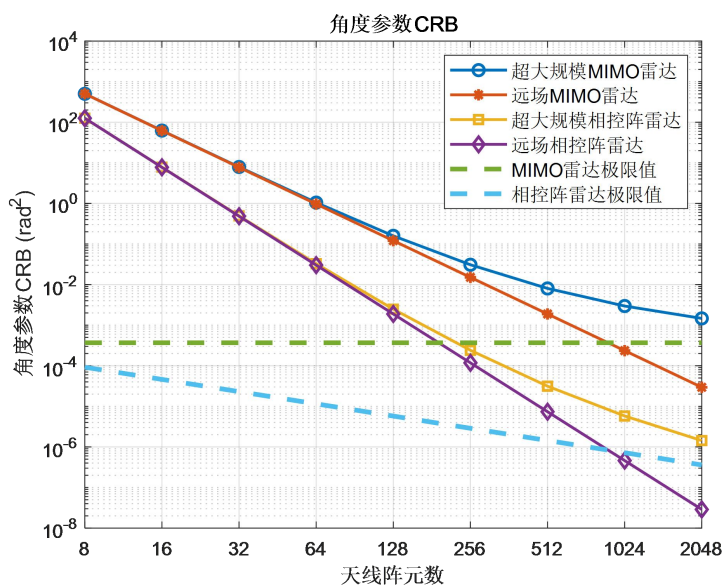


图 6.15 单站近场感知的角度克拉美罗界

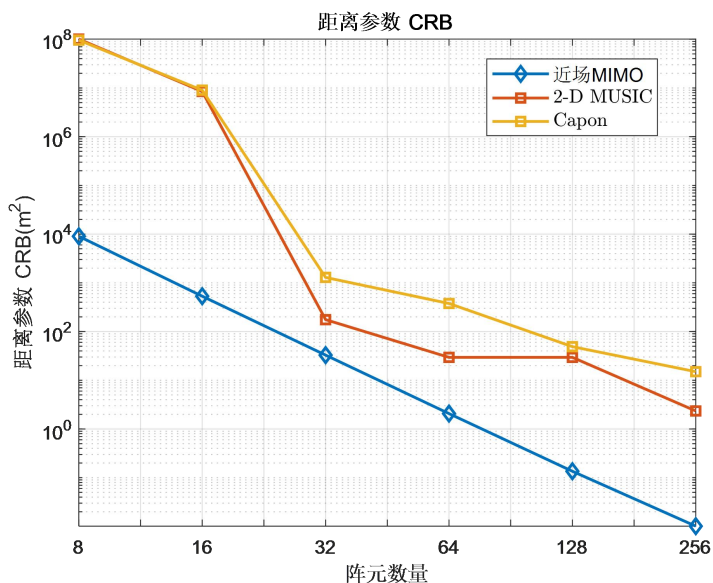


图 6.16 双站近场感知的距离克拉美罗界

● **多维度速度感知**^[250]: 如图 6.17 所示, 在远场感知系统中, 天线阵列中的所有天线几乎以相同的角度“观察”感知目标, 这导致感知信号中的多普勒频移仅由目标速度在角度方向上的投影造成, 被称为径向速度。因此, 远场感知系统只能获取单一维度的速度信息, 无法全面捕获感知目标的完整运动状态。然而, 在近场感知中, 不同的天线从不同角度“观察”感知目标, 这使得能够捕获目标速度在不同角度上的投影分量, 如图 6.18 所示。因此, 近场感知能够同时感知目标的径向速度和横向速度, 获得完整的运动状态信息。这种完整的运动状态信息使得能够精准预测下一时刻的目标位置成为可能。在通信系统中, 这一方法可用于提前设计下一通信周期的波束赋形, 大幅减少信道估计和波束训练的需求。

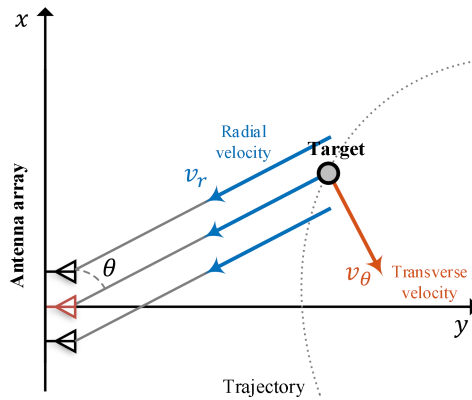


图 6.17 远场速度感知

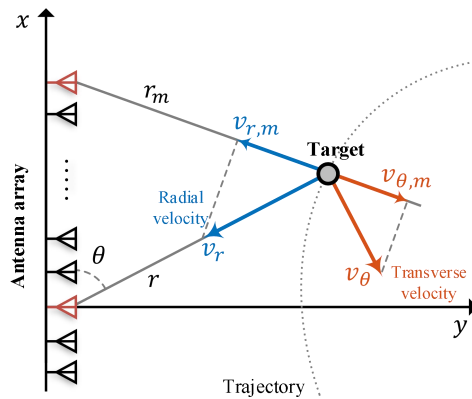


图 6.18 近场速度感知

6.2.2 近场通信感知一体化

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。ISAC 的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且在感知和通信之间创造和谐的协同作用。由于超大规模阵列技术及超高频段通信技术, 无线通信和感知有望在近场区域工作, 从传统的远场信道建模转向近场信道建模^{[251][252]}。该区域需要考虑以球形波而不是平面波为特征, 这种新的信道特性将重塑近场通信和感知。

在通信方面, 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, 将波束能量集中在特定位置。这不仅提高了目标用户处接收到

的信号功率，而且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，用户之间的干扰不可避免；而在近场中，BS 可以聚焦在不同的距离，从而降低的用户间的干扰。这有效地提高了信道的自由度，并进一步提高系统容量。而在感知方面，利用近场球面波估算目标角度和距离，可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。而对于其他近场感知应用，如人类活动识别，球面波在距离域提供了额外的特征，因此有助于提高识别精度。

我们将从感知辅助近场通信、通信辅助近场感知和近场联合通信与感知三个角度介绍近场 ISAC 带来的新机遇和挑战^[253]。

● 感知辅助近场通信

波束训练是获取信道状态信息以建立初始高信噪比链路的有效方法，但在近场中，波束训练在角度域和距离域两个维度进行，大大增大了训练开销。为了降低这种高开销，环境感知边缘信息有望减少近场波束训练空间^[248]。如图 6.19 所示，在用户密集区域部署多个传感器，传感器的位置信息作为先验知识，以辅助近场波束训练。在近场波束训练开始时，用户周围的传感器感知用户的大概位置，然后，BS 在小空间内进行低成本的波束训练以获得最佳波束聚焦点。尤其在高移动性的场景中，充分感知边缘信息以辅助近场波束追踪，可有效降低通信开销，提升通信可靠性。在此基础上，感知还可以辅助无线资源的有效分配，在感知车辆的运动状态、行驶环境和几何关系的基础上设计资源分配，同时考虑通感性能，从而以几乎无切换的方式提供无缝的高质量服务^[249]。

近场感知辅助的波束跟踪相比远场更具挑战性，主要是由于超大规模阵列上更迅速的相位变化。由于近场波束特有的极窄波束宽度和对波束不对准的敏感性，噪声对近场波束跟踪影响远大于远场情形，因此亟须为近场环境设计高效鲁棒的传感器辅助波束跟踪系统来解决这一挑战。

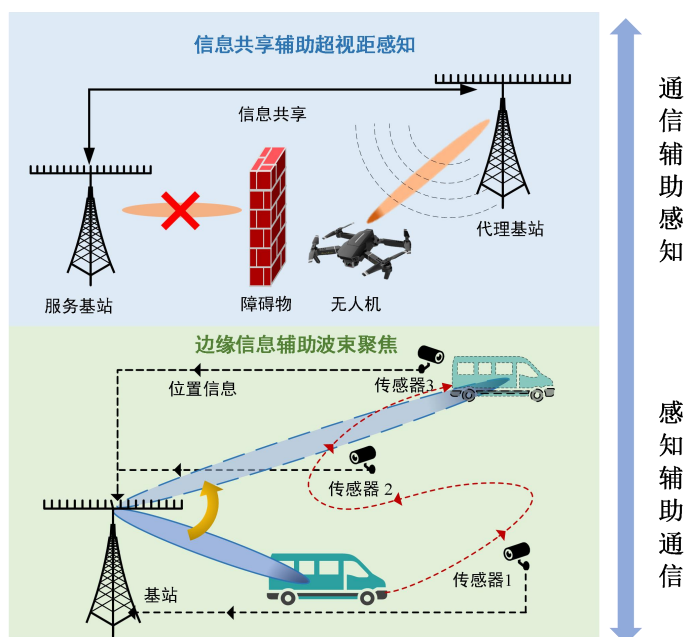


图 6.19 通信辅助近场感知和感与辅助近场通信示意图

- 通信辅助近场感知

通信功能可用于辅助近场感知以提高传感范围、分辨率、精度和可靠性。近场感知通常依赖于大规模阵列和目标之间的视距信道，然而，由于随机障碍物的存在，视距信道并不总是存在。利用无线网络架构进行信息融合是实现近场网络化感知有前景的技术^[255]。如图 6.19 所示，主服务 BS 无法直接感知位于其视距信道之外的目标，可将感知任务委托给其他与近场目标可建立视距信道的代理 BS。与远场下需要额外观测点不同，通过利用近场球面波传播，代理 BS 可有效地估计目标距离和角度。然后，代理 BS 将其估计信息共享给服务 BS，服务 BS 根据相对位置估计目标位置。此外，在近场感知系统中，由集中单元收集感知结果对单个感知数据进行融合，可实现比单节点感知更好的感知性能。6G 通信架构有望提供可重构的框架，以支持多单元的大量的感知数据传输到具有强大计算能力的融合中心的需求。

为了进一步提高感知性能，利用广泛部署的 BS 实现混合场网络化传感，使 BS 能够相互共享获得的参数估计，共同估计目标的位置和速度。但如何综合考虑感知信噪比、超大规模阵列天线数量、代理 BS 空间相关性等多种因素，有效融合所有信息，实现准确高分辨率定位是一个重要的设计问题。

- 近场联合通信与感知

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 同时为多个通信用户提供服务，并在其近场区域感知周围目标。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，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，对于目标参数例如角度、距离进行估计，感知波束应在角域和距离域中动态扫描感兴趣的区域。为了平衡通信与感知性能，一种简单而有效的方法是采用基于阵列划分的多波束设计，将整个阵列划分为多个子阵列，每个子阵列负责控制一个子波束。然而，这种方法减少了每个子阵列分配的天线数量，通信用户和感知目标可位于子阵列的远场，从而减少波束聚焦效应。因此，有必要合理确定用于通信与感知业务的子阵列数量，并优化这些子阵列的天线分配，以达到通信与感知性能的平衡。

近场假设的球面波信道模型可以提升定位和感知的测量精度。在远场场景中，经典的定位技术包括基于信号强度 RSS (Received Signal Strength) 的定位方案、基于到达时间的定位估计 (ToA 和 TDoA)、基于角度估计的定位估计。基于信号强度和到达时间的定位估计对信号收发波束没有限制，因此也不能发挥近场环境下超大规模 MIMO 的硬件优势。基于角度估计的定位感知技术更适合于近场假设的球面波信道模型。根据近场球面波信道模型，感知物体的反射电磁波或者定位目标的定位信号到达天线阵列的各个天线的角度是不同的，基于球面波模型引入的天线间相位非线性特征来获得定位感知结果。近场区域内的定位感知对信号带宽的要求降低。文献[256][257]分别验证了近场场景下感知和定位技术的可行性，并

且验证了不同信号带宽对近场感知定位精度的弱相关特性。文献[256]中还进一步验证了增加天线规模对感知精度的提升的影响。

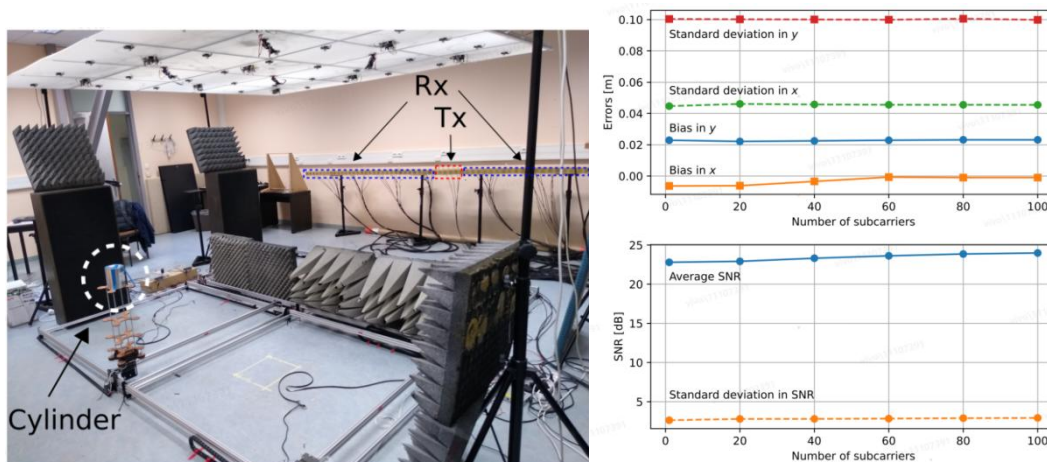


图 6.20 近场感知验证环境，感知精度与信号带宽的变化趋势^[256]

6.3 近场与无线传能

无线能量传输（Wireless Power Transfer, WPT）技术能够以无线的方式为用电设备充电，在 6G 与物联网时代具有重要的应用前景。现有无线能量传输技术在远场场景具有较低的能量传输效率，而在 6G 近场场景，各类传能波束能够将射频信号的能量传送到能量接收器周围，从而大幅提高能量传输效率^[258]。与此同时，对波束能量分布调控还能够有效地降低电磁波在空间传播过程中对非充电目标区域造成的电磁污染，为未来无线能量传输技术开辟了更广阔的发展前景。

6.3.1 电磁辐射式 WPT

随着 5G/6G 信息时代的快速发展，越来越多的无线智能设备（例如手机、笔记本电脑和智能传感器等）为人们的生活带来便利，这些设备广泛分布于不同的场景中，因此其能源供应充满挑战。无线能量传输（Wireless Power Transfer, WPT）技术为这些移动设备的充电问题提供了新的解决思路，可以在保证高效持续运作的同时避免错综复杂的电子线路，在安全性、灵活性方面优势明显，是未来社会不可或缺的技术。现有近场 WPT 形式主要采用电磁感应、电磁谐振、电磁辐射等形式^[259]，其中的电磁辐射式 WPT 因可对电磁波进行灵活调控，通过波束赋形的能力针对不同功能进行不同波束设计，因而在众多近场 WPT 方式中体现出传输距离远、作用目标多、适用场景丰富等优势。在 WPT 系统中，电磁辐射式系统的接收端可设计为更小的体积，从而在万物互联的未来世界中充分集成于不同的设备与场景中。同时，由于电磁波可同时作为信息和能量的载体，因此 WPT 技术还可与移动通信结合，从而形成携能通信（Simultaneous Wireless Information and Power Transmission, SWIPT）系统，并大大提高电磁波的利用率^[260]。

（1）发射端设计

电磁辐射式 WPT 的作用距离一般可达到米级，其中的微波功率传输（Microwave Power

Transfer, MPT) 可不受天气情况影响, 做到全天候工作。系统的发射端可采用天线及其阵列, 如抛物面天线、微带阵列天线等^[261], 从而通过高增益、低剖面等优势提升系统性能。电磁超表面作为电磁超材料的二维平面结构, 由亚波长尺寸的单元构成, 展示出自然界物质所不具备的电磁特性, 从而实现对电磁波幅度、相位、极化等不同维度的灵活调控^[250], 可采用反射型、透射型、全息型等多种方式实现。通过在超表面单元上加载二极管等可调器件, 可通过对可调器件状态的调整实现对超表面单元功能的重构, 形成数字编码的可重构超表面, 进而根据具体场景的需求实现实时调控。针对 WPT 场景中对大功率量级的需求, 还可在超表面单元上加载放大器, 实现不同功率量级的应用。如图 6.21 展示了采用可编程超表面实现自适应智能近场充电系统的示意图^[263]。

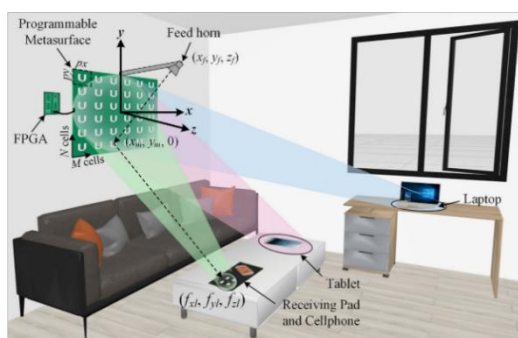


图 6.21 基于可编程超表面的自适应的智能近场充电系统^[263]

(2) 传输波束设计

为了在近场范围内针对特定位置的目标进行作用, 可利用波束赋形技术将电磁能量调控至所需的目标区域。与定向高增益波束这种远场波束相比, 聚焦波束可以将能量汇聚到焦斑范围内, 这将显著提高能量的接收效率, 并减小接收端所需的口径。若需要同时作用于多个目标, 则可进行多焦点设计, 并通过算法优化来提升波束性能^[264]。此外, 可采用无衍射波束在抑制能量发散的基础上获取比聚焦波束更大的作用范围与更丰富的波束轨迹。如图 6.22 所示, 由于贝塞尔波束同时具有无衍射特性与自重构特性, 因此可在波束传播路径上同时为多个目标进行充电, 从而将多目标 WPT 由二维作用扩充至三维^[265]。无衍射波束中还有具有自弯曲特性的 Airy 波束、Percy 波束等特殊波束, 在贝塞尔波束的基础上进一步具有自弯曲等特性, 体现出避开障碍物实现 WPT 的能力^[266]。

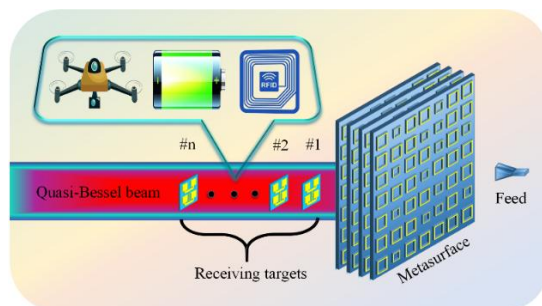


图 6.22 基于准贝塞尔波束实现多目标 WPT 系统的示意图^[267]

(3) 接收端设计

WPT 系统的接收端与发射端类似，也需要采用天线及其阵列，或利用接收超表面来实现将传输而来的电磁能量进行接收^[268]。除了在发射端设置专门的能量发射装置外，还可对自然环境中的能量进行无线能量收集（Wireless Energy Harvesting, WEH）。随着万物互联等概念的不断推进落实^[269]，智慧城市的建设让环境中的电磁能量越来越多，WEH 技术因可避免传感器等用电设备的电池更换而受到广泛关注。在接收装置将电磁能量接收后，还需要经过整流电路将其转为直流能量，并进行收集或为用电器供电。整个系统的框图如图 6.23 所示。考虑到自然环境中还存在太阳能、风能、热能等大量自然能源，将电磁能量与其他形式能量进行混合能量收集也将为 WEH 提供更多可能。

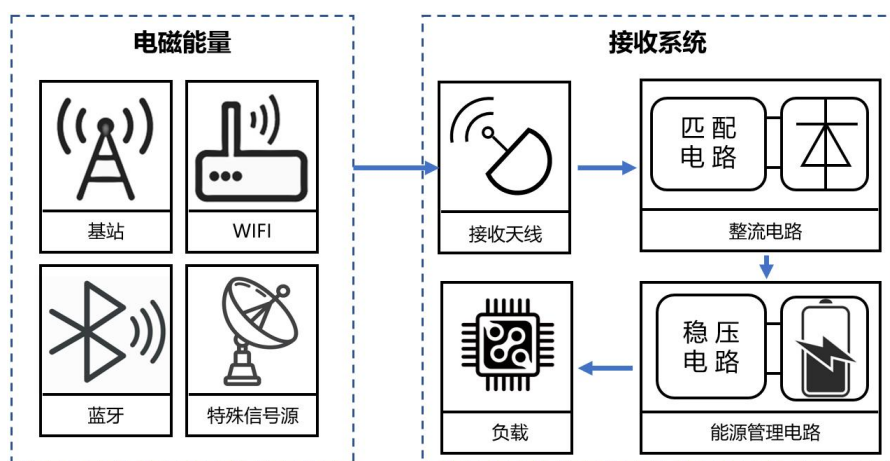


图 6.23 无线能量收集系统框图

为了获取更丰富的电磁能量，接收天线应尽可能做到多频段或者宽频带工作，并可对不同极化的电磁波进行接收或转化。若利用电磁超表面的亚波长单元，可进一步拓展对来波入射角的稳定性与极化不敏感性，从而对不同频率、极化、方向的电磁能量进行全面收集^[270]。对应的后端整流电路也需要进行多频段的设计，并应具备在大的功率范围下高效的能量转换效率^{[271][272]}。将接收超表面与整流电路进行结合设计，可进一步形成整流超表面，如图 6.24 所示的整流超表面实现了小型化、双频带、宽入射角、极化不敏感以及高的整流效率，在去除复杂电路设计的基础上展现出高性能^[273]。

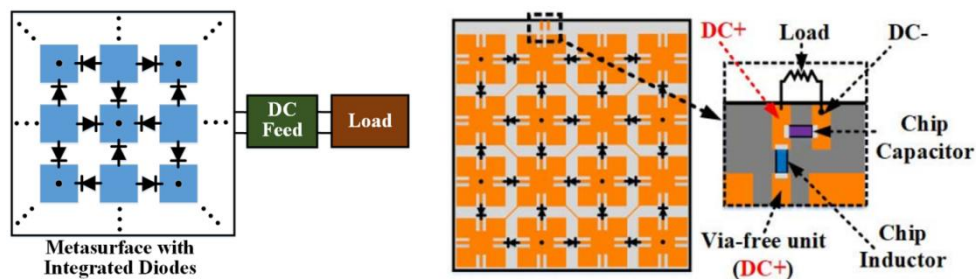
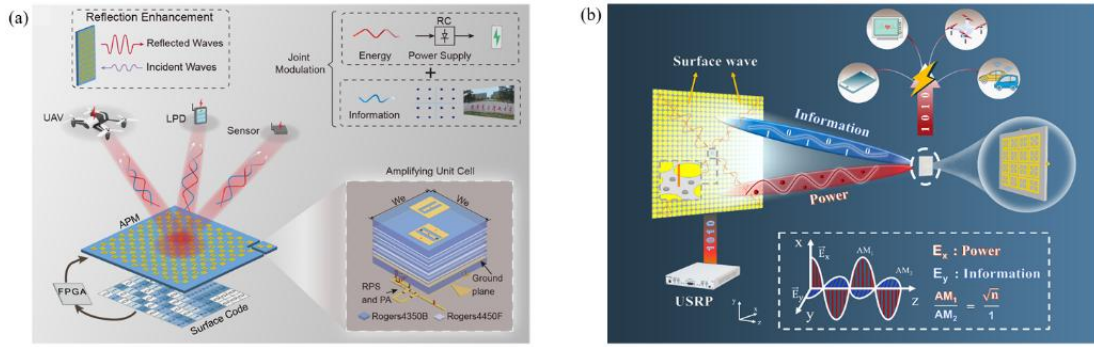


图 6.24 整流超表面结构示意图

(4) 功能拓展——携能通信

电磁波除了携带能量外，还可加载信息，将上述两种功能进行结合可形成携能通信（SWIPT）系统，这对于未来万物互联的场景意义非凡。在 SWIPT 应用中，需要能量与信

息传输各自实现自身的功能，同时做到二者之间不相互干扰，这对系统框架、收发端都具有高要求。为此，已存在同时无线信息和功率传输系统、无线供电通信系统、无线供电反向散射通信系统^[272]等形式，通过时间、空间、频率、极化等不同维度对电磁能量进行分解，分别实现传能与通信功能。如图 6.25 分别为基于频率分集^[274]与极化分集^[275]的 SWIPT 系统，通过对不同功能电磁能量配比的调控、不同电磁波束的应用、全息超表面与功率放大超表面的设计，可权衡传能与传信息间的能量分配，使系统整体性能最优。



(a) 频率分集 (b) 极化分集

图 6.25 基于频率分集和极化分集的携能通信系统

6.3.2 近远场 SWIPT

除了信息载体之外，无线信号还可以进行能量传递。传统的无线功率传输（WPT）使用微波信号传输能量，可以为低功耗设备提供能量。在移动边缘计算、快速数据聚合、移动人群感知和 ISAC 等各种环境中，WPT 已广泛用于为设备供电，作为充电电缆的替代品。作为一项极具潜力的技术，近场同步无线信息和电力传输（SWIPT）可以同时无线传输数据和电力。其中，信息和电力接收可以通过时间切换或功率分配的方式进行^[276]。通过整合信息和能量的传输，消除了对单独电源或有线连接的需要，可以提高设备的灵活性、移动性和便利性。因此，SWIPT 有潜力彻底改变各种行业和应用。

虽然大多数现有工作都考虑了近场或远场通信，但很可能会出现近场和远场混合通信，系统中同时存在近场和远场用户^[277]。这意味着在典型的通信场景中，用户可能位于距离 BS 的近场和远场区域，从而导致更复杂的干扰问题。具体来说，文献^[277]中揭示了一个有趣的观察结果，即由于能量扩散效应，当基于离散傅立叶变换（DFT）的远场波束的空间角在远场用户角附近时，近场用户可能会受到来自远场波束的强烈干扰。另一方面，这样的功率泄漏也可以用于使近场用户受益，从而导致混合场的 SWIPT 的新应用场景。

文献^[276]中，考虑了一种新的实用场景，称为混合近场和远场 SWIPT，其中能量收集（EH）和信息解码（ID）接收器分别位于超大规模阵列 BS 的近场和远场区域。具体来说，该研究制定了一个优化问题，在 ID 总和速率和 BS 发射功率的约束下，通过联合设计 BS 波束调度和功率分配来最大化所有 EH 接收器处收获的加权总功率。为了解决这个非凸优化问题，研究提出了一种有效的算法，利用二元变量消除和逐次凸逼近方法来获得次优解。

在太赫兹通信或 RIS 通信中的 SWIPT 技术中，特别是对于超大阵列天线的多基站/多 RIS 环境条件下，信道模型和波束分裂的特点将出现混合近/远场的情况。该场景下，除了设计功率分配之外，仍需对波束进行联合调度^[278]。在太赫兹通信或 RIS 通信中的 SWIPT 技术，绝大部分研究集中于基站或 RIS 的波束设计以满足系统所要求的性能。随着超大阵列天线的应用，太赫兹信道模型和波束分裂特性将发生改变，导致传统的波束设计/传输方案不再实用。因此在混合近/远场模型下，需要从收发机结构/RIS 结构、功率分配方式和能量/信息传输协议设计入手，设计低功耗、高性能的 SWIPT 系统。

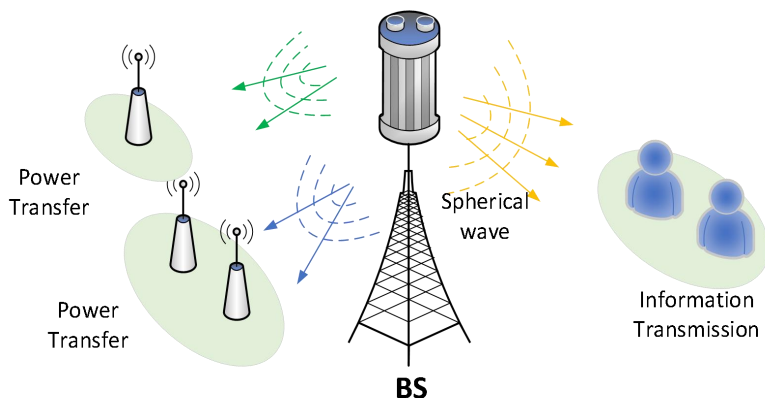


图 6.26 近场 SWIPT

6.3.3 全息 SWIPT

(1) 连续孔径全息 SWIPT

随着超材料的发展，具有与亚波长间距天线单元的全息超表面可以实现接近连续的天线孔径，从而具有强大的电磁操控能力^[279]。设想一个 SWIPT 系统，充分利用电磁信道的传播特性，对能量用户实现最大的能量聚集，对信息用户实现最大的干扰消除，从而无限逼近 SWIPT 的性能极限，这就是全息 SWIPT 的概念^[280]。

对于纯近场通信场景，信息用户仍处于一个相对远离发射机的位置，其到基站的距离通常被认为远大于天线阵列的孔径。基于菲涅尔近似，近场信道模型通常利用一阶或二阶的泰勒级数展开 $\sqrt{1+x} = 1 + x/2 - x^2/8 + 0(x^2)$ 来进行简化^[281]。但对于 SWIPT，能量用户有很大概率位于非常靠近发射机的区域，基于泰勒级数展开的近场信道的误差会降低 SWIPT 的性能。因此，需要采用更加精确的电磁信道模型^[282]：

$$\mathbf{G}(\mathbf{r}, \mathbf{s}) = \frac{i\kappa Z_0}{4\pi} \frac{e^{i\kappa\|\mathbf{p}\|}}{\|\mathbf{p}\|} \left[\left(\mathbf{I}_3 - \hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}^H \right) + \frac{i}{\kappa\|\mathbf{p}\|} \left(\mathbf{I}_3 - 3\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}^H \right) + \frac{1}{(\kappa\|\mathbf{p}\|)^2} \left(\mathbf{I}_3 - 3\hat{\mathbf{p}}\hat{\mathbf{p}}^H \right) \right]. \quad (6.6)$$

其中 \mathbf{r} 、 \mathbf{s} 分别是发射区域和接收区域内点的位置坐标， $\mathbf{p} = \mathbf{r} - \mathbf{s}$ 。后两项对应于倏逝波，只在超材料表面进行传播，在几个波长的距离外便可以忽略。前一项对应于辐射场，我们所熟知的菲涅尔区便是基于菲涅尔近似，在第一项中进一步划分出。

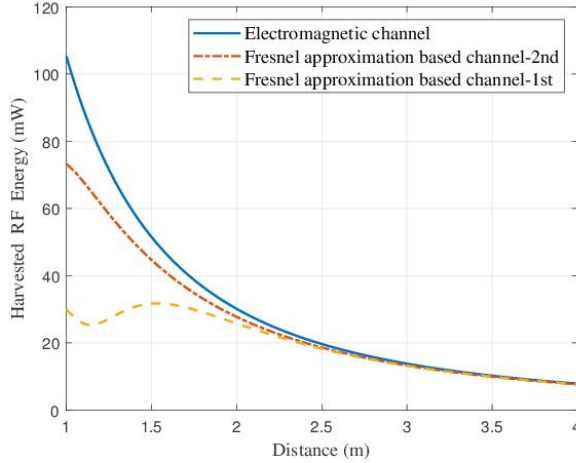


图 6.27 基于连续孔径全息超表面的 WPT 性能^[280]

文献[280]中考虑了一个长 1.5m 宽 0.5m 的全息超表面，单能量用户位于连续孔径全息超表面的中轴线上。从图 6.27 中可以看出，能量用户在电磁信道模型下可以收割到更多的能量。随着离发射机的距离增加，菲涅尔近似下的近场信道模型误差逐渐减小，从而获得和电磁信道一样的 WPT 性能。

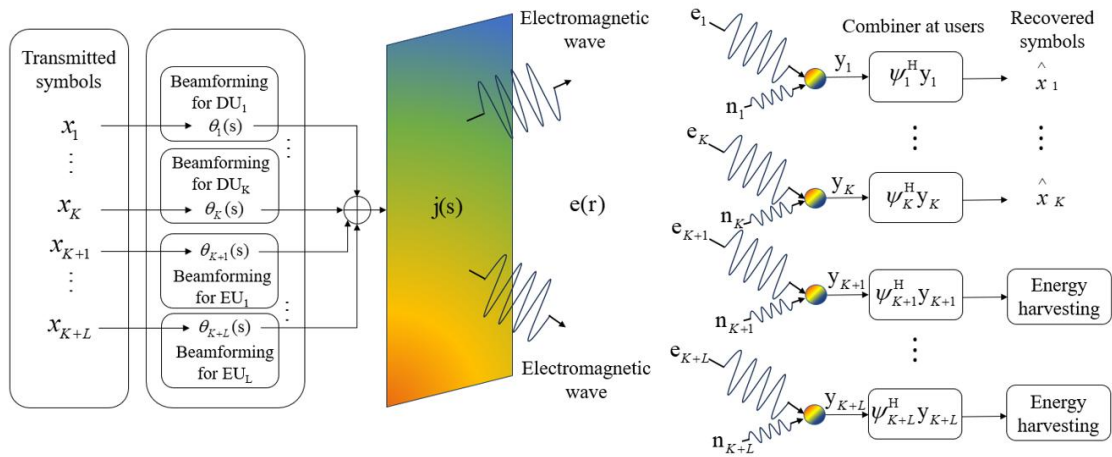


图 6.28 基于连续孔径全息超表面的 SWIPT 收发机^[280]

对于多用户 SWIPT 场景，需要对收发机连续孔径全息超表面上的电流进行精心的设计来实现全息 SWIPT，包括电流的振幅、相位和极化方向。从而让携带着不同用户信息的电磁波在能量用户处尽可能聚集，在信息用户处尽可能正交，以满足通信和 WPT 间的权衡。文献[280]中考虑了一个全息 SWIPT 系统，其中发射机和多个信息用户、能量用户都配备了连续孔径全息超表面。具体来说，设计了一个优化问题，在满足能量用户能量收割需求的前提下，最大化信息用户的和速率。为了解决这个非凸优化问题，基于块坐标下降和连续凸逼近提出了连续孔径全息超表面波束赋形方案。

(2) 离散孔径全息 SWIPT

连续孔径全息超表面提供了 SWIPT 的极限性能，但作为一种理想化模型，连续孔径全息超表面在现实中难以制备。考虑实际情况，使用离散孔径全息超表面来进行 SWIPT 传输，可以逼近连续孔径全息超表面的性能，在近场场景中取得更好的波束聚焦性能。如图 6.29

所示，离散孔径全息超表面由很多动态可调谐的超材料元素组成^[283]。射频链路输出的电流信号首先经过馈源转换为电磁波，也成为参考波。接着，参考波沿着波导管传播到达槽位时，其转化为漏波，并在自由空间中传播。利用二极管或液晶控制每个元素的辐射幅值或相位，结合光学全息原理设计全息波束，可以实现可控的波束赋形。基于离散孔径全息超表面的 SWIPT 发射机如图 6.30 所示，基站端首先进行数字波束赋形，并通过射频链路将数字信号转为模拟信号，接着经过非线性功率放大器驱动后，将电流信号输入到离散孔径全息超表面进行信号发射。离散孔径全息超表面利用馈源到元素传播距离差产生相位偏移，并利用调谐电路产生可重构全息波束，无需配备大量移相器，可以大大降低收发阵列制备成本。

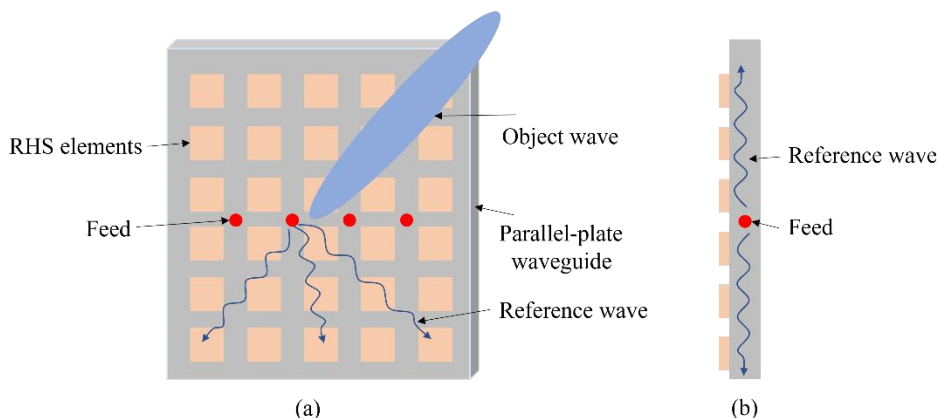


图 6.29 (a)离散孔径全息超表面正视图 (b)离散孔径全息超表面右视图

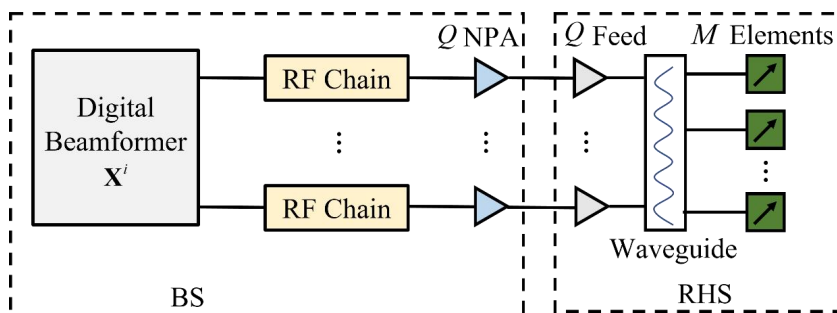


图 6.30 基于离散孔径全息超表面的 SWIPT 发射机

在纯近场 SWIPT 场景中，考虑超大规模离散孔径全息超表面，天线孔径足够大，SWIPT 用户处于近场区域，需要设计近场波束来提升 SWIPT 性能。离散孔径全息超表面有三种波束调控方案^[284]：1) 离散幅度调控，通过控制离散全息超表面每个元素辐射开关，实现全息波束设计；2) 连续幅度调控，通过控制离散孔径全息超表面每个元素辐射幅度，实现全息波束设计；3) 洛伦兹约束相位，通过控制离散孔径全息超表面每个元素的相移，实现全息波束设计。通过设计离散孔径全息超表面的幅值或者相位，即可实现最优的近场 SWIPT 波束聚焦，实现最优的 SWIPT 性能。图 6.31 对比了基于连续幅度控制、离散幅度控制和洛伦兹相位控制的三种离散孔径全息超表面的 SWIPT 性能，其中基于洛伦兹相位控制的离散孔径全息超表面拥有最优的 SWIPT 性能。可以看出，在近场场景中连续幅控和离散幅控离散孔径全息超表面拥有几乎相同的 SWIPT 性能，表明当元素个数非常多时，这两种离散孔径

全息超表面具有几乎相同的波束调控能力,使用较低成本的离散幅控离散孔径全息超表面即可实现与连续幅控离散孔径全息超表面相同的性能。

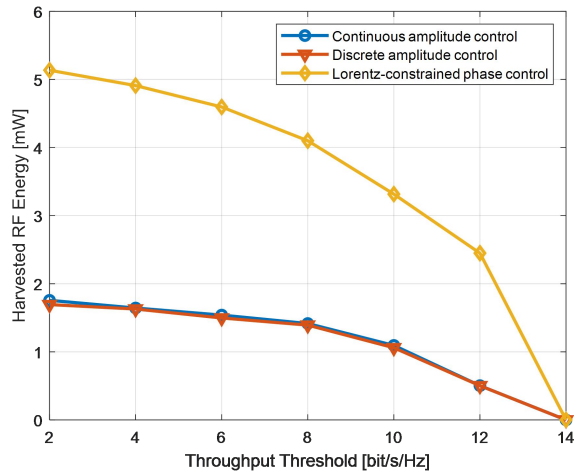


图 6.31 离散孔径全息超表面的 WIT 和 WPT 性能权衡

此外,考虑到离散孔径全息超表面辐射元素数量远远多于相同孔径的相控阵天线,全息波束优化问题规模远远大于基于相控阵的波束优化问题,因此,考虑无线信道具有稀疏性^[285],利用近场信道的空间正交性设计模拟波束,可以大大简化离散孔径全息超表面优化问题并可用于实际部署。离散孔径全息超表面为近场 SWIPT 提供了一种低成本高能效的实现方式。

6.4 近场物理层安全

6.4.1 近场物理层安全传输设计

在无线信道中,由于无线信道的广播特性,无线信号暴露于自由空间,容易被恶意窃听者 (Eavesdropper, Eve) 窃听。为解决这一问题,研究人员提出了物理层安全 (Physical Layer Security, PLS) 概念。PLS 能够利用无线信道的物理特性 (如干扰、衰落、噪声、定向性和差异性) 来增强通信安全,从而避免了复杂的密钥生成和管理,弥补了密码学的不足。在物理层增加和利用合法信道、窃听信道的差异性,

为了满足 6G 网络及以上急剧增长的数据速率需求,如毫米波 (mmWave)、太赫兹 (THz) 和超大规模多输入多输出 (Ultra-Massive MIMO, UM-MIMO) 等新兴技术的研究络绎不绝,然而这些技术都依赖于大规模天线和更高的频率,大规模天线阵列的部署及极小波长的使用却显著延长了瑞利距离,从而使近场范围大大增加,因此无线通信在近场区域的研究迫在眉睫。

瑞利距离作为区分远场和近场传输的关键指标,通常超过瑞利距离的传输假设为传统的远场平面波。当传输发生在瑞利距离内时,传统远场平面波的假设不再适用,它将引入近场效应,促使传输模型转向更合理的球形波表示。传统的无线信道即远场场景中通常使用为平面波信道模型^[290],这限制了近场通信空间波束成形所带来的安全增益。近场中,当窃听者位于基站和合法用户之间时,其信道与合法信道在角度上高度相关,难以区分。因此,近场

安全通信主要依赖于合法用户和窃听者之间的距离差异。近场通信的电磁（Electromagnetic, EM）传播由球面波信道模型描述^[291]，与平面波模型不同，球面波传播模型包含了接收器的方向和距离两类信息，使得天线阵列的波束能够聚焦于自由空间的特定点（即波束聚焦）。因此，近场通信可以利用距离这一新维度，实现无线网络更精确的信号增强和干扰管理。

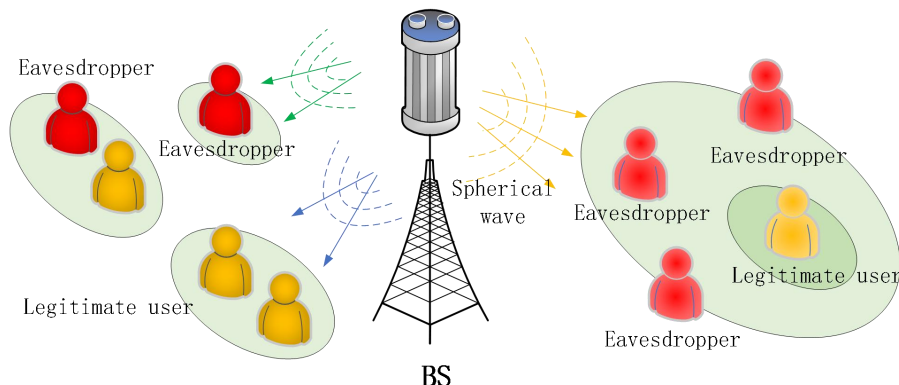


图 6.32 近场物理层安全

已有研究开始探索利用球面波信道模型中的距离维度来增强通信安全^[292]，但针对 MIMO 网络的保密波束聚焦方案研究仍不足。此外，近场 MIMO 通信中常用的大规模天线阵列和全数字波束形成结构造成了巨大的硬件成本，因此开发成本效益高的 MIMO 网络保密波束聚焦方案成为当下的研究重点。在此背景下，可使用一种新的近场安全传输框架，针对存在潜在的窃听者的情况下，通过基站向用户安全地传输机密信息。当窃听者位于用户和基站之间时，可采用一种特殊的基于混合波束成形架构的安全波束聚焦技术，从而有效减少射频链路的开销。已有研究表明，即使窃听用户比合法用户更接近基站，近场通信也能进一步提高安全通信速率^[293]。在近场 PLS 通信中，其安全通信性能主要取决于窃听用户与合法用户之间的距离，而不是窃听用户与基站之间的距离。

6.4.2 基于时延对齐调制的近场安全通信

通过挖掘超大规模 MIMO 的超高空间分辨率和 mmWave/THz 信道的多径稀疏性，文献[294]提出了一种新型时延对齐调制（Delay Alignment Modulation, DAM）传输技术，以消除多径信道造成的符号间干扰。DAM 的核心思想是时延补偿和逐径波束赋形。特别地，超大规模 MIMO 的超高空间分辨率为分辨不同方向的多径信号提供了可能性。通过与 ISAC 技术结合，超高空间分辨率的定位和感知有望提取每条路径的特征，如 AoA/AoD、时延和多普勒频率等^[295]。通过在发射机或接收机端引入匹配各条路径的时延，结合逐径波束赋形，所有多径信号分量能够同时到达接收机。因此，DAM 能够将频率选择性信道转化为无符号干扰的 AWGN 信道，无需依赖复杂的信道均衡或多载波传输。除了零时延扩展的完美 DAM，文献[295]提出了可调控信道时延扩展的普适 DAM 传输技术，以实现高效的单载波和多载波传输。进一步地，对于时频双选信道信道，文献[296]提出了联合调控多普勒和信道时延扩展的时延多普勒对齐调制（Delay-Doppler Alignment Modulation, DDAM）传输技术，能够

将时频双选信道转化为时不变的无符号间干扰信道^{[297][298]}。

除了多径传播带来的符号间干扰问题,无线信道的开放性和广播性使得合法通信容易受到恶意窃听和攻击。特别地, DAM 在消除目标位置符号间干扰的同时,能够对其他位置造成符号间干扰,从而充当人工噪声(Artificial Noise, AN)。相较于传统基于 AN 的物理层安全传输, DAM 无需牺牲发射功率,使得 DAM 在安全传输中非常有前景^[298]。具体而言,如图 6.33 所示,考虑基于 DAM 的近场安全传输, Alice 的发射信号为^[298]:

$$\mathbf{x}[n] = \sum_{l=1}^{L_B} \mathbf{f}_l s[n - \kappa_l], \quad (6.7)$$

其中 L_B 表示 Alice 与 Bob 之间的多径数目, \mathbf{f}_l 表示逐径波束赋形, $\kappa_l \geq 0$ 为引入的时延补偿值, $\kappa_l \neq \kappa_{l'}, \forall l \neq l'$ 。

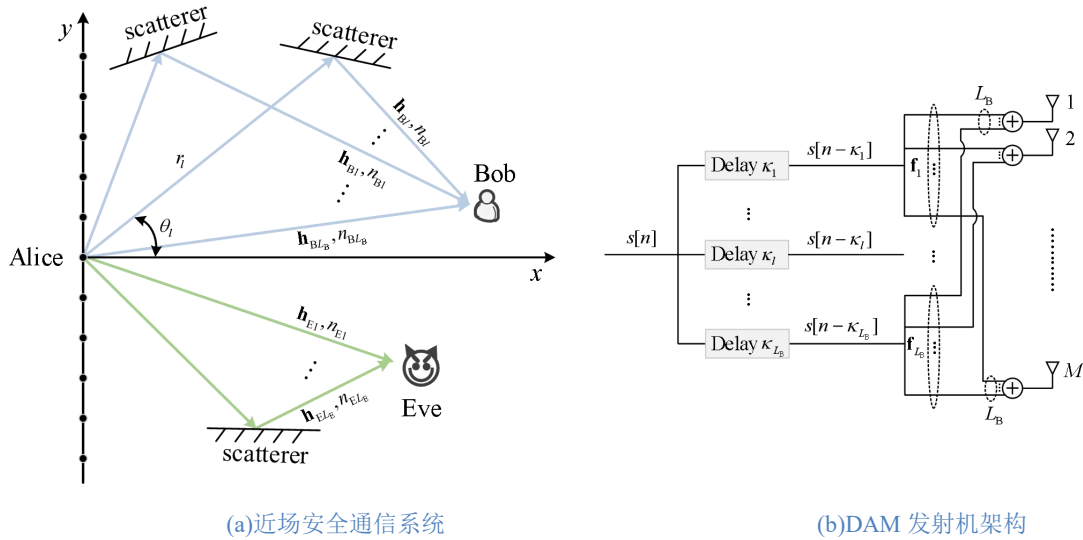
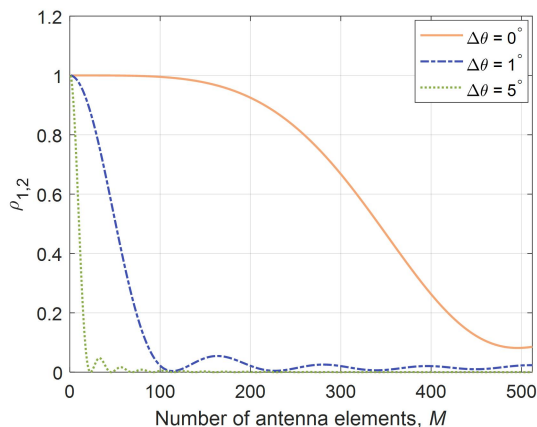


图 6.33 基于时延对齐调制的近场安全通信

对于 Alice 天线数目远大于 Bob 和 Eve 多径数目的渐近情形,随着天线数目的增加,近场信道向量趋于正交,如图 6.34 所示。得益于超大规模天线阵列的超高空间分辨率,相较于传统远场通信,近场通信无要求不同信道向量具有不同的 AoD。因此, DAM 能够在不依赖于 Eve 信道状态信息的条件下,通过简单的时延补偿和最大比发送逐径波束赋形实现无符号间干扰和无信息泄露通信。



$$(r_1, \theta_1) = (30 \text{ m}, 0^\circ), \quad (r_2, \theta_2) = (45 \text{ m}, \theta_1 + \Delta\theta)$$

图 6.34 近场信道向量归一化内积绝对值的平方随天线数目变化关系

图 6.35 展示了 DAM 传输和基于 AN 的 OFDM 传输安全速率随 Alice 天线数目的变化关系。从图中可以看出，相较于基于 AN 的 OFDM 传输方案，两种 DAM 传输方案实现了更高的安全速率，这是由于以下两方面原因。一方面，相比于 OFDM 需要在每个符号前插入一个循环前缀（CP），DAM 仅需在每个信道相干时间块前插入一个保护间隔，进而极大节省了 CP 开销。另一方面，DAM 对 Eve 固有地引入了符号间干扰，能够节省分配给 AN 的功率，这体现在即使去除 CP 开销的影响，DAM 的安全速率仍然高于 OFDM。

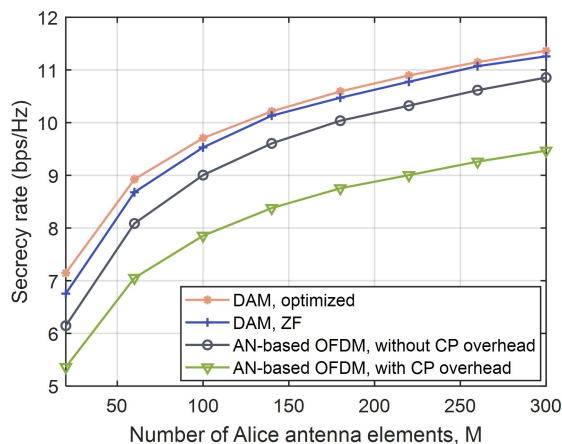


图 6.35 安全速率随 Alice 天线数目变化关系

6.4.3 RIS 辅助近场物理层安全传输设计

由于反射级联信道双重衰落以及高频段高路径损耗的特性，传统 RIS 辅助无线通信的性能增益受限。考虑到 RIS 阵列增益正比于反射单元个数的平方，增加 RIS 单元个数可以有效地弥补级联信道的衰落，因而传统 RIS 将向超大规模 RIS（Extremely Large-Scale RIS, XL-RIS）演进。XL-RIS 辅助通信系统更容易形成近场通信，即当发射端到 XL-RIS 或者 XL-RIS 到接收端的距离小于瑞利距离，XL-RIS 辅助的无线通信系统成为近场通信系统^[62]。

在远场隐蔽通信系统中，当监听者与合法接收端位于同一角度且距离发射端更近时，系

统无法获得正的隐蔽通信速率。近场通信系统具有角度和距离的自由度，其中距离自由度可以使得隐蔽通信系统在上述场景中依然可以获得正的隐蔽速率。文献[300]研究了 XL-RIS 辅助的近场隐蔽通信系统，通过优化基站的混合预编码和 XL-RIS 的反射系数矩阵，提升近场通信系统的隐蔽通信速率。该研究发现一种介于波束成形与波束聚焦之间的波束绕射状态，其产生原因是由于级联信道具有公共的信道部分，导致 XL-RIS 辅助近场中的级联信道不再渐进正交。图 6.36 中展示了波束绕射的归一化热力图，XL-RIS 位于坐标 (0, 0) 处，可以发现波束先绕过监听者 Willie，然后汇聚到合法接收端 Bob 处。波束绕射现象可以拓展到 XL-RIS 辅助的多用户系统、NOMA 系统以及增强近场物理层安全等。

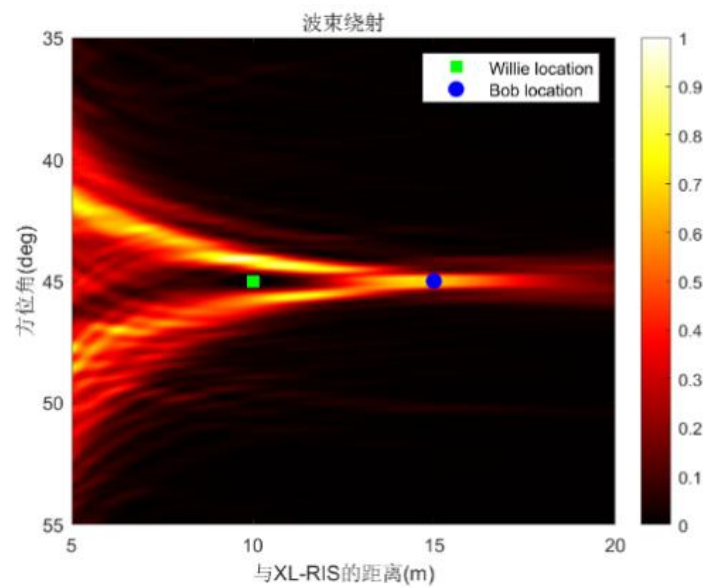


图 6.36 近场波束绕射

6.4.4 探索波束聚焦效应的近场物理层安全

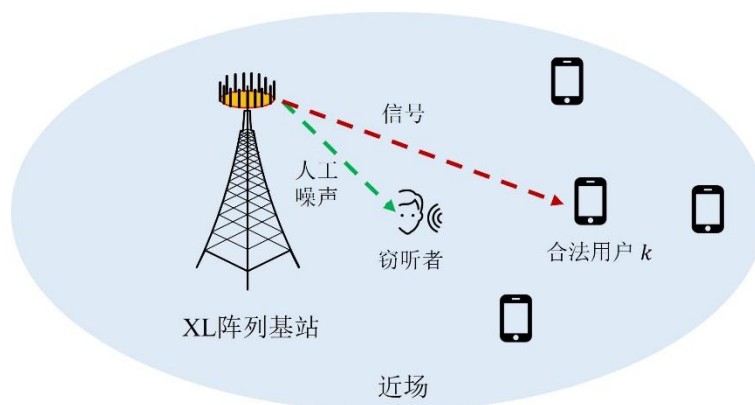


图 6.37 近场物理层安全系统图

引人注目的近场波束聚焦效应通过有意识地将能量聚焦在所需的用户上，可减少角度和距离域的信息泄露，从而有效地保护合法的信息传输。然而，现有的大多数工作要么通过数值方式证明利用光束聚焦效应带来的性能提升，要么直接将传统的远场设计应用于近场安全传输。这未能完全揭示近场物理层安全 (PLS) 的潜力，凸显了对复杂的安全传输设计进行

更深入研究的必要性。例如，人工噪声（AN）已被广泛用于传统的远场安全通信中以增强 PLS，其目的是故意削弱窃听者的信道，同时对合法用户的信号干扰加噪声比（SINR）产生有限的影响。然而，人工噪声是否有利于基于近场光束聚焦的 PLS 仍然未知，并且仍然缺乏近场 PLS 的分析保密性能表征。更具体地说，以下方面值得研究：1）人工噪声是否可以利用近场球面波前嵌入的波束聚焦特性；2）在什么条件下人工噪声最有益。为了回答这些问题，[301]的作者研究了近场通信系统的安全保障，其中配备 XL 阵列的基站在一个近场窃听者存在的情况下向多个近场合法用户传输机密信息。对于涉及一个合法用户和一个窃听者的情况，提供了几个有见地的观察结果。特别是，研究表明将人工噪声纳入基于波束聚焦的 PLS 可以带来两个显著的好处。一方面，人工噪声对安全保障至关重要，能够将不安全的系统转变为安全的系统。另一方面，作者揭示了一个有趣的事实，与不考虑人工噪声的情况相比，即仅分配一小部分功率给人工噪声就可以显著提高安全增益。

6.5 基于近场的 OAM

无线通信技术通过电磁波的频率、幅度、相位、极化等维度来承载信息，但线动量及其组合应用受限于现有维度，难以实现大幅度的效率提升。轨道角动量（Orbital Angular Momentum, OAM）作为面向下一代移动通信的新型技术，具有不同于电磁波辐射线性动量的性质，被期望用于扩展通信维度，该新维度可以用来传输数据或作为新的自由度调控波束，增加传输容量，提升系统性能。

6.5.1 轨道角动量与涡旋波

OAM 是隶属于角动量的电磁波固有物理量，携带 OAM 的电磁波可被称为涡旋电磁波（简称涡旋波）^[302]。与常规平面波相比，涡旋波具有螺旋状分布的相位波前，并可通过螺旋相位体现的周期性进行本征模式（或称为模态）的区分。理论上，涡旋波所携带的 OAM 有无穷多种相互正交的模态，其可作为独立于时间、频率、极化等自由度的全新物理维度。因此在频谱资源日益匮乏且通信速率接近香农定理极限的情况下，在无线通信、成像与探测等方面表现出重要的研究和应用价值。

OAM 对相同方向上的空间资源进行区分，提供波数新维度，无需多径即可实现 LOS 信道下的高自由度空间复用传输，解决高频 LOS 信道下单用户复用层数受限问题。OAM 通过扩展新维度大大提高信道容量，并获得频谱效率的大幅提高，其模态正交性可用于干扰消除，如小区间干扰、上下行干扰、全双工自干扰等，并可以用于增强通信安全性，避免窃听。

OAM 技术在未来无线通信中有更加广阔的应用前景。OAM 的特性适用于微波无线回传链路，实现更高效和更高速的无线自回传，有效降低光纤建设成本和铺设难度，提高网络部署的灵活度。OAM 具有高频谱效率，实现高速数据交互，可以支持数字孪生体域和智能交互等 6G 新场景。此外，OAM 可以用于点对点高速通信及短距离单用户超高速率数据传输等。在近场传输中采用 OAM 技术可以充分利用 LOS 信道的高自由度，减轻多径造成的 OAM 模态串扰。OAM 的应用更适合高频通信，由于此时近场传输发生的概率明显提升，

如何与高频架构进行结合是未来 OAM 技术的一个发展趋势。

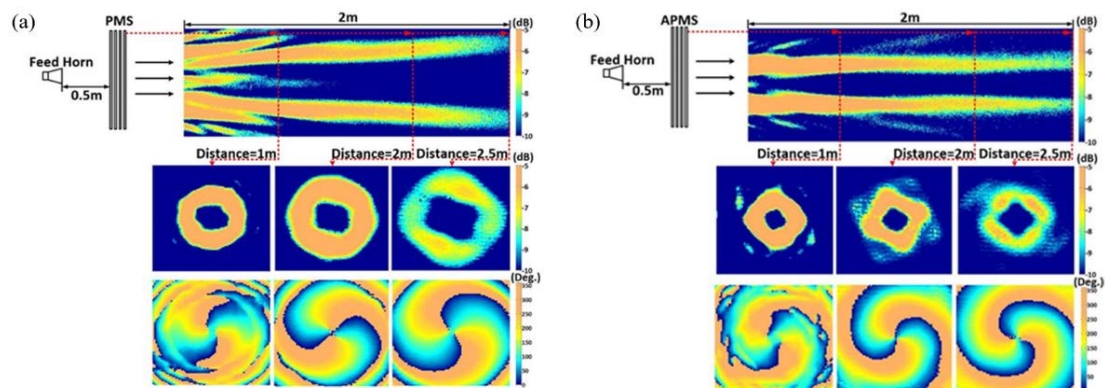
涡旋波的产生与调控、接收与检测是其实际应用的基础。为了实现涡旋波螺旋相位对应的 $e^{jl\phi}$ （其中 j 为虚数单位， l 为涡旋波模态值， ϕ 为空间方位角）相位因子，需利用产生装置形成均匀圆形阵列（Uniform Circular Array, UCA）或对 UCA 进行合理优化后的模型，现有方法可采用螺旋相位板、天线阵列、单个天线、电磁超表面等形式实现上述目标。而在接收端，可通过与发射端对应的接收装置进行波束接收，若需对波束模态进行检测，则可利用涡旋波的空间方位角域与 OAM 模态域之间形成的傅里叶变换关系，基于傅里叶变换原理和采样定理，对涡旋波的 OAM 模态谱进行分析。

6.5.2 涡旋波的近场调控

传播环境通常不可控，障碍物带来的反射、散射和折射等会对 LOS 信道带来影响，破坏模态正交性。近场传输中多径效应明显降低，更好地保证 OAM 模态间的正交性，并减轻波束扩散，实现从 SU 到 MU 的扩展，支持多用户同时传输。

传统的涡旋波束具有明显的发散特性，因此远距离应用往往受限，同时在近场区域内对涡旋波进行调制则更易利用其优势，针对涡旋波的近场波束调控也成为 OAM 研究和应用的关键技术。具体地，可利用无衍射波束在波束传输时体现的抑制衍射特性，将其与涡旋波进行结合，从而实现在一定传播距离内具有无衍射特性的涡旋波。由于无衍射波束与涡旋波的调制都颇为复杂，因此往往需要天线阵列或超表面这样具有众多单元的阵列形式产生装置来实现。

典型的无衍射波束包括贝塞尔波束（Bessel Beam）、艾里波束（Airy Beam）、马丢波束（Mathieu Beam）等，其中高阶贝塞尔波束自身即具有涡旋特性，而其他无衍射波束往往也可通过将波束与螺旋相位结合形成无衍射的涡旋波。图 6.38 展示了用透射型电磁超表面，通过幅度与相位同时调控，产生准无衍射 Bessel 涡旋波束的调控设计^[303]。可以看到将无衍射波束与传统的 OAM 波束相结合，在近场区可以有效抑制发散，从而更好地实现应用。

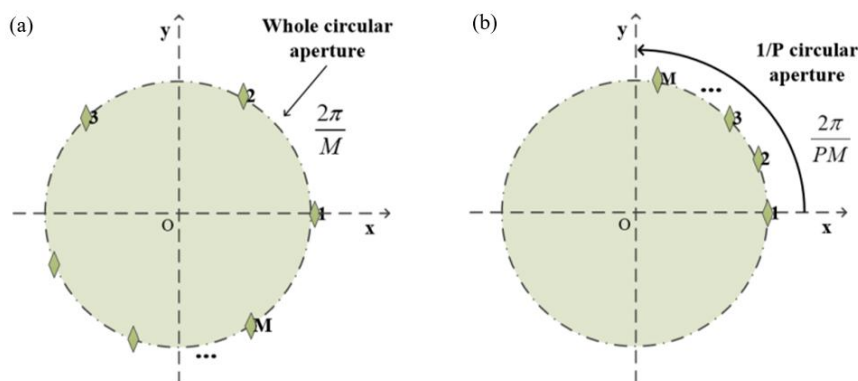


(a) 常规 OAM 波束电场 (b) 无衍射 Bessel 涡旋波束电场

图 6.38 常规 OAM 波束与无衍射 Bessel 涡旋波束电场对比图^[303]

6.5.3 涡旋波的接收与 OAM 检测

涡旋波的有效接收与 OAM 检测是理论和应用研究的重要课题，典型的 OAM 接收方法是通过口径采样进行接收，根据采样口径的大小，又分为完整口径采样和部分口径采样，如图 6.39 所示。完整口径采样接收法可以有效保证不同 OAM 模态之间的正交性，而部分口径所能够接收的 OAM 模态之间需要相差一定的倍数。此外，还可基于采样矩阵的分析，在极小采样接收口径条件下实现对 OAM 的接收解调^[305]。该方法把涡旋波 OAM 模态的接收抽象为矩阵方程求解问题，从而可以将有关的矩阵方程求解方法（如奇异值分解，最小二乘法），或一些信号处理的方法引用，大大拓展了 OAM 接收问题的研究思路和实现手段。



(a) 完整口径采样接收方法； (b) 部分口径采样接收方法

图 6.39 完整口径采样接收方法与部分口径采样接收方法示意图^[304]

6.6 基于 AI 的近场通信

6.6.1 基于近场通信的语义通信架构

为了进一步提升无线通信的传输效率以及充分利用设备的计算能力，将原始的数据先进行特征提取，得到相关的语义信息，将轻量化的语义信息再通过近场通信传输的架构，可以实现信号的高效率传输。与传统的通信不同点在于，基于近场通信的语义通信架构，需要将近场的信道考虑到联合发射端语义提出和接收端语义恢复的 AI 联合训练中。

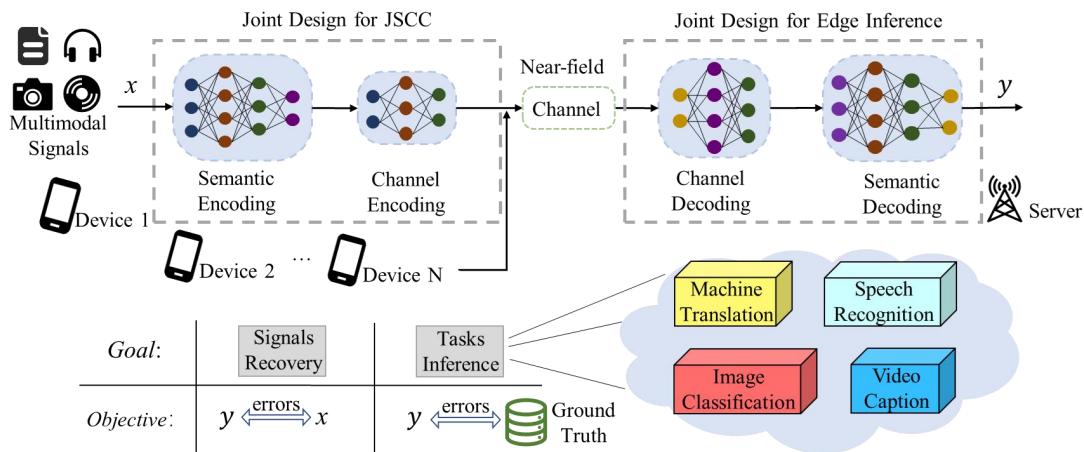


图 6.40 基于近场通信的语义通信架构

6.6.2 基于近场通信的联邦学习架构

考虑一个基于无线通信网络的联邦学习系统，为了保护用户数据的隐私，每个用户设备将通过无线信道传输计算得到的局部联邦学习模型，保留本地的隐私数据，基站将收集到的局部联邦学习模型进行聚合。考虑到用户和基站间的信道为近场信道，因此需要重新推导基于近场信道的联邦学习系统收敛模型，从而建立基于近场通信的联邦学习系统的能量和时延模型，通过联合优化通信和学习的参数来获得最优的资源分配。

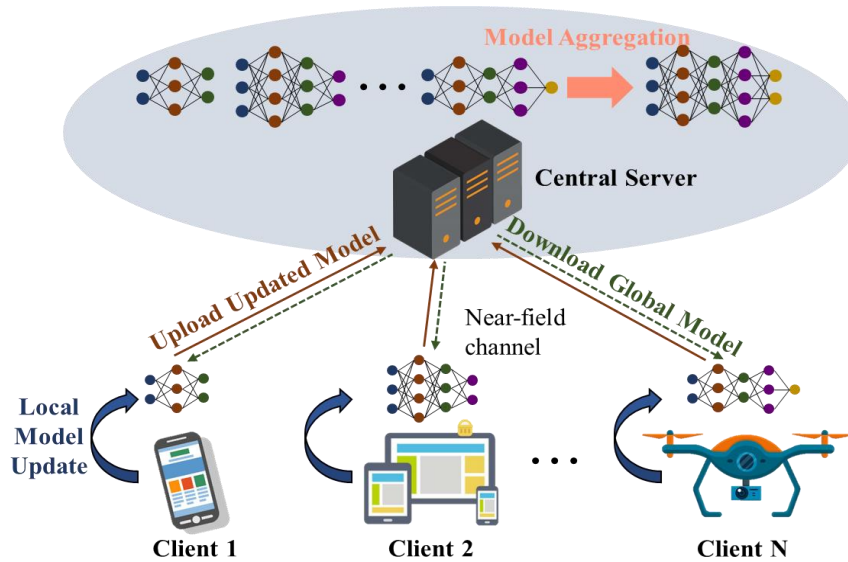


图 6.41 基于近场通信的联邦学习架构

6.6.3 基于 AI 的近场宽带波束赋形

6G 系统具有超大规模天线阵列和超高频率的重要发展趋势，更有可能在近场区域工作。在大带宽通信中，传统基于移相器的模拟波束赋形方法会出现波束分裂/失焦现象，导致波束赋形增益降低。为了增强近场波束聚焦和减轻宽带波束分裂，可以在发送端设计基于时延器的混合波束成形架构，时延器能针对不同频率分量信号施加不同的相移，进而实现宽带大规模天线通信系统的波束聚焦。针对基于时延器的混合波束设计，传统方法采用全数字近似优化来联合求解数字波束赋形矩阵、模拟波束赋形矩阵和时延器矩阵：比如使用加权最小均方差（Weighted Minimum Mean Square Error, WMMSE）方法求解最优的全数字波束赋形器，再使用块坐标下降方法使得基于时延迟器的混合波束赋形逼近全数字波束赋形器。然而，基于全数字近似优化方法的近场宽带波束赋形设计存在计算复杂度大、易受信道环境变化影响等问题。为此，可以考虑如图 6.42（左）图所示的近场宽带智能波束赋形。比如，深度强化学习（Deep Reinforcement Learning, DRL）算法能够实时与环境交互获得信道容量信息作为奖励用于更新网络，可以解决传统优化方法的问题。如图 6.42（右）所示，DRL 方法能够大幅节省优化迭代时间且能够达到 WMMSE 优化方法 90%的性能^[306]。

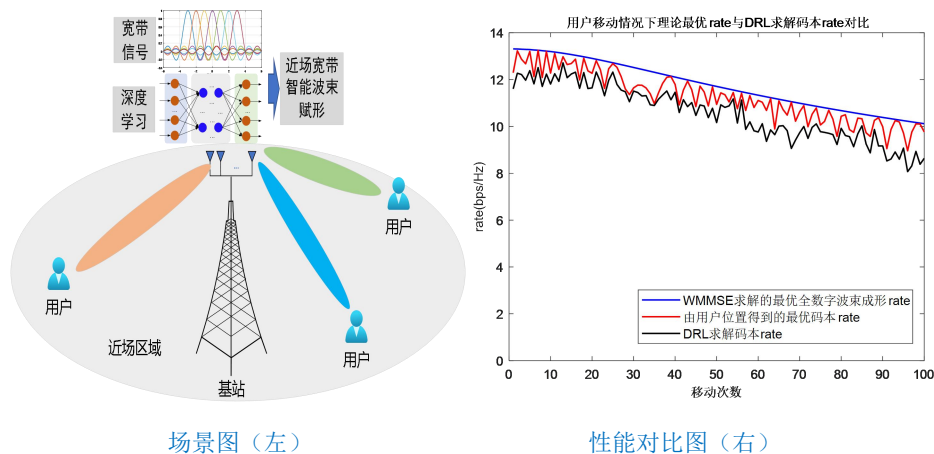


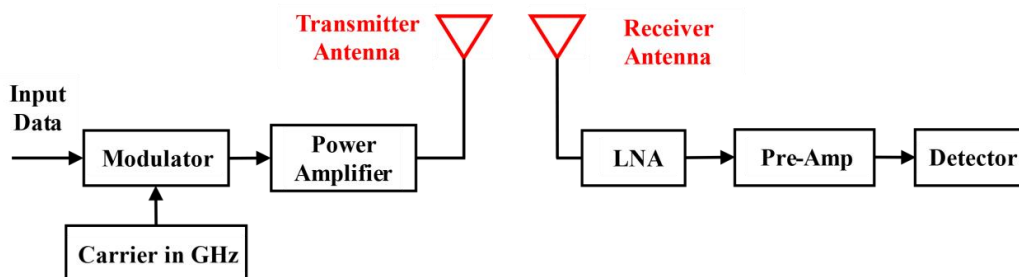
图 6.42 近场宽带智能波束赋形

6.7 近场与片上无线通信

6.7.1 基于片上天线的片上无线通信

随着移动通信领域的不断发展，通信系统对小型化的需求变得愈发迫切。片上天线是指集成在芯片内部的天线结构，具有小型化、低成本、与电路协同设计、高集成度以及适应大规模批量生产等特点，是在芯片中替代有线信号互联的可行选择。针对未来 6G 通信系统所采用的太赫兹频段（100 GHz 到 10 THz），天线的物理尺寸大大缩小，这为利用片上天线实现与芯片的高频互联，达到完全集成的片上无线通信系统提供了可行性，相较于传统的通信系统不仅显著提高了数据传输速率，同时大大提高了系统的集成度，因此片上天线技术是 6G 通信领域中非常具有吸引力的研究方向。

片上通信通常采用如图 6.43 所示的系统架构^[307]。在发射端，调制信号经过功率放大器（PA）放大后由片上天线发射出去。接收端的片上天线将接收下来的信号传递给低噪声放大器（LNA）进行低噪声放大，提高整个接收机的灵敏度，后续经滤波、变频、放大后解调出基带信号。片上通信系统的收发机之间的距离小，所需的输出功率低。最常用于片内通信的片上天线是单极子天线和偶极子天线。

图 6.43 常用的片上通信系统框图^[307]

文献[308]中，研究人员基于硅光子学技术，提出两种平面片上天线拓扑如图 6.44 所示，用于片内射频传输和片上网络（Network-on-Chip, NOC）通信。此外，通过抑制电磁辐射，

用于封装的开放式微带线巴伦的电磁带隙（Electromagnetic Band Gap, EBG）结构可以提高片间无线链路的整体性能^[309]。已有研究将基片集成波导和超材料技术相结合，提出了一种用于片内无线通信的太赫兹平面片上天线，其尺寸小且工作在单个的薄基板层中，大大降低了天线基板所引入的损耗^[310]。

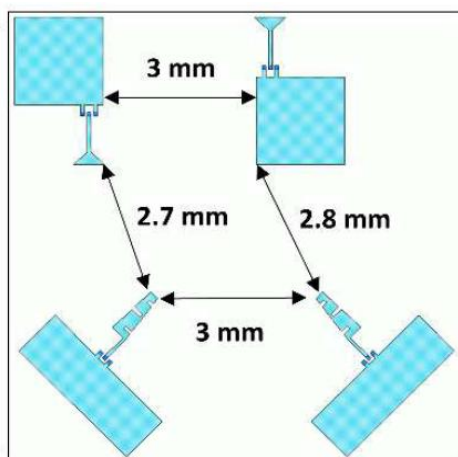


图 6.44 片内天线排布^[308]

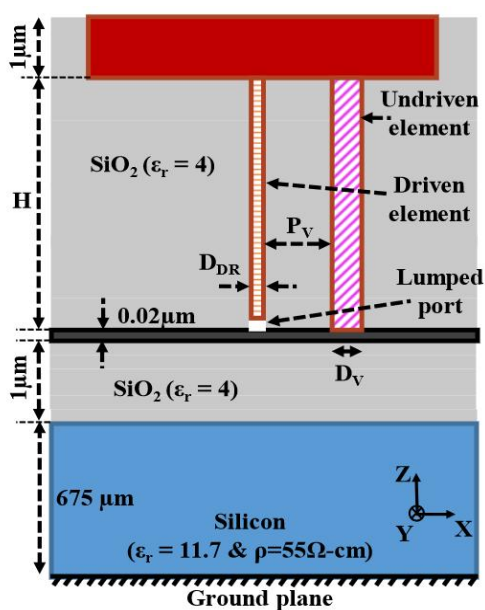


图 6.45 垂直单极子天线横截面^[312]

现有可用于无线通信系统的片上天线中，绝大多数都是基于硅工艺^[311]。在标准硅基工艺中，硅衬底具有较高的相对介电常数和较大的衬底厚度，导致天线辐射损耗显著增加。为解决上述问题，研究人员提出了几种提高片上天线辐射效率的方法。例如，利用垂直单极子天线代替水平放置天线的新型互联装置，如图 6.45 所示，将其用在 225 GHz 片上无线通信中，避免了当辐射方向与芯片平面正交时，芯片平面的透射率低和硅衬底抗辐射能力低的问题^[312]。也有研究者提出基于 GaN 工艺，在 SiC 衬底上制造太赫兹片上天线，如图 6.46 所示，可与 GaN MMIC 芯片实现片上全集成，进一步提高天线的辐射效率和增益^[313]。

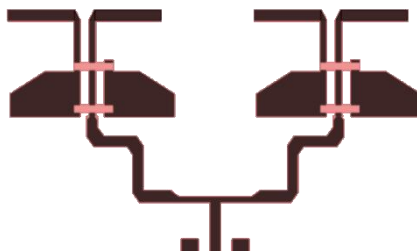


图 6.46 基于 GaN 工艺的片上天线^[313]

片上天线可以作为植入式设备应用于医疗和商业等多个领域。例如，用于医学治疗和诊断的植入天线可以监测各种生理参数，还可以与多种传感器一起，作为生物遥测系统的一部分植入人体来建立无线通讯等。利用片上天线技术的无线传输系统有望为 6G 时代无线通信的演进提供更多可能性。

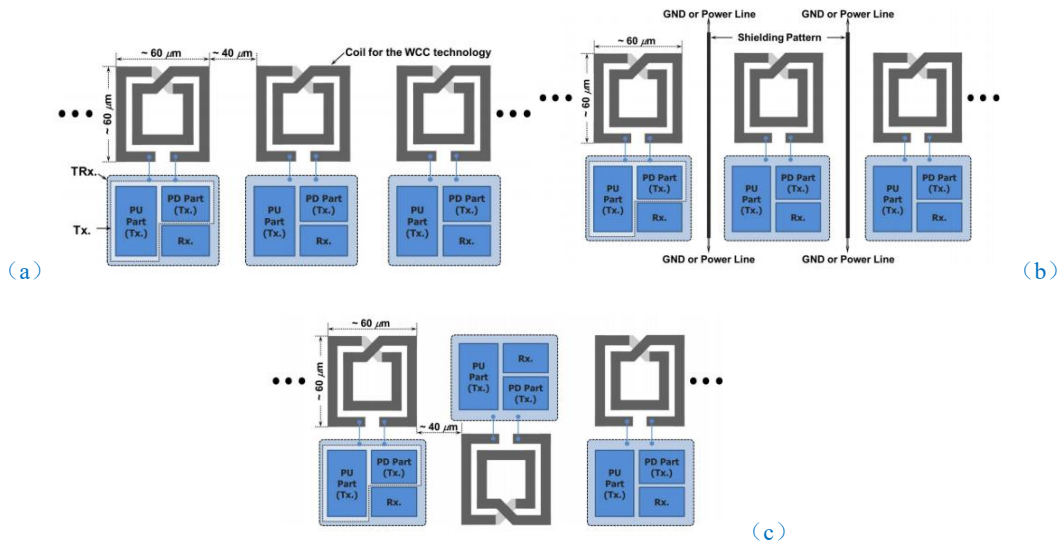
6.7.2 基于三维堆叠芯片的片上无线通信

集成电路的发展推动了系统级芯片的出现，可以在同一块芯片上实现更多的功能。然而，SOC 的设计和制造仍然面临一些挑战，比如复杂功能的芯片会使尺寸变大、现有的工艺技术难以整合异构功能模块等。为了应对这些挑战，同时适应 6G 通信的需求，研究人员提出了三维堆叠芯片技术，可以将不同的芯片堆叠在一起形成三维结构，进一步提高系统的集成度。

然而，三维堆叠技术需要解决堆叠芯片间的互联问题，互联问题同时又对整个系统的性能至关重要^[314]。目前应用于三维堆叠芯片的互联技术可以分为有线和无线两大类，有线互联技术包括多芯片封装技术（multi-chip package, MCP）和硅通孔技术（through silicon via, TSV）^[315]。多芯片封装技术是指几个芯片垂直堆叠，每个芯片的信号和电源 pad 通过几根焊线连接到印刷电路板（Printed Circuit Board, PCB）上，相互通信。硅通孔技术是利用垂直硅通孔完成芯片间互联的方法。上述两种通信方式虽然可以解决堆叠芯片间互联和封装的问题，但同时也存在一些弊端，例如，MCP 技术存在焊线太长和谐振频率不同的缺点，TSV 技术存在开发成本高和成品率低的问题，同时这两种技术都需要引入额外的静电保护器件。应用于三维堆叠芯片的无线互联技术使得芯片之间的通信不再需要导线和硅通孔，能够有效克服上述问题，是今后芯片设计技术和系统集成技术的重要发展方向。在三维堆叠芯片中片对片无线互联技术主要包括利用耦合的无线互联技术，以及 6.7.1 节中提到的片上天线互联技术。

利用耦合的无线互联技术：在堆叠芯片的片对片近场通信中，耦合互联技术多用于 6G 通信的中低频频段，主要通过电容耦合或电感耦合的方式实现。电容耦合互联需要使电容结构的两个极板尽可能靠近，这要求芯片与芯片必须面对面堆叠，所以电容耦合互联不仅受到通讯片数的限制（仅适用于 2 片芯片），还受到通讯距离的限制。此外，电容互联面积较大，容易受到其他通道的干扰。相比之下，电感耦合比电容耦合有着更多优势。电感耦合互联不仅是一种高效率、低成本的芯片互联方式，还能降低功耗和电路复杂的寄生效应。图 6.47

(a) 展示了传统的用于无线片对片通信的电感线圈阵列结构^[316]。图 6.47 (b) 在相邻线圈之间插入屏蔽结构可以减少串扰。此外,为了解决串扰问题和减小芯片面积,研究人员进一步提出了之字形结构,如图 6.47 (c)。



(a) 传统电感线圈耦合阵列 (b) 插入屏蔽结构 (c) 之字形结构
图 6.47 用于无线片对片通信的设计结构

利用片上天线的无线互联技术: 在堆叠芯片的片对片近场通信中,片上天线技术多用于 6G 通信的中高频频段。虽然三维集成电路有很高的集成密度,但内部和外部链路限制了三维集成电路之间通信的灵活性。片上天线之间的无线数据通信可以减轻有线通信所面临的高延迟、灵活性低和扩展性差等问题,也可以解决通过耦合进行无线通信传输时信号频率较低的问题。无线互联系统由集成了片上天线的发射器和接收器组成,最常用于三维堆叠芯片的片对片通信的片上天线是单极子和偶极子天线,此外还有之字形天线、线性天线、弯曲天线和玻璃通孔天线^[317]等。

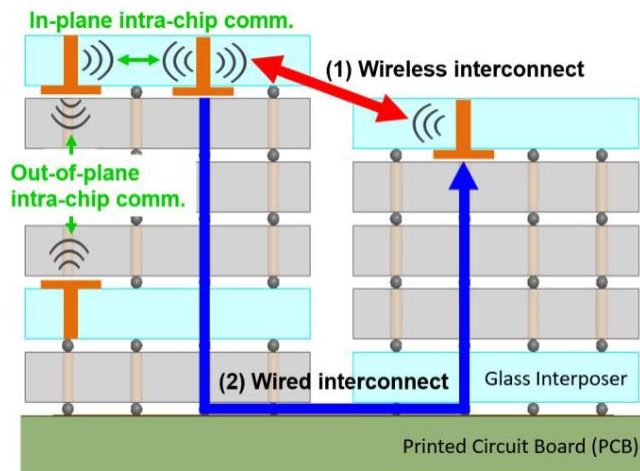


图 6.48 三维封装系统(SiP)中利用玻璃通孔(TGV)集成天线的面内/面外/片内/片间无线通信

随着 6G 无线通信的发展,电路集成度要求变高,为使单位面积上的晶体管数量成倍地

增长，研究人员提出了三维堆叠芯片技术来满足当前需求。传统的有线互联如线连接和硅过孔在集成和封装方面面临许多挑战，如功耗增加、大时延、高串扰以及与多个平面内和平面外导体布线相关的复杂制造工艺。与有线方式相比，无线互联可以减少信号延迟，增加通信距离，并且减小芯片体积。利用电感/电容耦合和片上天线的无线互联技术是为片上通信和芯片互联提供了解决方案。

6.8 近场与物体材质感知

材质感知技术在智能制造、环境监测等领域正发挥着越来越重要的作用。传统的材质感知技术主要依赖于视觉图像分析，在弱光照、视距遮挡、恶劣天气等场景下存在诸多限制。近期研究表明，基站大规模 MIMO 阵列利用 OFDM 通信信号有潜力实现对近场物体的电磁系数估计，进而实现基于近场的物体材质感知^[318]。近场材质感知问题属于电磁逆散射问题的一种，因此首先需要建立电磁逆散射模型。

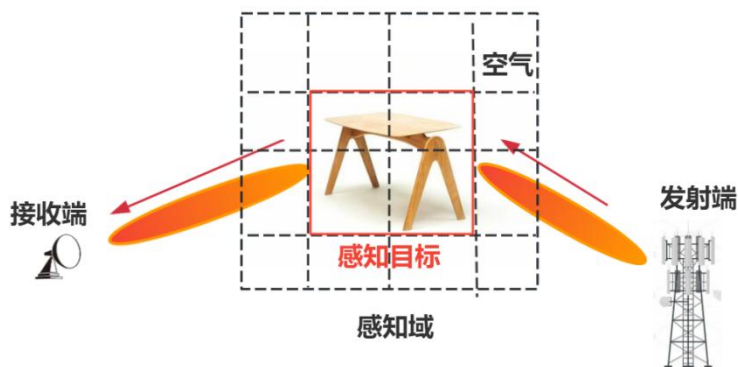


图 6.49 感知场景示意图

如图 6.49 所示，考虑由一个多天线发射机、一个目标、和一个多天线接收器组成的系统模型。对于图 6.49 所示的系统，利用李普曼-施温格方程建立正向散射信道模型。由于 OFDM 信号包含了很多不同频率的子载波信号，所以需要建立每个频率下的正向信道。由于事实上物体只占据了感知域中的小部分区域，因此可以结合压缩感知的方法进行对要被感知的电磁系数向量 s 的估计。具体可以使用混合范数最小化的优化方法进行求解。因为介电常数对比度和电导率对比度具有相同的支持集，基于广义多测量向量（GMMV）的一个模型，关键是利用联合稀疏性结构来提高感知能力。

假设已知物体是由几种可能的材料中的一种构成的，这些材料的介电常数和电导率是事先精确测量过的。需要注意的是，只有介电常数或电导率有明显差异的材料才能加以区分。材料识别方法包括两个步骤：首先是聚类，然后是分类。

为了确定目标的材质，我们首先需要区分 D 被空气占据的部分和被目标占据的部分。为了实现这一点，我们利用 K-means 聚类算法将 D 中的采样点分为两类。K-means 是一种无监督算法，对不同形状和大小的聚类具有较强的泛化能力，无论目标是什么都能保证收敛。由于相对介电常数和电导率具有不同的量纲，因此我们在 K-means 聚类算法中采用无量纲

且尺度不变的 Mahalanobis 距离。集群的数量预先确定为 2，分别代表空气和目标。空气的团簇质心，代表空气的平均介电常数和电导率值，预计将接近 (1,0) 点。另一方面，代表其平均介电常数和电导率的目标簇质心预计将明显远离 (1,0) 点。

聚类完成后，下一步是确定目标的材料类别。这是通过计算目标材料的簇质心与每种可能材料的介电常数和电导率的真值之间的马氏距离来完成的。然后将目标分类到具有最短马氏距离的材料类别中，这表明目标的测量电磁属性与材料的已知属性之间最接近匹配。

7. 工程实践与标准化

7.1 工程实践

除上述章节介绍的近场技术技术研究外，近场技术在工程实施中的实际应用也需予以关注，当前仍存在若干亟待解决的挑战^{[1][2]}。

- 构建近场传播环境

传统的近场通信研究主要聚焦于配备大规模集中式天线阵列的基站（BS），在此配置下可清晰观察到近场传播效应。然而，天线布置的灵活性不足，以及大型天线系统安装和维护成本高昂，阻碍了近场技术的广泛、灵活应用。为克服这些挑战，需探索替代性和灵活性的配置方案，例如部署规模较小、分布式的天线阵列，以实现大型天线的性能；同时，6G的潜在关键技术，如智能超表面（RIS），也可为创建近场传播环境提供有前景的解决方案。

- 网络部署

在传统基于远场传播假设的蜂窝网络部署中，部署优化的主要目标是确保网络中的每个小区都能与其覆盖区域内的移动设备有效通信。然而，在基于近场假设的网络部署中，优化目标不仅要考虑信号强度分布，还需考虑近场传播特性引起的空间自由度变化^{[3][9]}。因此，优化近场网络部署需考虑以下因素：

近场距离条件：设备与天线阵列的距离与远场场景相比，会影响信号的传输行为。近场距离下的信号传输呈现出更复杂的空域模式，需要深入了解近场传播特性。

孔径尺寸：天线阵列的物理尺寸在决定信号辐射模式方面起着重要作用。较大的孔径可能在方向性和波束成形能力方面提供优势，但也会带来设备尺寸和部署可行性的挑战。

部署密度：在密集的城市环境中，多个天线紧密排列，近场效应可能更为显著，在部署天线阵列时需进一步考虑。

- 频谱

与传统移动通信系统相比，6G将在更高频段运行，这不仅为增强通信能力带来了新的机遇，也给网络部署和运营带来了独特的挑战。向更高频段的过渡使6G网络能够实现更大的近场传播距离，因为在给定天线孔径尺寸下，近场距离随频率增加而增加。例如，目前，6GHz以下的频段要么已被充分利用，要么正迅速被现有的4G和5G商用网络占用。在可预见的未来，预计6GHz以上的几个新分配频段将成为6G通信的主要载波，如6GHz以上频段、毫米波频段，甚至亚太赫兹（sub-THz）频段（见图7.1）。

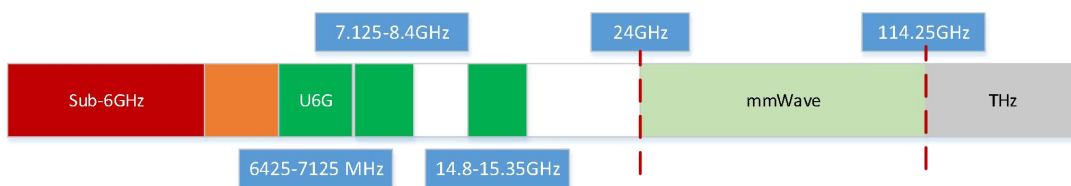


图 7.1 6G 潜在频谱

7.2 潜在标准化影响

从标准化角度来看，近场通信标准的影响主要体现在以下方面。一方面，传统标准（如 5G 信道模型标准 TR38.901）基于远场假设，其参数和模型在近场区域存在偏差，需要进行相应的改进和扩展。2023 年 12 月，第三代合作伙伴计划（3GPP）在 RAN#102 全体会议上批准了一项增强 7 - 24GHz 信道模型的项目^[320]。该项目将基于 TR38.901 中的信道模型标准，增加对新频段、近场传播和空间非平稳特性的建模，以弥补现有 5G 信道模型标准的局限性，从而覆盖未来现有和潜在的近场应用评估需求。另一方面，近场环境中以球面波前为特征的信号传播，需要从角度和距离等多个维度重新设计和调整技术方案，以优化系统性能。随着可重构智能表面（RIS）、超大规模天线阵列（ELAA）、集成感知与通信（ISAC）和无线功率传输（WPT）等 6G 关键技术的发展，近场效应直接影响这些技术的协议设计和系统实现。因此，标准化工作迫切需要从整体角度提供系统性解决方案。

7.2.1 近场信道建模

由于远场模型的受限性，近场信道建模作为标准化的主要任务，在准确表征传播特性方面面临挑战。传统的 5G 信道模型（如 TR38.901）假设电磁波以平面波形式传播^[321]，然而，在实际近场区域，球面波前效应显著，导致信道特性（包括路径数量、路径强度、簇结构和空间非平稳性等）与远场场景相比存在显著差异^[322]。因此，建立近场信道模型需要在以下方面进行改进和扩展：

- 建模方法

在构建近场信道模型时，不同的方法各有优缺点。常见的方法包括基于几何的随机信道模型（GBSM）、基于地图的混合信道模型（MHCM）和确定性模型（如射线追踪）。

GBSM 结构简单，易于实现，计算效率高，在初步信道建模中得到广泛应用。它通过几何建模和随机分布规则生成信道参数，适用于大规模仿真和参数调整。然而，其准确性有限，特别是在描述球面波前等详细现象和局部传播效应时。

MHCM 将确定性环境信息与随机统计特性相结合。通过利用地理和环境地图数据，它可以更准确地模拟近场中障碍物、反射和散射对信号的实际影响，同时保持统计采样能力。该方法在准确性方面表现较好，但比 GBSM 更复杂。

确定性方法描述了传输环境、天线位置和反射器等细节，可以高精度地模拟每条传播路径，提供最详细的结果。但是，其计算量大，通常用于验证其他模型或对特定场景进行深入分析。

在实际标准化过程中，需要根据应用场景和计算资源，平衡不同模型的准确性和复杂性。标准化工作应致力于构建既能反映近场特性又能满足实际应用需求的信道模型体系，为后续标准化工作提供理论支持和技术基础。

- 参数调整和模型扩展

在近场通信环境中，基于远场假设的信道模型难以准确描述球面波前下的传播现象。为

了反映近场信道的实际特性，需要对现有标准（如 TR38.901）中的信道参数生成模块进行修改和扩展。

传统的参数生成模块假设同一天线面板上的所有天线单元共址，从而生成一组统一的信道参数。然而，在近场场景中，天线单元之间的物理位置差异会导致每个天线单元的信道参数（如延迟、相位、多普勒频移）发生变化，通常遵循一定的规律。因此，在修改参数生成模块时，必须考虑天线单元位置差异对信道参数的影响。对于延迟参数，需要考虑延迟分辨率的影响；对于相位参数，需要考虑天线单元和簇的相对位置。

为了生成具有近场特性的信道参数，可以引入簇的物理位置信息。利用统计模型辅助建模可以更好地捕捉近场中视距（LOS）和非视距（NLOS）路径的变化，动态调整信道参数生成模块。该方法平衡了局部细节的确定性信息和近场传播的整体统计特征，提供了更精确和可扩展的技术基础。

通过参数调整和模型扩展建立的近场信道模型可以适应近场中的各种动态传播现象，为未来更复杂的建模方法提供坚实的数据生成基础。

● 连续性问题

在实际信道建模和仿真中，远场和近场信道通常在同一场景中共存。然而，由于传播机制和参数生成方法的根本差异，使用不同的模型或算法分别处理远场和近场可能会导致它们之间的不连续。这种不连续性不仅会影响系统模型的整体一致性，还会使仿真结果不可靠，可能误导后续的系统设计和性能评估。例如，在远场和近场信道共存的场景中，不连续性会导致信道参数发生突变，从而引发传输异常或产生无法准确反映真实信号传播的失真仿真数据。

解决连续性的一个方案是采用相同的实现框架进行远场和近场建模。这种方法保证了连续性，确保在从远场到近场的过渡过程中，关键参数（如延迟、相位和功率衰减）逐渐且连续地变化，而不是发生突变。

● 空间非平稳性

在近场通信中，信道的空间非平稳性更为明显，特别是在涉及大规模天线阵列或复杂障碍物的场景中。准确描述和模拟信道参数在空间中的相关性变化已成为当前标准化工作的一大挑战。常见的方法包括基于物理遮挡的方法和基于统计的方法^[323]。

空间非平稳性在很大程度上受到周围障碍物的影响。基于物理遮挡的方法可以更准确地描述不同大小和位置的障碍物对信号传播的衰减效应，具有较高的准确性和灵活性。

与基于物理遮挡的方法相比，基于统计的方法根据统计特性生成可视范围和遮挡损耗。这些方法计算量较小，适用于大规模仿真。然而，它们通常缺乏灵活性，无法捕捉细微的局部变化，也难以准确区分不同的障碍物。

通过深入研究和标准化空间非平稳性，未来的通信系统将能够更好地适应动态环境，提高信道参数估计的准确性，增强仿真结果的可靠性，从而为近场通信和 6G 网络提供坚实的技术基础。

7.2.2 近场技术标准化

远场协议通常假设无线传播为平面波，重点关注信道估计、波束成形、码本设计和波束训练等角度域技术。然而，在近场环境中，信号呈现球面波特性，技术方案除了考虑角度精度外，还需要考虑空间距离效应。这就需要对现有的标准设计进行增强。

现有的导频信号和信道估计原理在近场环境中受到球面波前的影响，降低了传统方法的准确性。为了适应近场信道的高空间相关性，需要探索基于球面波前的新导频设计方法，以及适用于近场场景的稀疏信道估计算法。这些方法可以确保在距离域和角度域准确捕获信道信息。

在远场环境中，波束成形大多局限于角度域优化。在近场环境中，可以利用极坐标系，利用球面波聚焦效应在角度域和距离域设计波束。新的波束成形标准将实现动态波束调整，精确聚焦能量，增强信号强度，减少干扰，提高系统覆盖质量。

传统的码本设计依赖于平面波假设，可能无法捕捉近场特定的信道变化。基于球面波前的码本设计需要融入动态调整机制，以适应多维变化。波束训练应扩大搜索空间，并采用分层搜索或机器学习技术，实现低复杂度、快速优化，确保在动态近场环境中高效选择波束配置。

标准的改进和重新设计不仅确保了前瞻性和灵活性，还为未来 6G 网络中各种关键技术（如 RIS 和 ELAA）的集成提供了统一的设计原则和技术基础。

2025 年 3 月，3GPP 在韩国仁川举办了 6G 研讨会，多家公司展示了其关于 6G 技术的研究和提案²，其中包括近场通信的进展。中兴、DOCOMO、InterDigital、CEWIT 和小米等多家公司强调了近场技术的重要性及其可能带来的挑战^{[324]-[336]}。讨论涵盖了信道特性、波束管理、信道状态信息（CSI）增强、码本设计和多输入多输出（MIMO）改进等关键方面，以优化近场通信。各公司探索了克服大规模天线阵列挑战以及从远场到近场通信过渡的技术。

7.2.3 使能技术标准化

6G 时代将引入新的关键技术，如 RIS、ELAA、ISAC 和 WPT。这些技术在近场效应的影响下也需要进行优化，相应的相关标准也需要更新。

RIS 可以通过控制反射和折射相位来改变无线传播环境。在近场区域，球面波前效应显著，RIS 系统需要重新设计波束成形、信道估计和码本协议。例如，可以基于球面波前模型制定 RIS 链路标准，设计高精度的反射系数控制算法和定制化的信号处理方案，确保在二维或三维空间中实现波束聚焦和适应性。

在 ISAC 系统中，近场效应不仅影响通信链路，还影响感知信息的准确性。创新的信号处理和干扰消除技术有助于在同一硬件平台上实现通信和感知的无缝集成。在近场条件下，需要通过新的标准设计来调控通信和感知之间的相互作用以及能量分配，以最大化两者的功

² 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March, 2025. <https://www.3gpp.org/component/content/article/6gworkshop-2025?catid=67&Itemid=101>

能。

对于 ELAA 系统，近场波束成形设计需要考虑大规模天线阵列中电磁波的传播特性，利用球面波前分析实现精确的能量控制和目标定位。

WPT 技术需要关注近场环境中的能量聚焦和安全传输，在距离域中融入功率控制和波束聚焦技术，以提高能量传输效率和系统安全性。

在设计 6G 标准协议时，需要建立统一且可扩展的标准，以支持传统的远场设计和向新兴近场场景的无缝过渡，最终实现高精度、高效率 and 广覆盖的无线网络。

7.2.4 标准化活动

近期，多个组织开展了促进近场技术标准化的活动，显著推动了该领域的研究（见图 7.2）^[1]。

(1) 2023 年 12 月，3GPP Rel - 19 批准了 7 - 24GHz 信道测量和建模研究项目，重点关注近场特性（注：工作项目报告人：Lee, Daewon, 英特尔，Zhang, Nan, 中兴）。

(2) 2024 年 3 月 15 日，中兴在 ETSI ISG RIS 成功牵头建立了“近场模型与方案课题”。

(3) 2024 年 4 月 25 日，中兴通讯与中国三大电信运营商合作，在中国通信标准化协会（CCSA）TC5WG6 下启动了近场技术研究项目³。

(4) 2024 年 4 月 18 日，6G 大会“新技术与新材料”分论坛发布了《6G 近场技术白皮书》⁴。

(5) 2024 年 4 月 27 日，在电子学会主办的首届“近场通信理论与应用”论坛上发布了“共同推动 6G 近场技术研究与标准化”倡议⁵。

(6) 2025 年 3 月 25 日，中兴通讯、清华大学、北京邮电大学、浙江大学和中国联通等联合在中国 IMT - 2030（6G）推进组下成立了“近场通信任务组”。



图 7.2 推进近场技术研究与标准化的系列活动

³ <https://www.ccsa.org.cn/>

⁴ <https://www.c114.com.cn/wireless/2935/a1261616.html>

⁵ https://mp.weixin.qq.com/s/0Hpjf-ETKwvGPH_K-SyQIQ

7.3 技术实验与原型测试

7.3.1 太赫兹近场信道测量

7.3.1.2 太赫兹近场信道测量系统

太赫兹多输入单输出 (MISO) 信道测量系统由三部分组成, 如图 7.3 所示, 包括作为控制平台的计算机 (PC)、是德科技 3672C 矢量网络分析仪 (VNA)、搭载太赫兹发射 (Tx) 模块的位移平台以及搭载太赫兹接收 (Rx) 模块的旋转台^{[318][337]}。

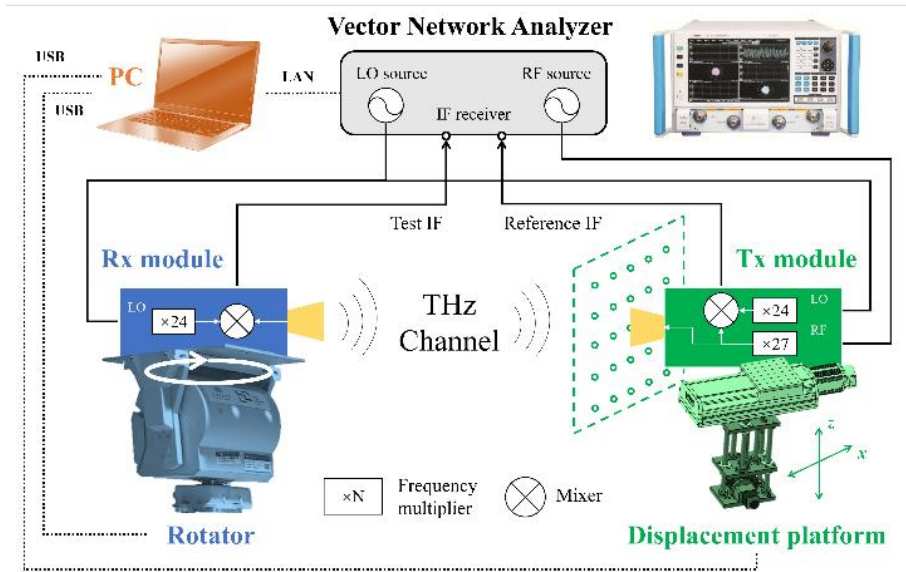


图 7.3 测量系统示意图

测量部分由 Tx 和 Rx 模块以及 VNA 组成。VNA 产生射频 (RF) 和本振 (LO) 信号源。9.6296 GHz - 11.8518 GHz 的 RF 信号乘以 27 得到载波频率。10.8336 GHz - 13.3336 GHz 的 LO 信号乘以 24。按设计, 混合后的中频 (IF) 信号频率为 7.6 MHz。Tx 和 Rx 模块处的两个 IF 信号, 即参考 IF 信号和测试 IF 信号, 被送回 VNA, 待测设备 (DUT) 的传递函数通过计算这两个频率响应的比值得到。DUT 不仅包括无线信道, 还包括设备、电缆和波导。为消除它们的影响, 进行了系统校准程序, 详见我们之前的工作^{[338][339]}。

机械部分由位移平台和旋转台组成。位移平台搭载 Tx 模块, 使其在 X 轴 (水平方向) 和 Z 轴 (垂直方向) 上线性移动。旋转台搭载 Rx 模块, 扫描水平面以接收角度分辨的多径分量 (MPCs)。在静态环境中, 虚拟天线阵列测量不存在互耦, 代表了实际天线阵列的理想情况。

PC 交替控制 Tx 通过位移平台的移动、Rx 通过旋转台的移动以及通过 VNA 的测量过程。测量从 Tx 左下角的虚拟天线单元开始, 均匀平面阵列 (UPAs) 中的所有单元先水平 (X 轴) 扫描, 然后垂直 (Z 轴) 扫描。在 Tx 的每个单元处, Rx 水平扫描, 并在每个角度测量一次太赫兹信道。

7.3.1.2 信道测量部署

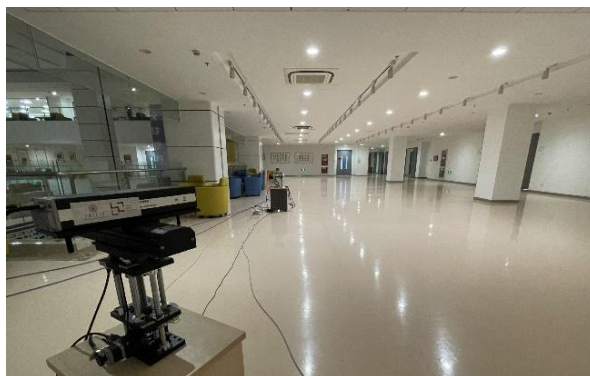
在测量中，我们研究了 260 GHz 至 320 GHz 的太赫兹频段，该频段覆盖了 60 GHz 的较大带宽。因此，时间和空间分辨率分别为 16.7ps 和 5mm。测量的关键参数总结在表格 7.1 中。

表格 7.1 测量参数总结

参数	视距 (LoS) 测量	测量 1	测量 2	
频段	260-320 GHz			
带宽	60 GHz			
时间分辨率	16.7 ps			
空间分辨率	5 mm			
扫描间隔	60 MHz	30 MHz	10 MHz	
扫描点数	1001	2001	6001	
最大超量延迟	16.7 ns	33.3 ns	100 ns	
最大路径长度	5 m	10 m	30 m	
标注	LoS measurement	Tx1-Rx1	Tx2-Rx2	Tx3-Rx3
Tx/Rx 高度	/			1.05 m
Tx 增益/半功率波束宽度 (HPBW)	7 dBi / 60°	25 dBi / 8°	7 dBi / 60°	
Rx 增益/HPBW	7 dBi / 60°		25 dBi / 8°	
Rx 角度扫描	/	0°:2°:90°	0°:2°:358°	
Tx 阵列尺寸	32 mm × 32 mm	56 mm × 56 mm	48 mm × 48 mm	
瑞利距离	3.9690 m	12.1259 m	8.9088 m	

首先，我们研究了近场视距 (LoS) 传播信道特性^[340]。传播信道被限制在 0.69 m (长) × 0.61 m (宽) × 1.00 m (深) 的吸波暗室中。暗室内部表面包裹吸波材料以抑制多径效应。Tx 和 Rx 放置在人工信道的两端。Tx 安装在位移平台上，该平台支持在与 Tx - Rx 视距垂直的 XZ 平面内进行水平和垂直移动。位移精度在两个轴上均为 0.02 mm。Rx 是静止的，Tx 阵列的中心与 Rx 对齐，距离为 0.86 m。PC 交替控制 Tx 通过位移平台的移动和通过 VNA 的测量过程。

在测量中，如图 7.4 所示，信道的四个侧面均包裹吸波材料。测量了三种配置，即 Tx 处的虚拟 UPA 分别由 16×16、32×32 和 64×64 个单元组成，单元间距为 0.5 mm，总结在表格 7.2 中。所有配置共享相同的 UPA 中心，Rx 垂直指向该中心。就瑞利距离而言，配置 1、2 和 3 中的阵列分别属于远场区域、远-近场边界和近场区域。测量从左下角的单元开始，UPA 中的所有单元先水平 (X 轴) 扫描，然后垂直 (Z 轴) 扫描。每个位置的测量时间约为 2.3s。然而，测量时间受位移平台驱动的运动影响，扫描 64×64 的 UPA 大约需要 4 小时。



(b) 测量照片

图 7.5 测量配置环境

之后，在一个更大规模的场景中进行了另一次测量^[337]，如图 7.5(b)中的 Tx2 - Rx2 和 Tx3-Rx3 所示^[343]。UPA 的跨度分别为 $56 \text{ mm} \times 56 \text{ mm}$ 和 $48 \text{ mm} \times 48 \text{ mm}$ 以作比较。与第一次测量的设置不同，最大可检测路径长度增加到 30 m ，对应于每个信道测量的 10 MHz 频率扫描间隔和 6001 个扫描点。此外，到达角的扫描范围覆盖 0° 到 360° 。在这种情况下，每个天线单元的测量时间乘以 12 。因此，为平衡测量时间，我们在天线阵列的四个顶点处测量信道，可以观察参数的变化。此外，在 Tx 处配备了另一个半功率波束宽度（HPBW）为 60° 的天线。Tx 和 Rx 的高度为 1.05 m ，Tx 和 Rx 之间的距离为 5.9 m 。

表格 7.2 UPA 上 LoS 射线的相位

Phase change $\Delta\phi$ among horizontal elements	Phase change $\Delta\phi$ among vertical elements
Case 1: 16×16 UPA, Far-field	
$\Delta\phi \leq 0.2840 < \pi/8$	$\Delta\phi \leq 0.1713 < \pi/8$
Case 2: 32×32 UPA, Far-near-field boundary	
$\pi/8 < 0.7476 \leq \Delta\phi \leq 0.7875$	$\Delta\phi \leq 0.3166 < \pi/8$
Case 3: 64×64 UPA, Near-field	
$\Delta\phi > \pi$	$\Delta\phi > \pi$

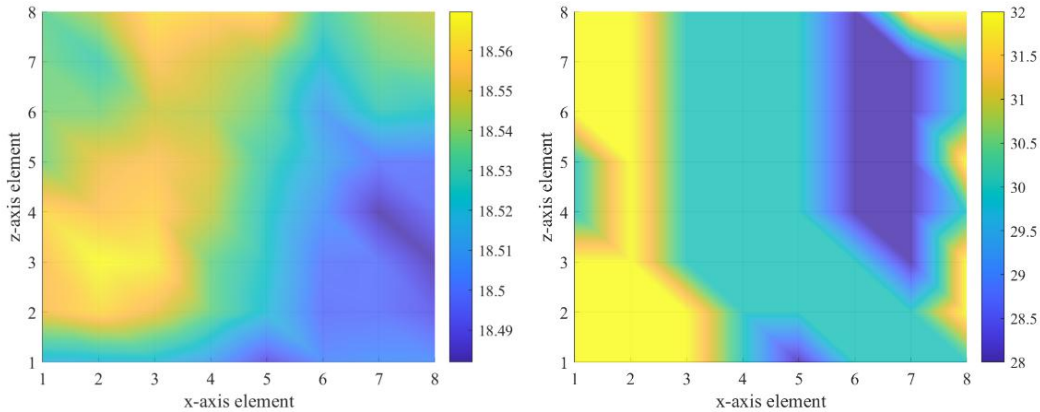
7.3.1.4 测量结果

(1) LoS 测量

表格 7.2 总结了水平和垂直位置处的相位变化。彩色线条表示不同垂直/水平位置处水平/垂直单元之间的相位变化。在远场（FF）情况下，每列和每行的最大相位差均小于 $\pi/8$ ，这符合瑞利距离的定义，可视为线性相位变化。当 UPA 扩展到情况 2 中的 32×32 和情况 3 中的 64×64 时，相位差逐渐超过 $\pi/8$ ，可以明显观察到非线性相位变化。特别是，因为测量先扫描 UPA 的 X 轴，然后扫描 Z 轴，垂直单元之间的相位变化不那么平滑，即垂直单元的测量不是连续的，并且受到位移平台位置精度的影响。

(2) 测量 1

图 7.6(a)和(b)分别说明了 UPA 中不同位置处簇参数（即延迟和到达方位角）的变化。簇包含墙壁反射射线和周围散射射线。簇延迟是簇内延迟的平均值，而簇角度由簇内最强射线的方位角确定。



(a) 延迟

(b) 到达方位角

图 7.6 簇参数特性

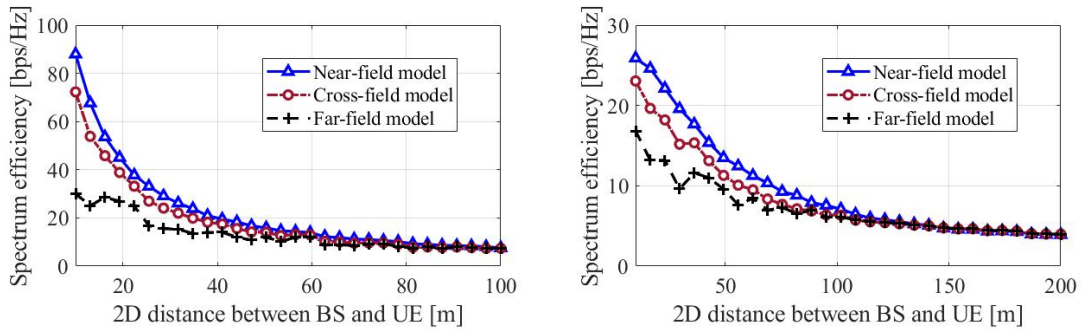
首先，如图 7.6(a)所示，簇延迟的变化为 0.0878 ns ，对应于 26.34 mm 的距离变化。由于场景的对称性，从 Tx 处每个单元到散射体的距离是总路径长度的一半。因此，从 Tx 处单元到散射体的距离偏差超过 13.17 mm ，大于波长的 $1/16$ (0.065 mm)。其次，理论上发射角的变化约为 1.5° ，跨越 Tx 处的 64 个单元。由于反射、散射和天线辐射模式的影响，到达角的变化达到 4° ，如图 7.6(b)所示。尽管在实际测量中接收波束内功率不可避免地叠加，但在交叉场信道的仿真中，当散射体位于近场区域时，仍应仔细建模多径分量（MPC）的发射/到达角，因为天线辐射模式在不同角度处的天线增益不同。

(3) 测量 2

在如图 7.7 所示的一个较大室内场景的测量中，Tx2 - Rx2 和 Tx3 - Rx3 信道的四个 Tx 天线单元处的功率-延迟-角度剖面（PDAP）相似。根据基于多径分量距离（MCD）的密度聚类算法（DBSCAN）^[34]，从 Tx2 到 Rx2 观察到 8 - 14 个簇，从 Tx3 到 Rx3 观察到 9-13 个簇，而簇数量的差异来自接收功率的差异以及通过阈值区分多径分量和噪声样本的分类方

信道之间的比较表明，近场散射体更多的多输入多输出（MIMO）信道具有更大的分集或复用潜力。

此外，我们在 290 GHz 下模拟了室内和城市宏蜂窝（UMa）场景中的 MISO 信道。在室内场景中，Tx 和 Rx 的高度为 1.05 m。在 UMa 场景中，Tx 和 Rx 的高度分别为 25 m 和 1.5 m。2D Tx - Rx 距离在室内场景中从 1 m 变化到 150 m，在 UMa 场景中从 10 m 变化到 5 km。我们将每个天线单元模拟为具有 3 - dB 波束宽度 360°（水平）和 60°（垂直）的自定义天线。我们在室内和室外场景中，使用近场、远场和提出的交叉场模型，在基站（BS）和用户设备（UE）之间不同距离下评估系统容量。系统由 BS 和 UE 处的两个分布式极大规模天线阵列（ELAAs）组成。每个 ELAA 配备 $N_t = 64$ 和 $N_r = 64$ 天线单元，呈平面形状，天线间距为 1 m。发射功率为 10 dBm，并行单元到单元信道的功率分配方案基于注水法。仿真结果如图 7.8 所示，观察到提出的交叉场模型的容量介于近场和远场模型的容量之间。具体来说，对于 ELAAs 之间短距离的通信，交叉场模型的容量达到近场模型容量的 80%，而远场模型由于距离、路径损耗和相位计算错误导致容量减少超过 50%。



(a) 室内信道，290 GHz, $N_t = N_r = 64$

(b) 室内信道，290 GHz, $N_t = N_r = 64$

图 7.8 不同 BS-UE 距离下的信道容量

8. 总结与展望

综上，近场传播特性的研究获得了广泛关注，并已经在该领域取得了显著的进展。本文作为业界首本聚焦近场技术的白皮书，对近场技术在应用场景、基础理论、信道测量与建模、传输技术及其与其他技术的融合等多个方面的研究成果进行了综合梳理。这些成果的整理旨在为近场技术研究的未来发展提供坚实的理论基础和实用的指导方针。

尽管如此，近场技术的研究及其在工程实践中的应用仍面临着许多挑战。具体而言，这些挑战包括但不限于以下几点：首先，近场理论研究尚需进一步深入，以形成更为完善的理论体系。其次，关于近场信道的测量数据目前尚不充分，且信道建模的方法论仍需进一步完善。尽管近场传输技术研究已取得一定进展，但许多假设仍然较为简单和理想化，迫切需要对更复杂和实际的场景进行深入研究，并提出相应的解决方案。此外，近场技术与其他技术的融合提供了一个全新的研究范式，如何充分挖掘并利用近场传播特性，仍需进一步的研究。最后，标准化是实现近场技术工程应用的关键，目前 3GPP 已经开展了近场信道模型的标准化研究项目，这是近场技术标准化的良好开端。我们在进行学术性研究的同时，还需积极推进工程化和标准化技术研究，以促进近场技术在未来 6G 网络中的有效落地。

展望未来，近场技术被寄予厚望，有可能为未来无线通信系统提供新的物理空间维度。它被视为实现未来 6G 网络更高数据速率、高精度感知需求以及物联网无线传能需求的关键使能技术之一，有望成为未来 6G 潜在无线空口关键技术之一。因此，我们期望在未来能够看到更多关于近场技术的研究成果，并期待这一技术在未来的无线网络中发挥更大的作用。

参考文献

- [1] Y. Zhao, L. Dai, and R. Zhang, et al., "Near-field Communications: Characteristics, Technologies, and Engineering," *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, vol. 25, pp. 1580-1626, February 2025.
- [2] Y. Zhao, L. Dai, and J. Zhang, et al., "Near-field Communications: Theories and Applications," *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, vol. 25, pp. 1575-1579, February 2025.
- [3] ITU-R WP 5D, "Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2030 and beyond", Sept. 26, 2023.
- [4] 崔铁军, 金石, 章嘉懿, 赵亚军, 袁弋非, 孙欢等, 智能超表面技术研究报告[R], IMT-2030 (6G) 推进组, 2021.
- [5] RIS TECH Alliance, Reconfigurable Intelligent Surface White Paper (2023), March 2023, Hangzhou, China, (doi: 10.12142/RISTA.202302002). Available: <http://www.risalliance.com/en/riswp2023.html>.
- [6] IMT-2030(6G)推进组, 《6G 典型场景和关键能力》白皮书, 2022 年 7 月.
- [7] L. Zhu, W. Ma, and R. Zhang, "Movable antennas for wireless communication: opportunities and challenges," *IEEE Communications Magazine*, DOI: 10.1109/MCOM.001.2300212, early access, 2023.
- [8] 章嘉懿, 向际鹰, 艾渤, 菅梦楠, 赵亚军. 《6G 多天线与智能超表面》, 电子工业出版社, 2023.
- [9] Z. Zhou, X. Gao, J. Fang, and Z. Chen, "Spherical wave channel and analysis for large linear array in LoS conditions," in *Proc. IEEE Globecom Workshops2015*, pp. 1–6.
- [10] R. Liu, H. Lin, H. Lee, F. Chaves, H. Lim and J. Sköld, "Beginning of the Journey Toward 6G: Vision and Framework," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 61, no. 10, pp. 8-9, October 2023.
- [11] R. Liu, R. Yu-Ngok Li, M. Di Renzo, and L. Hanzo, "A Vision and An Evolutionary Framework for 6G: Scenarios, Capabilities and Enablers," *arXiv e-prints*, p. arXiv:2305.13887, May 2023.
- [12] R. Liu et al., "6G Enabled Advanced Transportation Systems," in *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, early access.
- [13] H. Zhang, N. Shlezinger, F. Guidi, D. Dardari and Y. C. Eldar, "6G Wireless Communications: From Far-Field Beam Steering to Near-Field Beam Focusing," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 61, no. 4, pp. 72-77, April 2023, doi: 10.1109/MCOM.001.2200259.
- [14] 《中华人民共和国无线电频率划分规定》, 中华人民共和国工业和信息化部令第 62 号, 2023 年 5 月. https://www.gov.cn/govweb/gongbao/2023/issue_10646/202308/content_6898890.html.
- [15] WRC-23 Booklet: Agenda and Relevant Resolutions, ITU, <https://www.itu.int/wrc-23/zh-hant/booklet-wrc-23/>, Dec. 2023.
- [16] 3GPP. RP-234018, Channel Modelling Enhancements for 7-24 GHz. 3GPP TSG RAN Meeting #102, Edinburgh, UK, 11th -15th December, 2023.
- [17] Next G Alliance Report: 6G Technologies, https://www.nextgalliance.org/wp-content/uploads/dlm_uploads/2022/07/TWG-report-6G-technologies.pdf, Jun. 2022.
- [18] M. Jian and R. Liu, "Baseband Signal Processing for Terahertz: Waveform Design, Modulation

- and Coding," 2021 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC), Harbin City, China, 2021, pp. 1710-1715.
- [19] H. ZHANG, N. SHLEZINGER, F. GUIDI, et al. Beam Focusing for Near-Field Multiuser MIMO Communications[J/OL]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(9): 7476-7490. DOI:10.1109/TWC.2022.3158894.
- [20] R. Liu, Q. Wu, M. Di Renzo and Y. Yuan, "A Path to Smart Radio Environments: An Industrial Viewpoint on Reconfigurable Intelligent Surfaces," in IEEE Wireless Communications, vol. 29, no. 1, pp. 202-208, February 2022.
- [21] R. Liu, J. Dou, P. Li, J. Wu and Y. Cui, "Simulation and Field Trial Results of Reconfigurable Intelligent Surfaces in 5G Networks," in IEEE Access, vol. 10, pp. 122786-122795, 2022.
- [22] Z. Tang, Y. Chen, Y. Wang, T. Mao, Q. Wu, M. Di Renzo, and L. Hanzo, "Near-Field Sparse Channel Estimation for Extremely Large-Scale RIS-Aided Wireless Communications," in Proceedings of IEEE Globecom Workshops, Kuala Lumpur, Malaysia, 2023.
- [23] S. Lv, Y. Liu, X. Xu, A. Nallanathan, and A. L. Swindlehurst, "RIS-aided near-field MIMO communications: Codebook and beam training design," arXiv preprint arXiv:2310.00294, 2023.
- [24] Z. Wang, X. Mu, and Y. Liu, "Near-field integrated sensing and communications," IEEE Commun. Lett., vol. 27, no. 8, pp. 2048–2052, Aug. 2023.
- [25] Y. PAN, C. PAN, S. JIN, et al. RIS-Aided Near-Field Localization and Channel Estimation for the Terahertz System[J/OL]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2023: 1-14. DOI:10.1109/JSTSP.2023.3285431.
- [26] H. Lu, Y. Zeng, C. You, et al. "A tutorial on near-field XL-MIMO communications towards 6G," arXiv preprint arXiv:2310.11044, 2023.
- [27] X. Li, H. Lu, Y. Zeng, S. Jin, and R. Zhang, "Near-field modeling and performance analysis of modular extremely large-scale array communications," IEEE Commun. Lett., vol. 26, no. 7, pp. 1529–1533, Jul. 2022.
- [28] X. Li, H. Lu, Y. Zeng, S. Jin, and R. Zhang, "Modular extremely large-scale array communication: Near-field modelling and performance analysis," China Commun., vol. 20, no. 4, pp. 132–152, Apr. 2023.
- [29] H. Wang and Y. Zeng, "Can Sparse Arrays Outperform Collocated Arrays for Future Wireless Communications?" IEEE GLOBECOM Workshops, Kuala Lumpur, Malaysia, 2023.
- [30] L. Zhu, W. Ma, and R. Zhang, "Movable antennas for wireless communication: opportunities and challenges," IEEE Communications Magazine, DOI: 10.1109/MCOM.001.2300212, early access, 2023.
- [31] L. Zhu, W. Ma, and R. Zhang, "Modeling and performance analysis for movable antenna enabled wireless communications," IEEE Transactions on Wireless Communications, DOI: 10.1109/TWC.2023.3330887, early access, 2023.
- [32] W. Mei, X. Wei, B. Ning, Z. Chen, and R. Zhang, "Movable antenna position optimization: A graph-based approach," arXiv preprint arXiv:2403.16886, 2024.
- [33] W. Ma, L. Zhu, and R. Zhang, "MIMO capacity characterization for movable antenna systems," IEEE Transactions on Wireless Communications, DOI: 10.1109/TWC.2023.3307696, early access, 2023.
- [34] L. Zhu, W. Ma, B. Ning, and R. Zhang, "Movable-antenna enhanced multiuser communication via

- antenna position optimization,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, DOI: 10.1109/TWC.2023.3338626, early access, 2023.
- [35] X. Shao, Q. Jiang, and R. Zhang, “6D movable antenna based on user distribution: Modeling and optimization,” *arXiv preprint arXiv:2403.08123*, 2024.
- [36] L. Zhu, W. Ma, and R. Zhang, “Movable-antenna array enhanced beamforming: Achieving full array gain with null steering,” *IEEE Communications Letters*, vol. 27, no. 12, pp. 3340–3344, Dec. 2023.
- [37] W. Ma, L. Zhu, and R. Zhang, “Multi-beam forming with movable-antenna array,” *IEEE Communications Letters*, vol. 28, no. 3, pp. 697–701, Mar. 2024.
- [38] R. Liu et al., “Integrated sensing and communication based outdoor multi-target detection, tracking, and localization in practical 5G Networks,” in *Intelligent and Converged Networks*, vol. 4, no. 3, pp. 261-272, September 2023.
- [39] T. Mao, J. Chen, Q. Wang, C. Han, Z. Wang, and G. K. Karagiannidis, “Waveform Design for Joint Sensing and Communications in Millimeter-Wave and Low Terahertz Bands,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 70, no. 10, pp. 7023-7039, Oct. 2022.
- [40] F. Zhang, T. Mao, R. Liu, Z. Han, S. Chen, and Z. Wang, “Cross-domain waveform design for 6G integrated sensing and communication,” *arXiv preprint arXiv:2311.04483*, 2024.
- [41] Z. Wang, X. Mu, and Y. Liu, “Near-field integrated sensing and communications,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 27, no. 8, pp. 2048–2052, Aug. 2023.
- [42] A. Sakhnini, S. De Bast, M. Guenach, A. Bourdoux, H. Sahli, and S. Pollin, “Near-field coherent radar sensing using a massive MIMO communication testbed,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 21, no. 8, pp. 6256–6270, Aug. 2022.
- [43] R. Liu, C. Zhang and J. Song, “Line of Sight Component Identification and Positioning in Single Frequency Networks Under Multipath Propagation,” in *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 65, no. 2, pp. 220-233, June 2019.
- [44] Zhang Yuexia, Liu Chong. “5G ultra-dense network fingerprint positioning method based on matrix completion,” *China Communication*, 2023, 20 (3) , pp.105-118.
- [45] M. Lipka, S. Brückner, E. Sippel, and M. Vossiek, “On the Needlessness of Signal Bandwidth for Precise Holographic Wireless Localization,” in *2020 17th European Radar Conference (EuRAD)*, 2021, pp. 202–205.
- [46] H. Chen, M. F. Keskin, A. Sakhnini, N. Decarli, S. Pollin, D. Dardari, and H. Wymeersch, “6G localization and sensing in the near field: Fundamentals, opportunities, and challenges,” *arXiv preprint arXiv:2308.15799*, 2023.
- [47] Zou Deyue; Meng Weixiao; Han Shuai; He, Kai; Zhang Zhongzhao. “TOWARD UBIQUITOUS LBS: MULTI-RADIO LOCALIZATION AND SEAMLESS POSITIONING,” *IEEE WIRELESS COMMUNICATIONS*, 2016, 23(6), pp. 107-113.
- [48] Zou, Deyue; Meng, Weixiao; Han, Shuai. “Euclidean distance based handoff algorithm for fingerprint positioning of WLAN system,” *IEEE Wireless Communications and Networking Conference(WCNC)*, 2013, pp.1564-1568.
- [49] Zou, Deyue; He, Liansheng. “Fusion Handover Algorithm Based on Accuracy Estimation,” *2022 2nd International Conference on Frontiers of Electronics, Information and Computation Technologies (ICFEICT 2022)*, 2022, pp. 282-286.

- [50] Zou, Deyue; Meng, Weixiao; Han, Shuai. "An accuracy estimation algorithm for fingerprint positioning system," 2014 4th International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control (IMCCC 2014), 2014, pp. 573-577.
- [51] Chen, Liang; Wen, Pei; Zou, Deyue; Li, Feng; He, Liansheng. "An Innovative Accuracy Estimation Algorithm of Fingerprint Positioning," 2022 International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC 2022), 2022, pp. 201-204.
- [52] He, Liansheng; Zou, Deyue. "Fusion Localization Based on Accuracy Estimation," 2022 5th International Conference on Advanced Electronic Materials, Computers and Software Engineering (AEMCSE 2022), 2022, pp. 12-18.
- [53] Yuexia Zhang, Ying Zhou, Siyu Zhang, Guan Gui, Bamidele Adebisi, Haris Gacanin and Hikmet Sari. "An Efficient Caching and Offloading Resource Allocation Strategy in Vehicular Social Networks, " in IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, early access.
- [54] Yunong Yang, Yuexia Zhang and Zhihai Zhuo. "Adaptive Time Slot Resource Allocation in SWIPT IoT Networks, " in Computer Modeling in Engineering & Sciences, 2023,vol.136, no. 3, pp:2787-2813.
- [55] Z. Zhang, Y. Liu, Z. Wang, X. Mu, and J. Chen, "Physical layer security in near-field communications," arXiv preprint arXiv:2302.04189, 2023.
- [56] Sindgi A, Mahadevaswamy U B. Wavelet-Powered mm-Wave OFDM for Efficient Wireless Network-on-Chip Communication[C]//2023 International Conference on Network, Multimedia and Information Technology (NMITCON). Bengaluru: IEEE,2023:1-8.
- [57] Medina R, Kein J, Qureshi Y, et al. Full System Exploration of On-Chip Wireless Communication on Many-Core Architectures[C]//2022 IEEE 13th Latin America Symposium on Circuits and System (LASCAS).Puerto Varas:IEEE,2022:1-4.
- [58] Kim H, Bowrothu R, Yoon Y.Tri-axis Polarized Loop Antenna for mmWave Wireless Inter/intra Chip Communications[C]//2020 IEEE 70th Electronic Components and Technology Conference (ECTC).Orlando:IEEE,2020:1875-1880.
- [59] Petrov V, Moltchanov D, Komar M, et al. Terahertz Band Intra-Chip Communications: Can Wireless Links Scale Modern x86 CPUs?[J]. IEEE Access,2017,5:6095-6109.
- [60] A. Yaghjian, "An overview of near-field antenna measurements," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 34, no. 1, pp. 30–45, Jan. 1986.
- [61] K. T. Selvan and R. Janaswamy, "Fraunhofer and Fresnel distances: Unified derivation for aperture antennas," IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 59, no. 4, pp. 12–15, Aug. 2017.
- [62] M. Cui, Z. Wu, Y. Lu, X. Wei and L. Dai, "Near-Field MIMO Communications for 6G: Fundamentals, Challenges, Potentials, and Future Directions," in IEEE Communications Magazine, vol. 61, no. 1, pp. 40-46, January 2023, doi: 10.1109/MCOM.004.2200136.
- [63] M. Cui and L. Dai, "Near-field wideband beamforming for extremely large antenna array," arXiv preprint arXiv:2109.10054, 2023.
- [64] H. Lu and Y. Zeng, "How does performance scale with antenna number for extremely large-scale MIMO?" in Proc. IEEE ICC, Jun. 2021, pp. 1-6.
- [65] Lu, Haiquan, and Yong Zeng, "Communicating with extremely large-scale array/surface: Unified modeling and performance analysis," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 21, no. 6, pp. 4039–4053, 2022.

- [66] R. Li, S. Sun, and M. Tao, "Applicable regions of spherical and plane wave models for extremely large-scale array communications," 2023.
- [67] J.-S. Jiang and M. Ingram, "Spherical-wave model for short-range MIMO," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 9, pp. 1534–1541, Sep. 2005.
- [68] F. Bohagen, P. Orten, and G. E. Oien, "On spherical vs. plane wave modeling of line-of-sight MIMO channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 3, pp. 841–849, Mar. 2009.
- [69] R. Li, S. Sun, and M. Tao, "Applicable regions of spherical and plane wave models for extremely large-scale array communications," accepted by *China Communications*, 2023. [Online]. Available: <https://arxiv.org/pdf/2301.06036.pdf>.
- [70] P. Wang, Y. Li, X. Yuan, L. Song, and B. Vucetic, "Tens of gigabits wireless communications over E-Band LoS MIMO channels with uniform linear antenna arrays," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 7, pp. 3791–3805, Jul. 2014.
- [71] S. Sun, et al. "How to Differentiate between Near Field and Far Field: Revisiting the Rayleigh Distance." arXiv preprint arXiv:2309.13238 (2023).
- [72] A. Chen, L. Chen, Y. Chen, C. You, G. Wei and F. R. Yu, "Cramér-Rao Bounds of Near-Field Positioning Based on Electromagnetic Propagation Model," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 72, no. 11, pp. 13808-13825, Nov. 2023, doi: 10.1109/TVT.2023.3284658.
- [73] A. Chen, L. Chen, Y. Chen, N. Zhao, and C. You, "Near-field positioning and attitude sensing based on electromagnetic propagation modeling," *ArXiv*, vol. abs/2310.17327, 2023. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/2310.17327> .
- [74] L. Wei et al., "Tri-Polarized Holographic MIMO Surfaces for Near-Field Communications: Channel Modeling and Precoding Design," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, doi: 10.1109/TWC.2023.3266298.
- [75] M. Cui, L. Dai, R. Schober, and L. Hanzo, "Near-field wideband beamforming for extremely large antenna array," arXiv preprint arXiv:2109.10054, Sep. 2021.
- [76] Ramezani P, Kosasih A, Irshad A, et al, Exploiting the depth and angular domains for massive near-field spatial multiplexing[J]. *IEEE BITS the Information Theory Magazine*, 2023.
- [77] Z. Wu, M. Cui and L. Dai, "Enabling More Users to Benefit from Near-Field Communications: From Linear to Circular Array," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, doi: 10.1109/TWC.2023.3310912.
- [78] D. Dardari, "Communicating with large intelligent surfaces: Fundamental limits and models," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 11, pp. 2526-2537, Nov 2020.
- [79] D. Dardari and N. Decarli, "Holographic communication using intelligent surfaces," *IEEE Communications Magazine*, vol. 59, no. 6, pp. 35-41, June 2021.
- [80] N. Decarli and D. Dardari, "Communication modes with large intelligent surfaces in the near field," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 165 648-165 666, 2021.
- [81] R. Ji et al., "Extra DoF of Near-Field Holographic MIMO Communications Leveraging Evanescent Waves," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 12, no. 4, pp. 580-584, April 2023, doi: 10.1109/LWC.2023.3234003.
- [82] C. Ouyang et al., "Near-field communications: A degree-of-freedom perspective," arXiv preprint arXiv:2308.00362, 2023.

- [83] Z. Xie et al., "Performance analysis for near-field MIMO: Discrete and continuous aperture antennas," Early Access, IEEE Wireless Commun. Lett., 2023, doi: 10.1109/LWC.2023.3317492.
- [84] S. Verdu, "Spectral efficiency in the wideband regime," IEEE Trans. Inf. theory, vol. 48, no. 6, pp. 1319–1343, Jun. 2002, 10.1109/TIT.2002.1003824.
- [85] D. A. B. Miller, "Communicating with waves between volumes: Evaluating orthogonal spatial channels and limits on coupling strengths," Appl. Opt., vol. 39, no. 11, pp. 1681–1699, Apr. 2000, doi: <https://doi.org/10.1364/AO.39.001681>.
- [86] Wang H, Feng C, Zeng Y, et al. Enhancing Spatial Multiplexing and Interference Suppression for Near-and Far-Field Communications with Sparse MIMO[J]. arXiv preprint arXiv:2408.01956, 2024
- [87] H. Wang and Y. Zeng, "Can Sparse Arrays Outperform Collocated Arrays for Future Wireless Communications?" IEEE GLOBECOM Workshops, Kuala Lumpur, Malaysia, 2023.
- [88] Lu H, Zeng Y. Communicating with extremely large-scale array/surface: Unified modeling and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 21(6): 4039-4053.
- [89] Dong Z, Zeng Y. Near-field spatial correlation for extremely large-scale array communications[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(7): 1534-1538.
- [90] Lu H, Zeng Y, You C, et al. A tutorial on near-field XL-MIMO communications towards 6G[J]. arXiv preprint arXiv:2310.11044, 2023.
- [91] Zheng B, Ma T, Yi X, et al. Intelligent reflecting surface-aided transmit diversity and performance analysis[C]//ICC 2023-IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2023: 2822-2827.
- [92] Zheng B, Zhang R. Simultaneous transmit diversity and passive beamforming with large-scale intelligent reflecting surface[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 22(2): 920-933.
- [93] IEEE Recommended Practice for Radar Cross-Section Test Procedures: IEEE Std 1502-2020 (Revision of IEEE Std 1502-2007):2020: 1-78.
- [94] J. Melin, "Measuring radar cross section at short distance", IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 1987, 35(8): 991-6.
- [95] 盛新庆, 计算电磁学要论, 北京: 科学出版社, 2004.
- [96] I. J. Lahaie, E. I. Lebaron, J. W. Burns. "Far field radar cross-section (RCS) predictions from planar near field measurements", proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1992 Digest, F 18-25 June 1992.
- [97] I. J. Lahaie, "Overview of an Image-Based Technique for Predicting Far-Field Radar Cross Section from Near-Field Measurements", IEEE Antennas Propagation Magazine, 2003, 45(6): 159-69.
- [98] I. J. Lahaie, S. A. Rice, "antenna-pattern correction for near-field-to-far field RCS transformation of 1D linear SAR measurements", IEEE Antenn Propag M, 2004, 46(4): 177-83.
- [99] Zheng B, Ma T, Yi X, et al. Intelligent reflecting surface-aided transmit diversity and performance analysis[C]//ICC 2023-IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2023: 2822-2827.
- [100] Zheng B, Zhang R. Simultaneous transmit diversity and passive beamforming with large-scale

- intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 22(2): 920-933.
- [101] Wu Q, Zhang R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. *IEEE transactions on wireless communications*, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [102] C. Coleman, I. Lahaie, S. Rice, "Antenna pattern correction for the circular near field-to-far field transformation (CNFFFT)", proceedings of the Proc AMTA, F, 2005.
- [103] I. J. Lahaie, "An improved version of the circular near field-to-far field transformation (CNFFFT)", Proceedings of the 27th Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association (AMTA'05), Newport, RI, F, 2005.
- [104] S. A. Rice, I. J. Lahaie, "A partial rotation formulation of the circular near-field-to-far-field transformation (CNFFFT)", *IEEE Antennas Propagation Magazine*, 2007, 49(3): 209-14.
- [105] Wang H, Zeng Y. SNR scaling laws for radio sensing with extremely large-scale MIMO[C]//2022 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). IEEE, 2022: 121-126.
- [106] H. Wang, Z. Xiao, and Y. Zeng. Cram\er-Rao bounds for near-field sensing with extremely large-scale MIMO[J]. arXiv preprint arXiv:2303.05736, 2023.
- [107] X. Gan, C. Huang, Z. Yang, C. Zhong and Z. Zhang, "Near-Field Localization for Holographic RIS Assisted mmWave Systems," in *IEEE Communications Letters*, vol. 27, no. 1, pp. 140-144, Jan. 2023, doi: 10.1109/LCOMM.2022.3209570.
- [108] A. Pizzo, T. L. Marzetta, and L. Sanguinetti, "Spatially-stationary model for holographic MIMO small-scale fading," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 38, no. 9, pp. 1964–1979, Sep. 2020.
- [109] A. Pizzo, T. Marzetta, and L. Sanguinetti, "Holographic MIMO communications under spatially-stationary scattering," in *Proc. 2020 54th Asilomar Conf. Signals, Sys., Comp.*, Nov. 2020, pp. 702–706.
- [110] A. Pizzo, L. Sanguinetti, and T. L. Marzetta, "Fourier plane-wave series expansion for holographic MIMO communications," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, pp. 1–1, Sep. 2022.
- [111] K. Zhi, C. Pan, H. Ren, et al. "Performance Analysis and Low-Complexity Design for XL-MIMO with Near-Field Spatial Non-Stationarities," accepted by *IEEE JSAC*, arXiv preprint arXiv:2304.00172, 2023.
- [112] T. Gong et al., "Holographic MIMO Communications: Theoretical Foundations, Enabling Technologies, and Future Directions," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, doi: 10.1109/COMST.2023.3309529.
- [113] S. S. A. Yuan, L. Wei, X. Chen, C. Huang and W. E. I. Sha, "Electromagnetic Normalization of Channel Matrix for Holographic MIMO Communications," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, doi: 10.1109/TWC.2025.3543585.
- [114] G. T. Ruck, D. E. Barrick, W. D. Stuart, et al., "Radar Cross Section Handbook". Volumes 1 & 2, Plenum Press, New York, 1970.
- [115] E. F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley. "Radar Cross Section", Institution of Engineering and Technology, 2004.
- [116] J. Zhang, Z. Zheng, Y. Zhang et al., "3D MIMO for 5G NR: Several Observations from 32 to Massive 256 Antennas Based on Channel Measurement," *IEEE Communications Magazine*, vol.

- 56, no. 3, pp. 62-70, Mar. 2018.
- [117] J. Zhang, H. Miao, P. Tang et al., "New Mid-Band for 6G: Several Considerations from Channel Propagation Characteristics Perspective." *IEEE Communications Magazine*, Accepted, 2024.
- [118] Tang P , Zhang J , Xu H ,et al.Preliminary perspectives on 3GPP standardization of the propagation channel model for FR3 bands for NR[J].*Science China Information Sciences*, 2025, 68(3):1-2.DOI:10.1007/s11432-024-4270-5.
- [119] M. Li, Z. Yuan, Y. Lyu, P. Kyösti, J. Zhang and W. Fan, "Gigantic MIMO Channel Characterization: Challenges and Enabling Solutions," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 61, no. 10, pp. 140-146, Oct. 2023.
- [120] E. Bjornson, L. Sanguinetti, H. Wymeersch et al., "Massive MIMO is a reality-What is next? Five promising research directions for antenna arrays" *Digital Signal Process.*, vol. 94, pp. 320, Nov. 2019.
- [121] P. Tang, J. Zhang, H. Miao, Q. Wei, W. Zuo, et al., "XL-MIMO Channel Measurement, Characterization, and Modeling for 6G: A Survey," *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, <https://jzus.zju.edu.cn/iparticle.php?doi=10.1631/FITEE.2400140>, Aug. 2024.
- [122] H. Miao, P. Tang, L. Tian, J. Zhang, "Analysis of Near-Field Effects, Spatial Non-Stationary Characteristics Based on 11-15 GHz Channel Measurement in Indoor Scenario, " in *IEEE 25th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 2024, pp. 231-235.
- [123] J. Zhang, Y. Zhang, Y. Yu et al., "3-D MIMO: How Much Does It Meet Our Expectations Observed From Channel Measurements?," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 8, pp. 1887-1903, Aug. 2017.
- [124] X. Li, E. Leitinger, M. Oskarsson et al., "Massive MIMO-Based Localization and Mapping Exploiting Phase Information of Multipath Components," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 9, pp. 4254-4267, Sept. 2019.
- [125] Y. Zheng et al., "Ultra-Massive MIMO Channel Measurements at 5.3 GHz and a General 6G Channel Model," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 72, no. 1, pp. 20-34, Jan. 2023.
- [126] Y. Lyu, Z. Yuan, M. Li et al., "Enabling Long-range Large-scale Channel Sounding at Sub-THz Bands: Virtual array and Radio-over-fiber Concepts," *IEEE Communications Magazine*, Nov. 2022.
- [127] J. Medbo, H. Asplund et al., "60 GHz Channel Directional Characterization Using Extreme Size Virtual Antenna Array," in *2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 2015, pp. 176-180.
- [128] X. Gao, F. Tufvesson, O. Edfors and F. Rusek, "Measured propagation characteristics for very-large MIMO at 2.6 GHz," in *2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*, 2012, pp. 295-299.
- [129] J. Li and Y. Zhao, "Channel Characterization and Modeling for Large-scale Antenna Systems," in *2014 14th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, 2014, pp. 559-563.
- [130] B. Ai et al., "On Indoor Millimeter Wave Massive MIMO Channels: Measurement and

- Simulation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 7, pp. 1678-1690, Jul. 2017.
- [131] Z. Yuan, J. Zhang, Y. Ji et al., "Spatial Non-Stationary Near-Field Channel Modeling and Validation for Massive MIMO Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 1, pp. 921-933, Jan. 2023.
- [132] C. Wang, J. Zhang, L. Tian et al., "The Spatial Evolution of Clusters in Massive MIMO Mobile Measurement at 3.5 GHz," in *Proc. IEEE VTC Spring*, Jun. 2017, pp. 1-6.
- [133] J. Zhang, J. Lin, P. Tang et al., "Deterministic Ray Tracing: A Promising Approach to THz Channel Modeling in 6G Deployment Scenarios", *IEEE Communication Magazine*, 2023.
- [134] Q. Wei, P. Tang, and H. Miao, et al., "Measurement-Based Analysis of XL-MIMO Channel Characteristics in a Corridor Scenario," 2024 IEEE 99th Vehicular Technology Conference (VTC2024-Spring), Singapore, Singapore, 2024, pp. 1-6.
- [135] "METIS channel models," document Deliverable/ICT-317669/D1.4 V3, Tech. Rep., Mar.2017.
- [136] L. Liu, C. Oestges, J. Poutanen et al., "The COST 2100 MIMO Channel Model," *IEEE Wireless Communication*, vol. 19, no. 6, pp. 92-99, 2012.
- [137] X. Gao, F. Tufvesson, and O. Edfors, "Massive MIMO Channels Measurements and Models," in *IEEE ASILOMAR*, 2013, pp. 280-284.
- [138] E. T. Michailidis, N. Nomikos, P. Trakadas et al., "Three-dimensional Modeling of mmwave Doubly Massive MIMO Aerial Fading Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 2, pp. 1190-1202, 2020.
- [139] W. Zuo, P. Tang, H. Miao et al., "Analysis of Spatial Non-Stationary Characteristics for 6G XL-MIMO Communication," in 2024 Vehicular Technology Conference (VTC2024-Spring), Accepted, Mar. 2024.
- [140] Z. Yuan, J. Zhang, V. Degli-Esposti, et al., "Efficient Ray-tracing Simulation for Near-field Spatial Non-stationary mmWave Massive MIMO Channel and Its Experimental Validation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Jan. 2024.
- [141] T. Gao, P. Tang, L. Tian et al., "A 3GPP-Like Channel Simulation Framework Considering Near-field Spatial Non-stationary Characteristics of Massive MIMO," in 2023 IEEE Globecom Workshops (GCWkshps), Accepted, Dec. 2023.
- [142] Carvalho E D, Ali A, Amiri A, et al. Non-Stationarities in Extra-Large-Scale Massive MIMO[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2020, 27(4): 74-80.
- [143] Björnson E, Sanguinetti L, Wymeersch H, et al. Massive MIMO is a reality—What is next?: Five promising research directions for antenna arrays[J]. *Digital Signal Processing*, 2019, 94: 3-20.
- [144] Amiri A, Angjelichinoski M, Carvalho E d, et al. Extremely Large Aperture Massive MIMO: Low Complexity Receiver Architectures[C]. 2018 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), 2018: 1-6.
- [145] Ali A, Carvalho E D, Heath R W. Linear Receivers in Non-Stationary Massive MIMO Channels With Visibility Regions[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(3): 885-888.
- [146] Li X, Zhou S, Björnson E, et al. Capacity Analysis for Spatially Non-Wide Sense Stationary Uplink Massive MIMO Systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(12): 7044-7056.
- [147] Amiri A, Rezaie S, Manchón 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.
- [148] Zhu Y, Guo H, Lau V K N. Bayesian Channel Estimation in Multi-User Massive MIMO With Extremely Large Antenna Array[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 5463-5478.
- [149] Han Y, Jin S, Wen C K, et al. Channel Estimation for Extremely Large-Scale Massive MIMO Systems[J]. *IEEE Wireless Communication Letters*, 2020, 9(5): 633 - 637.
- [150] Y. Liu, Z. Wang, J. Xu et al., "Near-field Communications: A Tutorial Review, " *IEEE Open Journal of the Communications Society.*, vol. 4, pp. 1999-2049, Aug. 2023.
- [151] Y. Liu, J. Xu, Z. Wang et al., "Near-field Communications: What Will Be Different? " *arXiv preprint arXiv:2303.04003*, 2023.
- [152] L. Wei, C. Huang et al., "Multi-User Holographic MIMO Surfaces: Channel Modeling and Spectral Efficiency Analysis," in *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 16, no. 5, pp. 1112-1124, Aug. 2022.
- [153] L. Wei et al., "Tri-Polarized Holographic MIMO Surfaces for Near-Field Communications: Channel Modeling and Precoding Design," *IEEE Transactions on Wireless Communications*.
- [154] S. Sun, R. Li, X. Liu, L. Xue, C. Han, and M. Tao, "How to Differentiate between Near Field and Far Field: Revisiting the Rayleigh Distance," doi: 10.48550/arXiv.2309.13238.
- [155] 魏琦,唐盼,缪海焯,等. UMA 场景中频段XL-MIMO 信道测量与特性分析[J]. *无线电通信技术*,2024,50(5):886-892.
- [156] H. Xing, Y. Zhang, J. Zhang, H. Xu, G. Liu and Q. Wang, "An Approximate Wave-Number Domain Expression for Near-Field XL-Array Channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, doi: 10.1109/TVT.2025.3531041.
- [157] 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.
- [158] Zhang X, Zhang H, Eldar Y C. Near-field sparse channel representation and estimation in 6G wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023.
- [159] Zhang X, Yang Z, Zhang H, et al. Near-field channel estimation for extremely large-scale array communications: A model-based deep learning approach [J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(4):1155-1159.
- [160] Li W, Yin H, Qin Z, et al. Wavefront Transformation-based Near-field Channel Prediction for Extremely Large Antenna Array with Mobility[J]. *arXiv preprint arXiv:2312.02175*, 2023.
- [161] Yue S, Zeng S, Liu L, Di B. Channel estimation for holographic communications in hybrid near-far field [C]//2023 *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 2023: 1-6.
- [162] Lei H, Zhang J, Xiao H, et al. Channel Estimation for XL-MIMO Systems with Polar-Domain Multi-Scale Residual Dense Network[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023.
- [163] Y. Jin, J. Zhang, C. Huang, L. Yang, H. Xiao, B. Ai, and Z. Wang. Multiple residual dense networks for reconfigurable intelligent surfaces cascaded channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(2): 2134–2139.
- [164] C. You, Y. Cai, Y. Liu, M. Di Renzo, T. M. Duman, A. Yener, and A. L. Swindlehurst, "Next generation advanced transceiver technologies for 6G and beyond," *arXiv preprint*

- arXiv:2403.16458, 2024.
- [165] C Zhou, C. You, S. Gong, B Lyu, B. Zheng, Y Gong, "Channel Estimation for XL-IRS Assisted Wireless Systems with Double-sided Visibility Regions," arXiv preprint arXiv:2408.17014, 2024.
- [166] H. Miao, F. Zhang, and R. Tao. Fractional Fourier analysis using the Möbius inversion formula. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(12): 3181-3196.
- [167] M. Jian, A. Tang, Y. Chen and Y. Zhao, "Fractional Fourier Transformation Based XL-MIMO Near-Field Channel Analysis," 2024 IEEE 25th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Lucca, Italy, 2024, pp. 221-225.
- [168] P. -Z. Xu, W. Xiang and Q. -Y. Yu, "DFrFT-Based Near-Field Channel Estimation for Extremely Large-Scale MIMO Systems," in *IEEE Communications Letters*, vol. 28, no. 8, pp. 1914-1918, Aug. 2024.
- [169] H. Miao and M. Peng, Near-field high-speed user sensing in wideband mmWave communications: algorithms and bounds, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2025, 73: 919-935.
- [170] Y. Xi, F. Zhu, B. Zhou, T. Liu and S. Ma, "Gridless Hybrid-Field Channel Estimation for Extra-Large Aperture Array Massive MIMO Systems," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 13, no. 2, pp. 496-500, Feb. 2024.
- [171] 王韵唐,袁行方,时艺轩,等. 面向数据丢失的极大规模天线阵列近场信道估计方法[J]. *无线电通信技术*,2025,51(1):20-28.
- [172] B. Xu, J. Zhang, H. Du, Z. Wang, Y. Liu, D. Niyato, B. Ai, and K. B. Letaief[J]. Resource allocation for near-field communications: Fundamentals, tools, and outlooks[J]. arXiv preprint arXiv:2310.17868, 2023.
- [173] Zhang J, Zhang J, Han Y, et al. Average spectral efficiency for TDD-based non-stationary XL-MIMO with VR estimation[C]// 2022 14th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Nanjing, China: IEEE, 2022: 973-977.
- [174] Tian J, Han Y, Jin S, et al. Low-overhead localization and VR identification for subarray-based ELAA systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(5): 784-788.
- [175] Han Y, Jin S, Wen C K, et al. Localization and channel reconstruction for extra large RIS-assisted massive MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2022, 16(5): 1011-1025.
- [176] Liu D, 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.
- [177] Zhang H, Shlezinger N, Guidi F, et al. Beam focusing for near-field multi-user MIMO communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(9): 7476-7490.
- [178] Zhang H, Shlezinger N, Guidi F, et al. 6G wireless communications: from far-field beam-steering to near-field beam-focusing[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2023, 61(4): 72-77.
- [179] Gao F, Wang B, Xing C, et al. Wideband beamforming for hybrid massive MIMO terahertz communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(6): 1725-1740.
- [180] Dai L, Tan J, Chen Z, et al. Delay-phase precoding for wideband THz massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(9): 7271-7286.

- [181] Wang Z, Mu X, Liu Y. Beamfocusing optimization for near-field wideband multi-user communications[J]. arXiv preprint arXiv: 2306.16861, 2023.
- [182] Wang Z, Mu X, Liu Y, et al. TTD configurations for near-field beamforming: Parallel, serial, or hybrid?[J]. arXiv preprint arXiv: 2309.06861, 2023.
- [183] H. Zhang, C. You, and C. Zhou. "Near-field beam focusing under discrete phase shifters." arXiv preprint arXiv:2409.14685, 2024.
- [184] C. Zhou, C. You, H. Zhang, L. Chen and S. Shi, "Sparse array enabled near-field communications: Beam pattern analysis and hybrid beamforming design," arXiv preprint arXiv:2401.05690, 2024.
- [185] Xu B, Zhang J, Li J, et al. Jac-PCG based low-complexity precoding for extremely large-scale MIMO systems[J]. IEEE Transactions Vehicular Technology, 2023.
- [186] Li X, Wang X, Hou X, et al. RIS-aided Mega MIMO: achieving orthonormal spatial multiplexing with adaptive aperture [C]// 2022 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) Workshops. Rio de Janeiro, Brazil: IEEE, 2022: 692-698.
- [187] Chen K, Qi C, Li Y, et al. Near-field multiuser communications based on sparse arrays[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, DOI: 10.1109/JSTSP.2024.3416681, early access, 2024.
- [188] Zheng F, Yu H, Wang C, et al. Extremely large-scale array systems: Near-field codebook design and performance analysis[J]. arXiv preprint arXiv:2306.01458, 2023.
- [189] Li X, Wang X, Hou X, et al. Two-Step Beamforming Scheme for Large-Dimension Reconfigurable Intelligent Surface[C]//2022 IEEE 95th Vehicular Technology Conference:(VTC2022-Spring). Helsinki, Finland: IEEE, 2022: 1-5.
- [190] Wang F, Wang X, Li X, et al. Ring-type codebook design for reconfigurable intelligent surface near-field beamforming[C]//2022 IEEE 33rd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC). Kyoto, Japan: IEEE, 2022: 391-396.
- [191] F. Wang, X. Hou, X. Li and L. Chen, "Flexible Coverage Control of Reconfigurable Intelligent Surface with Ring-Type Codebook," 2024 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Dubai, United Arab Emirates, 2024, pp. 1-6.
- [192] Zhang Y, Di B, Zhang H, et al. Codebook design for large reconfigurable refractive surface enabled holographic MIMO systems[C]// 2022 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Rio de Janeiro, Brazil: IEEE, 2022: 639-644.
- [193] Zhang Y, Di B, Zhang H, et al. Near-far field beamforming for holographic multiple-input multiple-output[J]. Journal of Communications and Information Networks, 2023, 8(2): 99-110.
- [194] Zhang S, Zhang Y, and Di B. Near-far field codebook design for IOS-aided multi-user communications[C]// 2023 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, 2023.
- [195] Zhang Y, Wu X, You C. Fast near-field beam training for extremely large-scale array[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(12): 2625-2629.
- [196] Wu C, You C, Liu Y, et al. Two-stage hierarchical beam training for near-field communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023: 1-13.
- [197] Wu X, You C, Li J, et al. Near-field beam training: Joint angle and range estimation with DFT codebook[J]. arXiv preprint arXiv:2309.11872, 2023.

- [198] Chen K, Qi C, Wang C, et al. Beam training and tracking for extremely large-scale MIMO communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(5): 5048-5062.
- [199] Chen K, Qi C, Dobre O, et al. Triple-refined hybrid-field beam training for mmWave extremely large-scale MIMO[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(8): 8556-8570.
- [200] Lu Y, Dai L. Hierarchical beam training for extremely large-scale MIMO: From far-field to near-field[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023.
- [201] Liu W, Ren H, Pan C, et al. Deep learning based beam training for extremely large-scale massive MIMO in near-field domain[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 27(1): 170-174.
- [202] Liu W, Pan C, Ren H, et al. Low-overhead beam training scheme for extremely large-scale RIS in near field[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(8): 4924-4940.
- [203] Jiang G, Qi C. Near-field beam training based on deep learning for extremely large-scale MIMO[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(8): 2063-2067.
- [204] X. Li, Z. Dong, Y. Zeng and Y. Li, "Codebook design and beam training for multi-user modular XL-MIMO communications: From far-field to near-field," submitted to *IEEE Trans. Commun.*, 2024.
- [205] C. Zhou, C. You, Z. Huang, S. Shi., Y. Gong, C.-B. Chae and K. Huang, "Multi-beam training for near-field communications in high-frequency bands," arXiv preprint arXiv: 2406.14931, 2024.
- [206] C. Zhou, C. Wu, C. You, J. Zhou and S. Shi., "Near-field beam training with sparse DFT codebook," arXiv preprint arXiv: 2409.14685, 2024.
- [207] E. T. Michailidis, N. Nomikos, P. Trakadas et al., "Three-dimensional modeling of mmwave doubly massive MIMO aerial fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 2, pp. 1190-1202, 2020.
- [208] W. Yi, J. Zhang, Z. Wang, H. Xiao, and B. Ai, "Mobility-Aware Predictive Beam Training of Extremely Large-scale MIMO-OFDM Systems for High-Speed Railway", submitted to *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2024.
- [209] Z. Wang, J. Zhang, H. Du, D. Niyato, S. Cui, B. Ai, M. Debbah, K. B. Letaief, and H. V. Poor, "A tutorial on extremely large-scale MIMO for 6G: Fundamentals, signal processing, and applications," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 26, no. 3, pp. 1560–1605, 3rd quarter, 2024.
- [210] M. Cui, L. Dai, Z. Wang, S. Zhou, and N. Ge, "Near-field rainbow: Wideband beam training for XL-MIMO," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 22, no. 6, pp. 3899-3912, 2023.
- [211] Wu Z, Dai L. Multiple access for near-field communications: SDMA or LDMA?[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2023, 41(6): 1918-1935.
- [212] Ding Z. Resolution of near-field beamforming and its impact on NOMA[J]. arXiv preprint arXiv:2308.08159, 2023.
- [213] Zuo J, et al. Non-orthogonal multiple access for near-field communications[J]. arXiv preprint arXiv:2308.08159, 2023.
- [214] Ding Z, Schober R, Poor H. V. NOMA-based coexistence of near-field and far-field massive MIMO communications[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(8): 1429-1433.
- [215] Polyanskiy Y. A perspective on massive random-access[C]. *IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, 2017: 2523-2527.

- [216] Gao J, Wu Y, Li T, et al. Energy efficiency of MIMO massive unsourced random access with finite blocklength[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(4): 743-747.
- [217] Xie X, Wu Y, An J, et al. Massive unsourced random access: Exploiting angular domain sparsity[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(4): 2480-2498.
- [218] You C, Zheng B, Mei D, et al. How to deploy intelligent reflecting surfaces in wireless network: BS-side, user-side, or both sides?[J]. *Journal of Communications and Information Networks*, 2021, 10(9): 2080-2084.
- [219] Zheng B, Zhang R. IRS meets relaying: Joint resource allocation and passive beamforming optimization?[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(4): 2663-2677.
- [220] C. Yang and H. -r. Shao, "WiFi-based indoor positioning," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 3, pp. 150-157, March 2015, doi: 10.1109/MCOM.2015.7060497.
- [221] Feng J, Zheng B, You C, et al. Joint passive beamforming and deployment design for dual distributed-IRS aided communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(10): 13758-13763.
- [222] Manikanta Kotaru, Kiran Joshi, Dinesh Bharadia, and Sachin Katti. 2015. SpotFi: Decimeter Level Localization Using WiFi. *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.* 45, 4 (October 2015), 269–282. <https://doi.org/10.1145/2829988.2787487>
- [223] Danyang Li, Jingao Xu, Zheng Yang, and Chengpei Tang. 2024. Train Once, Locate Anytime for Anyone: Adversarial Learning-based Wireless Localization. *ACM Trans. Sen. Netw.* 20, 2, Article 37 (March 2024), 21 pages. <https://doi.org/10.1145/3614095>
- [224] Zheng B, You C, Zhang R. Double-IRS assisted multi-user MIMO: Cooperative passive beamforming design[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(7): 4513-4526.
- [225] 赵亚军. 基于智能超表面的6G近场网络构建[J]. *移动通信*, 2024,48(4): 2-11.
- [226] 3GPP (2020). Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz, V16.1.0.Tech. Rep. 38.901.
- [227] A. Chen, L. Chen, Y. Chen, N. Zhao, and C. You, "Near-field positioning and attitude sensing based on electromagnetic propagation modeling," *ArXiv*, vol. abs/2310.17327, 2023. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/2310.17327>.
- [228] A. Chen, L. Chen, Y. Chen, C. You, G. Wei and F. R. Yu, "Cramér-Rao Bounds of Near-Field Positioning Based on Electromagnetic Propagation Model," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 72, no. 11, pp. 13808-13825, Nov. 2023, doi: 10.1109/TVT.2023.3284658.
- [229] A. Chen, L. Chen, Y. Chen, C. You, G. Wei and F. R. Yu, "Cramér-Rao Bounds of Near-Field Positioning Based on Electromagnetic Propagation Model," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 72, no. 11, pp. 13808-13825, Nov. 2023, doi: 10.1109/TVT.2023.3284658.
- [230] A. Elzanaty, A. Guerra, F. Guidi, et al. Toward 6G Holographic Localization: Enabling Technologies and Perspectives[J]. *IEEE Internet of Things Magazine*, 2023, 6(3): 138-143.
- [231] Q. Yang, A. Guerra, F. Guidi, et al. Near-field Localization with Dynamic Metasurface Antennas[C]. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*. Rhodes Island, Greece: IEEE, 2023: 1-5.
- [232] Abu-Shaban Z, Keykhosravi K, Keskin M F, et al. Near-field localization with a reconfigurable intelligent surface acting as lens [C]. *2021-IEEE International Conference on Communications*.

- IEEE, 2021: 1-6.
- [233] Elzanaty A, Guerra A, Guidi F, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for localization: position and orientation error bounds [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2021, 69: 5386-5402.
- [234] D. X. Xia, X. Wang, J. Q. Han, et al. Accurate 2-D DoA Estimation Based on Active Metasurface With Nonuniformly Periodic Time Modulation [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2023, 71(8): 3424-3435
- [235] Zhang X, Chen W, Zheng W, et al. Localization of near-field sources: a reduced-dimension MUSIC algorithm [J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(7): 1422-1425.
- [236] Y. Pan, C. Pan, S. Jin and J. Wang, "RIS-aided near-field localization and channel estimation for the terahertz system," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 17, no. 4, pp. 878–892, Jul. 2023.
- [237] B. Wang, F. Gao, S. Jin, H. Lin, and G. Y. Li, "Spatial- and frequency- wideband effects in millimeter-wave massive MIMO systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 66, no. 13, pp. 3393–3406, Jul. 2018.
- [238] H. Luo, F. Gao, H. Lin, S. Ma, and H. V. Poor, "YOLO: An efficient terahertz band integrated sensing and communications scheme with beam squint," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, pp. 1–1, Feb. 2024.
- [239] H. Luo, F. Gao, W. Yuan, and S. Zhang, "Beam squint assisted user localization in near-field integrated sensing and communications systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, pp. 1–1, Oct. 2023.
- [240] J. Y. Shen and M. Z. Win, "Fundamental limits of wideband localization—Part I: A general framework," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 56, no. 10, pp. 4956–4980, Sep. 2010.
- [241] I. Podkurkov, G. Seidl, L. Khamidullina, A. Nadeev, and M. Haardt, "Tensor-based near-field localization using massive antenna arrays," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 69, pp. 5830–5845, Aug. 2021.
- [242] Z. Zhou, Z. Xiao and Y. Zeng, "Single-BS Simultaneous Environment Sensing and UE Localization Without LoS Path by Exploiting Near-Field Scatterers," in *IEEE Communications Letters*, vol. 28, no. 9, pp. 2071-2075, Sept. 2024.
- [243] H. Lu et al., "A tutorial on near-field xl-mimo communications towards 6g," *IEEE Commun. Surveys Tuts.*, 2024.
- [244] Y.-D. Huang and M. Barkat, "Near-field multiple source localization by passive sensor array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 7, pp. 968–975, 1991.
- [245] H. Cheng, C. You, and C. Zhou. "Near-Field Localization With Coprime Array." *arXiv preprint arXiv:2411.01529*, 2024.
- [246] Z. Wang, X. Mu and Y. Liu, "Near-Field Integrated Sensing and Communications," in *IEEE Communications Letters*, vol. 27, no. 8, pp. 2048-2052, Aug. 2023, doi: 10.1109/LCOMM.2023.3280132.
- [247] H. Wang and Y. Zeng, "SNR scaling laws for radio sensing with extremely large-scale MIMO," in *Proc. ICC Workshops*, Seoul, Korea, Republic of, 2022.
- [248] H. Wang, Z. Xiao, Y. Zeng, "Cramer-rao bounds for near-field sensing with extremely large-scale MIMO." *IEEE Trans. Signal Process*, 2024, doi: 10.1109/TSP.2024.3350329.
- [249] Boyer, Rémy. "Performance bounds and angular resolution limit for the moving colocated MIMO radar." *IEEE Trans. Signal Process*, 2010: 1539-1552.

- [250] Z. Wang, X. Mu and Y. Liu, "Near-Field Velocity Sensing and Predictive Beamforming," arXiv:2311.09888, 2023.
- [251] Zheng B, Zhang R. IRS meets relaying: Joint resource allocation and passive beamforming optimization?[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(4): 2663-2677.
- [252] Feng J, Zheng B, You C, et al. Joint passive beamforming and deployment design for dual distributed-IRS aided communication[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(10): 13758-13763.
- [253] Zheng B, You C, Zhang R. Double-IRS assisted multi-user MIMO: Cooperative passive beamforming design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(7): 4513-4526.
- [254] A. Chen, L. Chen, Y. Chen, N. Zhao, and C. You, "Near-field positioning and attitude sensing based on electromagnetic propagation modeling," ArXiv, vol. abs/2310.17327, 2023. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/2310.17327>.
- [255] A. Chen, L. Chen, Y. Chen, C. You, G. Wei and F. R. Yu, "Cramér-Rao Bounds of Near-Field Positioning Based on Electromagnetic Propagation Model," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 72, no. 11, pp. 13808-13825, Nov. 2023, doi: 10.1109/TVT.2023.3284658.
- [256] A. Sakhini, S. De Bast, M. Guenach, A. Bourdoux, H. Sahli, and S. Pollin, "Near-field coherent radar sensing using a massive MIMO communication testbed," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 21, no. 8, pp. 6256–6270, Feb. 2022.
- [257] M. Lipka, S. Brückner, E. Sippel, and M. Vossiek, "On the Needlessness of Signal Bandwidth for Precise Holographic Wireless Localization," in 2020 17th European Radar Conference (EuRAD), 2021, pp. 202–205.
- [258] Zhang H, 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.
- [259] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, C. Cecati. Wireless power transfer—An overview [J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2019, 66(2): 1044-1058.
- [260] 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.
- [261] 黄卡玛, 陈星, 刘长军. 微波无线能量传输原理与技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2021.
- [262] 李龙, 张沛, 韩家奇等. 基于电磁超材料的微波无线能量传输与收集关键技术 (特邀) [J]. 光子学报, 2021, 50(10): 11-26.
- [263] J. Han, L. Li, T. J. Cui, et al., Adaptively smart wireless power transfer using 2-bit programmable metasurface [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(8): 8524-8534.
- [264] X. Wu, et al. Multitarget wireless power transfer system strategy based on metasurface-holography multifocal beams [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2023, 71(8): 3479-3489.
- [265] H. Xue, et al. Multitarget wireless power transfer system using metasurface for quasi-Bessel beams with large half power beam length [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2022, 70(10): 4449-4462.
- [266] S. Zhang, H. Xue, S. Zhao, J. Han, L. Li, T. J. Cui. Generation and modulation of a two-dimensional Airy beam based on a holographic tensor metasurface [J]. Phys. Rev. Appl.

- 2022, 18(6): 064085.
- [267] H. Xue, et al. Multitarget wireless power transfer system using metasurface for quasi-Bessel beams with large half power beam length [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 2022, 70(10): 4449-4462.
- [268] J. Zhou, et al. Metamaterials and metasurfaces for wireless power transfer and energy harvesting [J]. *Proc. IEEE* 2022, 110(1): 31-55.
- [269] Atzori, Luigi, Antonio Iera, and Giacomo Morabito. The internet of things: A survey [J]. *Computer networks* 2010, 54(15): 2787-2805.
- [270] Zhang, Xuanming, Haixia Liu, and Long Li. Tri-band miniaturized wide-angle and polarization-insensitive metasurface for ambient energy harvesting [J]. *Applied physics letters*, 2017, 111(7).
- [271] Du, Zhi-Xia, and Xiu Yin Zhang. High-efficiency single-and dual-band rectifiers using a complex impedance compression network for wireless power transfer [J]. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 2017, 65(6): 5012-5022.
- [272] Chang, Mingyang, et al. Metamaterial Adaptive Frequency Switch Rectifier Circuit for Wireless Power Transfer System [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2022, 70(10): 10710-10719.
- [273] Li, Long, et al. Compact dual-band, wide-angle, polarization-angle-independent rectifying metasurface for ambient energy harvesting and wireless power transfer [J]. *IEEE transactions on microwave theory and techniques* 2020, 69(3): 1518-1528.
- [274] Wang, X., Han, J.Q., Li, G.X. et al. High-performance cost efficient simultaneous wireless information and power transfers deploying jointly modulated amplifying programmable metasurface [J]. *Nat. Commun.* 2023, 14, 6002.
- [275] H. X. Liu, Y. C. Li, F. J. Cheng, X. Wang, M. Y. Chang, H. Xue, S. Zhang, J. Q. Han, G. X. Li, L. Li, T. J. Cui, Holographic Tensor Metasurface for Simultaneous Wireless Powers and Information Transmissions Using Polarization Diversity [J]. *Advance Functional Materials*, 2023, 2307806.
- [276] Zhang Y, You C, Yuan W, et al. Joint Beam Scheduling and Power Allocation for SWIPT in Mixed Near-and Far-Field Channels[J]. *arXiv preprint arXiv:2304.07945*, 2023.
- [277] Zhang Y, You C, Chen L, et al. Mixed Near- and Far-Field Communications for Extremely Large-Scale Array: An Interference Perspective[J/OL]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(9): 2496-2500.
- [278] Zhang Y, You C. SWIPT in Mixed Near- and Far-Field Channels: Joint Beam Scheduling and Power Allocation[J]. [J/OL] 2023, arXiv:2310.20186.
- [279] Huang C, Hu S, Alexandropoulos G C, et al. Holographic MIMO Surfaces for 6G Wireless Networks: Opportunities, Challenges, and Trends[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2020, 27(5): 118– 125.
- [280] Huang Q, Hu J, Zhao Y, Yang K. Holographic Integrated Data and Energy Transfer[J]. *arXiv: 2404.04927*, 2024.
- [281] Sherman J. Properties of Focused Apertures in the Fresnel Region[J]. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 1962, 10(4): 399– 408.
- [282] Poon A, Brodersen R, Tse D. Degrees of Freedom in Multiple-antenna Channels: A Signal Space

- Approach[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(2): 523–536.
- [283] Zhang H., et al. "Holographic Integrated Sensing and Communication," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 40, no. 7, pp. 2114-2130, July 2022, doi: 10.1109/JSAC.2022.3155548.
- [284] Xu J., You L., et al. "Near-Field Wideband Extremely Large-Scale MIMO Transmissions With Holographic Metasurface-Based Antenna Arrays," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 23, no. 9, pp. 12054-12067, Sept. 2024, doi: 10.1109/TWC.2024.3387709.
- [285] Cui M. and Dai L., "Channel Estimation for Extremely Large-Scale MIMO: Far-Field or Near-Field?," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 70, no. 4, pp. 2663-2677, April 2022, doi: 10.1109/TCOMM.2022.3146400.
- [286] Huang C, Hu S, Alexandropoulos G C, et al. Holographic MIMO Surfaces for 6G Wireless Networks: Opportunities, Challenges, and Trends[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2020, 27(5): 118–125.
- [287] Huang Q, Hu J, Zhao Y, Yang K. Holographic Integrated Data and Energy Transfer[J]. *arXiv: 2404.04927*, 2024.
- [288] Sherman J. Properties of Focused Apertures in the Fresnel Region[J]. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 1962, 10(4): 399–408.
- [289] Poon A, Brodersen R, Tse D. Degrees of Freedom in Multiple-antenna Channels: A Signal Space Approach[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(2): 523–536.
- [290] Zhang Z, Chen J, Liu Y, Wu Q, He B, and Yang L, On the secrecy design of STAR-RIS assisted uplink NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(12): 11207-11221.
- [291] Zhang H, Shlezinger N, et al, Beam focusing for near-field multiuser MIMO communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(9): 7476-7490.
- [292] Anaya-Lopez G J, Gonzalez-Coma J P, et al, Spatial degrees of freedom for physical layer security in XL-MIMO[J]. in *Proc. IEEE 95th Veh. Technol. Conf. (VTC-Spring)*, Helsinki, Finland, 2022.
- [293] Anaya-Lopez G J, Gonzalez-Coma J P, et al, Spatial degrees of freedom for physical layer security in XL-MIMO[J]. in *Proc. IEEE 95th Veh. Technol. Conf. (VTC-Spring)*, Helsinki, Finland, 2022.
- [294] H. Lu and Y. Zeng, "Delay alignment modulation: Enabling equalization-free single-carrier communication," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 9, pp. 1785–1789, Sep. 2022.
- [295] H. Lu and Y. Zeng, "Delay alignment modulation: Manipulating channel delay spread for efficient single- and multi-carrier communication," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 71, no. 11, pp. 6316–6331, Nov. 2023.
- [296] H. Lu and Y. Zeng, "Delay-Doppler alignment modulation for spatially sparse massive MIMO communication," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 23, no. 6, pp. 6000–6014, Jun. 2024.
- [297] Xiao Z, Liu X, Zeng Y, et al. "Rethinking Waveform for 6G: Harnessing Delay-Doppler Alignment Modulation," *IEEE Commun. Mag.*, 2024.
- [298] H. Lu and Y. Zeng, "Near-field secure wireless communication with delay alignment modulation," *Frontiers Inf. Technol. Electron. Eng.*, early access, 2024.

- [299] Z. Zhang, et al, "Physical layer security in near-field communications," arXiv: 2302.04189, 2023.
- [300] Liu J, Yang G, Liu Y, and Zhou X, RIS empowered near-field covert communications, arXiv preprint arXiv:2401.13564, 2024, <https://arxiv.org/abs/2401.13564>.
- [301] Y. Zhang, Y. Fang, X. Yu, C. You, and Y.-J. A. Zhang, "Performance analysis and low-complexity beamforming design for near-field physical layer security," arXiv preprint arXiv:2407.13491, 2024.
- [302] 李龙, 薛皓, 冯强, 涡旋电磁波的理论与应用研究进展 [J]. 微波学报, 2018, 34(2): 12. DOI: 10.14183/j.cnki.1005-6122.201802001.
- [303] Kou N, Yu S, Li L. Generation of high-order Bessel vortex beam carrying orbital angular momentum using multilayer amplitude phase modulated surfaces in radiofrequency domain [J]. Applied Physics Express, 2017, 10: 016701.
- [304] Hu Y, Zheng S, Jin X, et al. Simulation of orbital angular momentum radio communication systems based on partial aperture sampling receiving scheme[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2016, 10(10): 1043 – 1047.
- [305] Yan Shi, Ting Ting Hu, Zan Kui Meng, Quan Wei Wu, Tie Jun Cui. Demodulation method of orbital angular momentum vortex wave by few fields sampled on an extremely small partial aperture in radiation region [J]. Appl. Phys. Rev. 1, 2023, 10 (3): 031418.
- [306] Ding W, Yang G, Liu J, Liang Y.-C., Near-field wide-band intelligent beamforming based on deep reinforcement learning[J]. submitted to IEEE Transactions on Communications, Jan. 2024.
- [307] Deepa N P, Sudha K L. Investigation of inter and intra chip wireless channel modelling[C]// 2017 International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC). Erode: IEEE, 2017: 657-662.
- [308] Dhillon A S, Melanson F, Liboiron-Ladouceur O. Intra-Chip Wireless Communication using RF On-Chip Antennas in Silicon Photonics[C]//2023 Photonics North (PN). Montreal: IEEE,2023:1-2.
- [309] Al-Alem Y, Kishk A A, Shubair R M. Employing EBG in Wireless Inter-chip Communication Links: Design and Performance[C]//2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting. Montreal: IEEE, 2020:1303-1304.
- [310] Paudel B, Li X J. A Terahertz On-Chip Antenna for Intra-chip Wireless Communications[C] //2022 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA), Guangzhou:IEEE, 2022: 1-3.
- [311] Cheema H M, Shamim A. The last barrier: on-chip antennas[J]. IEEE Microwave Magazine, 2013,14(1): 79-91.
- [312] Narde R S, Venkataraman J, Ganguly A. Disc-Loaded, Vertical Top-Hat Monopole Antenna at 225 GHz for On-Chip Wireless Communications[C]//2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting. Atlanta: IEEE, 2019:1883-1884.
- [313] 刘文良,易楚朋,刘昕等.基于GaN工艺的6G无线通信片上天线[C]//中国电子学会.2023年全国微波毫米波会议论文汇编(二).西安电子科技大学,2023:3.
- [314] A. Fazzi et al., "3D Capacitive Interconnections with Mono- and Bi-Directional Capabilities," 2007 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers, San

- Francisco, CA, USA, 2007, pp. 356-608.
- [315] C. Lee, J. Park, J. Yoo, and C. Park, "Study of the coil structure for wireless chip-to-chip communication applications," *Prog. Electromagn. Res. Lett.*, vol. 38, pp. 127–136, Mar. 2013.
- [316] C. Lee, J. Park and C. Park, "Zigzag-Shaped Coil Array Structure for Wireless Chip-to-Chip Communication Applications," in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 61, no. 9, pp. 3245-3251, Sept. 2014.
- [317] S. Hwangbo, Y. -K. Yoon and A. B. Shorey, "Millimeter-Wave Wireless Chip-to-Chip (C2C) Communications in 3D System-in-Packaging (SiP) Using Compact Through Glass Via (TGV)-Integrated Antennas," 2018 IEEE 68th Electronic Components and Technology Conference (ECTC), San Diego, CA, USA, 2018, pp. 2074-2079.
- [318] Y. Jiang, F. Gao, and S. Jin, "Electromagnetic Property Sensing: A New Paradigm of Integrated Sensing and Communication," *arXiv e-prints*, p. arXiv:2312.16428, Dec. 2023.
- [319] 赵亚军. 基于智能超表面的6G近场网络构建[J]. *移动通信*, 2024,48(4): 2-11. (Y. Zhao, "RIS Constructing 6G Near-Field Networks: Opportunities and Challenges," *arXiv:2403.15390*, 2024.)
- [320] 3GPP. RP-234018, Channel Modelling Enhancements for 7-24 GHz. 3GPP TSG RAN Meeting #102, Edinburgh, UK, 11th – 15th December, 2023.
- [321] ETSI, 2020. ETSI TR 138 901 V16.1.0 (2020-11), Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz. V16.1.0. Technical Report 38.901 (3GPP TR 38.901 version 16.1.0 Release16).
- [322] 3GPP. R1-2402621, Discussion on the channel model adaptation and extension. 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #116-bis, Changsha, Hunan Province, China, 15th – 19th April , 2024.
- [323] 3GPP. R1-2406129, Discussion on channel model adaptation and extension. 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #118, Maastricht, NL, 19th – 23rd August , 2024.
- [324] ZTE Corporation, Sanechips. 6GWS-250008, 6G Motivation and Day1 Functions – RAN Aspects, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [325] vivo. 6GWS-250049, vivo view on 6G RAN technology, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [326] NTT DOCOMO, INC.. 6GWS-250052. Vision & priorities for 6G radio technology, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [327] Spreadtrum, UNISOC. 6GWS-250063. Spreadtrum vision & priorities for 6G radio technology, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [328] Sharp. 6GWS-250093. Sharp's Views on Vision and Priorities for Next Generation Radio Technology, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [329] Xiaomi. 6GWS-250096. Xiaomi's views on 6G RAN, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [330] CAICT. 6GWS-250118. Views on 6G - RAN, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [331] ETRI, Ewha Womans University, Kookmin University, KAIST, Hanbat National University. 6GWS-250121. Vision and Priorities for 6G RAN, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [332] CEWiT. 6GWS-250125. Views on 6G Technology, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th

– 11th March ,2025.

- [333] Fainity Innovation. 6GWS-250141. FAI's perspective on 6G, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [334] InterDigital, Inc.. 6GWS-250163. Vision and priorities for next generation radio technology, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [335] Indian Institute of Tech (M), IIT Kanpur. 6GWS-250165. Vision and Priorities for 6G, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [336] Indian Institute of Tech (M), IIT Kanpur. 6GWS-250175. IIT Kanpur's Vision & Priorities for 6G Radio Technology, 3GPP workshop on 6G, Incheon, Korea, 10th – 11th March ,2025.
- [337] Y. Wang, C. Han, S. Sun, and J. Zhang, "Cross Far- and Near-Field Channel Measurement and Modeling in Extremely Large-scale Movable Antenna Array Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, to appear, 2025.
- [338] Y. Wang, Y. Li, Y. Chen, Z. Yu, and C. Han, "0.3 THz Channel Measurement and Analysis in an L-shaped Indoor Hallway," *2022 IEEE International Conference on Communications (ICC 2022)*, Seoul, Korea, 2022, pp. 2870-2875.
- [339] Y. Li, Y. Wang, Y. Chen, et al, "Channel Measurement and Analysis in an Indoor Corridor Scenario at 300 GHz," *2022 IEEE International Conference on Communications (ICC 2022)*, Seoul, Korea, 2022, pp. 2888-2893.
- [340] Y. Wang, S. Sun, and C. Han, "Far- and Near-Field Channel Measurements and Characterization in the Terahertz Band Using a Virtual Antenna Array," *IEEE Communications Letters*, vol. 28, no. 5, pp. 1186-1190, May 2024.
- [341] Y. Chen, Y. Li, C. Han, et al, "Channel Measurement and Ray-Tracing-Statistical Hybrid Modeling for Low-Terahertz Indoor Communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 12, pp. 8163-8176, December. 2021.
- [342] T. Muharemovic, A. Sabharwal, and B. Aazhang, "Antenna Packing in Low-Power Systems: Communication Limits and Array Design," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, no. 1, pp. 429-440, January. 2008.

术语和缩略语列表

超大规模 MIMO	XL-MIMO	Extremely Large-Scale MIMO
超大规模 RIS	XL-RIS	Extremely Large-Scale RIS
超大规模天线阵列	ELAA	Extremely large-scale antenna array
串行干扰消除	SIC	Successive Interference Cancellation
到达角	AOA	Angle of Arrival
到达曲率	COA	Curvature of Arrival
到达时间	TOA	Time of Arrival
第三代合作伙伴计划	3GPP	3rd Generation Partnership Project
电磁	EM	Electromagnetic
多输入多输出	MIMO	Multiple-Input-Multiple-Output
恶意窃听者	Eve	Eavesdropper
非正交多址接入	NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access
分数傅里叶变换	FRFT	Fractional Fourier Transform
归一化均方误差	NMSE	normalized mean-square error
轨道角动量	OAM	Orbital Angular Momentum
环形码本		ring-type codebook
基于地图的混合信道模型	MHCM	Map-based Hybrid Channel Model
基于几何的随机信道模型	GBSM	Geometry-based Stochastic Channel Model
极化域变换	PT	polar-domain transform
极化域多尺度残差密集网络	P-MSRDN	polar-domain multi-scale residual dense network
极化域多重残差密集网络	P-MRDN	polar-domain multiple residual dense network
极化域正交匹配追踪算法	P-OMP	polar-domain orthogonal matching pursuit
近场联合信道估计与定位	NF-JCEL	near field joint channel estimation and localization
近场通信	NFC	Near-field Communications
均匀圆形阵列	UCA	Uniform Circular Array
可视区域	VR	visibility region
可移动天线	MA	Movable Antenna
空分多址	SDMA	spatial division multiple access,
离散傅里叶变换	DFT	Discrete Fourier Transform
连续孔径	CAP	Continuous-aperture
去蜂窝	CF	Cell-free
全息 MIMO	HMIMO	Holographic MIMO
矢量网络分析仪	VNA	Vector Network Analyzer
微波功率传输	MPT	Microwave Power Transfer
位分多址	LDMA	location division multiple access,
无线能量传输	WPT	Wireless Power Transfer
无线能量收集	WEH	Wireless Energy Harvesting
无线携能通信	SWIPT	Simultaneous Wireless Information and Power Transmission
物理层安全	PLS	Physical Layer Security

信道脉冲响应	CIR	Channel Impulse Response
信道状态信息	CSI	Channel State Information
预编码矩阵指示	PMI	Precoding Matrix Indicator
正交多址接入	OMA	Orthogonal Multiple Access
正交匹配追踪算法	OMP	Orthogonal Matching Pursuit
正交频分复用	OFDM	orthogonal frequency-division multiplexing
正交频分复用	OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
正交时频空间	OTFS	orthogonal time frequency space
智能超表面	RIS	Reconfigurable Intelligent Surface
最大比率传输	MRT	Maximum Ratio Transmission
最小均方差	MMSE	Minimum-Mean Square Error

