

面向超大规模阵列的近场 传输技术研究

(申请清华大学电子信息硕士专业学位论文)

培养单位： 电子工程系

申请人： 崔铭尧

指导教师： 戴凌龙 教授

二〇二三年五月

Near-Field Transmission Technologies for Extremely Large-Scale Antenna Array

Thesis submitted to

Tsinghua University

in partial fulfillment of the requirement

for the professional degree of

Master of Electronic and Information Engineering

by

Cui Mingyao

Thesis Supervisor: Professor Dai Linglong

May, 2023

摘要

第六代（6th Generation, 6G）移动通信是无线通信领域的国际学术前沿。作为未来 6G 的关键候选技术，超大规模阵列技术能够提供极高的波束赋形增益和空间复用增益，呈数量级地改善移动网络的频谱效率、峰值速率、用户体验速率。相较传统大规模阵列，6G 超大规模阵列不仅意味着天线数量的大幅增加，更蕴含着电磁场结构从远场平面波到近场球面波的质变。传统大规模阵列传输技术通常基于远场平面波假设，这些方案在超大规模阵列近场球面波传播环境下存在严重的性能损失。因此，本文围绕超大规模阵列的近场传输技术展开研究。

首先，针对近场波束赋形性质未知的问题，本文对近场波束的阵列增益做了理论分析。基于菲涅尔区近似，推导了近场阵列增益在角度维度和距离维度上的解析解，进而定量描述了近场波束在角度维度和距离维度的波束宽度，证实了近场波束赋形的位置聚焦性。同时，我们还从阵列增益损失的角度定义并推导了有效瑞利距离，精确地修正了经典瑞利距离在刻画近场通信范围时的误差。此外，我们还在 2304 单元的超大规模阵列上实测了近场波束的性能。

其次，针对近场角度域信道非稀疏导致远场信道估计方法不精确的问题，本文提出了基于极坐标域表示的近场信道估计方法。区别于传统远场信道的角度域表示，我们提出了近场信道的“角度-距离”域表示，即极坐标域表示，充分挖掘近场路径的角度和距离信息。接着，我们证明了极坐标域表示的均匀角度采样准则和非均匀距离采样准则，给出构造极坐标域表示矩阵的方法。在此基础上，我们提出了极坐标域正交匹配追踪算法和非格点迭代加权算法，精确地估计极坐标域信道。仿真结果表明，所提方法在近场环境下能够提升信道估计精度约 10 dB。

最后，针对近场波束训练导频开销较大的问题，本文研究了高效的近场波束训练。在宽带系统下，证明了频率相关波束赋形能够使近场波束在整个带宽上覆盖指定的位置区间。我们将这一现象称为近场色散，并提出了基于近场色散的波束训练方法。该方法的核心思想是使用延时可调阵列生成指向多个位置的宽带波束，在同一个时隙上扫描多个候选用户位置，进而大幅降低波束训练的导频开销。仿真结果表明，所提方法能够以极低的导频开销实现超过 95% 的理想传输速率。

本文的研究为超大规模阵列近场通信提供了可行的解决方案，为 6G 超大规模阵列的实际应用提供了一定的理论和技术支持。

关键词：超大规模阵列；近场球面波通信；波束赋形；信道估计；波束训练

Abstract

The sixth generation (6G) mobile communication is a frontier topic in the field of wireless communications. Embracing the merits of huge beamforming and spatial multiplexing gain, extremely large-scale antenna arrays (ELAA) could remarkably improve the spectrum efficiency, peak data rate, and user experience rate, making it a promising candidate for 6G. Moving from classical massive multiple-input-multiple-output (MIMO) to 6G ELAA not only means a sharp increment in the number of antennas but also a qualitative change in the electromagnetic (EM) field structure from far-field planar waves to near-field spherical waves. Conventional massive MIMO technologies are typically based on the assumption of far-field planar waves, and these schemes suffer from severe performance degradation in the near-field environment of ELAA. Therefore, this article focuses on researching near-field communication technologies for ELAA.

First, we theoretically analyze the array gain achieved by near-field beamforming. Based on the Fresnel approximation, the closed-form solutions of near-field array gain in both the angular and distance dimensions are derived. These solutions help us quantitatively describe the beamwidth of near-field beams in both the angular and distance dimensions, which demonstrates the near-field beam's focusing property. Furthermore, we define and derive the effective Rayleigh distance from the perspective of array gain loss in near field, accurately correcting the error induced by classical Rayleigh distance when quantifying the near-field communication range. In addition, we also conduct experiments to validate the performance of near-field beamforming on a 2304-elements ELAA.

Second, the non-sparse nature of the near-field angle-domain channel makes conventional far-field channel estimation inaccurate. To deal with this problem, we investigate the near-field channel estimation based on polar-domain representation. Unlike the classical angle-domain representation of far-field channels, we propose to represent the near-field channel in the joint "angle-distance" domain, i.e., the polar domain, to exploit spatial information of near-field paths. Trying to minimize the maximal coherence of matrices, we prove that when constructing the polar-domain representation matrix, the angular grids could be uniformly sampled while the distance grids need to be non-uniformly sampled. Leveraging this polar-domain representation, we propose a polar-domain orthogonal matching pursuit (P-OMP) algorithm and a polar-domain iterative gridless weighted (P-

IGW) algorithm to accurately estimate the polar-domain near-field channel. Simulation results show that the proposed methods can improve channel estimation accuracy by about 10 dB in near-field environments.

Finally, an efficient beam training method is studied to cope with the issue of unacceptable beam training overhead in near-field. To be specific, we first prove that frequency-dependent beamforming could make the near-field beams over entire bandwidth cover a given physical region, and this phenomenon is titled “near-field dispersion”. By exploiting this phenomenon, a near-field dispersion based beam training method is proposed. Its basic idea is to generate beams aligned with separated locations at different frequencies via frequency-dependent beamforming. In this way, multiple candidate user locations could be measured at one time slot, contributing to the substantial reduction of beam training overhead. Simulation results show that the proposed method can achieve over 95% of the ideal transmission rate with extremely low pilot overhead.

The research in this paper offers feasible solutions for the near field communications in ELAA, and provides certain theoretical and technical support for the practical application of 6G ELAA.

Keywords: ELAA; near-field communications; beamforming; channel estimation; beam training

目 录

摘 要.....	I
Abstract.....	II
目 录.....	IV
插图清单.....	VII
附表清单.....	VIII
符号和缩略语说明.....	IX
第 1 章 引言	1
1.1 研究背景.....	1
1.1.1 5G 移动网络发展现状	1
1.1.2 6G 移动通信愿景	2
1.2 5G 大规模阵列与 6G 超大规模阵列	4
1.3 6G 超大规模阵列通信的挑战.....	5
1.4 论文的研究内容和贡献	7
1.4.1 近场阵列增益理论分析.....	7
1.4.2 基于极坐标域表示的近场信道估计.....	8
1.4.3 基于近场色散的近场波束训练.....	9
1.5 论文内容安排.....	9
第 2 章 近场阵列增益理论分析	11
2.1 问题描述与研究目标	11
2.2 系统模型.....	13
2.2.1 近场信道模型.....	13
2.2.2 信号传播模型.....	14
2.3 近场波束赋形阵列增益分析.....	15
2.3.1 近场波束的角度聚焦.....	16
2.3.2 近场波束的距离聚焦.....	17
2.3.3 有效瑞利距离.....	20
2.3.4 面阵场景的拓展.....	21

2.4	仿真结果	23
2.5	实验结果	25
2.6	本章小结	27
第 3 章	基于极坐标域表示的近场信道估计	28
3.1	问题描述与研究目标	28
3.2	系统模型	29
3.2.1	导频传输模型	30
3.2.2	信道模型与近场角度域信道的能量扩散现象	31
3.3	近场信道的极坐标域表示方法	33
3.3.1	极坐标域的角度采样准则	34
3.3.2	极坐标域的距离采样准则	34
3.3.3	极坐标域表示矩阵构造方法	35
3.4	提出的近场信道估计算法	36
3.4.1	提出的 P-OMP 算法	36
3.4.2	提出的 P-IGW 算法	37
3.4.3	算法收敛性和复杂度分析	39
3.5	仿真结果	40
3.6	本章小结	43
第 4 章	基于近场色散的近场波束训练	45
4.1	问题描述与研究目标	45
4.2	系统模型	47
4.2.1	近场宽带信道模型	47
4.2.2	近场波束分裂	48
4.2.3	频率相关波束赋形	50
4.3	近场色散的机理	52
4.4	提出的近场色散波束训练方法	55
4.4.1	遍历式近场波束训练	55
4.4.2	所提的近场波束训练	56
4.4.3	导频开销分析	58
4.5	仿真结果	59
4.6	本章小结	61

第 5 章 结论	63
5.1 论文贡献	63
5.2 未来研究工作	64
参考文献	65
附录 A 定理 2.1 的证明	71
附录 B 式 (3.20) 与 (3.21) 中梯度 $\nabla\mathcal{L}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}})$ 的计算	72
致 谢	73
声 明	74
个人简历、在学期间完成的相关学术成果	75
指导教师评语	77
答辩委员会决议书	78

插图清单

图 1.1	6G 总体性能指标 ^[22]	3
图 1.2	6G 超大规模阵列 ^[37-39]	5
图 1.3	远场平面波与近场球面波	6
图 1.4	本文的研究内容和创新点	7
图 2.1	近场信道模型	13
图 2.2	狄利克雷函数的模 $ \Xi_{N_r}(\theta - \bar{\theta}) $	16
图 2.3	α -距离环 ^[57]	17
图 2.4	函数 $G(\beta)$ 的图像	18
图 2.5	超大规模面阵通信场景	21
图 2.6	瑞利距离与有效瑞利距离	23
图 2.7	角度维度的近场阵列增益: (a) $\bar{r} = 10$ 米; (b) $\bar{r} = 2$ 米	24
图 2.8	不同距离的近场阵列增益: (a) $\bar{r} = 30$ 米; (b) $\bar{r} = 15$ 米	25
图 2.9	实验场景	26
图 2.10	接收信号功率随 d_2 的变化曲线	27
图 3.1	上行信道估计系统	30
图 3.2	近场多径信道模型	31
图 3.3	远近场信道在角度域能量分布	32
图 3.4	(a) 信道的角度域表示; (b) 信道的极坐标域表示	33
图 3.5	归一化均方误差随通信距离的变化曲线	41
图 3.6	归一化均方误差随信噪比的变化曲线: (a) 近场场景; (b) 远场场景 ..	42
图 3.7	归一化均方误差随导频开销的变化曲线: (a) 近场场景; (b) 远场场景	43
图 3.8	算法收敛性验证	44
图 4.1	理想近场波束 (左) 与近场波束分裂 (右)	49
图 4.2	延时可调阵列波束赋形	50
图 4.3	(a) 环状近场色散; (b) 辐射状近场色散	54
图 4.4	(a) 角度维度近场色散; (b) 距离维度近场色散	55
图 4.5	平均可达速率随训练开销的变化曲线	59
图 4.6	平均可达速率随信噪比的变化曲线	60
图 4.7	平均可达速率随距离的变化曲线	61
图 4.8	平均可达速率随空间角度的变化曲线	62

附表清单

表 1.1	不同阵列的瑞利距离 ^[48]	6
表 3.1	计算复杂度	40
表 3.2	仿真参数	41
表 4.1	仿真参数	59

符号和缩略语说明

3GPP	国际标准化组织第三代伙伴计划 (3rd Generation Partnership Project)
5G	第五代 (5th Generation) 移动通信
6G	第六代 (6th Generation) 移动通信
AP	接入点 (Access Point)
eMBB	增强型移动宽带 (Enhanced Mobile BroadBand)
GSMA	全球移动通信系统协会 (Global System for Mobile communications Association)
IGW	非格点迭代加权 (Iterative Gridless Weighted)
ITU-R	国际电联无线电通信部门 (International Telecommunications Union Radiocommunication sector)
LoS	视距 (Line-of-Sight)
LS	最小二乘 (Least Square)
MIMO	多入多出 (Multiple-Input-Multiple-Output)
MMSE	最小均方误差 (Minimum Mean Square Error)
mMTC	海量机器型通信 (Massive Machine-Type Communications)
NLoS	非视距 (Non-Line-of-Sight)
NMSE	归一化均方误差 (Normalized Mean Square Error)
OFDM	正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
OMP	正交匹配追踪 (Orthogonal Matching Pursuit)
P-IGW	极坐标域非格点迭代加权 (Polar-domain Iterative Gridless Weighted, P-IGW)
P-OMP	极坐标域正交匹配追踪 (Polar-domain Orthogonal Matching Pursuit, P-OMP)
SIMGW	联合迭代多梯度加权 (Simultaneous Iterative Multi-Gradient Weighted)
SNR	信噪比 (Signal-to-Noise Ratio)
SOMP	联合正交匹配追踪 (Simultaneous Orthogonal Matching Pursuit)
ULA	均匀线性阵列 (Uniform Linear Array)
uRLLC	超高可靠低时延通信 (Ultra-Reliable and Low-Latency Communications)

WOMP

白化正交匹配追踪 (Whitening Orthogonal Matching Pursuit)

第 1 章 引言

基于空间正交性的大规模阵列通信技术采用了大量的天线单元，能够显著提升通信系统的频谱效率和能量效率，被业界认为是第五代（5th Generation, 5G）移动通信最具代表性的物理层技术之一^[1]。在未来，为了支持数字孪生、全息影像、沉浸式扩展现实等新兴应用，第六代（6th Generation, 6G）移动通信期望在峰值速率、能量效率、用户体验速率等指标上相较 5G 实现 10-100 倍的性能提升^[2]。为实现上述愿景，5G 核心技术大规模阵列的下一跳，6G 超大规模阵列通信技术被寄予厚望。相较大规模阵列，超大规模阵列将再提升天线数一到两个数量级，因而可以实现对空间更加精细的划分^[3]，大幅提升空域分集和复用增益，在未来 6G 具有广袤的应用前景。

从 5G 大规模阵列到 6G 超大规模阵列，不仅意味着天线数的量变，更蕴含着电磁场结构从远场平面波到近场球面波的质变^[4-5]。现有的 5G 大规模阵列传输方法，例如波束赋形、信道估计、波束训练、信道反馈，大多依赖于远场平面波假设，这些方法在 6G 超大规模阵列近场球面波传播环境下存在严重的性能损失^[4]。而导致这一性能损失的根本原因，就是现有的远场通信理论与近场传播环境失配。因此，研究适配近场环境的传输技术对 6G 超大规模阵列通信具有重要意义。本文就这一方向展开探讨。

本章将首先介绍研究背景，包含 5G 移动网络的发展现状以及未来 6G 通信的愿景。接着概述 5G 大规模阵列的研究现状，并引出超大规模阵列技术。之后着重讨论超大规模阵列引入的近场传播效应，说明近场通信是未来 6G 网络的重要组成部分。最后，我们将概括在本文在近场通信这一方向上的创新点，并给出本文的内容安排。

1.1 研究背景

本小节首先概括 5G 移动通信的发展现状，接着给出未来 6G 的发展愿景。

1.1.1 5G 移动网络发展现状

近年来，随着移动网络流量需求爆炸式增长，移动通信技术迅速地更新换代^[6-7]。2015 年 10 月国际电联无线电通信部门（International Telecommunications Union Radiocommunication sector, ITU-R）于日内瓦召开国际会议，将 5G 命名为“IMT-2020”^[8]。ITU-R 明确规定了 5G 移动通信系统的 8 大技术指标^[9]，包含频

谱效率、用户体验速率、峰值速率、吞吐率、能量效率、时延以及连接密度等。此外，ITU-R 还定义了 5G 的三大典型应用场景^[10]，分别是针对用户通信体验的增强型移动宽带（Enhanced Mobile BroadBand, eMBB），面向智慧电网、自动驾驶等特殊业务的超高可靠低时延通信（Ultra-Reliable and Low-Latency Communications, uRLLC）以及面向大规模物联网、车联网的海量机器型通信（Massive Machine-Type Communications, mMTC）^[10]。从这三大应用场景可以看出，5G 的愿景并不局限于增强手机移动终端的数据传输能力，更重要的是打破“人与人”“人与机器”“机器与机器”之间的边界，开启万物互联的时代。在如此蓝图的驱动下，世界各国迅速将 5G 列为信息领域的发展重点，如火如荼地推动 5G 移动通信的技术预研、标准化、商业化^[11]。

自 2015 年 ITU-R 正式确定 5G 的三大应用场景以来，国际标准化组织第三代伙伴计划（3rd Generation Partnership Project, 3GPP）先后公布了 New Radio Release 15（NR R15）、NR R16、NR R17 三代 5G 技术标准版本。作为第一套完整的 5G 标准，于 2018 年 6 月发布并冻结的 NR R15 主要面向 eMBB 业务，旨在增强频谱效率、丰富频谱资源、改善用户的通信速率^[12]。随后在 2020 年 6 月，NR R16 正式发布并冻结^[13]，NR R16 与 NR R15 成互补关系，完善了 mMTC 和 uRLLC 两大场景的技术规范，涉及智慧车联网、工业物联网等新兴应用。接着，2022 年 6 月，3GPP 正式宣布了 NR R17 的发布与冻结^[14]。作为 5G 技术标准的演进，NR R17 的主要使命是从覆盖、延时、容量、移动性等多个方向增强 5G 网络的性能。NR R17 的完成不仅标志着 5G 移动通信技术标准化第一阶段的圆满落幕，更敲响了面向未来 5 年的增强型 5G（5G-Advanced）时代的大门。当前正在讨论的 NR R18 预计于 2023 年 7 月成为 5G-Advanced 的首个标准版本，将进一步增强和拓展 5G 生态环境^[15-16]。5G 的标准化也不断地促进着 5G 的商用化。自 2018 年以来，韩国、中国、美国、欧盟等国家和地区相继开启了 5G 商用服务^[11]。我国的 5G 市场始终跻身于全球前列。据全球移动通信系统协会（Global System for Mobile communications Association, GSMA）统计，截止 2022 年，中国 5G 的连接数已达 5.61 亿，占全球 5G 总连接数的 60%，中国已部署的 5G 基站数超 230 万，用户的渗透率超过 85%^[17]。目前，5G 的商用化在全球稳定地推进，预计 2029 年全球 5G 的覆盖率将全面超过 4G。

1.1.2 6G 移动通信愿景

伴随着 5G 技术标准化与商业化的初见成效，世界各国均开启了面向未来 10 年的前沿信息技术研究，为 6G 移动通信做技术沉淀^[18]。2020 年 2 月，ITU-R 正式启动了面向 2030 的 6G 通信技术相关研究工作^[19]。2021 年 1 月，欧盟启动

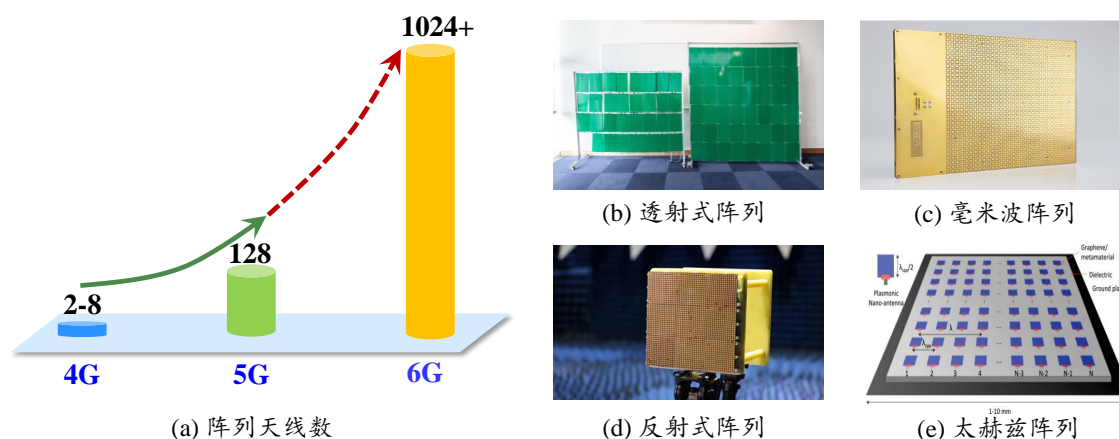
1.2 5G 大规模阵列与 6G 超大规模阵列

在 5G 和 6G 物理层传输技术的研究中，部署越来越大的天线阵列，挖掘丰富的空域资源来提升无线通信的频谱效率和能量效率，一直都是一条重要的研究路线，例如 5G 的大规模阵列通信技术^[24] 以及 6G 的超大规模阵列通信技术^[3]。

大规模阵列技术又称大规模多入多出 (Multiple-Input-Multiple-Output, MIMO) 技术，该技术把几十根甚至上百根天线单元部署在基站上，通过调节每路信号的幅值与相位来操控无线电磁波，可成倍提升通信系统的频谱效率和能量效率，是业界公认的 5G 核心无线通信技术之一^[25]。大规模阵列技术的性能优势来源于两个方面。首先，大规模阵列可以利用波束赋形生成对准目标用户的窄波束，提供高阵列增益，增强信号覆盖范围^[26]；其次，大规模阵列系统存在信道硬化现象，即不同用户的信道在天线维度上呈现渐进正交性，这使得基站只需使用匹配滤波等简易的信号处理方法即可服务大量的用户，成倍提升系统的复用增益^[27]。

5G 大规模阵列技术于 2010 年由美国工程院院士 Thomas L. Marzetta 提出^[27]，该技术一经提出便引起了学术界和工业界的广泛关注，吸引了大量的研究人员投身其中。具体而言，大规模阵列的实际应用面临诸多技术挑战，包含射频器件功耗和成本高、信号处理复杂度高、导频开销高、导频污染严重、波束管理复杂等^[28]。针对这些挑战，在算法层面，研究人员提出了大量高效的阵列通信方法，涉及信号检测^[29]、波束赋形（或预编码）^[30]、信道估计^[31]、信道反馈^[32]、波束训练^[33]等。同时，已有诸多工作对大规模阵列的波束赋形架构做出改进，以降低系统的成本与功耗，相关阵列结构包含面向低频段的全数字波束赋形架构、面向毫米波频段的全链接模数混合波束赋形^[34]与子链接模数混合波束赋形架构^[35]、以及面向太赫兹频段的时相二维波束赋形架构^[36]等。截止目前，经历十余年的演进，大规模阵列通信技术已成为 5G 通信系统颇具代表性的关键技术，为实现 5G 的各项性能指标发挥了重要作用^[25]。

归因于大规模阵列技术在 5G 移动通信系统的优越表现，面向未来 6G，学术界与工业界已着眼于规模更大的超大规模阵列技术。如前所述，未来 6G 期望在频谱效率、能量效率、峰值速率、覆盖范围等性能指标相较 5G 再提升 10-100 倍^[22]。为实现这些愿景，大规模阵列通信技术的下一跳，超大规模阵列通信技术，在进一步提高系统性能方面被寄予厚望。**6G 超大规模阵列的天线数相较 5G 大规模阵列将再提升一到两个数量级**，因而超大规模阵列可对空间做更精细的划分，实现更灵活的波束调控，在移动通信、室内无线局域网等系统中具有广阔的应用前景^[4,40]。如图 1.2 所示，超大规模阵列能够以集中式 MIMO^[40] 的形式部署在 6G 网络中，利用空分复用大幅提升空间自由度，成倍提升频谱效率；其次，超大规模阵列也可

图 1.2 6G 超大规模阵列^[37-39]

以透射式^[37]或反射式阵列^[38]（又称智能超表面）的形式部署在小区边缘，提供额外的高增益反射链路，填补小区内的覆盖盲区，降低相邻小区的干扰；再者，享有数 GHz 频谱资源的毫米波、太赫兹等高频通信也寄希望于与超大规模阵列的有机融合^[39,41]，利用超高的波束增益保障高频信号的覆盖范围。此外，超大规模阵列还可应用于无线传能、保密通信、卫星通信、通感一体化等场景，改善系统的能量效率、安全速率、峰值速率等^[42]。正因如此，科技部与基金委等联合成立的中国 IMT-2030（6G）推进组专门成立了超大规模 MIMO 技术组，将超大规模阵列作为 6G 的关键候选技术之一开展深入研究^[43]。

1.3 6G 超大规模阵列通信的挑战

从 5G 大规模阵列到 6G 超大规模阵列，不仅意味着天线数量的大幅增加，更蕴含着电磁场结构从远场到近场的质变。电磁场的场结构通常可划分为感生近场、辐射近场和远场三类^[5]。感生近场的覆盖范围通常为波长量级，常应用于短距无线磁通信^[44]，在移动通信中可忽略不计，因此本文重点讨论覆盖范围更大的远场和辐射近场（下文简称为近场）。由经典的天线理论可知，远近场的分界线常由瑞利距离（Rayleigh distance）^[45]决定，又称夫琅和费距离（Frauhofer distance）^[46]。瑞利距离 Z_{RD} 正比于阵列口径 D 的平方，反比于信号波长 λ ，可以表示为：

$$Z_{RD} = \frac{2D^2}{\lambda}. \quad (1.1)$$

如图1.3所示，瑞利距离描述了阵列的近场范围：当收发机之间的距离大于瑞利距离时，通信环境为远场传播环境，此时电磁波的波前可以近似为平面波；反之，当收发机之间的距离小于瑞利距离时，无线通信环境则为近场传播环境，此时需要采用精确的球面波建模电磁波的波前^[47]。

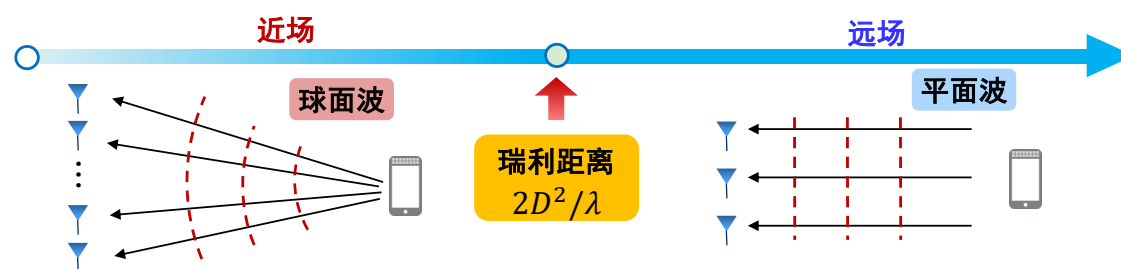


图 1.3 远场平面波与近场球面波

受限于可实际部署的天线数，5G 大规模阵列的瑞利距离通常不足 2 米，故可忽略不计，远场区域几乎覆盖了整个蜂窝小区。但是，随着未来 6G 超大规模阵列系统天线数的显著增大，其近场半径大小也随之发生质变。例如，MIT 科研团队研制了 3200 单元，频率为 2.4 GHz（孔径 3.6 米）的透射式超大规模阵列^[37]，其近场半径高达 200 米，覆盖了典型城市小区的大部分范围（半径 150-350 米）；清华大学团队研制了 2304 单元的反射式毫米波超大规模阵列（孔径 0.35 米）^[38]，工作频段为 28GHz，其近场半径已达 25 米，占据了室内通信的大部分区域。此外，美国工程院院士、大规模 MIMO 技术提出者 Thomas L. Marzetta 在其论文中给出了典型阵列的瑞利距离^[48]（见表 1.1），强调在任何频率（“any frequency”）下，近场通信都有可能发生。因此可以预见，不论是对室内通信还是室外通信，近场通信都将成为未来 6G 超大规模阵列通信的重要组成。

表 1.1 不同阵列的瑞利距离^[48]

阵列口径 D (米)	3 GHz	28 GHz	73 GHz	142 GHz
0.1	0.2	1.9	4.9	9
0.5	5	47	122	237
1	20	187	487	—
3	180	—	—	—

需要指出的是，现有的 5G 大规模阵列通信技术并不适用于 6G 超大规模阵列近场传播环境。具体而言，5G 大规模阵列通信重点考虑远场传播环境，其核心技术大多依赖于远场平面波假设^[29-36]，包含波束赋形、信道估计、波束追踪、信道反馈等。因此，已有的 5G 大规模阵列通信技术可做适当拓展后直接应用于 6G 超大规模阵列远场区域的通信。然而，由于远场通信理论与近场传播环境的失配，已有的 5G 大规模阵列通信技术在超大规模阵列近场传播环境下存在严重的性能损失，并不适用。例如，对于口径为 0.6 米，工作频段为 60 GHz 的超大规模阵列，现有的远场波束赋形方法在通信距离小于 20 米时将遭受超过 50% 的传输速

率损失^[45,49]。此外，目前国内外针对 6G 超大规模阵列近场通信的研究尚处于起步阶段，仍有诸多难题亟待解决。综上所述，研究适配近场环境的传输技术对 6G 超大规模阵列通信具有重要意义，这也是本文关注的重点。

1.4 论文的研究内容和贡献

图1.4总结了本文的主要研究内容以及核心创新点。本文紧紧围绕远场通信理论与近场传播环境失配这一关键科学问题，开展超大规模阵列近场传输技术研究。在基础理论方面，针对近场波束赋形性质未知的问题，定量分析了超大规模阵列的近场阵列增益，揭示了近场波束相较远场波束独有的距离维度的聚焦性。在此基础上，定义了有效瑞利距离，精确地修正经典瑞利距离在描述近场通信范围时的误差，为后续传输方法的设计提供理论基础保障。在关键技术方面，首先针对近场角度域信道非稀疏的问题，提出了基于极坐标域表示的近场信道估计方法，大幅提升近场范围内信道信息获取的精度；接着针对近场波束训练导频开销过大的问题，提出了基于近场色散的波束训练方法，通过频分波束的方式，以极低的导频开销获取精确的近场信道状态信息。本文的具体创新点如下。

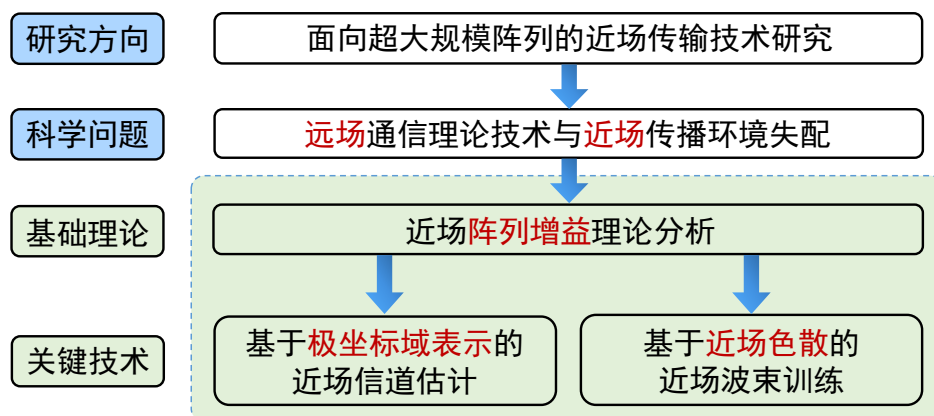


图 1.4 本文的研究内容和创新点

1.4.1 近场阵列增益理论分析

超大规模阵列可利用波束赋形调控电磁环境，大幅提升用户接收信号的强度。现有的研究工作主要考虑大规模阵列远场通信场景，分析远场波束赋形的性质。例如，远场波束具有角度聚焦的特性，能够将无线信号的能量导向某一个特定的方向，并且远场波束的主瓣宽度与天线数量成反比等^[50]。对于超大规模阵列近场通信，已有仿真表明近场波束同时具备角度维度和距离维度的聚焦性^[51]。然而，尚无基础理论能够定量地解释近场波束的这一重要特性。对近场波束的深入理解，是研究近场通信性能极限、设计近场传输方法的前提。

为了填补这一空白，在第2章，我们将深入分析近场波束阵列增益的性质。具体而言，我们首先基于菲涅尔区近似^[52]，推导近场波束阵列增益在角度维度和距离维度的解析解。接着，利用该解析解，我们分别证明了近场波束在角度维度和距离维度的聚焦性。此外，我们还从近场阵列增益损失的角度，定义并推导了有效瑞利距离，修正了经典瑞利距离在描述近场通信范围时的误差。仿真结果验证了所证明的近场阵列增益性质的准确性。最后，我们在 2304 单元的超大规模阵列上实测近场波束的性能，结果显示在近场环境下近场波束赋形增益比远场波束赋形增益高约 1 ~ 4 dB。

第2章的相关研究成果撰写期刊论文一篇，已经发表在期刊 *IEEE Communications Magazine*^[4]。同时，实测结果也以 Demo 的形式在国际会议 2022 IEEE International Conference on Communications (ICC) 上做了展示，获该次大会的杰出演示奖 (IEEE ICC Outstanding Demo Award)^[38]。

1.4.2 基于极坐标域表示的近场信道估计

为了实现高效的超大规模阵列近场波束赋形，需要获得精确的信道状态信息。已有的低导频开销信道估计方案常依赖大规模阵列远场信道在角度域的稀疏性^[31,53-54]，使用傅里叶变换将天线域信道转变为稀疏角度域信道。然而，角度域的稀疏性强依赖于远场平面波假设，超大规模阵列的近场球面波传播效应破坏了信道在角度域的稀疏性，使得已有的信道估计方案性能损失严重。

为了解决这一问题，在本文的第3章我们提出了基于极坐标域表示的信道估计方案，其创新点如下。首先，区别于只挖掘信道角度信息的角度域表示，所提极坐标域表示可同时挖掘信道的角度和距离信息，从而使近场信道在极坐标域呈现出稀疏性。接着，基于第2章中所推导的近场阵列增益，我们提出并证明了极坐标域表示的均匀角度采样准则和非均匀距离采样准则，给出构造极坐标域表示矩阵的方法。最后，利用近场信道在极坐标域的稀疏性，我们提出了极坐标域正交匹配追踪算法和极坐标域非格点迭代加权算法，以较低的导频开销估计近场极坐标域稀疏信道。仿真结果表明，所提算法在远近场传输环境下均优于现有远场信道估计方法，可降低导频开销 75%，提升信道估计精度约 10 dB。在实际工程中，所以极坐标域表示还可以用于构造近场波束码本，替换现有的 5G 远场波束码本，用于波束训练、信道估计、信道反馈等场景。

第3章的研究成果撰写期刊论文一篇，发表在期刊 *IEEE Transactions on Communications*^[55]；撰写会议论文一篇，发表于国际会议 2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM) 上^[56]；并与大唐移动通信设备有限公司联合申请国家发明专利一项。

1.4.3 基于近场色散的近场波束训练

随着通信频段从 Sub-6G 向毫米波、太赫兹等高频段演进^[41]，超大规模阵列的近场效应还会进一步导致近场波束分裂效应。近场波束分裂使得不同频点的波束以球面波的形式聚焦到不同的物理位置上，引入了较大的阵列增益损失。已有的工作主要研究如何使用延时可调阵列实现频率相关波束赋形，克服近场波束分裂效应的负面影响^[49]。与之相反，我们发现近场波束分裂效应对通信系统的设计还有积极的影响，其为实现快速的近场波束训练提供了新的可能。

在本文的第4章，我们提出了基于近场色散的波束训练方法，该方案利用延时可调阵列对近场波束分裂程度的灵活调控，实现了快速的近场波束训练，具体的创新如下。首先，我们证明了反常延时参数能够灵活控制近场波束分裂的程度，使得整个带宽上的波束覆盖指定的位置区间。接着，利用这一特性，我们提出了基于近场色散的波束训练方法，该方法能够以频分波束的方式，在同一个时隙内生成指向多个位置的多波束，进而大幅提升近场波束训练的效率。仿真结果表明，所提方法能够实现准最优的近场波束训练，并且降低导频开销 95% 以上。

第4章的相关研究成果撰写论文一篇，已经被国际期刊 IEEE Transactions on Wireless Communications^[57] 录用；并申请 PCT 国际专利一项。

1.5 论文内容安排

第1章主要介绍本文的研究背景。首先，概述了 5G 移动通信的发展现状以及未来 6G 通信的发展愿景。接着介绍了 5G 核心技术大规模阵列通信的基本情况，引出未来 6G 超大规模阵列通信技术。之后，阐明了从大规模阵列到超大规模阵列的关键是从远场通信到近场通信的转变。最后概括了本文的主要创新点和文章结构。

第2章分析近场波束的阵列增益。区别于远场波束赋形的角度聚焦性，近场波束同时具备角度聚焦性和距离聚焦性。第2章首先利用菲涅尔区近似求解近场阵列增益的解析解。接着定量地分析近场波束在角度维度和距离维度的聚焦性。之后定义并推导了有效瑞利距离，修正近场通信范围。我们使用仿真结果验证了所证明的近场阵列增益的性质的正确性。最后，我们还对近场波束赋形做了实测验证。

第3章介绍基于极坐标域表示的近场信道估计方法。针对上行信道估计场景，我们首先解释了近场角度域信道的能量扩散现象，即近场球面波传播破坏了角度域信道的稀疏性。然后我们提出了近场信道的极坐标域表示，通过均匀地划分角度空间，非均匀地划分距离空间，提取近场信道的位置信息。最后，我们分别提出

了极坐标域正交匹配追踪算法和极坐标域非格点迭代加权算法，以较低的导频开销精确地恢复近场信道。

第4章介绍基于近场色散的近场波束训练方法。针对超大规模阵列高频宽带场景，我们首先证明了宽带系统下频率无关波束赋形的近场波束分裂现象，接着揭示了可控近场波束分裂效应，以延时可调阵列为例说明频率相关波束赋形不仅能够消除近场波束分裂，还能够灵活控制其程度。然后，我们利用可控近场波束分裂效应，提出了基于近场色散的波束训练方案，通过设计反常的延时参数，以频分波束的方式快速地获取用户信道状态信息，大幅降低导频开销。最后，仿真结果验证了所提方法的高效性。

第5章对全文做总结，并探讨了未来可能的研究方向。

第2章 近场阵列增益理论分析

超大规模阵列可利用波束赋形调控电磁环境，大幅提升用户接收信号的强度。截止目前，研究人员针对远场波束赋形已展开了深入的研究，掌握了远场波束的诸多性质，包含波束的主瓣宽度，旁瓣高度，远场波束赋形系统容量^[50,58]等。然而，对于超大规模阵列近场通信，尚无基础理论解释近场波束赋形的特性。对近场波束的深入理解，是研究近场通信性能极限的基础，是设计近场多址接入、信道估计等传输方法的前提。因此，为了填补这一空白，在本章我们深入分析近场波束阵列增益的性质。具体而言，我们首先利用菲涅尔区近似^[59]，证明了在角度维度和距离维度上，近场波束赋形的阵列增益可分别由狄里克雷函数和菲涅尔函数表述。接着，基于上述函数，我们分别推导了近场波束在角度维度和距离维度上的波束宽度，进而验证了近场波束的位置聚焦性。此外，我们还从阵列增益损失的角度，定义并推导了有效瑞利距离，在瑞利距离的基础上引入与角度和阵列增益相关的矫正项，精确地修正近场通信范围。仿真结果验证了所证明的近场阵列增益性质的准确性。最后，我们给出实验结果，进一步说明近场波束赋形在近场环境下具有比远场波束赋形更高的阵列增益。

2.1 问题描述与研究目标

波束赋形是超大规模阵列最重要的功能之一。通过调控成千上万根天线单元辐射信号的初始相位（或接收信号的相位），超大规模阵列波束赋形可生成极窄的高增益波束，大幅增强信号的覆盖范围，改善目标用户接收信号的强度。

目前，已有大量学者深入地研究了远场波束赋形的性质。如前文所述，在普遍认知下，当基站与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范围，此时用户与基站之间的无线信道由平面波建模，远场波束赋形也是依照平面波设计。已有文献指出，远场波束具有角度聚焦的特性^[50]，它能够将无线信号的能量导向某一个特定的方向，且波束的主瓣宽度与天线数量成反比^[50]。基于远场波束的角度聚焦性，研究人员提出了一系列远场传输方法，例如远场宽波束、多波束设计^[60-61]；远场信道估计、波束训练、波束追踪方法^[31,33,62]；远场空分多址、多用户干扰消除^[63]等。

对于超大规模阵列近场波束赋形，已有文献通过仿真指出了近场波束的特性^[47,51]。具体而言，当基站与用户之间的通信距离小于瑞利距离时，用户位于基站的近场范围，此时用户与基站之间的无线信道由球面波建模，近场波束赋形

也是依照球面波设计。已有仿真实验表明，近场波束赋形相较远场波束赋形的核心区别在于：近场波束同时具备角度维度和距离维度上的聚焦性^[47,51]，即近场波束能够将信号的能量聚焦在特定的物理位置上。这一重要区别可以定性地解释为：远场平面波仅包含发射源的方位信息，故只具备角度聚焦性；近场球面波同时包含发射源的方位和距离信息，故同时具备角度和距离聚焦性。

然而，目前关于近场波束性质的研究仍缺失通用理论，存在诸多难以定量解释的问题，例如：近场波束为何同时具备角度和距离上的聚焦性？近场波束在角度维度和距离维度的波束宽度与什么因素相关？对上述问题的探究，有助于我们理解近场波束赋形的特性，进而为近场传输方法的设计提供理论指导，例如近场信道估计、近场波束训练、近场多址接入等。

为解决上述问题，在本章，我们利用菲涅尔区近似深入地分析近场波束的阵列增益，推导近场波束赋形的性质，具体的创新点如下：

1. 利用近场信道的菲涅尔区近似^[59]，我们保留近场信道相位的二阶泰勒展开，将近场信道解耦为与角度相关的一阶相位项和与距离相关的二阶相位项。通过独立地分析一阶相位项和二阶相位项，我们证明了近场波束的阵列增益在角度维度和距离维度上的解析解可分别狄里克雷函数和菲涅尔函数描述。
2. 利用上述解析解，我们证明了近场波束的角度聚焦性和距离聚焦性。结果表明，在空间中的特定曲线上，近场波束的角度聚焦性等价于远场波束的角度聚焦性，角度维度的近场波束宽度由天线数的倒数刻画；另一方面，近场波束独有的距离聚焦性可由菲涅尔函数描述，距离维度的近场波束宽度受多个参数共同影响，包含天线数，波长，波束赋形的角度和距离等。
3. 此外我们还发现，在天线领域常被用于描述近场范围的瑞利距离由平面波与球面波的最大相差决定，其在刻画近场通信范围时存在较大的误差。为此，我们从阵列增益损失的角度，定义并推导了有效瑞利距离，在瑞利距离的基础上引入与角度和阵列增益相关的矫正项，精确地修正近场通信范围。
4. 仿真结果验证了所证明的近场阵列增益性质的准确性。最后，我们还给出实验结果，进一步说明近场波束赋形在近场环境下具有比远场波束赋形更高的阵列增益。

本章的后续内容安排如下。在2.2节，我们将简要介绍超大规模阵列的近场信道模型与信号传输模型。在2.3节，我们将详细地推导近场波束的角度聚焦性和距离聚焦性，以及有效瑞利距离。之后，我们分别在2.4和2.5节给出仿真结果和实验结果。最后，在2.6节，我们将总结本章的内容。

2.2 系统模型

本节首先介绍近场信道模型，指出远场信道模型与近场信道模型的关系，接着再给出详细的信号传播模型。

2.2.1 近场信道模型

为分析近场波束赋形的阵列增益，本章节采用自由空间信道模型。假设基站使用一个 N_t 天线单元的均匀线性阵列 (Uniform Linear Array, ULA) 服务一个单天线用户，其中 $N_t = 2N + 1$ ， N 为正整数^①。假设载波频率为 f ，波长为 $\lambda = \frac{c}{f}$ ，波数为 $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ，其中 c 表示光速。基站相邻两天线的间距 d 取半波长，即 $d = \frac{\lambda}{2}$ 。假设用户的坐标为 $(r \cos \vartheta, r \sin \vartheta)$ ，其中 $r > 0$ ， $\vartheta \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 分别表示从基站阵列中心到用户的距离和方位角。简化起见，记 $\theta = \sin \vartheta$ ， $\sqrt{1 - \theta^2} = \cos \vartheta$ 。

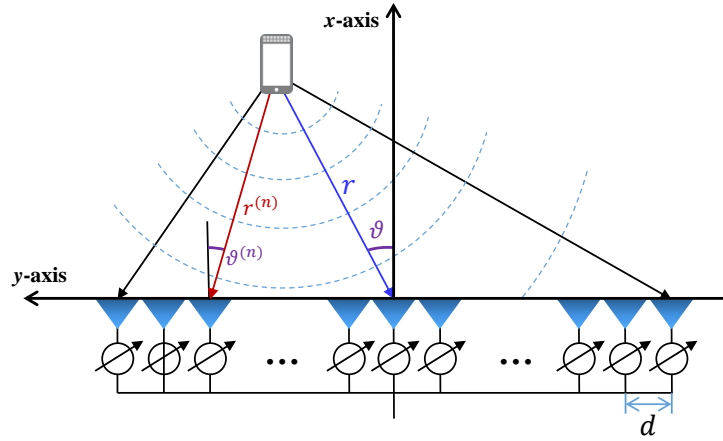


图 2.1 近场信道模型

如图2.1所示，基站与用户之间的视距 (Line-of-Sight, LoS) 近场信道 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 可建模为如下形式^[64]：

$$\mathbf{h} = \sqrt{N_t} g \mathbf{a}(\theta, r). \quad (2.1)$$

其中 g 为信道复增益； $\mathbf{a}(\theta, r)$ 为近场阵列响应矢量，可以表示为

$$\mathbf{a}(\theta, r) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \left[e^{-jkr^{(-N)}}, e^{-jkr^{(-N+1)}}, \dots, e^{-jkr^{(N)}} \right]^T, \quad (2.2)$$

其中 $r^{(n)}$, $n \in \{-N, -N+1, \dots, N\}$ 表示基站第 n 根天线与用户之间的距离。由于基站第 n 根天线的坐标为 $(0, nd)$ ，利用几何关系可将 $r^{(n)}$ 表示为

$$r^{(n)} = \sqrt{(r\sqrt{1 - \theta^2} - 0)^2 + (r\theta - nd)^2} = \sqrt{r^2 + n^2d^2 - 2ndr\theta}. \quad (2.3)$$

^① 为简化本文的符号体系，我们在公式推导时假设 N_t 为奇数。需要指出的是，本文所有的结论和推导对于 N_t 是偶数的情况同样适用。

因为公式 (2.3) 直接采用了精确的几何关系, 公式 (2.1) 所刻画信道即为精确的自由空间近场球面波信道。

注意到, 现有 5G 大规模阵列通信系统采用的远场信道模型, 可视为近场信道模型的近似。具体而言, 由于 $r^{(n)}$ 与天线索引 n 呈现复杂的根式关系, 对于近场信道的分析和处理较为复杂, 故现有文献大多假设 $r \gg D$, 其中 $D = N_t d$ 表示阵列的口径, 进而使用一阶泰勒展开 $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{1}{2}x$ 将 $r^{(n)}$ 简化为^[50]:

$$r^{(n)} = r \sqrt{1 + \frac{n^2 d^2}{r^2} - \frac{2nd\theta}{r}} \approx r - nd\theta. \quad (2.4)$$

将公式 (2.4) 带入 (2.1) 可以得到简化后的远场信道模型:

$$\mathbf{h}^{\text{far}} = \sqrt{N_t} g e^{-jkr} \mathbf{a}(\theta) = g e^{-jkr} [e^{j\pi(-N)\theta}, e^{j\pi(-N+1)\theta}, \dots, e^{j\pi N\theta}]^T, \quad (2.5)$$

其中 $\mathbf{a}(\theta)$ 为远场阵列响应矢量, 其相位 $\pi n\theta$ 与天线索引 n 呈现明显的线性关系。可以看到, 远场信道可视为近场信道的一阶线性近似。得益于远场信道模型简洁的表达形式, 目前学术界与工业界已形成一套成熟的、基于傅里叶变化的方法分析和处理远场信道^[58]。遗憾的是, 正如前文所述, 对于口径 D 非常大的 6G 超大规模阵列, 远场近似 (2.4) 将引入较大的误差, 远场信道模型不再适用, 因此本文将重点讨论精确的近场信道 (2.1) 的特性。

2.2.2 信号传播模型

我们考虑下行通信系统, 假设基站的每一个天线单元连接一个独立的模拟移相器。波束赋形的原理是通过改变每个模拟移相器^[34]的相位响应, 调控每根天线单元发射信号的初始相位, 进而构筑波束的形状, 增强特定位置上接收信号的强度^[47]。

具体而言, 记基站的波束赋形矢量为 \mathbf{w} 。为了将发射信号聚焦到距离基站 \bar{r} 远, 与基站夹角 $\bar{\theta}$ 的位置上, 可以使用近场阵列响应矢量的共轭设计波束赋形矢量, 即 $\mathbf{w} = \mathbf{a}^*(\bar{\theta}, \bar{r})$, 其中 $\bar{\theta} = \sin \bar{\theta}$ 。我们称 $(\bar{\theta}, \bar{r})$ 为近场波束赋形 \mathbf{w} 的聚焦点。此时, 用户的接收信号可以表示为

$$y = \sqrt{P_t} \mathbf{h}^T \mathbf{w} s + n = \sqrt{P_t N_t} g \mathbf{a}^T(\theta, r) \mathbf{a}^*(\bar{\theta}, \bar{r}) s + n, \quad (2.6)$$

其中 P_t 为发射功率, $s \in \mathcal{CN}(0, 1)$ 为发射信号, $n \in \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 为高斯白噪声。易知, 接收信号的信噪比为

$$\text{SNR} = \frac{P_t N_t |g|^2}{\sigma^2} |\mathbf{a}^H(\theta, r) \mathbf{a}(\bar{\theta}, \bar{r})|^2. \quad (2.7)$$

上式中, $f(r, \bar{r}, \theta, \bar{\theta}) = |\mathbf{a}^H(\theta, r) \mathbf{a}(\bar{\theta}, \bar{r})|$ 即为阵列增益。显然, 当 $(\theta, r) = (\bar{\theta}, \bar{r})$ 时, 阵列增益取最大值 1。而我们更关心当 $(\theta, r) \neq (\bar{\theta}, \bar{r})$ 时的阵列增益。对于 $|\mathbf{a}^H(\theta, r) \mathbf{a}(\bar{\theta}, \bar{r})|$

的深入分析，有助于我们推导近场波束赋形的诸多性质，例如近场波束的宽度，近场波束的正交性，近场多用户通信的容量极限等，进而为超大规模阵列近场传输技术的设计奠定理论基础。

需要指出的是，为简化分析，本文重点考虑超大规模线性阵列场景。实际上，线性阵列确实是超大规模阵列的一种重要实现方式。例如，爱立信公司（Telefonaktiebolaget LM Ericsson）研制了名为无线条带（Radio stripe）的超大规模线性阵列^[65]。无线条带在一根长达几米甚至几十米的电缆上链接多个接入点（Access Point, AP），可显著扩大阵列口径，构成超大规模线性阵列^[66]。无线条带可部署在高铁顶端、建筑物表面等场景，大幅提升系统可支持的用户数，改善频谱效率^[66]。

2.3 近场波束赋形阵列增益分析

为了分析近场波束赋形的性质，本节首先计算阵列增益 $f(r, \bar{r}, \theta, \bar{\theta}) = |\mathbf{a}^H(\theta, r)\mathbf{a}(\bar{\theta}, \bar{r})|$ 的近似解析解，接着通过深入地讨论该解析解，证明近场波束在角度维度和距离维度的聚焦效应，最后定义有效瑞利距离以修正远近场的边界。

为便于读者理解，我们首先简单介绍现有工作对远场阵列增益的讨论。假设用户处于远场范围，基站采用远场波束赋形。此时 r 和 \bar{r} 可视为无穷大，利用一阶泰勒展开（2.4），远场阵列增益可近似为：

$$f(+\infty, +\infty, \theta, \bar{\theta}) = |\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\bar{\theta})| = \left| \frac{1}{N_t} \sum_{n=-N}^N e^{jn\pi(\theta-\bar{\theta})} \right| = |\mathcal{E}_{N_t}(\theta - \bar{\theta})|, \quad (2.8)$$

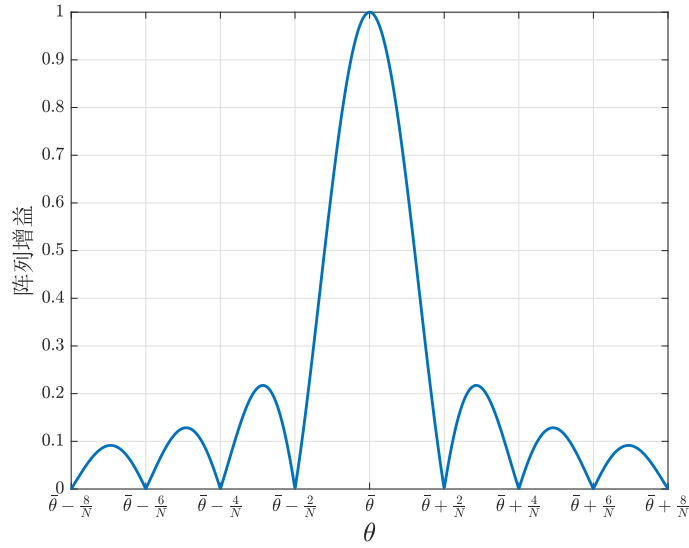
其中 $\mathcal{E}_{N_t}(x) = \frac{\sin(\frac{\pi}{2}N_t x)}{N_t \sin \frac{\pi}{2}x}$ 为狄利克雷函数。如图2.2所示，狄利克雷函数具有能量聚焦的特性，其主瓣范围为 $[\bar{\theta} - \frac{2}{N}, \bar{\theta} + \frac{2}{N}]$ 。由此可知，远场波束赋形本质上是在生成指向无穷远处，沿着 $\bar{\theta}$ 方向传播的波束，并且其波束宽度为 $\frac{4}{N}$ 。

接下来，我们讨论更复杂的近场阵列增益：

$$f(r, \bar{r}, \theta, \bar{\theta}) = |\mathbf{a}^H(\theta, r)\mathbf{a}(\bar{\theta}, \bar{r})| = \left| \frac{1}{N_t} \sum_{n=-N}^N e^{jk(r^{(n)} - \bar{r}^{(n)})} \right|, \quad (2.9)$$

其中 $r^{(n)} = \sqrt{r^2 + n^2 d^2 - 2ndr\theta}$ ， $\bar{r}^{(n)} = \sqrt{\bar{r}^2 + n^2 d^2 - 2nd\bar{r}\bar{\theta}}$ 。由于 $r^{(n)}$ 与 $\bar{r}^{(n)}$ 关于天线索引 n 是复杂的根式函数，难以直接从公式（2.9）中分析近场阵列增益的性质。为解决这一问题，我们使用菲涅尔区近似简化近场阵列响应矢量^[59]。菲涅尔区近似保留了 $r^{(n)}$ 与 $\bar{r}^{(n)}$ 的二阶泰勒展开，因此其相较采用一阶泰勒展开的远场近似具有更高的精度。具体而言， $r^{(n)}$ 可近似为

$$r^{(n)} = r \sqrt{1 + \frac{n^2 d^2}{r^2} - \frac{2nd\theta}{r}} \stackrel{(a)}{\approx} r \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{n^2 d^2}{r^2} - \frac{2nd\theta}{r} \right) - \frac{1}{8} \left(\frac{n^2 d^2}{r^2} - \frac{2nd\theta}{r} \right)^2 \right)$$


 图 2.2 狄利克雷函数的模 $|\Xi_{N_t}(\theta - \bar{\theta})|$

$$\stackrel{(b)}{\approx} r \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{n^2 d^2}{r^2} - \frac{2nd\theta}{r} \right) - \frac{1}{8} \frac{4n^2 d^2 \theta^2}{r^2} \right) = r - nd\theta + \frac{n^2 d^2 (1 - \theta^2)}{2r}, \quad (2.10)$$

其中，(a) 处近似考虑了函数 $\sqrt{1+x}$ 的二阶泰勒展开 $1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2$ ，(b) 处近似则舍去了 $\left(\frac{n^2 d^2}{r^2} - \frac{2nd\theta}{r}\right)^2$ 中的 $\mathcal{O}\left(\frac{1}{r^3}\right)$ 与 $\mathcal{O}\left(\frac{1}{r^4}\right)$ 项^①。类似地， $\bar{r}^{(n)}$ 可近似为 $\bar{r}^{(n)} \approx \bar{r} - nd\bar{\theta} + \frac{n^2 d^2 (1 - \bar{\theta}^2)}{2\bar{r}}$ 。将式 (2.10) 代入 (2.9) 中，我们可以得到近场阵列增益的二阶近似式：

$$f(r, \bar{r}, \theta, \bar{\theta}) \approx \left| \frac{1}{N_t} \sum_{n=-N}^N e^{jkn d(\theta - \bar{\theta})} e^{-jkn^2 d^2 \left(\frac{1 - \theta^2}{2r} - \frac{1 - \bar{\theta}^2}{2\bar{r}}\right)} \right|. \quad (2.11)$$

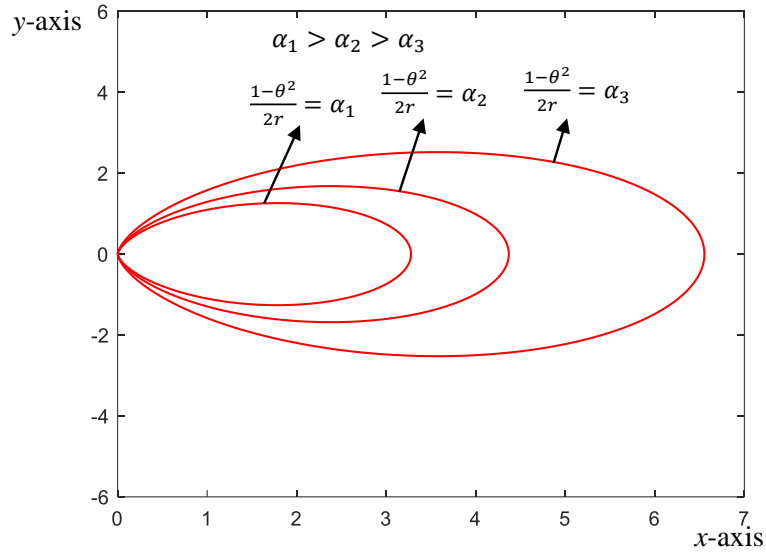
求和式 (2.11) 中的每一个元素包含与角度相关的一阶相位项 $knd(\theta - \bar{\theta})$ 以及与距离相关的二阶相位项 $-kn^2 d^2 \left(\frac{1 - \theta^2}{2r} - \frac{1 - \bar{\theta}^2}{2\bar{r}}\right)$ 。因此，我们可以分别讨论近场阵列增益中的一阶相位项和二阶相位项，进而得到近场波束赋形分别在角度维度和距离维度的性质。

2.3.1 近场波束的角度聚焦

我们首先消除二阶相位项，讨论与角度相关的一阶相位，从而说明近场波束的角度聚焦性。具体而言，定义由方程 $\frac{1 - \theta^2}{2r} = \alpha$ 所描述的图形为 α -距离环。

如图2.3所示，通过调整 α 的取值可以改变 α -距离环的形状。我们假设用户的位置以及基站波束赋形所聚焦的位置均位于相同的 α -距离环上，即 $\frac{1 - \theta^2}{2r} = \frac{1 - \bar{\theta}^2}{2\bar{r}} = \alpha$ 。

① 文献^[46]表明，当基站与用户之间的距离大于菲涅尔距离 $0.5\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ ^[46] 时，二阶近似 (2.10) 是精确的。需要指出的是，菲涅尔距离 $0.5\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ 通常远小于瑞利距离 $\frac{2D^2}{\lambda}$ 。例如，假设阵列孔径 D 为 0.4 米，波长为 3 毫米，则瑞利距离为 106.7 米，而菲涅尔距离仅为 2.3 米，几乎可以忽略不计。


 图 2.3 α -距离环^[57]

此时，式 (2.11) 中的二阶相位项 $-kn^2 d^2 (\frac{1-\theta^2}{2r} - \frac{1-\bar{\theta}^2}{2\bar{r}})$ 显然为 0。因此，我们可以得到近场阵列增益在 α -距离环上的解析解，如下式所示：

$$f\left(\frac{1-\theta^2}{2\alpha}, \frac{1-\bar{\theta}^2}{2\alpha}, \theta, \bar{\theta}\right) \approx \left| \frac{1}{N_t} \sum_{n=-N}^N e^{jkn d(\theta-\bar{\theta})} \right| \stackrel{(a)}{=} |\Xi_{N_t}(\theta-\bar{\theta})|. \quad (2.12)$$

等式 (a) 是因为 $kd = \pi$ 。对比式 (2.12) 与 (2.8) 我们可以得到，近场阵列增益在 α -距离环上的解析解与远场阵列增益的解析解完全相同，故近场波束具有与远场波束相同的角度聚焦特性。因此，当基站使用近场波束赋形 $\mathbf{w} = \mathbf{a}^*(\bar{r}, \bar{\theta})$ 将信号的能量对准位置 $(\bar{r} \cos \bar{\theta}, \bar{r} \sin \bar{\theta})$ 时，在 α -距离环上，波束阵列增益的解析解为狄里克雷函数，波束主瓣的宽度为 $\frac{4}{N}$ 。

2.3.2 近场波束的距离聚焦

接下来，我们消除式 (2.11) 中的一阶相位项，讨论与距离相关的二阶相位，从而说明近场波束的距离聚焦性。假设用户的位置以及基站波束赋形所聚焦的位置均位于相同的方向上，即 $\theta = \bar{\theta}$ ，此时式 (2.11) 中的一阶相位项 $knd(\theta - \bar{\theta})$ 显然为 0。接着，我们可以通过如下定理 2.1 得到近场阵列增益在角度 $\bar{\theta}$ 上的解析解。

定理 2.1: 若 $\theta = \bar{\theta} \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ ，且天线数 $N_t \rightarrow +\infty$ ，则

$$\lim_{N \rightarrow \infty} f(r, \bar{r}, \bar{\theta}, \bar{\theta}) \approx G(\beta) = \left| \frac{C(\beta) + jS(\beta)}{\beta} \right|, \quad (2.13)$$

其中 $C(\beta) = \int_0^\beta \cos(\frac{\pi}{2} t^2) dt$ 和 $S(\beta) = \int_0^\beta \sin(\frac{\pi}{2} t^2) dt$ 为菲涅尔函数， $\beta = \sqrt{\frac{N_t^2 d^2 (1-\bar{\theta}^2)}{2\lambda} \left| \frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}} \right|} = \sqrt{\frac{D^2 (1-\bar{\theta}^2)}{2\lambda} \left| \frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}} \right|}$ 。

证明 见附录 A。 ■

定理2.1表明, 当用户与近场波束赋形聚焦点位于同一个方向 $\bar{\theta}$ 、不同的距离 r 与 \bar{r} 时, 近场阵列增益可由无参函数 $G(\beta)$ 和参数 β 描述。如图2.4所示, 随着参数 β 的增大, 函数 $G(\beta)$ 整体呈现明显的下降趋势。同时, 由于参数 β 与距离倒数的差值 $\left| \frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}} \right|$ 成正比, 我们可以得到一个直观的结论: 用户距离的倒数 $\frac{1}{r}$ 与波束赋形聚焦点的距离倒数 $\frac{1}{\bar{r}}$ 的差距越大, 近场阵列增益越低, 因此近场波束具有距离维度上的聚焦效应。

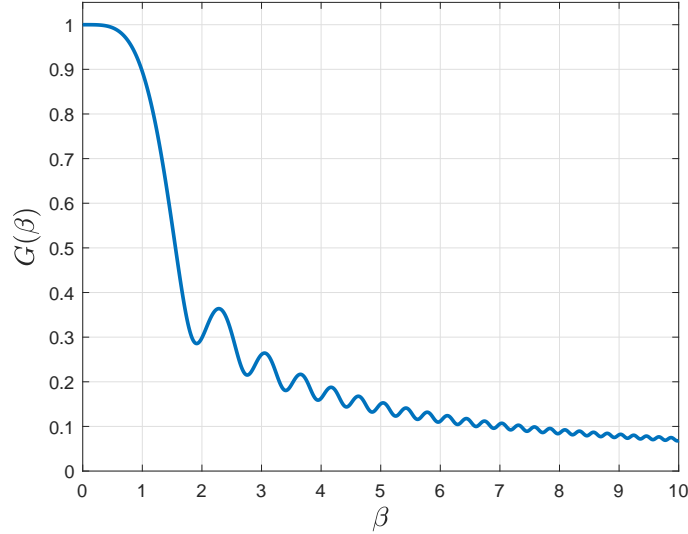


图 2.4 函数 $G(\beta)$ 的图像

接下来, 我们详细地分析近场波束在距离维度上的宽度。由图2.4可知, 函数 $G(\beta)$ 相较狄利克雷函数的一个重要区别是: $G(\beta)$ 不存在明显的零点。这一区别导致我们无法依靠零点定义距离维度上的波束宽度。本文退而求其次, 依靠近场阵列增益的主要能量分布计算波束宽度。具体而言, 对于任意给定的阈值 $\Delta \in [0, 1]$, 我们首先定义 Δ -距离窗与 Δ -波束宽度。

定义 2.1 (Δ -距离窗与 Δ -波束宽度): 对于 $\forall \Delta \in [0, 1]$, $\forall \bar{r} \geq 0$, $\forall \bar{\theta} \in [-1, 1]$, 定义距离集合 $\mathcal{R}_\Delta(\bar{\theta}, \bar{r})$, 使得对于任意的 $r \in \mathcal{R}_\Delta(\bar{\theta}, \bar{r})$, 都有 $f(r, \bar{r}, \bar{\theta}, \bar{\theta}) = G(\beta) \geq \Delta$, 此时我们称集合 $\mathcal{R}_\Delta(\bar{\theta}, \bar{r})$ 为近场波束的 Δ -距离窗, 集合 $\mathcal{R}_\Delta(\bar{\theta}, \bar{r})$ 的大小为 Δ -波束宽度 $\text{BW}_\Delta(\bar{\theta}, \bar{r})$ 。

Δ -距离窗 $\mathcal{R}_\Delta(\bar{\theta}, \bar{r})$ 准确地描述了近场波束 $\mathbf{w}(\bar{\theta}, \bar{r})$, 在方向 $\bar{\theta}$ 上, 阵列增益大于等于 Δ 的距离范围。因此, $\mathcal{R}_\Delta(\bar{\theta}, \bar{r})$ 的大小可视为该波束在距离维度的宽度, 即 Δ -波束宽度。推论2.1 给出了 Δ -距离窗 $\mathcal{R}_\Delta(\bar{\theta}, \bar{r})$ 的解析解。

推论 2.1: 若 $\Delta \in [0, 1]$, $\bar{r} > 0$, $r > 0$, $\theta = \bar{\theta} \in [-1, 1]$, 则

$$\mathcal{R}_\Delta(\bar{\theta}, \bar{r}) = \begin{cases} \left[\frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})+\bar{r}}, \frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})-\bar{r}} \right], & \text{if } \bar{r} < Z_\Delta(\bar{\theta}) \\ \left[\frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})+\bar{r}}, +\infty \right), & \text{if } \bar{r} \geq Z_\Delta(\bar{\theta}) \end{cases} \quad (2.14)$$

其中, $Z_\Delta(\bar{\theta}) = \frac{D^2(1-\bar{\theta}^2)}{2\beta_\Delta^2\lambda}$, β_Δ 可通过求解超越方程 $G(\beta_\Delta) = \Delta$ 得到。

证明 由于 $G(\beta)$ 随 β 整体呈现下降趋势, 求解不等式 $G(\beta) \geq \Delta$ 等价于求解

$$\beta \leq \beta_\Delta, \quad G(\beta_\Delta) = \Delta. \quad (2.15)$$

将 β 的表达式带入式 (2.15), 同时考虑距离 r 的非负性, 可知 r 需满足如下约束条件:

$$\left| \frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}} \right| \leq \frac{2\beta_\Delta^2\lambda}{D^2(1-\bar{\theta}^2)} = \frac{1}{Z_\Delta(\bar{\theta})}, \quad (2.16)$$

$$r > 0. \quad (2.17)$$

整理得, r 的取值范围是

$$\begin{cases} \frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})+\bar{r}} \leq r \leq \frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})-\bar{r}}, & \text{if } \bar{r} < Z_\Delta(\bar{\theta}) \\ \frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})+\bar{r}} \leq r < +\infty, & \text{if } \bar{r} \geq Z_\Delta(\bar{\theta}) \end{cases} \quad (2.18)$$

由此可知, Δ -距离窗满足式 (2.14), 证毕。 ■

推论2.1表明在方向 $\bar{\theta}$ 上, 当基站与近场波束聚焦点之间的距离 \bar{r} 大于等于 $Z_\Delta(\bar{\theta})$ 时, 只要基站到用户的距离 r 大于等于 $\frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})+\bar{r}}$, 此时用户接收信号的阵列增益都能大于 Δ , 即波束的宽度为 $+\infty$ 。有趣的是, 若基站与近场波束聚焦点之间的距离 \bar{r} 小于 $Z_\Delta(\bar{\theta})$, 只有当用户与基站之间的距离在 $\frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})+\bar{r}}$ 与 $\frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})-\bar{r}}$ 之间时, 用户接收信号的阵列增益才能大于 Δ 。这一现象揭示了近场波束具备距离聚焦的能力。此时, 可以计算 Δ -波束宽度为

$$\text{BW}_\Delta(\bar{\theta}, \bar{r}) = \frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})-\bar{r}} - \frac{Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_\Delta(\bar{\theta})+\bar{r}} = \frac{2Z_\Delta(\bar{\theta})\bar{r}^2}{Z_\Delta^2(\bar{\theta})-\bar{r}^2}. \quad (2.19)$$

由式 (2.19) 可知, 伴随着 \bar{r} 的降低, 波束宽度显著缩小, 近场波束的聚焦能力也将显著提升。而当 \bar{r} 逼近 $Z_\Delta(\bar{\theta})$ 时, 波束宽度趋于正无穷, 也因此远场波束并不具备距离聚焦的能力。

近场波束独有的距离聚焦能力是其区别于远场波束的重要特性。在本文的后续章节中, 我们将利用该特性实现近场信道估计以及近场波束训练。

2.3.3 有效瑞利距离

在本小节的最后，我们将利用推论2.1推导有效瑞利距离以修正近场通信范围。在天线、微波、光学等领域，研究人员常使用瑞利距离 Z_{RD} 划分近场范围^[67]。 Z_{RD} 的物理意义是：当平面波与球面波的最大相差为 $\frac{\pi}{8}$ 时，基站与用户之间的距离为瑞利距离，即

$$\max_{n,\theta} \left\{ \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{Z_{\text{RD}}^2 + n^2 d^2 - 2nd Z_{\text{RD}} \theta} - \frac{2\pi}{\lambda} (Z_{\text{RD}} - nd\theta) \right\} = \frac{\pi}{8}. \quad (2.20)$$

利用二阶泰勒展开 (2.10) 可证明，瑞利距离为 $Z_{\text{RD}} = \frac{2D^2}{\lambda}$ 。由 Z_{RD} 定义的近场范围，准确地描述了远场近似相位误差较大的区域。然而，相位误差并不直接影响通信领域最关注的指标：系统的传输速率。因此大量实验表明，瑞利距离并不能精确地捕获远场波束赋形方法性能损失较大的区域，即近场通信范围。

针对这一问题，我们从阵列增益的角度定义有效瑞利距离 Z_{ERD} 。

定义 2.2 (有效瑞利距离 Z_{ERD}): 令 $\bar{r} \rightarrow +\infty$, $\theta = \bar{\theta} \in [-1, 1]$, $\mathbf{w} = \mathbf{a}^*(\bar{\theta}, \bar{r})$ 。对于任意阈值 $\Delta \in [0, 1]$ ，定义有效瑞利距离 Z_{ERD} ，满足

$$f(r, \bar{r}, \bar{\theta}, \bar{\theta}) \approx G(\beta) < \Delta, \quad (2.21)$$

对任意 $0 < r < Z_{\text{ERD}}$ 成立。

有效瑞利距离的解释如下：假设基站使用远场波束 $\mathbf{w} = \mathbf{a}^*(\bar{\theta}, +\infty)$ 服务位于 $(\bar{\theta}, r)$ 的用户。令用户沿着 $\bar{\theta}$ 方向靠近基站，当用户距基站较远时，阵列增益逼近最大值 1，此时用户仍处于远场范围；而随着 r 的缩小，阵列增益 $f(r, \bar{r}, \bar{\theta}, \bar{\theta})$ 逐渐降低，当阵列增益恰好降低到给定的阈值 Δ 时，我们认为远场波束赋形的阵列增益损失 $1 - \Delta$ 较大，用户已进入近场范围，此时基站到用户的距离即为有效瑞利距离 Z_{ERD} 。

由于阵列增益直接影响了用户接收信号的信噪比，依照定义2.2得到的有效瑞利距离能够精确地修正近场通信范围，刻画远场波束赋形方法不再适用的区域。接下来，定理2.2给出了有效瑞利距离的解析解。

定理 2.2: 依照定义2.2，有效瑞利距离 Z_{ERD} 可表示为：

$$Z_{\text{ERD}} = Z_{\Delta}(\bar{\theta}) = \frac{D^2(1 - \bar{\theta}^2)}{2\beta_{\Delta}^2 \lambda} = \frac{1 - \bar{\theta}^2}{4\beta_{\Delta}^2} Z_{\text{RD}}. \quad (2.22)$$

证明 当 $\bar{r} \rightarrow +\infty$ 时，显然有 $\bar{r} \geq Z_{\Delta}(\bar{\theta})$ 。此时，由推论2.1可知，当基站到用户的距离 $r \in \left[\frac{Z_{\Delta}(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_{\Delta}(\bar{\theta}) + \bar{r}}, +\infty \right)$ 时，阵列增益始终大于 Δ ，反之当 $r < \frac{Z_{\Delta}(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_{\Delta}(\bar{\theta}) + \bar{r}}$ 时，阵列增

益小于 Δ 。因此 $\frac{Z_{\Delta}(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_{\Delta}(\bar{\theta})+\bar{r}}$ 即为有效瑞利距离。同时考虑到 $\bar{r} \rightarrow +\infty$ ，我们有

$$Z_{\text{ERD}} = \lim_{\bar{r} \rightarrow +\infty} \frac{Z_{\Delta}(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_{\Delta}(\bar{\theta})+\bar{r}} = Z_{\Delta}(\bar{\theta}), \quad (2.23)$$

证毕。 ■

定理2.2表明，有效瑞利距离在瑞利距离的基础上，引入了修正项 $\frac{1-\theta^2}{4\beta_{\Delta}^2}$ 。其中 β_{Δ} 需要通过求解超越方程 $G(\beta_{\Delta}) = \Delta$ 得到，而 $1 - \theta^2$ 项则说明了近场通信范围还严格依赖于用户相较基站的方位。

2.3.4 面阵场景的拓展

在实际通信系统中，均匀面阵也是极为常见的阵列结构，本小节将讨论在面阵场景下，近场波束赋形的阵列增益所发生的变化。如图2.5所示，考虑单天线用户，该用户的位置坐标可用向量 $\mathbf{p} = (x, y, z) = (r \sin \varphi \cos \vartheta, r \sin \varphi \sin \vartheta, r \cos \varphi)$ 表示。基站的面阵位于 XOY 平面，基站阵列在 X 轴和 Y 轴上的天线数分别为 $N_x = 2M_x + 1$ 与 $N_y = 2M_y + 1$ ，天线间距分别为 d_x 与 d_y ，阵列口径分别为 $D_x = N_x d_x$ 与 $D_y = N_y d_y$ 。考虑基站阵列上的第 (m, n) 个天线，其坐标为 $(md_x, nd_y, 0)$ ，其中 $m = [-M_x, \dots, M_x]$ ， $n = [-M_y, \dots, M_y]$ 。用户与该天线之间的自由空间信道可以建模为 $h^{(m,n)} = \frac{\lambda}{4\pi r^{(m,n)}} e^{-jkr^{(m,n)}} \approx \frac{\lambda}{4\pi r} e^{-jkr^{(m,n)}}$ 。其中， $r^{(m,n)}$ 表示用户与该天线之间的距离，其具体的表达式为

$$\begin{aligned} r^{(m,n)} &= \sqrt{(x - md_x)^2 + (y - nd_y)^2 + z^2} \\ &= \sqrt{r^2 + m^2 d_x^2 + n^2 d_y^2 - 2md_x r \sin \varphi \cos \vartheta - 2nd_y r \sin \varphi \sin \vartheta}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

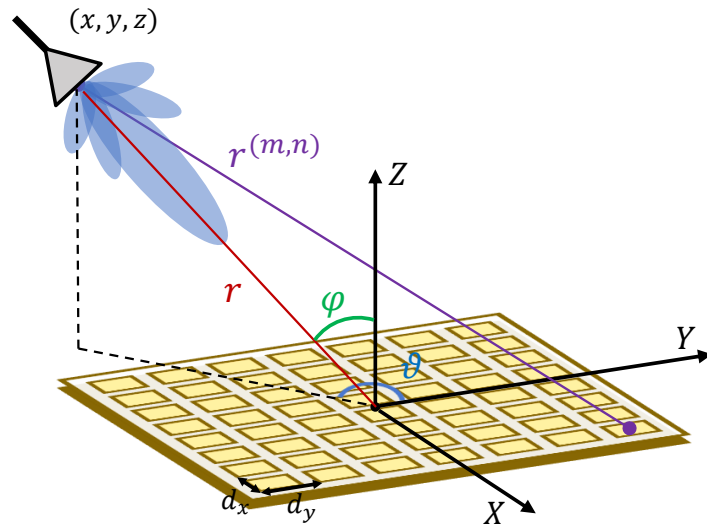


图 2.5 超大规模面阵通信场景

类似于对线阵的讨论，使用二阶泰勒展开将式 (2.24) 近似为：

$$r^{(m,n)} \approx r - md_x \sin \varphi \cos \vartheta - nd_y \sin \varphi \sin \vartheta + \frac{m^2 d_x^2 + n^2 d_y^2}{2r} - \frac{(md_x \sin \varphi \cos \vartheta - nd_y \sin \varphi \sin \vartheta)^2}{2r} \quad (2.25)$$

本文将等式 (2.25) 右侧的 r 称为零阶项，将 $-md_x \sin \varphi \cos \vartheta$ 与 $-nd_y \sin \varphi \sin \vartheta$ 分别称为 X 维度和 Y 维度的一阶项，将 $\frac{m^2 d_x^2}{2r}$ 与 $\frac{n^2 d_y^2}{2r}$ 分别称为 X 维度和 Y 维度的二阶项，将 $-\frac{(md_x \sin \varphi \cos \vartheta - nd_y \sin \varphi \sin \vartheta)^2}{2r}$ 称为交叉项。可以观察到，面阵相较于线阵的主要区别有两点，其一是面阵需要同时考虑水平角和垂直角，其二是面阵多了一个交叉项。

进一步，类似于第2.2章中的推导，对于将信号聚焦于某一物理位置 $\bar{\mathbf{p}} = (\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}) = (\bar{r} \sin \bar{\varphi} \cos \bar{\vartheta}, \bar{r} \sin \bar{\varphi} \sin \bar{\vartheta}, \bar{r} \cos \bar{\varphi})$ 的近场波束，其在用户所在位置 \mathbf{p} 上取得的阵列增益可以表示为：

$$f(\mathbf{p}, \bar{\mathbf{p}}) = \left| \frac{1}{N_x N_y} \sum_{m=-M_x}^{M_x} \sum_{n=-M_y}^{M_y} e^{jk(r^{(m,n)} - \bar{r}^{(m,n)})} \right|. \quad (2.26)$$

其中，参数 $\bar{r}^{(m,n)}$ 可通过将 $\bar{\mathbf{p}}$ 带入到式 (2.25) 得到。

本文分三种情况讨论面阵的阵列增益 (2.26)，分别是 (1) $\varphi = 0$ 的情形，(2) N_x 或 N_y 较小的情形，以及 (3) 一般情形：

1. 当 $\varphi = 0$ 时，用户正对面阵的中心，式 (2.25) 可重新表述为 $r^{(m,n)} \approx r + \frac{m^2 d_x^2 + n^2 d_y^2}{2r}$ 。此时，式 (2.25) 中的一阶项和交叉项被消除， $r^{(m,n)}$ 仅由 X 维度和 Y 维度上的二阶项决定，与消除一阶相位项的式 (2.11) 极为类似。在这种情况下易证明，近场波束在距离维度的阵列增益可由 X 维度和 Y 维度的菲涅尔函数的乘积描述，即

$$f(\mathbf{p}, \bar{\mathbf{p}}) \approx G(\gamma_x)G(\gamma_y), \quad (2.27)$$

其中， $\gamma_x = \sqrt{\frac{D_x^2}{2\lambda} \left| \frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}} \right|}$ ， $\gamma_y = \sqrt{\frac{D_y^2}{2\lambda} \left| \frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}} \right|}$ 。特别的，当所考虑的面阵为方阵，即 $D_x = D_y$ 时，可以进一步得到 $f(\mathbf{p}, \bar{\mathbf{p}}) \approx G(\gamma_x)^2$ 。此时类似于定义2.2，可以由不等式 $\lim_{\bar{r} \rightarrow +\infty} G(\gamma_x)^2 \leq \Delta$ 计算得到有效瑞利距离为

$$Z_{\text{ERD-UPA}} = \frac{1}{4\gamma_\Delta^2} Z_{\text{RD-UPA}} = \frac{1}{4\gamma_\Delta^2} \times \frac{2D_x^2}{\lambda}, \quad (2.28)$$

其中 $G(\gamma_\Delta)^2 = \Delta$ 。

2. 对于第二种情况，不失一般性，假设 N_y 较小， N_x 较大。此时，从 X 维度观察，用户将处于近场范围，从 Y 维度观察，用户则处于远场范围。在这种

情况下，式 (2.11) 中的 $r^{(m,n)}$ 可进一步被近似为 $r^{(m,n)} \approx r - md_x \sin \varphi \cos \vartheta + \frac{m^2 d_x^2 (1 - \sin^2 \varphi \cos^2 \vartheta)}{2r} - nd_y \sin \varphi \cos \vartheta$ ，即 $r^{(m,n)}$ 由 X 维度的一阶项、二阶项以及 Y 维度的一阶项描述。此时易证明，在相同的水平角和垂直角、不同的距离上，近场波束的阵列增益可由 X 维度的菲涅尔函数描；在曲面 $\frac{1 - \sin^2 \varphi \cos^2 \vartheta}{2r} = C$ 上，其中 C 为大于 0 的常数，近场波束的阵列增益可由 X 维度和 Y 维度的狄利克雷函数的乘积描述。

3. 对于一般情形，由于交叉项 $-\frac{(md_x \sin \varphi \cos \vartheta - nd_y \sin \varphi \sin \vartheta)^2}{2r}$ 的存在， X 维度与 Y 维度的参数将相互耦合。在求解式 (2.26) 中关于 m 和 n 的二重求和时，难以找个合适的解析解，这使得对一般情形下的近场阵列增益的分析尤为困难。截止目前，尚无有效的特殊函数能够描述存在交叉项时的近场阵列增益，相关研究仍是一个开放性的问题，有待未来做进一步探索。

2.4 仿真结果

本节给出超大规模线性阵列的仿真结果，验证所证明的近场阵列增益的性质，系统的参数设置如下： $N_t = 256$ ， $f = 30$ GHz， $d = 5$ mm。

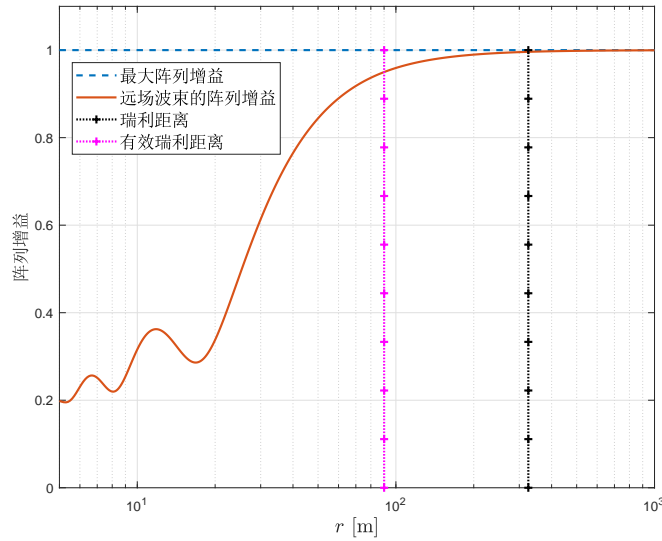


图 2.6 瑞利距离与有效瑞利距离

我们首先验证有效瑞利距离的准确性。在所给定的系统参数下，线性阵列的瑞利距离为 325 米，有效瑞利距离为 $81.3 \times \frac{1 - \theta^2}{\beta_A^2}$ 米。我们考虑 $\theta = \sin \frac{\pi}{6} = 0.5$ ， $\Delta = 95\%$ ，此时可通过牛顿法求得 $\beta_A = 0.826$ ，故可知有效瑞利距离约为 90 米。在图 2.6 中，我们绘制了远场波束 $\mathbf{w} = \mathbf{a}^*(\bar{\theta}, +\infty)$ 在远近场通信环境下的阵列增益。随着通信距离 r 的降低，远场波束的阵列增益呈现明显的下降趋势，当 r 降低至瑞利

距离时，远场波束的阵列增益仍逼近最大值 1；而当 r 降低至有效瑞利距离时，阵列增益的损失恰好为 $1 - \Delta = 5\%$ ，由此，可说明有效瑞利距离能够准确地描述近场通信范围。同时注意到，在有效瑞利距离之内，远场波束赋形的阵列增益损失极为明显。例如，当 $r = 30$ 米时，阵列增益损失高达 40%。远场传输方法严重的性能损失凸显了设计高效的近场传输方法实现近场通信的重要性。

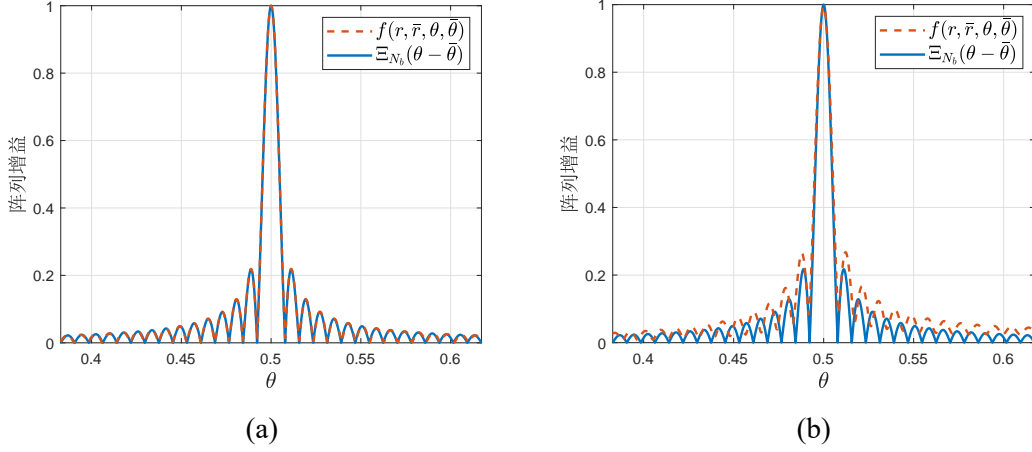
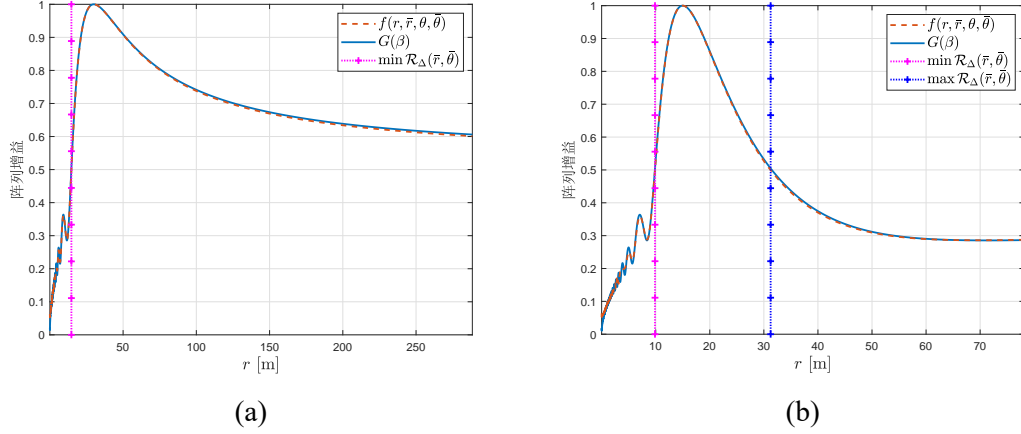


图 2.7 角度维度的近场阵列增益：(a) $\bar{r} = 10$ 米；(b) $\bar{r} = 2$ 米

图2.7给出了不同物理角度 θ 下的近场阵列增益，以验证公式 (2.12) 的准确性。在子图 (a) 中，考虑参数 $\bar{\theta} = \sin \frac{\pi}{6} = 0.5$ ， $\bar{r} = 10$ 米；在子图 (b) 中，考虑参数 $\bar{\theta} = \sin \frac{\pi}{6} = 0.5$ ， $\bar{r} = 2$ 米，显然，子图 (a) - (b) 均为近场通信场景。在两子图中，均令 $\frac{1-\theta^2}{2r} = \frac{1-\bar{\theta}^2}{2\bar{r}}$ 。红色虚线表示近场阵列增益的真实值 (2.9)，蓝色实线表示近场阵列增益的分析值 (2.12)。子图 (a) 表明，当 $r = 10$ 米时，分析值与真实值严格一致，狄利克雷函数 (2.12) 可以精确地描述角度维度的近场阵列增益。而子图 (b) 则表明，当 $r = 2$ 米，狄利克雷函数与真实的近场阵列增益之间存在一定的误差，这是因为当距离 r 非常小时，菲涅尔区近似 (2.10) 的误差较大，使得狄利克雷函数不再精确。然而幸运的是，即使在极短的通信距离下 ($r = 2$ 米)，狄利克雷函数仍旧能够描述近场阵列增益的整体趋势，依旧能够说明近场波束的角度聚焦特性。

最后，图2.8 (a) - (b) 给出了不同距离下的近场阵列增益。图2.8 (a) 的参数如下： $\theta = \bar{\theta} = \sin \frac{\pi}{8}$ ， $\bar{r} = 30$ 米， $\Delta = 0.5$ 。在图 (b) 中， $\bar{r} = 15$ 米，其余参数与图 (a) 相同。通过牛顿法，可求得 $\beta_{\Delta} = \beta_{0.5} = 1.557$ 。在该图中，红色虚线表示近场阵列增益的真实值，蓝色实线表示由理论2.1推得的近场阵列增益的分析值。可以看到，在考虑的距离范围内，分析值与真实值几乎保持一致；只有当距离 r 逼近于 0 时，分析值相较真实值才存在一定的差异。因此， $G(\beta)$ 可以精确地描述距离维度的近场阵列增益。我们进一步验证所提距离窗 $\mathcal{R}_{\Delta}(\bar{\theta}, \bar{r})$ 的准确性。在所设置的


 图 2.8 不同距离的近场阵列增益：(a) $\bar{r} = 30$ 米；(b) $\bar{r} = 15$ 米

参数下，可以计算得到 $Z_{\Delta}(\bar{\theta}) = \frac{D^2(1-\bar{\theta}^2)}{2\beta^2\lambda} = 28.84$ 米。在图 (a) 中，由于 $\bar{r} > Z_{\Delta}(\bar{\theta})$ ，因此距离窗 $\mathcal{R}_{\Delta}(\bar{\theta}, \bar{r})$ 的最大值为正无穷，最小值为 $\frac{Z_{\Delta}(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_{\Delta}(\bar{\theta})+\bar{r}} = 14.71$ 米。只要基站到用户的距离 r 大于 14.71 米，阵列增益就大于 $\Delta = 0.5$ ，而图 2.8 (a) 有力地验证了这个结论。对于图 (b)，由于 $\bar{r} < Z_{\Delta}(\bar{\theta})$ ，距离窗 $\mathcal{R}_{\Delta}(\bar{\theta}, \bar{r})$ 的最小值和最大值分别为 $\frac{Z_{\Delta}(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_{\Delta}(\bar{\theta})+\bar{r}} = 9.87$ 米， $\frac{Z_{\Delta}(\bar{\theta})\bar{r}}{Z_{\Delta}(\bar{\theta})-\bar{r}} = 31.25$ 米。即当 9.87 米 $< r < 31.25$ 米时，阵列增益应当大于 $\Delta = 0.5$ ，这一结论也与图 2.8 (b) 相吻合。因此，所推导的定理 2.1 与推论 2.1 能够有效说明近场波束的距离聚焦能力。

2.5 实验结果

最后，我们开展实测验证，在 2304 单元的超大规模面阵上对比了远场波束赋形和近场波束赋形在近场通信环境下的性能。如图 2.9 所示，我们在室内环境下展开测试，整个原型机包含发射端、中继端、接收端三部分。

发射端由上位机、信号发生器、毫米波上变频器以及一个 256 天线单元 (16×16) 的阵列组成。类似的，接收端由上位机、基带 FPGA、毫米波下变频器以及一个接收喇叭天线构成。我们在中继端部署一个 2304 单元的反射式超大规模阵列，该阵列由 9 块 256 天线单元 (16×16) 的阵列拼成。阵列的每个天线单元可做 1 bit 移相 (0° 移相与 180° 移相)。每块阵列的工作频段均为 28 GHz，天线单元的间距为半波长。

我们将发端阵列天线中心、中继阵列天线中心以及收端喇叭天线中心置于登高的水平面上。发端阵列与收端喇叭天线均对准中继阵列天线中心。发端阵列与中继阵列的夹角 φ_1 为 20° ，间距 d_1 为 1 米。收端阵列与中继阵列的夹角 φ_2 为 0° ，间距 d_2 由 1 米逐渐增大到 6 米。在实验过程中，发端始终通过 256 单元的阵列生

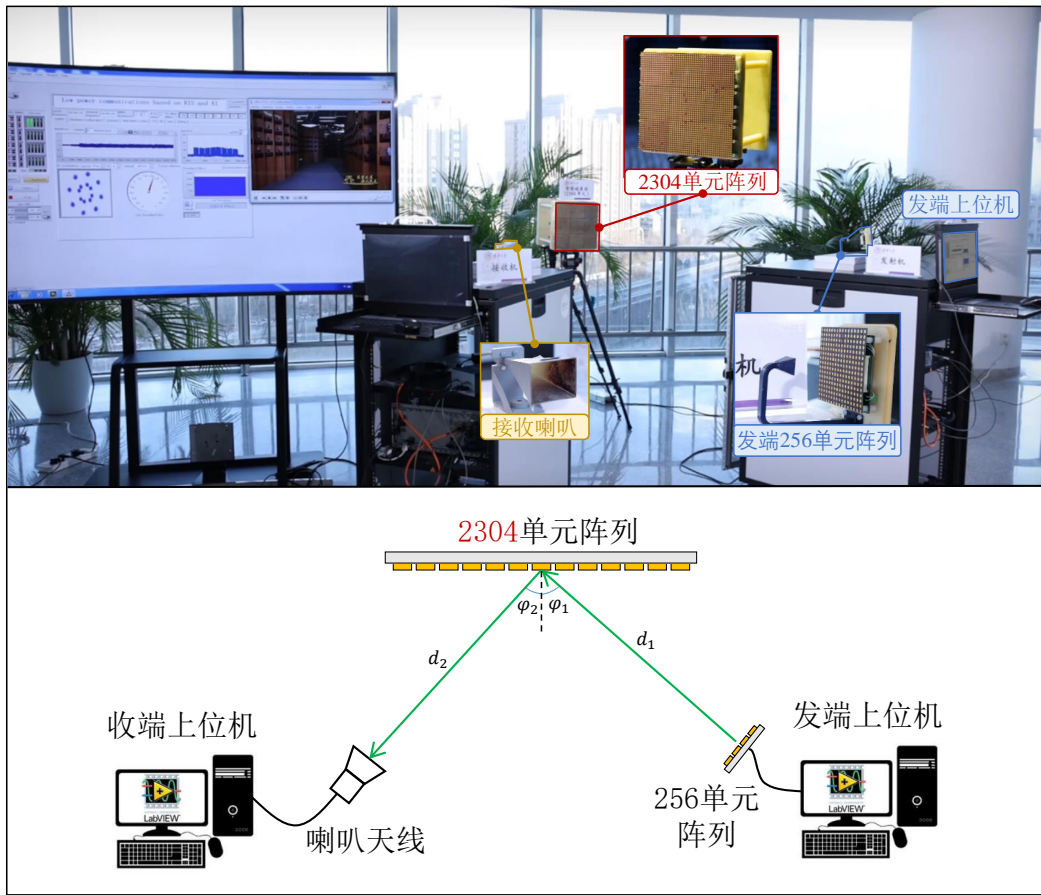
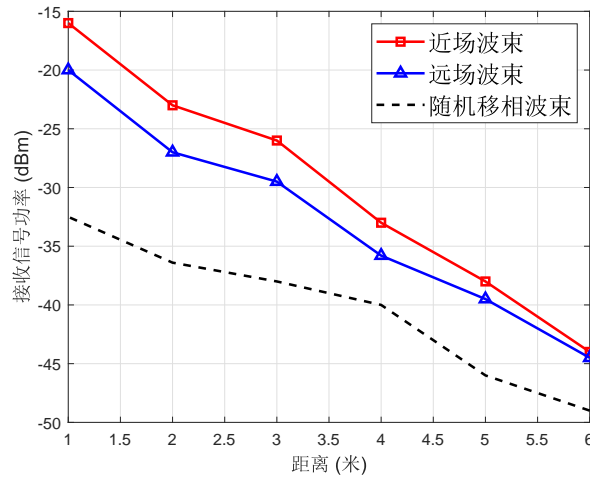


图 2.9 实验场景

成指向中继的远场波束。接着中继通过 2304 单元的阵列做反射式波束赋形，将信号反射给接收喇叭天线，最后收端在 28 GHz 频点处检测接收信号的强度。注意到，由发端经中继到达收端的信道本质上为两段信道的级联，因此中继处的反射式波束由两部分波束叠加而成，分别是接收来自发端信号的接收波束以及发向接收端的发射波束。在本实验中，我们固定超大规模阵列的接收波束为近场波束，故发端阵列和中继阵列整体可等效为一个发射阵列。同时我们在中继超大规模阵列上对比三种发射波束的性能，分别是远场波束、近场波束、以及随机移相波束，并通过串口切换这三种波束。

最终的实验结果如图2.10所示，距离 d_2 越小，近场效应越明显，近场波束相较远场波束的增益越高。总体来看，在 1 ~ 5 米的范围内，使用近场波束的接收信号功率比远场波束高约 1 ~ 4 dB。此外，由于所测试的阵列为 48×48 的方阵，我们可以根据式 (2.28) 计算其在 $\varphi_2 = 0$ 时的有效瑞利距离。具体而言，令 $\Delta = 95\%$ ，可以得到 $Z_{\text{ERD-UPA}} \approx 6.3$ 米。由图2.10可知，当距离增大到 6 米时，近场波束的阵列增益与远场波束的阵列增益几乎相同，实验结果与理论结果相吻合。

图 2.10 接收信号功率随 d_2 的变化曲线

2.6 本章小结

在本章中，我们针对超大规模均匀线性阵列，分析了近场波束赋形的阵列增益。具体而言，我们首先基于菲涅尔区近似，推导近场波束阵列增益在角度维度和距离维度的解析解。接着，利用该解析解，我们分别证明了近场波束在角度维度和距离维度的聚焦性。此外，我们还从阵列增益损失的角度，定义并推导了有效瑞利距离，精确地修正近场通信范围。仿真结果验证了所证明的近场阵列增益性质的准确性。最后，我们给出实验结果，进一步说明近场波束赋形在近场环境下具有比远场波束赋形更高的阵列增益。

本章相关研究成果形成长文一篇，已发表在期刊 *IEEE Communications Magazine*^[4]。同时，实测结果也以 Demo 的形式在国际会议 *IEEE ICC 2022* 上做了展示，获该次大会的杰出演示奖 (*IEEE ICC Outstanding Demo Award*)^[38]。

第3章 基于极坐标域表示的近场信道估计

为实现高效的超大规模阵列近场波束赋形,需要获得精确的信道状态信息^[55]。已有的低导频开销信道估计方案常依赖远场信道在角度域的稀疏性。然而,超大规模阵列的近场球面波传播效应破坏了信道在角度域的稀疏性,使得已有的信道估计方案性能损失严重。为了解决这一问题,在本章我们提出了基于极坐标域表示的信道估计方案。具体而言,区别于只挖掘信道角度信息的角度域表示,所提极坐标域表示可同时挖掘信道的角度和距离信息,从而恢复近场信道的稀疏性。进一步,基于第2章中所推导的近场阵列增益,我们证明了极坐标域表示的均匀角度采样准则和非均匀距离采样准则,给出构造极坐标域表示矩阵的方法。最后,我们提出了格点化和非格点化的信道估计方法,以较低的导频开销估计近场极坐标域稀疏信道。仿真结果表明,所提方法可以大幅提升近场信道估计的精度。

3.1 问题描述与研究目标

超大规模阵列依赖于对准用户位置的近场波束以克服信号衰减,提升接收信号功率,改善无线通信环境。实现高增益近场波束赋形的前提是获取精确的信道状态信息。类似于5G毫米波大规模阵列,6G超大规模阵列的天线数非常多,使得信道估计所需的导频开销也非常大^[68]。因此,如何以较低的导频开销实现精确的信道估计,一直以来都是大规模阵列以及超大规模阵列通信所需解决的关键问题。

在现有的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^[69]以低导频开销精确地恢复角度域稀疏信道。具体而言,文献^[31]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)精确地重构角度域信道^[31]。对于正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)宽带系统^[50],文献^[53]提出了一种联合OMP算法(Simultaneous OMP, SOMP),该算法假设不同子载波的信道在角度域的稀疏支撑集是完全相同的,因此可通过联合检测所有频点的信道路径分量提升信道估计精度。此外,文献^[54]考虑了通信系统中引入的色噪声,提出了白化OMP算法(Whitening OMP, WOMP),以改善模数混合预编码架构下OMP算法的性能。上述方案假设信道的发射角和接收角恰好位于角度域的格点上,即属于格点化算法。除此以外,还有一类非格点算法,该类方案在格点化算法的基础上,使用优化算法对所估计的信道角度参数做微调^[70],进一步提升算法的估计精度,例如非格点迭代加权算法(Iterative Gridless Weighted, IGW)^[71]以及联合

迭代多梯度加权算法 (Simultaneous Iterative Multi-Gradient Weighted, SIMGW)^[72]。

需要指出的是,上述方案均依赖于信道在角度域的稀疏性,而角度域稀疏性的一个重要前提是信道的远场平面波建模。然而,超大规模阵列的近场信道由球面波构成。远近场信道模型的差异导致了近场角度域信道的能量扩散效应,即每一条近场路径的能量扩散到了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会存在严重的估计精度下降。

为了解决上述问题,在本章,我们挖掘信道在“角度-距离”域的稀疏性,提出基于极坐标域 (Polar domain) 表示的近场信道估计方法,以较低的导频开销精确地恢复远近场信道。具体的贡献如下:

1. 首先,通过对比远近场信道模型的差异,我们揭示了近场信道在角度域的能量扩散效应。该效应表明每一条近场路径分量需要由多个角度分量描述,因而近场角度域信道不再稀疏。
2. 接着,我们提出了近场信道的极坐标域表示。区别于只挖掘信道角度信息的角度域表示,所提极坐标域表示包含了近场信道完整的角度和距离信息,因而可使近场信道展现出稀疏性。进一步,基于第2章中所推导的近场阵列增益,我们证明了极坐标域表示的均匀角度采样准则和非均匀距离采样准则,给出构造极坐标域表示矩阵的方法。
3. 最后,利用近场极坐标域信道的稀疏性,我们分别提出了极坐标域正交匹配追踪算法 (Polar-domain OMP, P-OMP) 以及极坐标域非格点迭代加权算法 (Polar-domain IGW, P-IGW),精确地估计近场信道的角度、距离以及路径复增益参数,从而恢复近场信道。我们还分析了所提算法的计算复杂度以及收敛性。仿真结果验证了所提算法的有效性。

本章的后续内容安排如下。在3.2节,我们将简要介绍超大规模阵列的上行导频传输模型、近场信道模型、以及近场信道的角度域能量扩散效应。在3.3节,我们将详细地介绍所提的近场极坐标域表示方法。之后,我们在3.4节介绍所提的 P-OMP 以及 P-IGW 算法。3.5节给出仿真结果,验证所提算法的性能。最后,在3.6节,我们将总结本章的内容。

3.2 系统模型

在本节中,我们首先给出超大规模阵列混合预编码的系统模型,然后对超大规模阵列近场信道估计问题进行建模,并说明近场信道的能量扩散效应。

3.2.1 导频传输模型

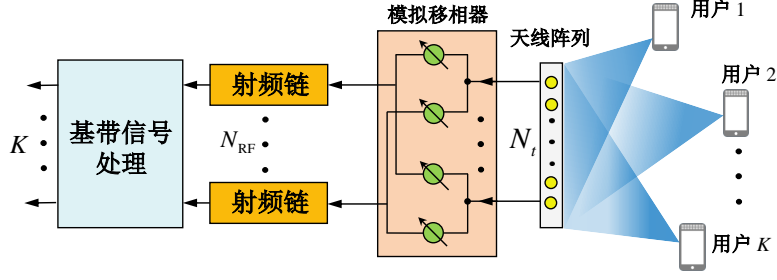


图 3.1 上行信道估计系统

我们考虑时分双工上行信道估计场景。如图3.1所示，基站部署具有 N_t 天线单元的均匀线性阵列，其中 $N_t = 2N + 1$ ，并且采用射频链数为 N_{RF} 的模数混合预编码架构^[34]，其中 N_{RF} 远小于 N_t 。考虑窄带通信场景，记 f 为载波频点， c 为光速， $\lambda = \frac{c}{f}$ 为载波波长， $k = \frac{2\pi f}{c}$ 为载波波数。假设 K 个单天线的用户在 P 个连续的时隙上向基站发射正交导频。记 $\mathbf{x}_{k,p} \in \mathbb{C}^{1 \times \tau}$ 为第 k 个用户在第 p 个时隙的发送导频， $k \in \{1, \dots, K\}$ ， $p \in \{1, \dots, P\}$ ，则基站的接收信号 $\mathbf{y}_p \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times \tau}$ 为

$$\mathbf{Y}_p = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{A}_p \mathbf{h}_k \mathbf{x}_{k,p} + \mathbf{A}_p \mathbf{N}_p. \quad (3.1)$$

式 (3.1) 中， \mathbf{A}_p 表示基站在时隙 p 的模拟均衡矩阵， \mathbf{A}_p 的每一个元素可从集合 $\frac{1}{\sqrt{N}}\{-1, 1\}$ 中随机等概生成； $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 表示用户 k 到基站的无线信道；噪声 \mathbf{N}_p 的每一个元素服从独立同分布 (i.i.d) 的复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ ， σ^2 为噪声方差。由于不同的用户采用彼此正交的导频序列^[73]，即 $\mathbf{x}_{m,p} \mathbf{x}_{n,p}^H = \delta[m - n]$ ^①，通过右乘 $\mathbf{x}_{k,p}^H$ ，我们可以得到

$$\bar{\mathbf{y}}_{k,p} = \mathbf{Y}_p \mathbf{x}_{k,p}^H = \mathbf{A}_p \mathbf{h}_k + \mathbf{A}_p \mathbf{N}_p \mathbf{x}_{k,p}^H. \quad (3.2)$$

最后，为了估计用户 k 的信道，我们将所有 P 个时隙的接收信号拼接成 $\bar{\mathbf{y}}_k = [\bar{\mathbf{y}}_{k,1}^T, \dots, \bar{\mathbf{y}}_{k,P}^T]^T$ ，进而得到

$$\bar{\mathbf{y}}_k = \mathbf{A} \mathbf{h}_k + \bar{\mathbf{n}}_k, \quad (3.3)$$

其中， $\mathbf{A} = [\mathbf{A}_1^T, \dots, \mathbf{A}_P^T]^T$ ， $\bar{\mathbf{n}}_k = [(\mathbf{A}_1 \mathbf{N}_1 \mathbf{x}_{k,1}^H)^T, \dots, (\mathbf{A}_P \mathbf{N}_P \mathbf{x}_{k,P}^H)^T]^T$ 。容易证明，噪声 $\bar{\mathbf{n}}_k$ 的概率分布为 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{C})$ ，其中 $\mathbf{C} = \text{blkdiag}\{\mathbf{C}_1, \dots, \mathbf{C}_P\} \in \mathbb{C}^{PN_{\text{RF}} \times PN_{\text{RF}}}$ ^②， $\mathbf{C}_p = \|\mathbf{x}_k\|^2 \mathbf{A}_p \mathbf{A}_p^H = \mathbf{A}_p \mathbf{A}_p^H$ 。

我们希望从信号 $\bar{\mathbf{y}}_k$ 中恢复用户 k 的信道 \mathbf{h}_k 。传统的最小二乘 (Least Square, LS) 或最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 信道估计方法^[28]需

① 当 $x = 0$ 时， $\delta[x] = 1$ ，反之当 $x \neq 0$ 时， $\delta[x] = 0$ 。

② $\text{blkdiag}(\mathbf{C}_1, \dots, \mathbf{C}_P)$ 表示以矩阵 $\mathbf{C}_1, \dots, \mathbf{C}_P$ 为对角块的块对角矩阵

要假设 $PN_{\text{RF}} \geq N_t$ 。而在实际超大规模阵列通信系统中，天线的数量 N_t 通常是非常大的，且射频链的数量 N_{RF} 远小于 N_t ，这使得传统 LS 和 MMSE 方法的导频开销 P 过大，严重限制了系统的传输速率。为了解决这一问题，需要深入挖掘信道的潜在结构，降低待估计参数的数量，从而以可接受的导频开销实现精确的信道估计。

3.2.2 信道模型与近场角度域信道的能量扩散现象

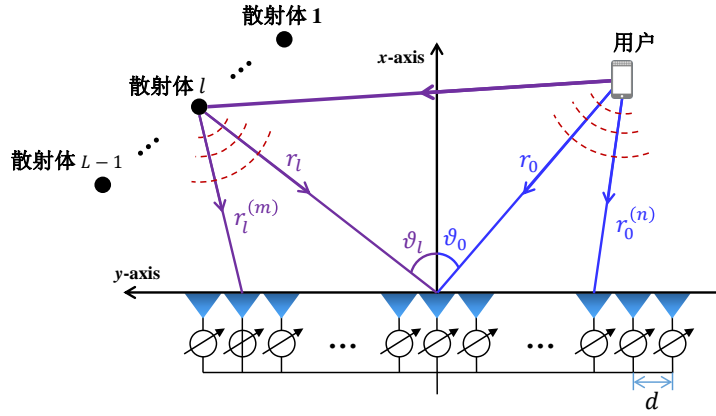


图 3.2 近场多径信道模型

本章考虑多径信道模型。具体而言，式 (3.3) 表明，由于用户间发射的是正交导频，多用户信道估计问题可以简化为单用户信道估计问题，即我们可以独立地估计每一个用户的多径信道。因此，不失一般性，我们考虑某一个特定的用户，并省略下标 k ，即考虑信号模型 $\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{A}\mathbf{h} + \bar{\mathbf{n}}$ 。如图3.2所示，基于 Saleh-Valenzuela 模型^[74]，用户与基站之间的近场多径信道可建模为

$$\mathbf{h} = \sqrt{\frac{N_t}{L}} \sum_{l=0}^{L-1} g_l \mathbf{a}(\theta_l, r_l), \quad (3.4)$$

其中 L 表示路径数； l 表示路径编号， $l=0$ 代表用户到基站的直射径， $l>0$ 表示用户经散射体到达基站的非视距 (Non-Line-of-Sight, NLoS) 路径 (又称散射径)； g_l 表示路径 l 的复增益； $\mathbf{a}(\theta_l, r_l)$ 为路径 l 的近场阵列响应矢量，与式 (2.2) 完全相同； r_l 、 θ_l 分别表示散射体 (或用户) 到基站阵列中心的距离和角度。对于毫米波或太赫兹高频通信，信号的传播衰减较大，因而信道的路径数 L 是非常少的。这意味着与信道信息相关的参数 $\{\theta_l\}$ 、 $\{r_l\}$ 、 $\{g_l\}$ 是数量受限的，总参数量 $3L$ 通常远小于天线数 N_t 。已有大量的研究工作^[58,74] 利用这一特性，设计先进的信号处理方法，以较少的导频获取这些参数，从而实现低开销的信道估计。而这些研究工作中，最具代表性的方法之一就是压缩感知算法^[69]。

具体而言，现有研究首先基于远场平面波假设，考虑散射体 (或用户) 到基站

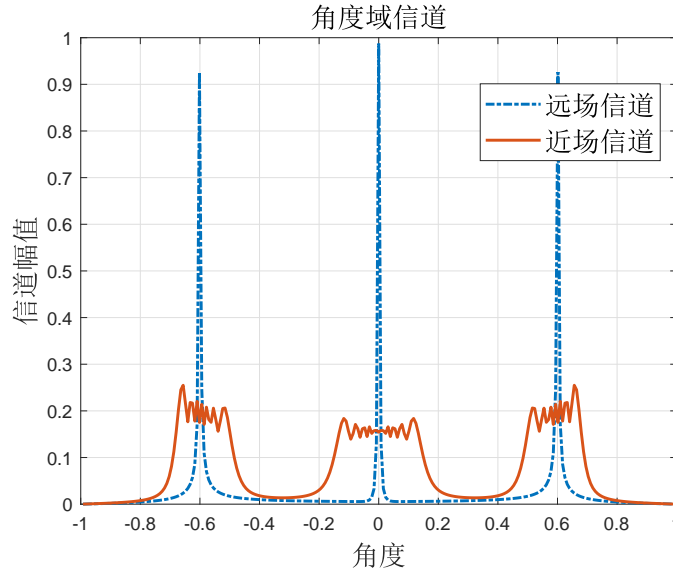


图 3.3 远近场信道在角度域能量分布

的距离 r_l 远大于阵列尺寸，即假设 $r_l \rightarrow +\infty$ 。此时近场阵列响应矢量 $\mathbf{a}(\theta_l, r_l)$ 简化为远场阵列响应矢量 $\mathbf{a}(\theta_l)$ ，具体形式见式 (2.5)。接着通过傅里叶变换 $\mathbf{h} = \mathbf{F}\mathbf{h}^A$ ，可将原始的天线域信道 \mathbf{h} 转变为角度域信道 \mathbf{h}^A 。其中 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ 为角度域 (Angular domain) 表示矩阵，其与离散傅里叶变换矩阵完全相同^[31]，满足：

$$\mathbf{F} = [\mathbf{a}(-1), \mathbf{a}(-1 + 2/N_t), \mathbf{a}(-1 + 4/N_t), \dots, \mathbf{a}(1 - 2/N_t)]. \quad (3.5)$$

图3.3绘制了远场和近场通信环境中，角度域信道的能量分布。图中，天线数 N_t 为 256，路径数 L 为 3。对于远场通信环境，角度域信道 \mathbf{h}^A 呈现明显的稀疏性，其能量主要集中在三条路径所在的方向 θ_l 附近。利用角度域的稀疏性，可以使用压缩感知算法，从低维的观测数据 $\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{A}\mathbf{F}\mathbf{h}^A + \bar{\mathbf{n}}$ 中恢复高维的角度域信道 \mathbf{h}^A ，进而降低信道估计的导频开销。

然而，角度域的稀疏性严重依赖于远场平面波假设，对于超大规模近场通信环境不再适用。如图3.3所示，对于同样具有三条路径的近场信道，其角度域的能量不再集中于三个角度上，而是扩散在了三个较大的角度区域，我们称这个现象为近场角度域信道的能量扩散现象。导致该现象的原因在于：当用户（或散射体）位于近场环境时，从基站每根天线到该用户的角度 $\theta_l^{(n)}$ 各不相同。这使得一个近场阵列响应矢量涵盖了多个角度的信息，需要由多个远场阵列响应矢量共同描述，进而导致了能量扩散现象。能量扩散现象破坏了近场角度域信道的稀疏性，使得基于角度域稀疏性的信道估计算法性能损失严重，难以精确地恢复近场信道。

3.3 近场信道的极坐标域表示方法

为了解决上述能量扩散问题，本节介绍所提出的近场信道的极坐标域表示方法。

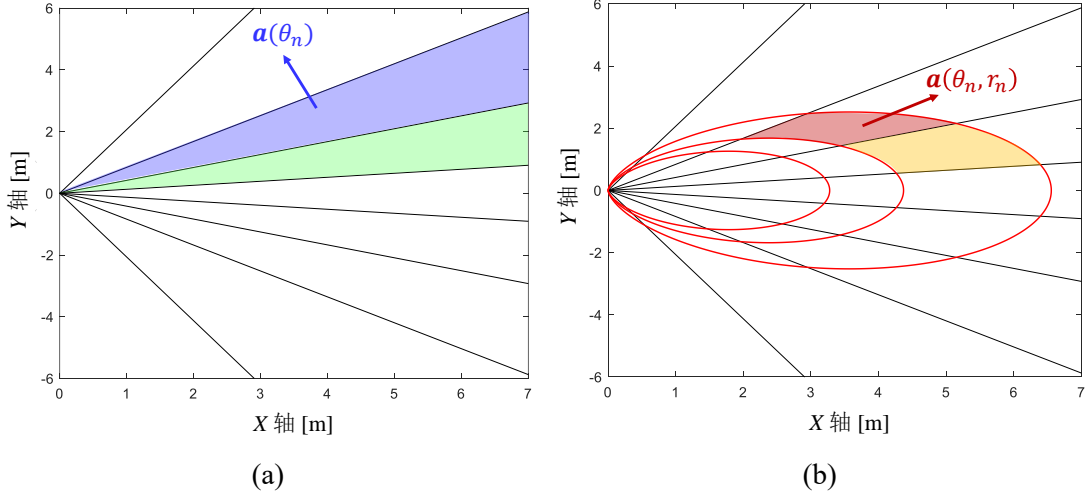


图 3.4 (a) 信道的角度域表示；(b) 信道的极坐标域表示

如图3.4所示，现有基于傅里叶变换的角度域表示矩阵 \mathbf{F} 本质上是在角度空间均匀地划分多个角度格点，每个格点采样一个角度，每个角度构成一个远场阵列响应矢量，即 \mathbf{F} 的一列。角度域表示矩阵能够充分挖掘远场平面波的角度信息，进而使远场信道展现出角度域稀疏性。然而，近场球面波同时蕴含了用户（或散射体）到基站的角度和距离信息，角度域表示矩阵缺乏了对距离信息的刻画，诱发了能量扩散现象。一种直观的解决思路是直接利用近场阵列响应矢量构造新的表示矩阵 $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_p}$ ，在二维极坐标空间划分 N_p 个位置格点，每个格点采样一对角度和距离，每一对角度和距离所张成的近场阵列响应矢量则构成了矩阵 \mathbf{P} 的一列，因此我们称 \mathbf{P} 为极坐标域表示矩阵。同时，极坐标域信道 $\mathbf{h}^{N_p \times 1}$ 满足如下形式：

$$\mathbf{h} = \mathbf{P}\mathbf{h}^P. \quad (3.6)$$

通过合理地设计位置格点的划分方法，由近场阵列响应向量组成的矩阵 \mathbf{P} 有望充分挖掘近场信道的角度和距离信息，克服能量扩散效应，使 \mathbf{h}^P 展现出稀疏性。由压缩感知理论可知，为了精确地重构稀疏信号，在 N_p 给定的情况下，需要使矩阵 \mathbf{P} 的最大列相关性 μ 尽可能的小。最大列相关性 μ 定义为矩阵 \mathbf{P} 任意两个不同的列的最大相关性^[69]，即

$$\mu = \max_{n \neq m} |\mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_n)^H \mathbf{a}(\bar{\theta}_m, \bar{r}_m)|, \quad (3.7)$$

其中 $\mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_n)$ 与 $\mathbf{a}(\bar{\theta}_m, \bar{r}_m)$ 为 \mathbf{P} 的任意两列。我们希望设计极坐标域位置格点的划分方法（即角度、距离采样准则），使得 μ 尽可能的小。注意到，式（3.7）中的

向量相关性 $|\mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_n)^H \mathbf{a}(\bar{\theta}_m, \bar{r}_m)|$ 等价于我们在第2章中分析的近场阵列增益 (2.9), 因此可以利用第2章中的结论推导角度、距离采样准则。

3.3.1 极坐标域的角度采样准则

为简化表达, 本章节将 $|\mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_n)^H \mathbf{a}(\bar{\theta}_m, \bar{r}_m)|$ 称为列相关性。我们沿用式 (2.11) 的思想, 将列相关性解耦为与角度相关的一阶相位项和与距离相关的二阶相位项, 分别设计角度采样和距离采样准则。具体而言, 我们首先考虑角度维度。由式 (2.12) 可知, 在 α -距离环上, 满足 $\frac{1-\theta_n^2}{2\bar{r}_n} = \frac{1-\theta_m^2}{2\bar{r}_m} = \alpha$, 列相关性仅与角度 $\bar{\theta}_n$ 与 $\bar{\theta}_m$ 相关, 可以表示为 $|\mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_n)^H \mathbf{a}(\bar{\theta}_m, \bar{r}_m)| = |\Xi_{N_t}(\bar{\theta}_n - \bar{\theta}_m)|$ 。函数 $|\Xi_{N_t}(\bar{\theta}_n - \bar{\theta}_m)|$ 的零点满足 $\bar{\theta}_n - \bar{\theta}_m = \frac{2i}{N_t}$, $i = 0, 1, \dots, N_t - 1$ 。因此, α -距离环上的角度采样策略和远场角度域采样策略是完全相同的, 满足如下均匀采样准则:

$$\bar{\theta}_n = -1 + \frac{2n}{N_t}, \quad n = 0, 1, \dots, N_t - 1. \quad (3.8)$$

3.3.2 极坐标域的距离采样准则

类似地, 对于距离采样, 我们考虑在某一个固定的角度 θ 上的列相关性。由定理2.1可知, 当 $\bar{\theta}_m = \bar{\theta}_n = \theta$ 时, 列相关性为 $|\mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_n)^H \mathbf{a}(\bar{\theta}_m, \bar{r}_m)| = G(\beta)$, $\beta = \sqrt{\frac{D^2(1-\theta^2)}{2\lambda} \left| \frac{1}{\bar{r}_n} - \frac{1}{\bar{r}_m} \right|}$ 。由图2.4可知, $G(\beta)$ 没有明显的零点, 难以找到使 $\max G(\beta)$ 为 0 的距离采样准则。我们退而求其次, 期望使 $G(\beta)$ 不大于给定的阈值 Δ , 即 $G(\beta) \leq \Delta$ 。结合 (2.15)、(2.16) 可知, $G(\beta) \leq \Delta$ 等价于

$$\left| \frac{1}{\bar{r}_n} - \frac{1}{\bar{r}_m} \right| \geq \frac{1}{Z_\Delta(\theta)}. \quad (3.9)$$

为满足上述要求, \bar{r}_n 可按照如下非均匀的方式采样生成

$$\bar{r}_n = \frac{1}{n + \kappa} Z_\Delta(\theta) = \frac{1}{n + \kappa} \frac{D^2(1 - \theta^2)}{2\beta_\Delta^2 \lambda}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (3.10)$$

其中 $\kappa \in [0, 1)$ 为任意的常数。具体而言, 对于任意 $n \neq m$, 带入 (3.10) 可以得到

$$\left| \frac{1}{\bar{r}_n} - \frac{1}{\bar{r}_m} \right| = \frac{|n - m|}{Z_\Delta(\theta)} \geq \frac{1}{Z_\Delta(\theta)}, \quad (3.11)$$

上式当且仅当 $m = n - 1$ 或 $m = n + 1$ 时取等号。式 (3.11) 表明, 在方向 θ 上, 通过式 (3.10) 采样得到的距离, 只有相邻的两个距离格点的相关性等于 Δ , 其余距离格点之间的相关性均小于 Δ 。

区别于角度的均匀采样准则 (3.8), 距离维度遵循非均匀采样准则 (3.10)。这一特点的原因在于: 当用户距基站较远时, 信道的远场平面波特特性更明显, 距离信息较不重要, 故采样较稀疏; 反之当用户距基站较近时, 信道的近场球面波特特性更

明显，距离信息更为重要，故采样较密集。

3.3.3 极坐标域表示矩阵构造方法

基于所推导的角度采样准则和距离采样准则，我们在算法3.1给出构造极坐标域表示矩阵的方法。

算法 3.1 极坐标域表示矩阵 \mathbf{P} 的构造方法

输入: 最小可容许距离 ρ_{\min} ; 阈值 Δ ; 常数 κ ; 阵列口径 D ; 波长 λ

输出: 极坐标域表示矩阵 \mathbf{P}

```

1: 使用牛顿法求解  $G(\beta_\Delta) = \Delta$ , 得到  $\beta_\Delta$ 
2: for  $n \in [0, 1, \dots, N_t - 1]$  do
3:    $\bar{\theta}_n = -1 + \frac{2n}{N_t}$ 
4:    $s = 0$ 
5:   repeat
6:      $\bar{r}_{n,s} = \frac{1}{s+\kappa} \frac{D^2(1-\bar{\theta}_n^2)}{2\beta_\Delta^2\lambda}$ 
7:      $s = s + 1$ 
8:   until  $\frac{1}{s+\kappa} \frac{D^2}{2\beta_\Delta^2\lambda} < \rho_{\min}$ 
9:    $\mathbf{P}_n = [\mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_{n,0}), \mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_{n,1}), \dots, \mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_{n,s-1})]$ 
10: end for
11:  $\mathbf{P} = [\mathbf{P}_0, \mathbf{P}_1, \dots, \mathbf{P}_{N_t-1}]$ 
    
```

具体而言，如图3.4 (b) 所示，整个极坐标域首先被划分成 N_t 个角度区域，每个角度区域则被划分成 S 个距离区域，从而构成 $N_p = N_t S$ 个位置格点。因此，表示矩阵 \mathbf{P} 可由 N_t 的子矩阵组成，即

$$\mathbf{P} = [\mathbf{P}_0, \mathbf{P}_1, \dots, \mathbf{P}_{N_t-1}] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t S}. \quad (3.12)$$

对于第 n 个子矩阵 $\mathbf{P}_n \in \mathbb{C}^{N_t \times S}$ ，其包含了 S 个采样于相同的角度 $\bar{\theta}_n$ 、不同的距离 $\bar{r}_{n,s}$, $s \in [0, 1, \dots, S-1]$ 的近场阵列响应矢量。因此，我们有

$$\mathbf{P}_n = [\mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_{n,0}), \mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_{n,1}), \dots, \mathbf{a}(\bar{\theta}_n, \bar{r}_{n,S-1})], \quad (3.13)$$

其中， $\bar{\theta}_n$ 由公式 (3.8) 所示的均匀采样准则获得， $\bar{r}_{n,s}$ 由公式 (3.10) 所示的非均匀采样准则获得。同时，由于用户（或散射体）到基站的距离一定是非负的，我们定义 ρ_{\min} 为最小可容许距离，并认为用户（或散射体）到基站的距离一定大于 ρ_{\min} 。因此，在算法的第 8 步，当 $\frac{1}{s+\kappa} \frac{D^2}{2\beta_\Delta^2\lambda} \leq \rho_{\min}$ 时，采样的距离过小，故停止采样。

执行上述流程即可构造出极坐标域表示矩阵。值得注意的是，所提的极坐标域表示矩阵可包含经典的角度域表示矩阵。例如，当 $\kappa = 0$ 且 $s = 0$ 时， $\bar{r}_{n,s} = +\infty$ ，此时采样的格点是位于远场环境的。因此，所提的极坐标域表示方法可同时适用于远场信道和近场信道。

3.4 提出的近场信道估计算法

本节基于所提的极坐标域表示矩阵 \mathbf{P} 设计近场信道估计算法。我们将分别介绍格点化以及非格点化的近场信道估计算法。

3.4.1 提出的 P-OMP 算法

采用极坐标域表示矩阵 \mathbf{P} 可将天线域信道 \mathbf{h} 表示为极坐标域信道 \mathbf{h}^P ，由于 \mathbf{P} 可同时提取近场路径中蕴含的角度和距离分量， \mathbf{h}^P 将呈现稀疏性，故可使用经典的 OMP 算法精确地估计极坐标域信道 \mathbf{h}^P 。我们将这种算法称为极坐标域 OMP 算法 (P-OMP)，具体的算法流程见算法3.2。

算法 3.2 P-OMP 算法

输入: 接收导频 $\bar{\mathbf{y}}$; 接收均衡矩阵 \mathbf{A} ; 待检测的路径数 \hat{L} ; 最小可容许距离 ρ_{\min} ; 阈值 Δ ; 常数 κ ; 阵列口径 D ; 波长 λ

输出: 估计信道 $\hat{\mathbf{h}}$

- 阶段一：极坐标域表示矩阵的构造**
- 1: 运行算法3.1得到极坐标域表示矩阵 \mathbf{P}
- 阶段二：预白化**
- 2: 协方差矩阵: $\mathbf{C} = \text{blkdiag}(\mathbf{A}_1\mathbf{A}_1^H, \dots, \mathbf{A}_P\mathbf{A}_P^H)$
 - 3: 计算 \mathbf{C} 的奇异值分解 $\mathbf{C} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{U}^H$
 - 4: 预白化矩阵: $\mathbf{D} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}^{-\frac{1}{2}}$
 - 5: 预白化: $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{D}^{-1}\bar{\mathbf{y}}$, $\Phi = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{P}$
- 阶段三：近场路径参数检测**
- 6: 初始化: $\mathbf{r} = \tilde{\mathbf{y}}$, $\Upsilon = \{\emptyset\}$
 - 7: **for** $l \in [0, 1, \dots, \hat{L} - 1]$ **do**
 - 8: 计算相关性: $\boldsymbol{\gamma} = \Phi^H \mathbf{r} = [\gamma_1, \dots, \gamma_{N_p}]^T$
 - 9: 检测新的路径分量: $p^* = \arg \max_p \gamma_p$
 - 10: 更新支撑集: $\Upsilon = \Upsilon \cup p^*$
 - 11: 正交投影: $\hat{\mathbf{h}}_{\Upsilon}^P = \Phi_{:\Upsilon}^{\dagger} \tilde{\mathbf{y}}$
 - 12: 更新残差: $\mathbf{r} = \tilde{\mathbf{y}} - \Phi_{:\Upsilon} \hat{\mathbf{h}}_{\Upsilon}^P$
 - 13: **end for**
 - 14: $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{P}_{:\Upsilon} \hat{\mathbf{h}}_{\Upsilon}^P$
-

算法3.2由三个阶段组成：分别是极坐标域表示矩阵 \mathbf{P} 的构造、预白化、以及近场路径参数估计。

在算法的第一阶段，根据提供的参数运行算法3.1得到极坐标域表示矩阵 \mathbf{P} 。利用矩阵 \mathbf{P} ，将公式 (3.6) 带入到 (3.3) 中，并忽略下标 k ，可以将接收信号表示为

$$\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{h}^P + \bar{\mathbf{n}}, \quad (3.14)$$

\mathbf{h}^P 为待估计的极坐标域信道的真值； $\bar{\mathbf{n}}$ 为噪声。在章节3.2.1我们已给出了噪声 $\bar{\mathbf{n}}$ 的概率分布为 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{C})$ ，其中 $\mathbf{C} = \text{blkdiag}\{\mathbf{C}_1, \dots, \mathbf{C}_P\}$ ， $\mathbf{C}_p = \mathbf{A}_p\mathbf{A}_p^H$ 。由于 $\bar{\mathbf{n}}$ 为色噪声，直接使用 OMP 算法估计稀疏信道 \mathbf{h}^P 会存在一定的性能损失。因此，我们需要对 $\bar{\mathbf{y}}$ 做预白化处理^[54]，将色噪声转化为白噪声。

具体而言，在算法3.2的第二阶段，我们首先构造协方差矩阵 $\mathbf{C} = \text{blkdiag}(\mathbf{A}_1\mathbf{A}_1^H, \dots, \mathbf{A}_P\mathbf{A}_P^H)$ ，接着在算法的第3-4步，我们计算矩阵 \mathbf{C} 的奇异值分解 (Singular Value Decomposition, SVD)^[75]，即 $\mathbf{C} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{U}^H$ ，并构造预白化矩阵 $\mathbf{D} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}^{-\frac{1}{2}}$ ，使得 $\mathbf{C} = \mathbf{D}\mathbf{D}^H$ 。使用 \mathbf{D}^{-1} 左乘接收信号 $\tilde{\mathbf{y}}$ ，即可将噪声白化。具体而言，我们有

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{h}^P + \mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{\Phi}\mathbf{h}^P + \mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{n}}. \quad (3.15)$$

$\tilde{\mathbf{y}}$ 中的噪声项 $\mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{n}}$ 的协方差为 $\mathbf{D}^{-1}\sigma^2\mathbf{C}\mathbf{D}^{-H} = \sigma^2\mathbf{I}$ ，因此上述操作可将色噪声转化为白噪声。

最后，在算法3.2的第三阶段，使用 OMP 算法从白化的信号 $\tilde{\mathbf{y}}$ 估计稀疏信道 $\hat{\mathbf{h}}^P$ ，从而得到天线域信道 $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{P}\hat{\mathbf{h}}^P$ 。我们使用残差向量 \mathbf{r} 表示残余的、未检测的路径信息，使用稀疏支撑集 \mathcal{I} 存储估计到的路径，并将 \mathbf{r} 初始化为 $\tilde{\mathbf{y}}$ ，将 \mathcal{I} 初始化为空集。接着，在算法的第7-13步，逐一估计近场信道的每一个路径分量。在检测第 l 个路径分量时，首先计算相关向量 $\boldsymbol{\gamma} = \mathbf{\Phi}^H\mathbf{r} = [\gamma_1, \dots, \gamma_{N_p}]^T$ ，用以表示残差向量与极坐标域表示矩阵中的每一个格点的相关性。接着在第9-10步，将相关性最强的格点 p^* 作为新检测的路径分量，并将其加入到稀疏支撑集 \mathcal{I} 中。在第11步，将接收信号 $\tilde{\mathbf{y}}$ 投影到所有已检测的 l 条路径所张成的子空间中，得到所有已检测的路径分量的复增益 $\hat{\mathbf{h}}_{\mathcal{I}}^P = \mathbf{\Phi}_{:\mathcal{I}}^\dagger\tilde{\mathbf{y}}$ ，其中 $\hat{\mathbf{h}}_{\mathcal{I}}^P \in \mathbb{C}^{|\mathcal{I}| \times 1}$ 表示用集合 \mathcal{I} 索引的 $\hat{\mathbf{h}}^P$ 的子向量， $\mathbf{\Phi}_{:\mathcal{I}} \in \mathbb{C}^{PN_{\text{RF}} \times |\mathcal{I}|}$ 表示由集合 \mathcal{I} 索引的 $\mathbf{\Phi}$ 的多个列向量组成的矩阵， $\mathbf{\Phi}_{:\mathcal{I}}^\dagger$ 表示 $\mathbf{\Phi}_{:\mathcal{I}}$ 的伪逆。接着在第12步，从接收信号中删去所有已检测的 l 条路径分量，更新残余的路径信息，得到更新后的残差向量 $\tilde{\mathbf{y}} - \mathbf{\Phi}_{:\mathcal{I}}\hat{\mathbf{h}}_{\mathcal{I}}^P$ 。上述步骤将执行 \hat{L} 次，直至所有的路径分量都被检测。最后，近场天线域信道的估计值为：

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{P}_{:\mathcal{I}}\hat{\mathbf{h}}_{\mathcal{I}}^P. \quad (3.16)$$

所提的 P-OMP 算法与现有远场角度域 OMP 算法的主要区别在于，P-OMP 算法是在极坐标域执行的，因此它能够有效地估计近场信道。同时，由于极坐标域表示矩阵 \mathbf{P} 可以包含角度域表示距离，P-OMP 算法同样可以精确地估计远场信道，我们将在第3.5节通过仿真验证这一结论。

3.4.2 提出的 P-IGW 算法

格点化的 P-OMP 算法在用户与散射体恰好位于采样的极坐标域格点上时性能最优。但是实际场景中，用户与散射体在连续空间随机分布，难以恰好位于格点上，使得 P-OMP 算法的估计精度受限。为解决这一问题，我们在 P-OMP 算法的基础上提出极坐标域非格点迭代加权 (P-IGW) 算法，将经典的角度域非格点信

道估计延伸至极坐标域非格点信道估计，提升近场信道信息获取的精度，具体的算法流程见算法3.3。

算法 3.3 P-IGW 算法

输入: 白化的接收导频 $\tilde{\mathbf{y}}$; 接收均衡矩阵 \mathbf{A} ; 迭代次数 N_{iter} 待检测的路径数 \hat{L} ; 最小可容许距离 ρ_{\min} ;

输出: 估计信道 $\hat{\mathbf{h}}$

阶段一: 参数初始化

1: 运行算法3.2得到初始化的距离参数 $\hat{\mathbf{r}}^0 = [\hat{r}_0^0, \hat{r}_1^0, \dots, \hat{r}_{\hat{L}-1}^0]$ 以及角度参数 $\hat{\boldsymbol{\theta}}^0 = [\hat{\theta}_0^0, \hat{\theta}_1^0, \dots, \hat{\theta}_{\hat{L}-1}^0]$

阶段二: 参数微调

2: **for** $n \in [1, 2, \dots, N_{\text{iter}}]$ **do**

3: 计算 $\mathbf{d}_1 = -\nabla_{\boldsymbol{\theta}} \mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}^{n-1})|_{\hat{\boldsymbol{\theta}}=\hat{\boldsymbol{\theta}}^{n-1}}$, 使用 Armijo 回溯法搜索步长 l_1

4: 更新角度参数: $\hat{\boldsymbol{\theta}}^n = \hat{\boldsymbol{\theta}}^{n-1} + l_1 \mathbf{d}_1$

5: 计算 $\mathbf{d}_2 = -\nabla_{\hat{\mathbf{r}}} \mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}^n, \hat{\mathbf{r}})|_{\hat{\mathbf{r}}=\hat{\mathbf{r}}^{n-1}}$, 使用 Armijo 回溯法搜索步长 l_2

6: 更新距离参数: $\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}^n} = \frac{1}{\hat{\mathbf{r}}^{n-1}} + l_2 \mathbf{d}_2$

7: 根据 (3.18) 更新路径增益 $\hat{\mathbf{g}}$

8: **end for**

9: $\hat{\mathbf{h}} = [\mathbf{a}(\hat{\theta}_1^n, \hat{r}_1^n), \mathbf{a}(\hat{\theta}_2^n, \hat{r}_2^n), \dots, \mathbf{a}(\hat{\theta}_{\hat{L}-1}^n, \hat{r}_{\hat{L}-1}^n)] \hat{\mathbf{g}}$

P-IGW 算法共有两个阶段，分别是参数初始化阶段和参数微调阶段。在初始化阶段，P-IGW 算法使用 P-OMP 算法得到距离参数 $\hat{\mathbf{r}} = [\hat{r}_0, \hat{r}_1, \dots, \hat{r}_{\hat{L}-1}]$ 、角度参数 $\hat{\boldsymbol{\theta}} = [\hat{\theta}_0, \hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_{\hat{L}-1}]$ 、以及路径复增益 $\hat{\mathbf{g}}$ 的初始估计值 $\hat{\mathbf{r}}^0$ 、 $\hat{\boldsymbol{\theta}}^0$ 、与 $\hat{\mathbf{g}}^0 = \hat{\mathbf{h}}_{\gamma}^{\mathcal{P}}$ 。

在微调阶段，我们以最大化似然为目标，通过交替迭代优化算法，微调距离参数、角度参数、以及路径复增益。具体而言，记矩阵 $\tilde{\mathbf{P}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) = [\mathbf{a}(\hat{\theta}_1, \hat{r}_1), \mathbf{a}(\hat{\theta}_2, \hat{r}_2), \dots, \mathbf{a}(\hat{\theta}_{\hat{L}-1}, \hat{r}_{\hat{L}-1})]$ ，所估计的天线域信道可表示为 $\hat{\mathbf{h}} = \tilde{\mathbf{P}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) \hat{\mathbf{g}}$ 。由于噪声遵循高斯分布，最大似然问题等价于如下最小二乘问题：

$$\min_{\hat{\mathbf{g}}, \hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}} \|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\boldsymbol{\Phi}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) \hat{\mathbf{g}}\|^2, \quad (3.17)$$

其中 $\tilde{\boldsymbol{\Phi}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{A} \tilde{\mathbf{P}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})$ 。由于优化问题 (3.17) 是非凸的，难以直接优化，我们采用交替迭代优化的思想解决这一问题。在每轮优化时，我们固定两组参数，优化另一组参数。

当 $\hat{\mathbf{r}}$ 与 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 固定时，路径复增益 $\hat{\mathbf{g}}$ 的最优解为：

$$\hat{\mathbf{g}}^{\text{opt}} = \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^{\dagger}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\mathbf{y}}. \quad (3.18)$$

将 (3.18) 带回到 (3.17)，原最大似然问题等价于：

$$\begin{aligned} & \min_{\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}} \|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\boldsymbol{\Phi}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^{\dagger}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\mathbf{y}}\|^2 \\ \Leftrightarrow & \min_{\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}} \tilde{\mathbf{y}}^H (\mathbf{I} - \tilde{\boldsymbol{\Phi}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^{\dagger}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}))^H (\mathbf{I} - \tilde{\boldsymbol{\Phi}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^{\dagger}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})) \tilde{\mathbf{y}} \end{aligned}$$

$$\stackrel{(a)}{\Leftrightarrow} \min_{\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}}} \mathcal{L}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}}) = -\tilde{\mathbf{y}}^H \tilde{\Phi}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\Phi}^\dagger(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\mathbf{y}}, \quad (3.19)$$

其中推理 (a) 是因为 $(\tilde{\Phi}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\Phi}^\dagger(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}}))^H \tilde{\Phi}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\Phi}^\dagger(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}}) = \tilde{\Phi}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\Phi}^\dagger(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}})$ ^[75]。可以使用梯度下降法优化新的目标函数 $\mathcal{L}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}})$ 。在第 n 次迭代，首先固定距离参数，将角度参数更新为：

$$\hat{\theta}^n = \hat{\theta}^{n-1} - l_1 \nabla_{\hat{\theta}} \mathcal{L}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}}^{n-1})|_{\hat{\theta}=\hat{\theta}^{n-1}}, \quad (3.20)$$

其中 l_1 表示角度参数更新的步长。对于距离参数，我们发现如果直接用 $\mathcal{L}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}})$ 关于 $\hat{\mathbf{r}}$ 的梯度更新距离参数，其步长的取值随距离参数的增大呈指数级的提升。这是因为当通信距离较远时，平面波特异性较明显，需要较大的距离变化才能使阵列响应矢量产生显著差异，因而步长的取值较大；反之当通信距离较小时，阵列响应矢量对距离的微小变化较敏感，故只需使用较小的步长。为了避免步长取值的巨大差异对算法稳定性产生影响，我们观察到，所提的极坐标域表示矩阵虽然对 r 做非均匀采样，但是对 $\frac{1}{r}$ 做了均匀采样。这一发现启发我们定义 $\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}} = [\frac{1}{\hat{r}_1}, \frac{1}{\hat{r}_2}, \dots, \frac{1}{\hat{r}_L}]$ ，并使用 $\mathcal{L}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}})$ 关于 $\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}}$ 的梯度更新距离参数，如下式所示：

$$\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}^n} = \frac{1}{\hat{\mathbf{r}}^{n-1}} - l_2 \nabla_{\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}}} \mathcal{L}(\hat{\theta}^n, \hat{\mathbf{r}})|_{\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}}=\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}^{n-1}}}, \quad (3.21)$$

其中 l_2 为步长。为了保证目标函数在迭代的过程中始终是下降的，我们使用 Armijo 回溯法搜索步长 l_1 与 l_2 的取值^[76]。我们在附录 B 中提供了梯度 $\nabla \mathcal{L}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}})$ 的计算方法。算法3.3的第3-7行基于 (3.18)、(3.20) 和 (3.21) 更新路径复增益、角度、以及距离参数。最后，我们拼接所有微调的路径分量，得到最终的信道估计值

$$\hat{\mathbf{h}} = [\mathbf{a}(\hat{\theta}_1^n, \hat{r}_1^n), \mathbf{a}(\hat{\theta}_2^n, \hat{r}_2^n), \dots, \mathbf{a}(\hat{\theta}_{L-1}^n, \hat{r}_{L-1}^n)] \hat{\mathbf{g}}. \quad (3.22)$$

在第3.5节，我们将给出仿真结果，验证所提 P-OMP 和 P-IGW 算法的性能。

3.4.3 算法收敛性和复杂度分析

接下来，我们分析所提算法的收敛性和计算复杂度。

收敛性：我们重点讨论所提的优化算法 P-IGW 的收敛性。首先，在迭代的过程中，路径复增益 \mathbf{g} 总是取最优值，因此我们只需要考虑角度参数和距离参数的更新对收敛性的影响。在交替优化角度参数和距离参数时，步长 l_1 和 l_2 的选取满足 Armijo 条件^[76]，因此一定有

$$\mathcal{L}(\hat{\theta}^n, \hat{\mathbf{r}}^n) \leq \mathcal{L}(\hat{\theta}^n, \hat{\mathbf{r}}^{n-1}) - c_2 l_2 \|\nabla_{\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}}} \mathcal{L}(\hat{\theta}^n, \hat{\mathbf{r}}^{n-1})\|^2 \leq \mathcal{L}(\hat{\theta}^n, \hat{\mathbf{r}}^{n-1}), \quad (3.23)$$

$$\mathcal{L}(\hat{\theta}^n, \hat{\mathbf{r}}^{n-1}) \leq \mathcal{L}(\hat{\theta}^{n-1}, \hat{\mathbf{r}}^{n-1}) - c_1 l_1 \|\nabla_{\hat{\theta}} \mathcal{L}(\hat{\theta}^{n-1}, \hat{\mathbf{r}}^{n-1})\|^2 \leq \mathcal{L}(\hat{\theta}^{n-1}, \hat{\mathbf{r}}^{n-1}), \quad (3.24)$$

其中 c_1 和 c_2 是属于 (0, 1) 的常数。(3.23) 与 (3.24) 表明 $\mathcal{L}(\hat{\theta}^n, \hat{\mathbf{r}}^n)$ 一定小于等于

$\mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}^{n-1}, \hat{\mathbf{r}}^{n-1})$, 即目标函数始终是非增的。同时, 考虑到目标函数 $\|\tilde{\mathbf{y}} - \tilde{\boldsymbol{\Phi}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})\hat{\mathbf{g}}\|^2$ 严格大于等于 0, 因此目标函数存在一个下界。由单调有界定理可知^[76], 所提 P-IGW 算法一定是收敛的。

表 3.1 计算复杂度

算法	复杂度
P-OMP	$\mathcal{O}(\hat{L}PN_{\text{RF}}N_tS + \hat{L}^3PN_{\text{RF}})$
WOMP ^[54]	$\mathcal{O}(\hat{L}PN_{\text{RF}}N_t + \hat{L}^3PN_{\text{RF}})$
P-IGW	$\mathcal{O}(\hat{L}PN_{\text{RF}}N_tS + \hat{L}^3PN_{\text{RF}}) + \mathcal{O}(N_{\text{iter}}(\hat{L}^2PN_{\text{RF}} + \hat{L}P^2N_{\text{RF}}^2 + PN_{\text{RF}}N_t))$
IGW ^[71]	$\mathcal{O}(\hat{L}PN_{\text{RF}}N_t + \hat{L}^3PN_{\text{RF}}) + \mathcal{O}(N_{\text{iter}}(\hat{L}^2PN_{\text{RF}} + \hat{L}P^2N_{\text{RF}}^2 + PN_{\text{RF}}N_t))$

复杂度: 表3.1展示了所提 P-OMP 和 P-IGW 算法的计算复杂度。首先对于 P-OMP 算法, 其复杂度主要来源于阶段三的近场路径参数检测 (步骤 7-13)。由于 $\boldsymbol{\Phi} \in \mathbb{C}^{PN_{\text{RF}} \times N_t}$ 、 $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{PN_{\text{RF}} \times 1}$ 、 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{PN_{\text{RF}} \times 1}$, 步骤 8-12 的计算复杂度分别为 $\mathcal{O}(PN_{\text{RF}}N_tS)$ 、 $\mathcal{O}(N_tS)$ 、 $\mathcal{O}(1)$ 、 $\mathcal{O}(\hat{L}^2PN_{\text{RF}})$ 以及 $\mathcal{O}(\hat{L}PN_{\text{RF}})$ 。经过 \hat{L} 次迭代, 算法3.1的总计算复杂度为 $\mathcal{O}(\hat{L}PN_{\text{RF}}N_tS + \hat{L}^3PN_{\text{RF}})$ 。由于近场极坐标域表示矩阵的规模更大, 因此所提 P-OMP 算法的计算复杂度约为经典的远场格点化信道估计算法 WOMP 的 S 倍。

所提 P-IGW 算法的计算复杂度来源于初始化和参数微调两个阶段。初始化的复杂度等于 P-OMP 算法的复杂度 $\mathcal{O}(\hat{L}PN_{\text{RF}}N_tS + \hat{L}^3PN_{\text{RF}})$ 。接着, 微调阶段的复杂度来源于参数 \mathbf{g} 、 $\boldsymbol{\theta}$ 和 \mathbf{r} 的更新。其中, 使用式 (3.18) 计算 \mathbf{g} 更新值的复杂度为 $\mathcal{O}(\hat{L}^2PN_{\text{RF}})$ 。在计算 $\boldsymbol{\theta}$ 和 \mathbf{r} 的梯度时, 式 (B.1) - (B.4) 的计算复杂度分别为 $\mathcal{O}(P^2N_{\text{RF}}^2)$ 、 $\mathcal{O}(\hat{L}^2PN_{\text{RF}} + \hat{L}P^2N_{\text{RF}}^2)$ 、 $\mathcal{O}(\hat{L}^3 + \hat{L}^2PN_{\text{RF}})$ 和 $\mathcal{O}(PN_{\text{RF}}N_t)$ 。考虑到 \hat{L} 通常是非常小的, 经过 N_{iter} 次迭代, 微调阶段的总计算复杂度为 $\mathcal{O}(N_{\text{iter}}(\hat{L}^2PN_{\text{RF}} + \hat{L}P^2N_{\text{RF}}^2 + PN_{\text{RF}}N_t))$ 。从表3.1中可以看出, 在微调阶段, 所提的 P-IGW 算法的计算复杂度与经典的远场非格点信道估计算法 IGW 是相同的。这两种算法的计算复杂度仅在初始化阶段存在差异。

3.5 仿真结果

在本小节, 我们提供仿真结果验证所提 P-OMP 和 P-IGW 算法的近场信道估计性能。我们使用归一化均方误差 (Normalized Mean Square Error, NMSE) 作为评估算法性能的指标, 其数学表达式为:

$$\text{NMSE} = \frac{\mathbb{E}\|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|_2^2}{\mathbb{E}\|\mathbf{h}\|_2^2}. \quad (3.25)$$

表 3.2 仿真参数

参数	取值	参数	取值
基站天线数 N_t	256	基站射频链数 N_{RF}	4
用户数 K	4	载波频率 f	100 GHz
最小可容许距离 ρ_{\min}	3 米	路径数 L	6
角度 θ 的分布	$\mathcal{U}(-\frac{\sqrt{3}}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2})$	信噪比 SNR	$\frac{1}{\sigma^2}$
参数 β_Δ	1.2	参数 κ	0
待检测的路径数 \hat{L}	12	迭代次数 N_{iter}	10

我们考虑多用户超大规模阵列系统的上行信道估计，仿真参数见表3.2。基站的天线数 N_t 为 256，射频链数 N_{RF} 和用户数 K 为 4，载波频率 f 为 100 GHz。我们独立地生成每个用户的信道，每个用户的路径数 L 固定为 6。在生成任意一个用户的信道时，需要随机生成 L 组参数，每组参数包含一个角度参数 θ_l 、一个距离参数 r_l 以及一个路径复增益参数 g_l 。每一个角度参数 θ_l 从均匀分布 $\mathcal{U}(-\frac{\sqrt{3}}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2})$ 中随机生成。每一个距离参数 r_l 从均匀分布 $\mathcal{U}(R_{\min}, R_{\max})$ 中随机生成，其中 $R_{\min} > \rho_{\min} = 3$ 米，在不同的仿真中，我们将赋予 R_{\min} 与 R_{\max} 不同的取值。对于路径复增益参数，当 $l = 0$ 时，使用公式 $g_0 = \frac{\lambda}{4\pi r_0}$ 生成 g_0 。当 $l \neq 0$ 时，使用公式 $g_l = \frac{\lambda}{4\pi r_l} z_l$ 随机生成 g_l ，其中 $z_l \in \mathcal{CN}(0, \frac{1}{v})$ 用于建模散射体与用户之间的随机信道，本文在仿真中设置 $v = 5$ 。

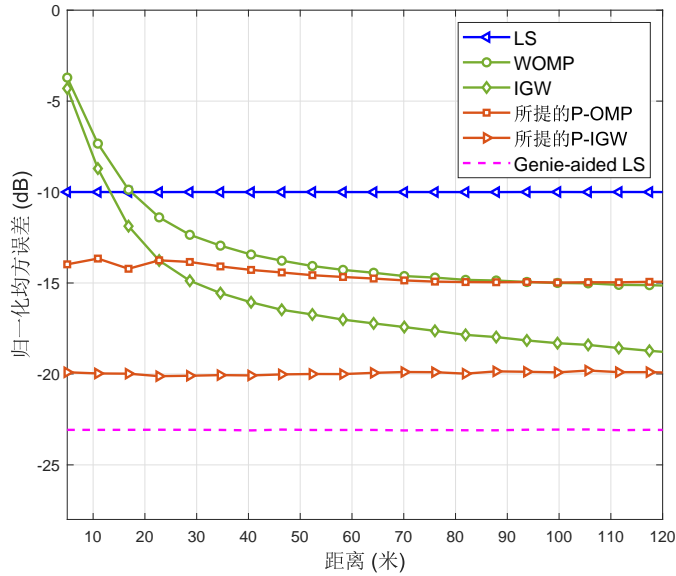


图 3.5 归一化均方误差随通信距离的变化曲线

图3.5绘制了信道估计归一化均方误差随通信距离的变化。我们将所提的格点

化信道估计算法 P-OMP、非格点信道估计算法 P-IGW 与现有方法进行对比, 对比基线包含格点化远场信道估计算法 WOMP^[54], 非格点远场信道估计算法 IGW^[71], 以及最小二乘算法 LS^[28]。此外, 我们增添了 Genie-aided LS 方法作为信道估计 NMSE 的性能极限, 该方法提前已知了所有路径的角度和距离参数, 仅需使用 LS 算法估计路径复增益。图3.5的参数如下: 信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 为 10 dB, 导频开销 $P = 32$, R_{\min} 从 3 米逐渐增加到 120 米, 同时 $R_{\max} = R_{\min} + 10$ 米。为了清晰地表现出近场球面波传播效应对信道估计性能的影响, 我们考虑理想功率调控, 使得每个用户的发射功率与 R_{\min} 的平方呈正比, 从而消除大尺度衰落效应对系统性能的影响。图3.5表明, 随着通信距离的缩小, 远场信道估计算法 WOMP 和 IGW 的估计精度明显降低, 性能损失约有 10-15 dB。LS 算法对任何信道模型都是适用的, 因而其 NMSE 性能不随距离发生变化, 但由于 LS 算法没有利用信道的平面波或球面波结构, 其估计精度始终较低。相比之下, 所提的 P-OMP 算法和 P-IGW 算法优于现有的算法, 在所有的通信距离下均可精确地恢复信道状态信息。例如, 当通信距离为 10 米时, P-OMP 算法相较 WOMP 算法可降低信道估计误差约 7dB, P-IGW 算法相较 IGW 算法可降低信道估计误差约 11dB。此外, 由于 P-IGW 算法在 P-OMP 算法的基础上对角度、距离、路径复增益参数做了更高分辨率的微调, 其 NMSE 性能相较 P-OMP 算法约有 5dB 的改善。

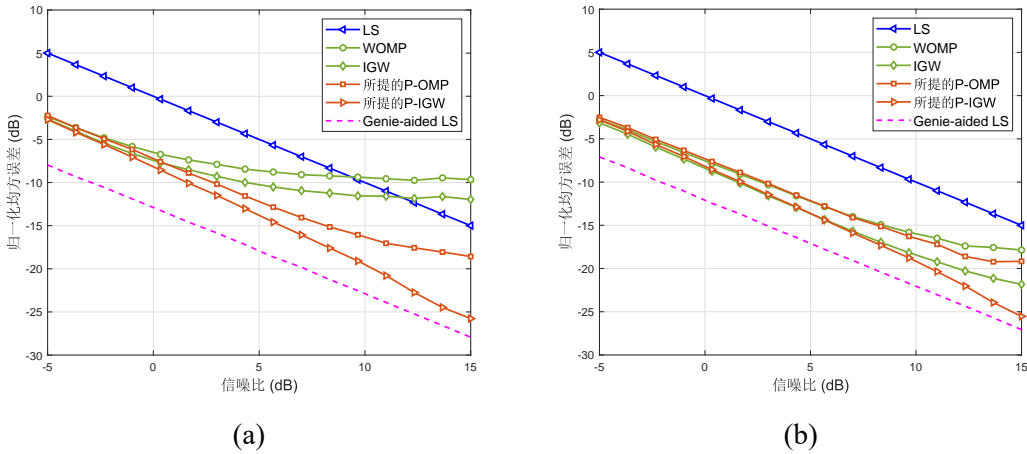


图 3.6 归一化均方误差随信噪比的变化曲线: (a) 近场场景; (b) 远场场景

接着, 图3.6绘制了归一化均方误差随信噪比的变化。在图3.6 (a) 中, 用户以及散射体到基站的距离在 10 米与 20 米之间随机生成; 在图3.6 (b) 中, 用户以及散射体到基站的距离在 100 米与 120 米之间随机生成。两幅子图中, 导频开销 P 固定为 32, 信噪比从 -5 dB 提升到 15 dB。对于图3.6 (a) 所示的近场场景, 所提的近场信道估计方法 P-OMP 和 P-IGW 明显优于现有的远场信道估计方法 WOMP 和 IGW, 例如, 当信噪比为 10 dB 时, NMSE 可降低 5-10 dB。对于图3.6 (b) 所示的

远场场景，所提近场信道估计方法的 NMSE 性能与现有远场方法性能相当，甚至在高信噪比时略优于远场算法。原因在于：所提的极坐标域表示矩阵也采样了位于远场的格点，其包含了角度域表示矩阵，因而也可以实现精确的远场信道估计。综上所述，所提出的近场信道估计算法可以准确地恢复远近场信道。

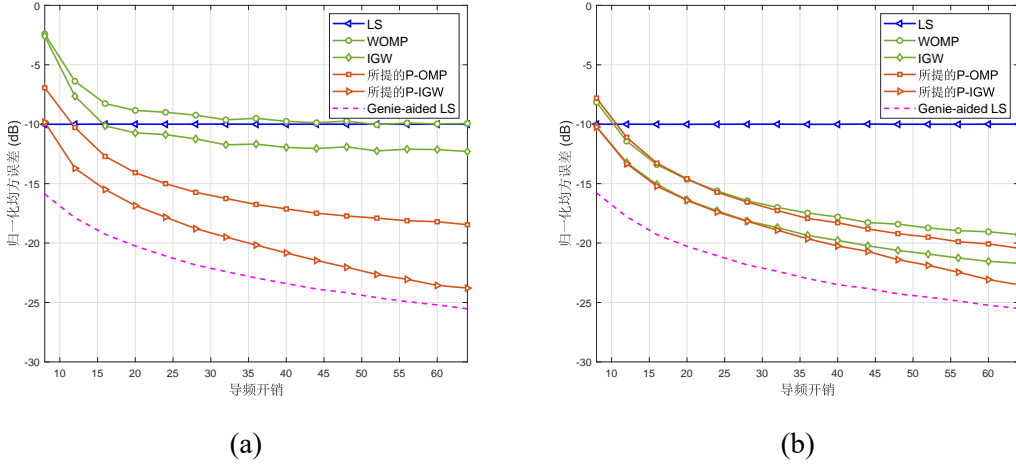


图 3.7 归一化均方误差随导频开销的变化曲线：(a) 近场场景；(b) 远场场景

图3.7提供了归一化均方误差与导频开销的关系，我们固定信噪比为 10 dB。图 (a) 中我们在 10 米与 20 米之间随机生成通信距离，图 (b) 中我们在 100 米与 120 米之间随机生成通信距离。两幅子图中，导频开销 P 从 8 增加到 64，因此接收信号 $\bar{\mathbf{y}}$ 的维度 PN_{RF} 从 32 增加到 256。从图3.7可以观察到，当通信距离较小时，所提的 P-OMP 和 P-IGW 算法可显著降低近场信道估计的导频开销。例如，为了实现 -12 dB 的 NMSE 性能，IGW 算法所需的导频开销为 40，而所提 P-IGW 算法所需的导频开销仅为 10，导频开销降低了 75%。而当通信距离较大时，所提方法与现有远场方法的性能相当，并且在 $P > 32$ 时略优于远场方法，这一结论与图3.6的结果是一致的。

最后，图3.8验证了算法 P-IGW 的收敛性。在不同的仿真参数下，目标函数 $\|\bar{\mathbf{y}} - \tilde{\Phi}(\hat{\theta}, \hat{\mathbf{r}})\mathbf{g}\|^2$ 随着迭代次数的增加单调递减，与理论分析的结果一致。同时，在 10 次迭代之内，算法基本能达到收敛，因此我们设置 $N_{\text{iter}} = 10$ 。

3.6 本章小结

本章我们研究了超大规模阵列的近场信道估计问题。我们首先揭示了近场角度域信道的能量扩散问题，说明了近场角度域不再稀疏。接着我们提出了近场信道的极坐标域表示，通过对角度的均匀采样和对距离的非均匀采样挖掘近场信道的信息。最后我们提出了 P-OMP 算法和 P-IGW 算法，精确地估计极坐标域稀疏信

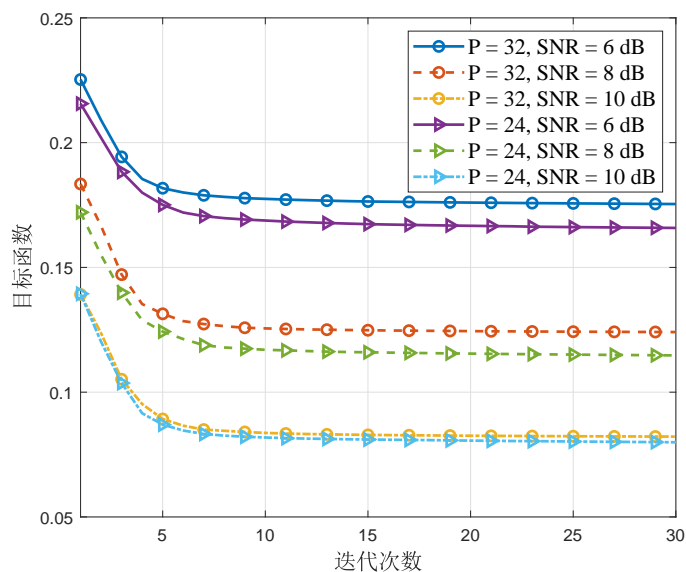


图 3.8 算法收敛性验证

道。仿真结果表明，所提算法在远近场传输环境下均优于现有远场信道估计方法，可降低导频开销 75%，提升信道估计精度约 10 dB。值得注意的是，所提的极坐标域表示方法不仅可以实现近场信道估计，也可应用于近场波束训练、近场用户定位等。在未来，可以考虑将所提的极坐标域表示方法扩展至智能超表面辅助通信场景^[77]。

本章研究成果撰写期刊论文一篇，发表在期刊 *IEEE Transactions on Communications*^[55]；撰写会议论文一篇，发表于国际会议 *IEEE GLOBECOM 2021* 上^[56]；并与大唐移动通信设备有限公司联合申请国家发明专利一项。

第4章 基于近场色散的近场波束训练

随着通信频段从 Sub-6GHz (Sub-6G) 向毫米波、太赫兹等高频段演进^[41], 超大规模阵列的近场效应还会进一步导致近场波束分裂效应^[49]。近场波束分裂使得不同频点的波束以球面波的形式聚焦到不同的物理位置上, 引入了较大的阵列增益损失。已有的工作主要研究如何使用延时可调阵列实现频率相关波束赋形^[36,49], 致力于克服近场波束分裂效应的负面影响。与之相反, 我们发现近场波束分裂效应对通信系统的设计还有积极的影响, 其为实现快速的近场波束训练提供了新的可能。具体而言, 我们首先证明了频率相关波束赋形不仅能消除近场波束分裂, 还能灵活控制波束分裂的程度, 使得整个带宽上不同频点的波束覆盖指定的位置区间, 形成类似于彩虹的波束覆盖模式。利用这一特性, 我们提出了基于近场色散的波束训练方法, 该方法能够以频分波束的方式, 在同一个时隙内生成指向多个位置的多波束, 进而大幅提升近场波束训练的效率。仿真结果表明, 所提算法能够以极低的导频开销实现准最优的近场波束训练。

4.1 问题描述与研究目标

毫米波、太赫兹高频通信与超大规模阵列的有机融合, 是未来超高速无线通信颇具前景的方向^[78]。这得益于两个方面: 首先, 超大规模阵列能够提供极高的波束增益, 补偿高频信号严重的路径损耗^[26]; 另一方面, 毫米波、太赫兹天线尺寸小, 易于集成, 天然适配超大规模阵列^[39]。

随着通信频段从 Sub-6G 向毫米波、太赫兹等高频段演进, 通信带宽有望从 5G 时代的百兆赫兹量级突破至 6G 时代的吉赫兹量级^[41]。在这种高频宽带通信模式下, 超大规模阵列的近场效应将进一步导致近场波束分裂效应^[49]。具体而言, 为了降低系统的成本, 超大规模阵列通信常采用射频链数较少的模数混合预编码架构, 其模拟端常部署多个功耗较低的模拟移相器, 从而构成相位可调阵列^[45] (又称相控阵)。在窄带场景下, 相位可调阵列可以生成对准用户位置的理想高增益波束。然而, 相位可调阵列的模拟移相器只能实现频率无关的相位调控^[79], 生成频率无关的波束。在宽带系统中, 频率无关的波束与频率相关的阵列响应矢量不匹配, 最终导致不同频点的波束以球面波的形式聚焦到不同的物理位置上。这一现象被称为近场波束分裂^[49,57]。近场波束分裂使得整个带宽上大部分载波的信号无法对准用户所在的位置, 造成了较大的阵列增益损失。

现有的研究主要围绕大规模阵列的远场波束分裂效应。作为近场波束分裂效

应的一种简化形式，远场波束分裂导致不同频点的波束沿着不同的方向传播^[36,80]。已有针对远场波束分裂的工作的目标大致可以分为两类：1. 克服远场波束分裂对波束赋形的负面影响，2. 利用远场波束分裂对波束管理的积极作用。具体而言，第一类方案希望补偿远场波束分裂导致的阵列增益损失。文献^[36,81-83]使用由模拟延时器组成的延时可调阵列替换相位可调阵列，利用延时器天然的频率相关调相，生成**频率相关的波束**，从而将所有频点的波束对准目标用户所在方向，消除远场波束分裂。第二类方案则指出，频率相关波束赋形不仅能够消除远场波束分裂，还能够灵活地调节远场波束分裂的程度，控制波束在角度域的覆盖范围。受这一现象启发，文献^[84-85]使用延时可调阵列生成频率相关的多波峰波束，在一个时隙内同时扫描多个角度，大幅降低远场波束训练、波束追踪的导频开销。因此，可以总结出：远场波束分裂虽然引入了较大的阵列增益损失，它仍有益于快速的远场信道信息获取。

对于超大规模阵列近场宽带通信场景，需要考虑更为实际的近场波束分裂效应。文献^[49]提出了相时联合聚焦方法（Phase-Delay Focusing, PDF）以消除近场波束分裂效应。该方案将整个阵列分为多个子阵，并假设用户位于整个阵列的近场区域以及单个子阵的远场区域，最后使用延时可调阵列补偿电磁信号在子阵之间的群延时，从而将整个带宽的信号聚焦在用户所在的位置上，补偿近场波束分裂效应所造成的阵列增益损失。

高效的近场宽带波束赋形需要获取精确的信道状态信息。除去我们在第3章提出的基于极坐标域的信道估计方法，目前已有相关文献利用所提的极坐标域表示设计近场信道信息获取方法。例如文献^[86]提出了先搜索角度，再搜索距离的近场波束训练方法；文献^[87]利用线性调频信号设计近场宽波束，实现了近场分层波束训练。然而，现有的近场信道信息获取方案都存在两个问题：1. 这些方案均基于窄带假设，忽略了近场波束分裂效应对通信系统的影响；2. 已有方案需要同时估计近场信道的角度和距离信息，波束训练开销远大于远场波束训练开销，实际系统中无法接受。据我们所知，目前还没有方法能够在宽带系统下以较低的导频开销获取近场信道状态信息。

为了解决上述问题，我们提出了基于近场色散的波束训练方法。我们首先观察到，远场波束分裂效应虽然降低了阵列增益，但其有助于远场信道信息获取。受这个观察启发，我们发现近场波束分裂也能够服务于快速的近场信道信息获取。本章具体的贡献如下所示。

1. 首先，在相位可调阵列的架构下，我们证明了频率无关波束赋形的近场波束分裂效应。现有工作^[49]仅通过仿真实验定性验证了近场波束分裂效应的

存在，而本章节则给出了详细的数学推导，定量说明了近场波束在角度维度和距离维度的波束分裂模式。

2. 接着，在延时可调阵列的架构下，我们证明了频率相关波束赋形的可控近场波束分裂效应。该效应表明，频率相关波束能够灵活地控制近场波束分裂的程度。具体而言，通过设计反常的延时参数，我们能够控制整个带宽上的波束在角度维度和距离维度上的覆盖范围。可控近场波束分裂可类比为三棱镜引发的光的色散效应：不同波长的光在三棱镜中的折射率不同，因而在通过三棱镜后会发散开，最终形成彩虹^[88]。在本章的讨论中，延时可调阵列的功能就类似于三棱镜。因此，本章又将可控近场波束分裂效应称为**近场色散**。
3. 最后，基于近场色散效应，我们设计了快速的近场波束训练方案。所提方案的基本思想是在一个时隙内生成指向同一个距离环上多个角度的多波峰波束；同时，在不同的时隙，微调延时参数，从而改变多波峰波束所覆盖的距离环。通过上述操作，所提方案能够以频分的方式搜索用户与基站的角度，以时分的方式搜索用户到基站的距离，最终获取用户的位置信息，实现近场波束训练。所提方法的优势是，每个时隙能够搜索多个位置格点，因此可大幅降低近场波束训练的导频开销。仿真结果验证了所提方法的高效性。

本章的后续内容安排如下。在4.2节，我们将介绍超大规模阵列宽带的系统模型，包含近场宽带信道模型、近场波束分裂效应以及频率相关波束赋形。在4.3节，我们将详细地介绍证明近场色散效应。之后，我们在4.4节介绍所提的基于近场色散的波束训练算法。4.5节给出仿真结果，验证所提算法的性能。最后，在4.6节，我们将总结本章的内容。

4.2 系统模型

本节首先介绍宽带系统下的近场信道模型以及近场波束分裂效应，接着我们介绍如何使用频率相关波束赋形消除近场波束分裂。

4.2.1 近场宽带信道模型

我们考虑一个宽带超大规模阵列系统，基站部署一个 $N_t = 2N + 1$ 天线单元的均匀线性阵列服务一个单天线的用户，并且采用 OFDM 调制，子载波数为 M 。记 B , c , f_c , $\lambda_c = \frac{c}{f_c}$, $k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c}$ 分别为系统带宽，光速，中心载波的频点，中心载波的波长以及中心载波的波数。记第 m 个子载波 ($m \in \{1, 2, \dots, M\}$) 的频点为 $f_m = f_c + \frac{B}{M}(m - 1 - \frac{M-1}{2})$ ，波长为 $\lambda_m = \frac{c}{f_m}$ ，波数为 $k_m = \frac{2\pi}{\lambda_m}$ 。基站天线的间距设置为中心载波的半波长，即 $d = \frac{\lambda_c}{2}$ 。

与章节3.2相同,我们考虑如图3.2所示的 Saleh-Valenzuela 多径信道模型^[74],从用户到基站的无线信道可以建模为:

$$\mathbf{h}_m = \sqrt{\frac{N_t}{L}} g_{0,m} \mathbf{a}_m(\theta_0, r_0) + \sqrt{\frac{N_t}{L}} \sum_{l=1}^{L-1} g_{l,m} \mathbf{a}_m(\theta_l, r_l), \quad (4.1)$$

其中 L 表示路径数; l 表示路径编号, $l=0$ 代表用户到基站的直射径, $l>0$ 表示用户经散射体到达基站的散射径; r_l 和 θ_l 表示从用户(或散射体)到基站的距离和角度; $\mathbf{a}_m(\theta_l, r_l)$ 表示频点 f_m 上的近场阵列响应矢量; $g_{l,m}$ 表示在第 m 个子载波上路径 l 的复增益。我们使用自由空间传播模型建模将 $g_{0,m}$ 建模为:

$$g_{0,m} = \frac{\lambda_m}{4\pi r_0}, \quad (4.2)$$

并且使用复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \gamma^2)$ 建模散射径的复路径增益 $g_{l,m}$ 。同时,近场阵列响应矢量 $\mathbf{a}_m(\theta_l, r_l)$ 的具体形式为:

$$\mathbf{a}_m(\theta_l, r_l) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \left[e^{-jk_m r_l^{(-N)}}, e^{-jk_m r_l^{(-N+1)}}, \dots, e^{-jk_m r_l^{(N)}} \right]^T, \quad (4.3)$$

其中 $r_l^{(n)}$ 表示用户(或第 l 个散射体)与基站第 n 根天线之间的距离, $n \in \{-N, -N+1, \dots, N\}$ 。与式(2.3)类似,由于基站第 n 根天线的坐标为 $(0, nd)$, 我们有 $r_l^{(n)} = \sqrt{r_l^2 + n^2 d^2 - 2ndr_l \theta_l}$ 。注意到,式(4.3)与式(2.2)的重要区别在于, $\mathbf{a}(\theta_l, r_l)$ 基于窄带假设,是频率无关的;而在宽带系统下,不同频点的波数 k_m 存在显著差异,因而近场阵列响应矢量 $\mathbf{a}_m(\theta_l, r_l)$ 是与频率相关的。 $\mathbf{a}_m(\theta_l, r_l)$ 的频率相关性正是近场波束分裂的重要诱因,我们将在后文详细讨论。

由于 $r_l^{(n)}$ 关于 n 是一个复杂的根式函数,难以直接分析近场波束分裂的性质。针对这一问题,我们仍旧使用二阶泰勒展开将 $r_l^{(n)}$ 近似为 $r_l - nd\theta_l + \frac{n^2 d^2 (1-\theta_l^2)}{2r_l}$ 。为简化公式表达,在后续讨论中我们令 $\alpha_l = \frac{1-\theta_l^2}{2r_l}$ 表示 α_l -距离环,并使用 (θ_l, α_l) 替换 (θ_l, r_l) 。具体而言, $\mathbf{a}_m(\theta_l, r_l)$ 的第 n 个元素可以表示为

$$[\mathbf{a}_m(\theta_l, r_l)]_n \approx \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{-jk_m(r_l - nd\theta_l + n^2 d^2 \alpha_l)} = e^{-jk_m r_l} [\mathbf{p}_m(\theta_l, \alpha_l)]_n, \quad (4.4)$$

其中 $[\mathbf{p}_m(\theta_l, \alpha_l)]_n = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{jk_m(nd\theta_l - n^2 d^2 \alpha_l)}$ 。由于(4.4)等式右边的 $e^{-jk_m r_l}$ 与天线索引 n 无关,并不影响波束赋形的性能,因此我们只需讨论 $[\mathbf{p}_m(\theta_l, \alpha_l)]_n$ 。

4.2.2 近场波束分裂

在毫米波、太赫兹等高频段,常使用低功耗的相位可调阵列实现频率无关的波束赋形^[47],将信号的能量聚焦在用户所在的位置 (θ_0, r_0) 上。记 \mathbf{w}_{PS} 为频率无关的波束赋形矢量。 \mathbf{w}_{PS} 通常按照中心载波的参数设计,即 $\mathbf{w}_{\text{PS}} = \mathbf{p}_c^*(\theta_0, \alpha_0)$, 其中

$\alpha_0 = \frac{1-\theta_0^2}{2r_0}$, $\mathbf{p}_c(\theta_0, \alpha_0)$ 表示频点 f_c 上的近场阵列响应矢量 (4.4), 满足 $[\mathbf{p}_c(\theta_0, \alpha_0)]_n = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{jk_c(nd\theta_0 - n^2d^2\alpha_0)}$ 。

然而, 实际无线信道频率相关的阵列响应矢量 (4.4) 与频率无关的波束赋形矢量 \mathbf{w}_{PS} 失配, 导致不同频点的信号以球面波的形式聚焦到了不同的物理位置上, 引发了近场波束分裂。如下引理4.1给出了近场波束分裂的数学形式。

引理 4.1: 对于近场宽带通信场景, 由频率无关的波束赋形矢量 $\mathbf{w}_{\text{PS}} = \mathbf{p}_c^*(\theta_0, \alpha_0)$ 生成的波束在频点 f_m 上的聚焦点为 (θ_m, r_m) , 满足

$$\theta_m = \frac{k_c}{k_m} \theta_0 = \frac{f_c}{f_m} \theta_0 = \frac{1}{\eta_m} \theta_0, \quad (4.5)$$

$$\alpha_m = \frac{k_c}{k_m} \alpha_0 = \frac{f_c}{f_m} \alpha_0 = \frac{1}{\eta_m} \alpha_0, \quad (4.6)$$

其中 $\alpha_m = \frac{1-\theta_m^2}{2r_m}$, $\eta_m = \frac{f_m}{f_c}$ 。

证明 在频点 f_m , 我们考虑任意一个物理位置 (θ, r) 上的阵列增益。记 $\alpha = \frac{1-\theta^2}{2r}$, 我们有

$$\begin{aligned} |\mathbf{w}_{\text{PS}}^T \mathbf{p}_m(\theta, \alpha)| &= \frac{1}{N_t} \left| \sum_{n=-N}^N e^{jnd(k_m\theta - k_c\theta_0) - jn^2d^2(k_m\alpha - k_c\alpha_0)} \right| \\ &= \Omega(k_m\theta - k_c\theta_0, k_m\alpha - k_c\alpha_0), \end{aligned} \quad (4.7)$$

其中 $\Omega(x, y) = \frac{1}{N_t} \left| \sum_{n=-N}^N e^{jndx - jn^2d^2y} \right|$ 。在频点 f_m 上, 波束的聚焦点 (θ_m, r_m) 定义为使阵列增益最大化的位置, 即

$$(\theta_m, r_m) = \arg \max_{\theta, r} \Omega(k_m\theta - k_c\theta_0, k_m\alpha - k_c\alpha_0). \quad (4.8)$$

由于 $\Omega(0, 0) = 1$ 并且 $\Omega(x, y) \leq 1$, 显然 $(x, y) = (0, 0)$ 是使 $\Omega(x, y)$ 最大化的最优解。因此我们有 $k_m\theta_m - k_c\theta_0 = 0$, $k_m\alpha_m - k_c\alpha_0 = 0$, 证毕。 ■

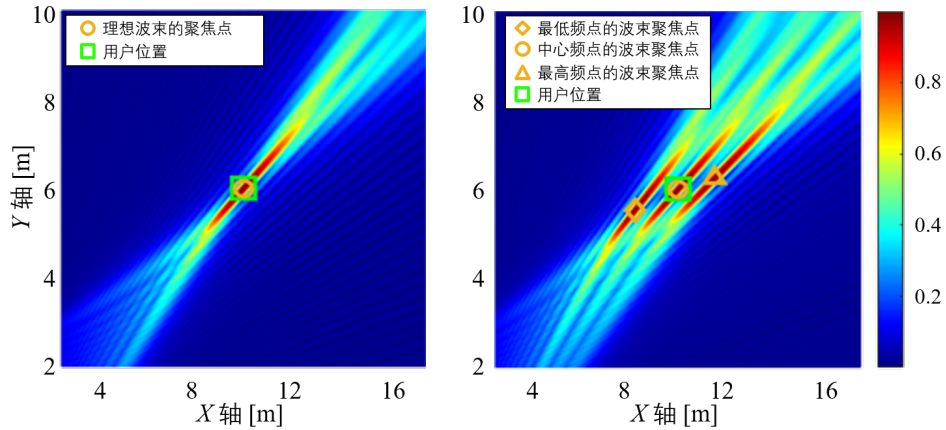


图 4.1 理想近场波束 (左) 与近场波束分裂 (右)

根据引理4.1，频点 f_m 上的波束聚焦点为 $(\theta_m, r_m) = \left(\theta_m, \frac{1-\theta_m^2}{2\alpha_m}\right) = \left(\theta_m, r_0 \frac{\eta_m - \frac{1}{\theta_0^2}}{1-\theta_0^2}\right)$ 。如图4.1所示，不同频点的波束聚焦点随频率发生变化，仅当 $f_m = f_c$ 时我们有 $(\theta_m, r_m) = (\theta_0, r_0)$ ；而在 $f_m \neq f_c$ 时，波束的聚焦点 (θ_m, r_m) 偏离用户的物理位置 (θ_0, r_0) ，这一现象被称之为**近场波束分裂**。注意到，近场波束分裂与经典远场波束分裂的主要区别在于，远场波束分裂仅考虑波束的传播角度与频率的关系，即式 (4.5)；而近场波束分裂同时解释了波束聚焦点的角度和距离随频率的变化关系，即式 (4.5) - (4.6)。因此，近场波束分裂是更为普适、更为一般化的结论。

由于非中心频点的信号无法对准目标用户，近场波束分裂将导致严重的阵列增益损失以及传输速率损失。文献^[36]在远场环境下定量分析了波束分裂效应对系统性能的影响，结果表明，由远场波束分裂效应造成的阵列增益损失正比于天线数与带宽的乘积，反比于中心频率。文献^[49]在近场环境下通过仿真也得到了类似的结论。例如，若中心频点为 30 GHz，系统带宽为 3 GHz，基站天线数为 256，经测算超过 80% 子载波将遭受超过 50% 的阵列增益损失^[49]。因此，需要精心地设计近场波束赋形方法，克服近场波束分裂效应。

4.2.3 频率相关波束赋形

为了消除近场波束分裂的负面影响，一种有效的方式是使用延时可调阵列替换相位可调阵列，实现**频率相关波束赋形**，与实际信道的频率相关近场阵列响应矢量匹配。注意到，已有大量的文献研究过远场宽带通信场景下延时器阵列的各种应用^[36,81-83]，而本文重点讨论近场宽带通信场景。

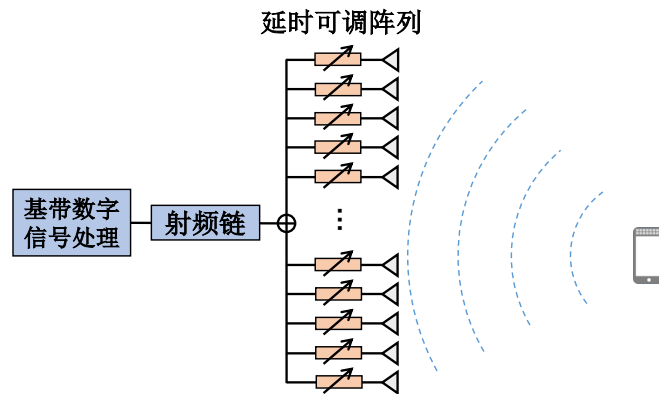


图 4.2 延时可调阵列波束赋形

如图4.2所示，我们假定基站配置 $N_t = 2N + 1$ 天线单元的频率相关波束赋形架构，每根天线连接一个独立的延时单元。延时单元可由多种电路结构实现，例如模拟延时线，数字延时线，模拟基带延时线，机械调控真延时线等^[79]。延

时器阵列可调节信号到达不同天线的延时差，产生频率相关的相差，进而实现频率相关的波束赋形。具体而言，我们使用 $\bar{\tau}^{(n)}$ 表示第 n 个延时电路的延时参数 ($n \in \{-N, -N+1, \dots, N\}$)，其等效的时域冲激响应为 $\delta(t - \bar{\tau}^{(n)})$ ，其中 $\delta(t)$ 为冲激函数。那么，在频点 f_m 的频域响应就是 $e^{-j2\pi f_m \bar{\tau}^{(n)}}$ 。接着，记 \mathbf{w}_m 为延时可调阵列在频点 f_m 生成的频率相关波束赋形矢量， \mathbf{w}_m 的第 n 个元素就可以表示为 $[\mathbf{w}_m]_n = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{-j2\pi f_m \bar{\tau}^{(n)}} = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{-jk_m c \bar{\tau}^{(n)}}$ ，其中 $\frac{1}{\sqrt{N_t}}$ 为能量归一化因子。注意到， $[\mathbf{w}_m]_n$ 拥有与近场阵列响应矢量 $[\mathbf{p}_m(\theta, \alpha)]_n = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{jk_m(nd\theta - n^2 d^2 \alpha)}$ 极为相似的结构，因此我们可以令

$$\bar{\tau}^{(n)} = \frac{1}{c}(nd\bar{\theta} - n^2 d^2 \bar{\alpha}), \quad (4.9)$$

其中， $\bar{\theta}$ 和 $\bar{\alpha}$ 分别被定义为延时阵列的角度可调参数和距离可调参数（同时我们令 $\bar{r} = \frac{1-\bar{\theta}^2}{2\bar{\alpha}}$ ）， $\bar{\theta}$ 和 $\bar{\alpha}$ 的取值决定了延时阵生成的波束的形状。综上，在频点 f_m ，我们可以将频率相关的波束赋形矢量 $\mathbf{w}_m(\bar{\theta}, \bar{\alpha})$ 的第 n 个元素表示为

$$[\mathbf{w}_m(\bar{\theta}, \bar{\alpha})]_n = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{-jk_m(nd\bar{\theta} - n^2 d^2 \bar{\alpha})}. \quad (4.10)$$

$\mathbf{w}_m(\bar{\theta}, \bar{\alpha})$ 的频率相关性与 \mathbf{w}_{PS} 的频率非相关性具有本质的区别，可以利用该相关性消除近场波束分裂效应。具体而言，在频点 f_m ，任意一个物理位置 (θ, r) （或 $(\theta, \alpha) = (\theta, \frac{1-\theta^2}{2r})$ ）的阵列增益为

$$\begin{aligned} |\mathbf{w}_m^T(\bar{\theta}, \bar{\alpha}) \mathbf{p}_m(\theta, \alpha)| &= \frac{1}{N_t} \left| \sum_{n=-N}^N e^{jnd(k_m\theta - k_m\bar{\theta}) - jn^2 d^2(k_m\alpha - k_m\bar{\alpha})} \right| \\ &= \Omega(k_m(\theta - \bar{\theta}), k_m(\alpha - \bar{\alpha})). \end{aligned} \quad (4.11)$$

显然，频点 f_m 的波束聚焦点位于 $(\theta_m, r_m) = \arg \max_{\theta, r} \Omega(k_m(\theta - \bar{\theta}), k_m(\alpha - \bar{\alpha}))$ 。类似于引理4.1的推导，当 $k_m(\theta - \bar{\theta}) = 0$ 且 $k_m(\alpha - \bar{\alpha}) = 0$ 时， $\Omega(k_m(\theta - \bar{\theta}), k_m(\alpha - \bar{\alpha}))$ 达到最大值，此时我们有 $\theta_m = \bar{\theta}$ ， $r_m = \bar{r}$ ， $\alpha_m = \bar{\alpha}$ 。由于 θ_m 与 r_m 都是与频率 f_m 无关的，一旦基站已知了用户的位置 (θ_0, r_0) ，即信道的直射径信息，我们可以将延时阵的参数设置为 $\bar{\theta} = \theta_0$ ， $\bar{\alpha} = \frac{1-\theta_0^2}{2r_0}$ ，进而将所有子载波上的波束聚焦在位置 $(\theta_m, r_m) = (\theta_0, r_0)$ 上。因此，通过延时阵实现的频率相关波束赋形（4.10）是能够消除近场波束分裂的。

上述讨论还反映出，获取精确的信道直射径信息 (θ_0, r_0) 是实现高效的频率相关波束赋形的前提。为了满足这一要求，在接下来的讨论中，我们将证明频率相关波束赋形不仅可以消除近场波束分裂，还能够灵活地控制其分裂的程度。利用这一特性，可以快速地获取信道直射径信息 (θ_0, r_0) 。

4.3 近场色散的机理

在文献^[84]中, 研究人员已证明了可控远场波束分裂的机理。该机理表明频率相关波束赋形可以控制角度维度的波束分裂的程度。利用该机制, 可以仅使用一个射频链同时生成对准多个方向的多波束, 从而实现快速的远场波束训练, 获取远场信道状态信息。而本节我们将证明, 延时阵不仅可以控制角度维度的波束分裂, 还能够灵活调控距离维度的波束分裂, 实现可控近场波束分裂。

我们已证明, 式(4.10)所示的频率相关波束赋形能够将所有频点的波束聚焦在位置 $(\theta_m, r_m) = (\bar{\theta}, \bar{r})$ 。实际上, 这一结论是有条件的。具体而言, 如图3.2所示, θ_m 对应了空间中的一个真实的物理角度 $\vartheta_m = \arcsin \theta_m$ 。物理角度 ϑ_m 的取值范围是 $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$, 因此我们有 $\theta_m \in [-1, 1]$ 。同理, r_m 对应了空间中的一个真实的距离, 因此一定有 $r_m > 0$, $\alpha_m \geq 0$ 。

然而, 虽然 θ_m 与 α_m 受物理空间的约束有严格的取值范围限制, 而参数 $\bar{\theta}$ 与 $\bar{\alpha}$ 是延时器的可调节参数, 其取值范围受电路结构的限制, 而不受物理空间的约束。在理想电路结构的假设下, $\bar{\theta}$ 与 $\bar{\alpha}$ 可取任何值。那么一个自然而然的问题就是, 当延时器的参数 $\bar{\theta}$ 与 $\bar{\alpha}$ 违反物理空间的约束, 即 $\bar{\theta} \notin [-1, 1]$ 或 $\bar{\alpha} < 0$ 时, 频点 f_m 的波束的聚焦点还是 $(\theta_m, r_m) = (\bar{\theta}, \bar{r})$ 么? 我们给出如下引理4.2回答上述问题。

引理 4.2: 若 $\bar{\theta} \notin [-1, 1]$ 或 $\bar{\alpha} < 0$ 时, 基于式(4.10)所生成的频率相关波束 $\mathbf{w}_m(\bar{\theta}, \bar{\alpha})$ 在频点 f_m 的波束聚焦点 (θ_m, r_m) 满足:

$$\theta_m = \bar{\theta} + \frac{2p\pi}{dk_m} = \bar{\theta} + \frac{2p}{\eta_m}, \quad (4.12)$$

$$\alpha_m = \bar{\alpha} + \frac{2q\pi}{d^2k_m} = \bar{\alpha} + \frac{2q}{d\eta_m}, \quad (4.13)$$

其中 $r_m = \frac{1-\theta_m^2}{2\alpha_m}$, $\eta_m = \frac{f_m}{f_c}$, $p \in \mathbb{Z}$ 是使 $\theta_m \in [-1, 1]$ 的整数, $q \in \mathbb{Z}$ 是使 $\alpha_m > 0$ 的整数。

证明 证明引理4.2的关键在于函数 $\Omega(x, y)$ 的周期性。函数 $\Omega(x, y)$ 是关于 (x, y) 的周期函数, 周期为 $(\frac{2\pi}{d}, \frac{2\pi}{d^2})$ 。具体而言, 对任意的整数 $p \in \mathbb{Z}$ 和 $q \in \mathbb{Z}$, 我们有

$$\begin{aligned} \Omega\left(x - \frac{2p\pi}{d}, y - \frac{2q\pi}{d^2}\right) &= \frac{1}{N_t} \left| \sum_{n=-N}^N e^{jnd\left(x - \frac{2p\pi}{d}\right) - jn^2d^2\left(y - \frac{2q\pi}{d^2}\right)} \right| \\ &= \frac{1}{N_t} \left| \sum_{n=-N}^N e^{jndx - jn^2d^2y} e^{j2\pi n(qn-p)} \right| \\ &\stackrel{(a)}{=} \frac{1}{N_t} \left| \sum_{n=-N}^N e^{jndx - jn^2d^2y} \right| = \Omega(x, y). \end{aligned} \quad (4.14)$$

等式(a)是因为 $e^{j2\pi n(qn-p)} = 1$ 。因此函数 $\Omega(x, y)$ 的周期为 $(\frac{2\pi}{d}, \frac{2\pi}{d^2})$ 。 $\Omega(x, y)$ 的

周期性表明, $(x, y) = (0, 0)$ 只是使函数 $\Omega(x, y)$ 最大化的一个特解。事实上, 只要 $(x, y) = (\frac{2p\pi}{d}, \frac{2q\pi}{d^2})$, 对任意 $p, q \in \mathbb{Z}$, $\Omega(x, y)$ 均可达到最大值 1。最后, 通过求解 $k_m(\theta_m - \bar{\theta}) = \frac{2p\pi}{d}$ 和 $k_m(\alpha_m - \bar{\alpha}) = \frac{2q\pi}{d}$, 即可得到 (4.12) 和 (4.13)。 ■

引理4.2揭示了可控近场波束分裂的机理。我们称参数 $\bar{\theta} \notin [-1, 1]$ 与 $\bar{\alpha} < 0$ 为反常角度参数与反常距离参数, 称参数 $\bar{\theta} \in [-1, 1]$ 与 $\bar{\alpha} > 0$ 为正常角度参数与正常距离参数。引理4.2表明, 当延时器参数 $\bar{\theta}$ 与 $\bar{\alpha}$ 被设置成违背物理约束的反常参数时, 系统会额外引入矫正项 $\frac{2p}{\eta_m}$ 与 $\frac{2q}{d\eta_m}$, 使得波束的聚焦点 (θ_m, r_m) 满足物理约束。由于矫正项 $\frac{2p}{\eta_m}$ 与 $\frac{2q}{d\eta_m}$ 是与频率相关的, 当 $p \neq 0$ 或 $q \neq 0$ 时, 波束聚焦点 (θ_m, r_m) 也会随频率 f_m 发生变化。因此可以得到结论: 即使基站部署了延时可调阵列, 实现了频率相关波束, 在采用反常参数时, 仍然可以引入近场波束分裂效应。接下来, 我们重点讨论延时可调阵列的近场波束分裂的性质。

首先, 整数 p 的取值由 $\bar{\theta}$ 决定。当 $\bar{\theta} \in [-1, 1]$ 时, p 取 0 即可使 $\theta_m = \bar{\theta} \in [-1, 1]$, 此时角度维度的波束分裂被完全消除; 而当 $\bar{\theta} \notin [-1, 1]$ 时, p 需要取非 0 值才能使 θ_m 满足物理约束。具体而言, 为使 $\theta_m \in [-1, 1]$, 我们有 $-1 \leq \bar{\theta} + 2p/\eta_m \leq 1$, 即

$$-\frac{\eta_m(1 + \bar{\theta})}{2} \leq p \leq \frac{\eta_m(1 - \bar{\theta})}{2}. \quad (4.15)$$

例如, 若 $\bar{\theta} = -1.5$, $B = 10$ GHz, $f_c = 100$ GHz, 则在子载波 f_m 上, p 的取值范围是 $[0.25\eta_m, 1.25\eta_m]$ 。进一步, 因为 η_m 的取值范围是 $[\frac{f_c - B/2}{f_c}, \frac{f_c + B/2}{f_c}] = [0.95, 1.0]$ 且 p 为整数, 我们有 $p \equiv 1$ 。此时, $\theta_m = -1.5 + 2/\eta_m$ 显然是频率相关的。

类似地, 整数 q 的取值由 $\bar{\alpha}$ 决定。当 $\bar{\alpha} > 0$ 时, q 取 0 即可使 $\alpha_m = \bar{\alpha} > 0$, 此时距离维度的波束分裂被完全消除; 而当 $\bar{\alpha} < 0$ 时, q 需要取大于 0 的整数才能使 α_m 满足物理约束, 此时不同子载波上的波束将聚焦在不同的距离 $r_m = \frac{1 - \bar{\theta}^2}{2\alpha_m}$ 。具体而言, 为使 $\alpha_m \geq 0$, 我们有 $\bar{\alpha} + 2q/(d\eta_m) \geq 0$, 即

$$q \geq \frac{-d\eta_m\bar{\alpha}}{2}. \quad (4.16)$$

比如, 若 $\bar{\alpha} = -\frac{2}{d}$, 我们有 $q \geq \eta_m$ 。相应的, 对于频率低于中心载频 f_c 的频谱范围, 我们有 $\eta_m = f_m/f_c \leq 1$, 此时 $q = 1$ 即可使 $\alpha_m = \frac{2}{d}(\frac{1}{\eta_m} - 1) > 0$; 对于频率高于中心载频 f_c 的频谱范围, 我们有 $\eta_m = f_m/f_c > 1$, 此时 $q = 2$ 即可使 $\alpha_m = \frac{2}{d}(\frac{2}{\eta_m} - 1) > 0$ 。因此, 采用反常的距离参数可以在距离维度引入波束分裂效应。

接着, 我们对比频率无关波束赋形的近场波束分裂效应 (引理4.1) 与频率相关波束赋形的近场波束分裂效应 (引理4.2) 的区别。对于频率无关波束 \mathbf{w}_{PS} , 其波束分裂的程度是不可控的。如引理4.1所示, \mathbf{w}_{PS} 在角度维度和距离维度的波束分裂仅由用户的位置信息 θ_0 和 r_0 决定, 其分裂的程度是固定的。而对于频率相关波束 $\mathbf{w}_m(\bar{\alpha}, \bar{\theta})$, 根据公式 (4.15) 和 (4.16), 可以通过改变 $\bar{\alpha}$ 和 $\bar{\theta}$ 的取值, 调整 p

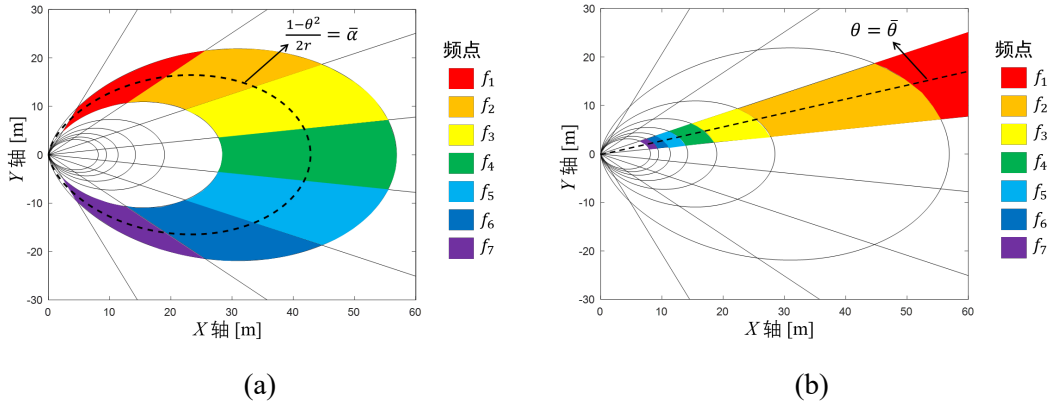


图 4.3 (a) 环状近场色散；(b) 辐射状近场色散

和 q 的大小，进而控制近场波束分裂的程度。因此，频率相关波束的近场波束分裂效应是可人为调控的，我们不仅能够缓解波束分裂的程度，还可以主动扩大波束分裂的程度，实现更灵活的波束管理。可控近场波束分裂的一个类比是由三棱镜引发的光的色散效应。不同波长的光在三棱镜中有不同的折射率，因而在通过三棱镜后会发散开，最终形成彩虹^[88]。在本文的讨论中，延时可调阵列的功能就类似于三棱镜。因此，本文又将可控近场波束分裂效应称为**近场色散**。

最后，我们给出可控近场波束分裂（近场色散）和可控远场波束分裂（远场色散）的区别。经典的远场色散效应可视为近场色散效应的一种特例。具体而言，远场色散效应假设通信距离非常大，即 $\alpha_m = \bar{\alpha} \equiv 0$ ，此时仅有角度维度的波束分裂是可控的。与之相反，近场色散效应可自由调控角度维度和距离维度的分裂程度。例如，可以将 $\bar{\theta}$ 设置为反常角度参数，将 $\bar{\alpha}$ 设置为正常距离参数。此时如图4.3 (a) 所示，不同频点的波束将聚焦在 $\bar{\alpha}$ - 距离环的不同角度上，形成“环状色散”。另一方面，我们可以将 $\bar{\theta}$ 设置为正常角度参数，将 $\bar{\alpha}$ 设置为反常距离参数。此时如图4.3 (b) 所示，不同频点的波束将聚焦在相同的角度 $\bar{\theta}$ ，以及不同距离上，形成“辐射状色散”。

图4.4进一步说明，延时可调阵列能够控制近场波束分裂的程度。我们设置天线数 N_t 为 256，中心载频 f_c 为 60 GHz，带宽 B 为 3 GHz。图4.4 (a) 展示了角度维度的近场色散效应。我们设置 $\bar{\theta} = -6 \notin [-1, 1]$ ， $\bar{r} = 10$ 米， $\bar{\alpha} = \frac{1}{2\bar{r}}$ 。图4.4 (a) 绘制了在 $\bar{\alpha}$ -距离环上不同子载波的阵列增益随空间角度 θ 的变化。需要指出的是，为了使图像更加清晰，我们只在图4.4 (a) 绘制了 16 个子载波。可以看到，整个带宽的波束聚焦在 $\bar{\alpha}$ -距离环上的不同角度，且覆盖了角度区间 $[-0.2, 0.2]$ ，这说明了角度维度近场色散的正确性。接着，图4.4 (b) 展示了距离维度的近场色散效应。我们设置 $\bar{\theta} = \sin \frac{\pi}{8} \in [-1, 1]$ ， $\bar{\alpha} = -\frac{2}{\bar{d}} < 0$ 。图4.4 (b) 绘制了在空间角度 $\bar{\theta}$ 上不同子载波的阵列增益随距离 r 的变化。可以看到，整个带宽的波束能够覆盖空间角

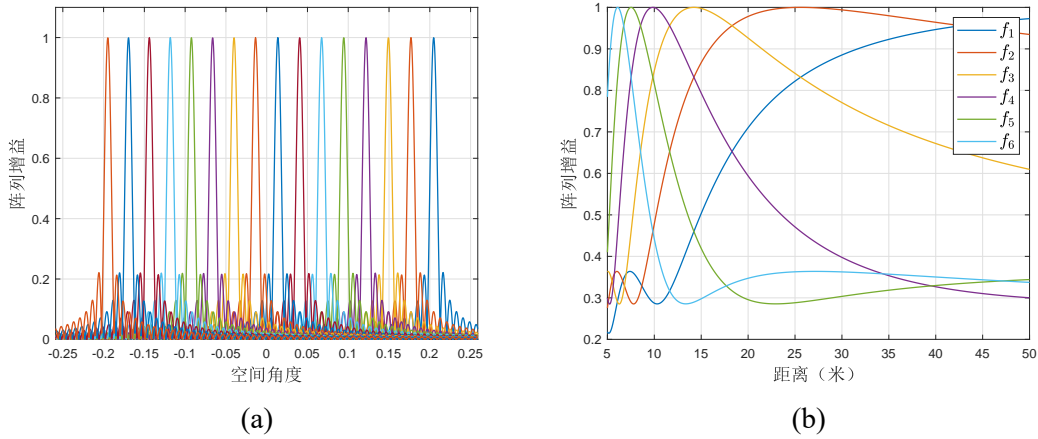


图 4.4 (a) 角度维度近场色散; (b) 距离维度近场色散

度 $\bar{\theta}$ 上的所有距离, 验证了距离维度近场色散的正确性。

总而言之, 通过精心调控近场波束分裂的程度, 整个带宽的波束可以同时覆盖多个角度和距离。我们将在下一章节利用这一特性实现快速的近场波束训练。

4.4 提出的近场色散波束训练方法

本章节首先介绍近场波束训练的概念, 阐明遍历式近场波束训练的巨大导频开销。针对这一问题, 我们利用近场色散实现低开销的近场信道估计。

4.4.1 遍历式近场波束训练

在 5G 系统中, 波束训练是一种被广泛采用的获取 CSI 的方案^[58]。近场波束训练的概念可以从经典的远场波束训练延伸而来。远场波束训练期望获取用户的方位 θ_0 。通过基站与用户之间的信令交互, 从预先定义的远场波束码本中选取接收信号能量最强的远场波束, 进而得到用户的方位 θ_0 。类似地, 近场波束训练期望获取用户的位置 (θ_0, r_0) 。通过基站与用户之间的信令交互, 从预先定义的近场波束码本中选取接收信号能量最强的近场波束, 进而得到用户的位置 (θ_0, r_0) 。

具体而言, 我们简要介绍使用延时可调阵列实现遍历式近场波束训练的流程^①。首先定义 $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$ 为待扫描的角度区间, 满足 $-1 \leq \theta_{\min} \leq \theta_{\max} \leq 1$ 。接着, 我们假设基站与用户之间的最小距离为 ρ_{\min} , 所以待扫描的距离区间为 $r_0 \in [\rho_{\min}, +\infty)$, 或 $\alpha_0 = \frac{1-\theta_0^2}{2r_0} \in [0, \alpha_{\max}]$, 其中 $\alpha_{\max} = \frac{1}{2\rho_{\min}}$ 。进一步, 我们从角度区间 $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$ 和距离区间 $[0, \alpha_{\max}]$ 中采样多个角度 $\{\bar{\theta}_u\}$ 和距离 $\{\bar{r}_{u,s}\}$ (或 $\{\bar{\alpha}_s\}$), 构造近场波束码本。由公式 (3.8) 和 (3.10) 可知, 为了降低码本中相邻

① 注意到该流程同样适用于窄带场景下使用相位可调阵列实现遍历式近场波束训练。

码字的相关性，角度维度遵循均匀采样准则，距离维度遵循非均匀采样准则，即

$$\begin{cases} \bar{\theta}_u = \theta_{\min} + \frac{u}{N_a}(\theta_{\max} - \theta_{\min}) \\ \bar{r}_{u,s} = \frac{1}{s+\kappa} \frac{D^2(1-\bar{\theta}_u^2)}{2\beta_d^2\lambda_c} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \bar{\theta}_u = \theta_{\min} + \frac{u}{N_a}(\theta_{\max} - \theta_{\min}) \\ \bar{\alpha}_s = (s + \kappa) \frac{\beta_d^2\lambda_c}{D^2} \end{cases} \quad (4.17)$$

其中 $\kappa \in [0, 1)$ 是一个常数， $u \in \{0, 1, \dots, N_a - 1\}$ ， $s \in \{0, 1, \dots, N_d - 1\}$ 。 N_a 表示采样的角度的数量， N_d 表示采样的距离环的数量。遍历式近场波束训练依次搜索所有的角度 $\{\bar{\theta}_u\}$ 和距离 $\{\bar{\alpha}_s\}$ ，从而获得用户的位置信息。

记 $t = sN_a + u$ ，其中 $t \in \{0, 1, \dots, N_aN_d - 1\}$ ， $u \in \{0, 1, \dots, N_a - 1\}$ ， $s \in \{0, 1, \dots, N_d - 1\}$ 。在第 t 个时隙，我们设置延时器的参数为 $\bar{\theta}[t] = \bar{\theta}_u = \theta_{\min} + \frac{u}{N_a}(\theta_{\max} - \theta_{\min})$ ， $\bar{\alpha}[t] = \bar{\alpha}_s = (s + \kappa) \frac{\beta_d^2\lambda_c}{D^2}$ ，相应的波束赋形矢量为 $\mathbf{w}_m(\bar{\theta}[t], \bar{\alpha}[t])$ 。因此，在时隙 t 和频点 f_m ，用户的接收信号为

$$y_{m,t} = \sqrt{P_t} \mathbf{h}_m^T \mathbf{w}_m(\bar{\theta}[t], \bar{\alpha}[t]) x_m + n_m, \quad (4.18)$$

其中 $n_m \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 为高斯噪声， P_t 表示发射功率， x_m 表示发射导频，满足 $\|x_m\| = 1$ 。在 $T_1 = N_aN_d$ 个时隙之后，我们可以根据接收信号能量最强的码字估计用户的位置，即

$$(\hat{\theta}_0, \hat{\alpha}_0) = \arg \max_{\bar{\theta}[t], \bar{\alpha}[t]} \sum_{m=0}^{M-1} \|y_{m,t}\|^2. \quad (4.19)$$

最后，在数据传输环节，基站使用波束 $\mathbf{w}_m(\hat{\theta}_0, \hat{\alpha}_0)$ 服务目标用户，即可实现准最优的阵列增益。

然而，上述近场波束训练方法需要遍历整个角度空间和距离空间，其导频开销为 $T_1 = N_aN_d \gg N_a$ 。显然，遍历式近场波束训练的导频开销要远大于远场波束训练的导频开销，严重压缩了数据传输的时间，这在实际系统中是不可接受的。因此，设计具有低导频开销的近场波束训练方案对超大规模阵列系统至关重要。

4.4.2 所提的近场波束训练

导致遍历式波束训练巨大导频开销的原因是基站在每个时隙只能测量一个物理位置。幸运的是，近场色散效应阐明了频率相关波束赋形能够仅通过一条射频频链产生聚焦于多个位置的多个波束，因而可以在每个时隙同时测量多个物理位置。受此启发，我们提出了一种基于近场色散的波束训练方法，显著降低导频开销。

具体而言，我们首先观察到，超大规模阵列在角度维度的分辨率通常远高于其在距离维度的分辨率，因而 N_a 通常远大于 N_d ，波束训练的导频开销主要由 N_a 决定。为了降低导频开销，我们利用角度维度的近场色散效应（如图4.3 (a) 所示），避免对最优角度的遍历搜索。也就是说，我们将 $\bar{\theta}$ 设置为反常角度参数，以频分

的方式搜索最优角度 θ_0 ；将 $\bar{\alpha}$ 设置为正常距离参数，以时分的方式搜索最优距离 r_0 。具体的算法流程见算法4.1。

算法 4.1 基于近场色散的波束训练

输入： 待扫描的角度区间 $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$ ；中心载波的角度聚焦点 θ_c ；距离环的采样数 N_d ；参数 β_d ；参数 κ

输出： 用户位置的估计值 $(\hat{\theta}_0, \hat{r}_0)$

- 1: $f_L = f_c - \frac{B}{2}$, $f_H = f_c + \frac{B}{2}$
 - 2: 反常角度参数: $\bar{\theta} = \theta_c - 2[\max\{f_L(\theta_{\max} - \theta_c), f_H(\theta_c - \theta_{\min})\}/B]$
 - 3: **for** $t \in [0, 1, \dots, N_d - 1]$ **do**
 - 4: 正常距离参数: $\bar{\alpha}[t] = (t + \kappa) \frac{\beta_d^2 \lambda_c}{D^2}$
 - 5: 接收信号: $y_{m,t} = \sqrt{P_t} \mathbf{h}_m^T \mathbf{w}_m(\bar{\theta}, \bar{\alpha}[t]) x_m + n_m$
 - 6: **end for**
 - 7: $(\hat{m}, \hat{t}) = \arg \max_{m,t} \|f_m y_{m,t}\|^2$
 - 8: $\hat{\theta}_0 = \bar{\theta} + (\theta_c - \bar{\theta}) f_c / f_{\hat{m}}$
 - 9: $\hat{\alpha}_0 = \bar{\alpha}_{\hat{t}}$, $\hat{r}_0 = \frac{1 - \hat{\theta}_0^2}{2\hat{\alpha}_0}$
-

首先，在算法4.1的步骤 1-2，我们期望设计反常角度参数 $\bar{\theta} \notin [-1, 1]$ ，在整个带宽 B 上，生成具有频率相关聚焦角度 $\theta_m = \bar{\theta}_m + \frac{2pf_c}{f_m}$ 的波束，且整个带宽上的波束能够覆盖整个待扫描的角度范围 $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$ 。为了实现这一目标，首先记中心频点 f_c 处的波束聚焦角度为 $\theta_c = \bar{\theta} + \frac{2pf_c}{f_c} = \bar{\theta} + 2p$ ，满足约束条件 $-1 \leq \theta_{\min} < \theta_c < \theta_{\max} \leq 1$ 。因此， $\bar{\theta}$ 可以表示为

$$\bar{\theta} = \theta_c - 2p, \quad p \in \mathbb{Z}. \quad (4.20)$$

不失一般性，我们主要讨论 $\bar{\theta} < -1$ 的情况，此时 $p = \frac{\theta_c - \bar{\theta}}{2} > \frac{-1 - \bar{\theta}}{2} > 0$ ，即 p 非负。在这种情况下， $\theta_m = \bar{\theta} + \frac{2pf_c}{f_m}$ 关于 f_m 单调递减。我们记系统的最高频点和最低频点分别为 $f_H = f_c + \frac{B}{2}$ 和 $f_L = f_c - \frac{B}{2}$ 。因此， θ_m 的最小值和最大值分别为 $\bar{\theta} + \frac{2pf_c}{f_H}$ 和 $\bar{\theta} + \frac{2pf_c}{f_L}$ 。我们希望设计 $\bar{\theta}$ ，使得 $[\bar{\theta} + \frac{2pf_c}{f_H}, \bar{\theta} + \frac{2pf_c}{f_L}]$ 覆盖整个待扫描的角度区域 $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$ ，即

$$\theta_{\min} \geq \bar{\theta} + \frac{2pf_c}{f_H}, \quad (4.21)$$

$$\theta_{\max} \leq \bar{\theta} + \frac{2pf_c}{f_L}. \quad (4.22)$$

联立 (4.20) (4.21) (4.22)，可以得到 $\bar{\theta}$ 的一个可行解为

$$\bar{\theta} = \theta_c - 2[\max\{f_L(\theta_{\max} - \theta_c), f_H(\theta_c - \theta_{\min})\}/B]. \quad (4.23)$$

其中 $[x]$ 表示大于等于 x 的最小整数， p 的取值为 $p = \frac{\theta_c - \bar{\theta}}{2} = [\max\{f_L(\theta_{\max} - \theta_c), f_H(\theta_c - \theta_{\min})\}/B]$ 。

接着在第 4 步，我们在不同的时隙 t 扫描不同的距离环 $\bar{\alpha}[t] = (t + \kappa) \frac{\beta_d^2 \lambda_c}{D^2}$ 。如图4.3 (a) 所示，频率相关波束赋形 $\mathbf{w}_m(\bar{\theta}, \bar{\alpha}[t])$ 能够以频分的方式生成多波束，覆

盖 $\bar{\alpha}[t]$ -距离环上的所有角度。此时，在时隙 t 、频点 f_m 上的接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} y_{m,t} &= \sqrt{P_t} \mathbf{h}_m^T \mathbf{w}_m(\bar{\theta}, \bar{\alpha}[t]) x_m + n_m = \beta g_{0,m} \mathbf{a}_m^T(\theta_0, r_0) \mathbf{w}_m(\bar{\theta}, \bar{\alpha}[t]) x_m + z_m \\ &= \beta g_{0,m} r_{m,t} x_m + z_m \end{aligned} \quad (4.24)$$

其中 $\beta = \sqrt{\frac{P_t N_t}{L}}$, $z_m = \beta \sum_{l=1}^{L-1} g_{l,m} \mathbf{a}_m^T(\theta_l, r_l) \mathbf{w}_m(\bar{\theta}, \bar{\alpha}[t]) x_m + n_m$, $r_{m,t} = \mathbf{a}_m^T(\theta_0, r_0) \mathbf{w}_m(\bar{\theta}, \bar{\alpha}[t])$ 。最优波束赋形对应于最强的阵列增益 $\|r_{m,t}\|^2$ 。由于高频信号的路损较大，尤其是在太赫兹频段，信道的能量几乎被直射径完全主导，我们有 $z_m \approx n_m$ 。因此， $r_{m,t}$ 的最大似然估计值可近似为

$$\hat{r}_{m,t} = \frac{y_{m,t}}{\beta g_{0,m} x_m}. \quad (4.25)$$

考虑到 $\|x_m\| = 1$, $\|r_{m,t}\|^2$ 的估计值为 $\|\hat{r}_{m,t}\|^2 = \frac{\|y_{m,t}\|^2}{\|\beta g_{0,m}\|^2}$ 。带入 β 和 $g_{0,m}$ 的数学模型，我们有 $\|\hat{r}_{m,t}\|^2 = C \|f_m y_{m,t}\|^2$ ，其中 C 是与 t 和 f_m 均无关的常数。接下来，在算法的第7步，我们计算所有 M 个子载波和 N_d 个时隙的阵列增益的最大值，得到最优波束的标签：

$$(\hat{m}, \hat{t}) = \arg \max_{m,t} \|\hat{r}_{m,t}\|^2 = \arg \max_{m,t} \|f_m y_{m,t}\|^2. \quad (4.26)$$

最后，在算法的第8-9步，根据近场色散的机理（引理4.2），可利用最优的波束标签反推用户的位置：

$$\hat{\theta}_0 = \bar{\theta} + (\theta_c - \bar{\theta}) f_c / f_{\hat{m}}, \quad (4.27)$$

$$\hat{\alpha}_0 = \bar{\alpha}_{\hat{t}}. \quad (4.28)$$

在估计出用户的位置后，基站即可使用波束 $\mathbf{w}_m(\hat{\theta}_0, \hat{\alpha}_0)$ 服务目标用户。近场色散波束训练的优点在于用户的角度信息是以频分波束的方式搜索得到的，其波束训练开销仅由搜索用户距离信息的导频开销决定。

4.4.3 导频开销分析

波束训练开销指的是用于波束训练的时隙数。显然，遍历式近场波束训练的开销为 $T_1 = N_a N_d$ ，而近场色散波束训练的开销为 $T_2 = N_d$ 。需要指出的是， N_d 通常是远小于 N_a 的。例如，考虑基站天线数为256，中心载波为60 GHz，用户到基站的最小距离为2米。在上述参数下， N_a 的取值通常为256， N_d 的取值通常为10。此时， $T_2 = 10$ 远小于 $T_1 = 2560$ 。因此，所提的近场色散波束训练方法可以显著降低导频开销。

4.5 仿真结果

本节给出仿真结果，验证所提近场色散波束训练方法的有效性。仿真参数如表4.1所示。

表 4.1 仿真参数

参数	取值	参数	取值
基站天线数 N_t	256	载波频率 f_c	60 GHz
带宽 B	3 GHz	子载波数 M	2048
最小距离 ρ_{\min}	3 米	角度区间 $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$	$[-\sin \frac{\pi}{3}, \sin \frac{\pi}{3}]$
θ_c	0	参数 κ	0
N_a	256	N_d	10

将 $\theta_c = 0$, $\theta_{\max} = \sin \frac{\pi}{3}$, $\theta_{\min} = -\sin \frac{\pi}{3}$, $f_c = 100$ GHz 以及 $B = 3$ GHz 带入到公式 (4.23)，可以得到 $p = 18$, $\bar{\theta} = -36$ 。我们使用系统的平均可达速率 R 评估波束训练的性能^①。 R 定义为：

$$R = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{P_t}{\sigma^2} \|\mathbf{h}_m^T \mathbf{w}_m\|^2 \right), \quad (4.29)$$

其中 \mathbf{w}_m 表示通过特定波束训练方法搜索得到的波束。所对比的波束训练方案包含：经典的远场色散波束训练方案^[84]、近场分层波束训练方案^[89]、远场分层波束训练方案^[60]、遍历式波束训练方案。同时，我们还考虑了用户位置 (θ_0, r_0) 已知时的理想波束赋形性能。

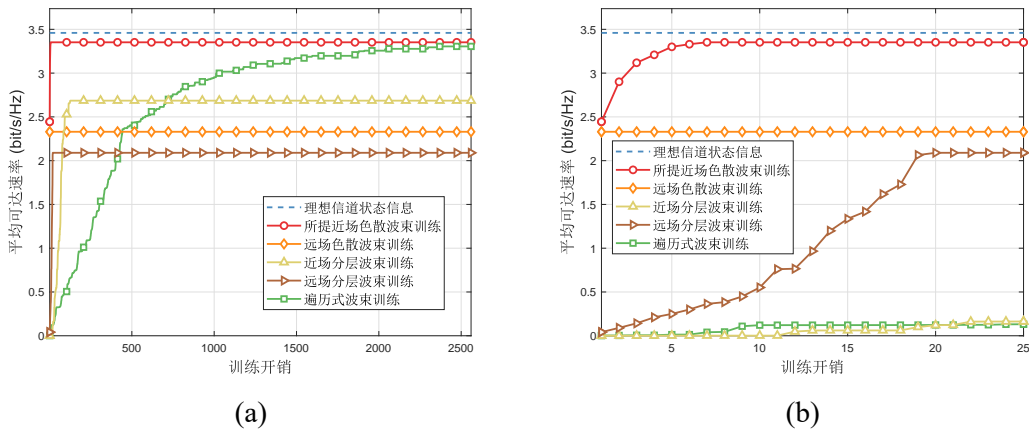


图 4.5 平均可达速率随训练开销的变化曲线

首先，图4.5给出了平均可达速率随训练开销的变化。训练开销从 0 增加到

① 为了清晰地展现近场效应的影响，我们忽略大尺度衰落的影响

$N_a N_d = 2560$ ，我们将信噪比设置为 10 dB，随机生成 1000 个用户位置做蒙特卡罗 (Monte Carlo) 仿真，其中用户的角度分布为 $\mathcal{U}(-\sin \frac{\pi}{3}, \sin \frac{\pi}{3})$ ，用户的距离分布为 $\mathcal{U}(3\text{米}, 30\text{米})$ 。显然，远场方案的训练开销都是非常低的。远场分层波束训练的开销仅为 22，远场色散波束训练的开销仅为 1。然而，由于远场算法忽略了用户的距离信息 r_0 ，这些方案的最高可达速率性能较差。另一方面，近场分层波束训练和遍历式波束训练可以实现较优的可达速率，但是这两种方案的导频开销较高。近场分层波束训练的导频开销为 200，而遍历式波束训练方法在导频开销在不低于 2000 时才能达到收敛。相比之下，所提的近场色散波束训练方案能够以极低的导频开销实现准最优的平均可达速率。这归因于两个因素：1) 所提方案同时搜索了近场用户的角度和距离信息，因而平均速率较高；2) 近场色散效应能够避免遍历搜索最优角度，因而导频开销较低。

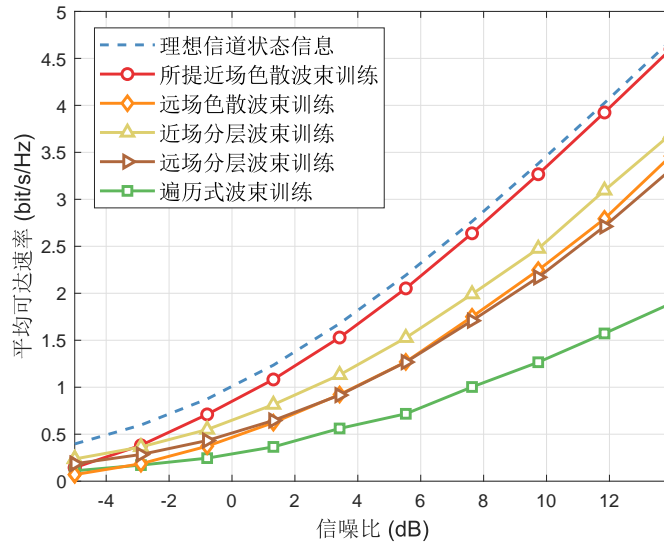


图 4.6 平均可达速率随信噪比的变化曲线

接着，我们在图4.6绘制了平均可达速率随信噪比的变化曲线。信噪比从-5 dB 增大到 15 dB。为了公平地比较算法性能，我们强制所有方法的最大导频开销为 256，其余参数与图4.5完全相同。图4.6表明，只要信噪比大于-2 dB，所提的近场色散波束训练方案优于所有的远近场波束训练方案，其平均可达速率性能逼近理论最优。特别的，当 $\text{SNR} = 10\text{ dB}$ 时，所提方案相较对比基线可提升传输速率约 25%。进一步，我们还观察到，在低信噪比区域，所提方案的性能与现有方案较为相似。这是因为遍历式波束训练方法以时分的方式搜索角度，每个角度与所有的频点均相关，基站在搜索最优角度时能够收集所有频点的能量降低噪声的干扰。而所提方案使用频分波束的方式搜索角度，每个角度仅与单个频点相关，无法降低噪声的干扰，因而该方案在低信噪比区域性能较差。一种可行的解决方案是使

用多个频点的能量联合判决最优的角度，改善近场色散波束训练方法在低信噪比环境下的性能。

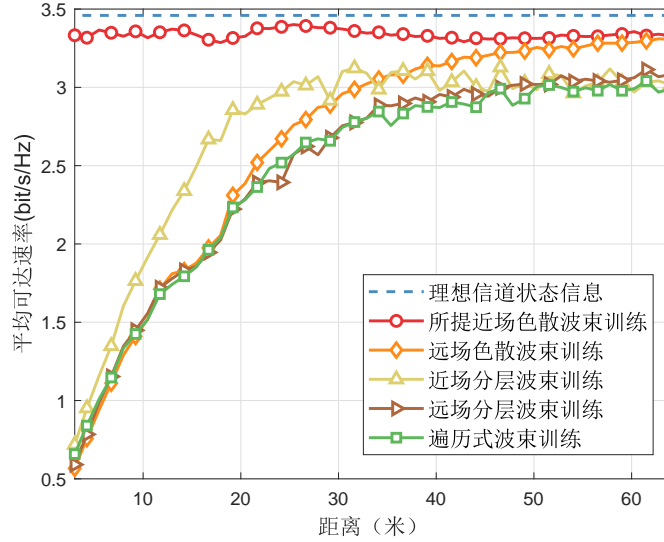


图 4.7 平均可达速率随距离的变化曲线

图4.7展示了平均可达速率随通信距离的变化。用户与基站之间的距离从 3 米逐渐增加到 60 米。我们设置 SNR 为 10 dB，最大导频开销为 256，用户的角度范围为 $\mathcal{U}(-\sin \frac{\pi}{6}, \sin \frac{\pi}{6})$ 。其余参数与图4.5完全相同。图4.7表明随着通信距离的缩小，近场效应逐渐明显，远场波束训练方案的性能快速地恶化。对于遍历式波束训练方法，由于我们将最大导频开销固定为 256，该方案仅可扫描远场区域的位置格点，难以在近场环境下实现高速的数据传输。另一方面，近场分层波束训练方案在通信距离小于 20 米时存在较严重的速率损失。与之相比，所提方案能够以非常低的导频开销搜索到准最优的用户角度和距离，因此其在远近场环境下均可实现稳定的传输速率。

最后，我们在图4.8给出了平均可达速率随用户角度 θ_0 的变化曲线。用户的角度 θ_0 从 $-\sin \frac{\pi}{3}$ 增加到 $\sin \frac{\pi}{3}$ ，用户的距离 r_0 从分布 $\mathcal{U}(3\text{米}, 30\text{米})$ 中随机生成。注意到，远场波束训练方案在空间角度较小时性能损失更为严重。这一现象可由第2章所推导的有效瑞利距离解释： θ_0 越小，有效瑞利距离越大，近场效应越明显，因而远场方案速率损失越为严重。与之相比，所提的近场色散波束训练方案在所有的空间角度上，均可实现超过 95% 的理想传输速率。

4.6 本章小结

在本章节，我们提出了基于近场色散的波束训练方案。我们揭示了频率相关波束赋形能够灵活控制近场波束分裂效应的程度，进而利用该效应实现快速的近

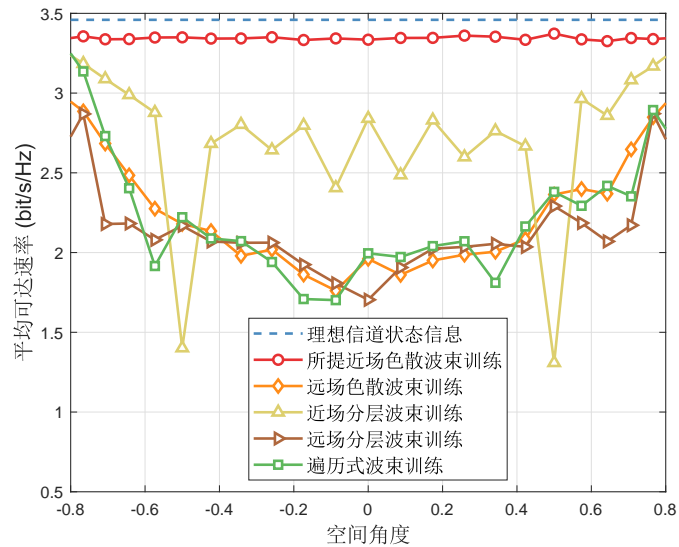


图 4.8 平均可达速率随空间角度的变化曲线

场波束训练。所提方案的优势在于：1) 能够灵活地控制宽带波束在角度维度和距离维度上的覆盖范围；2) 以极低的导频开销实现准最优的近场波束赋形；3) 无论是在远场还是近场传输环境均可实现稳定的增益。需要指出的是，虽然本章节以延时可调阵列为例证明了近场色散效应，但是该证明方法易于扩展至其他频率相关波束赋形架构，例如时相联合调控架构、全数字预编码架构、机械调控真延时架构等。

本章相关研究成果撰写论文一篇，已经被国际期刊 *IEEE Transactions on Wireless Communications*^[57] 录用；并申请 PCT 国际专利一项。

第 5 章 结论

5.1 论文贡献

本文紧紧围绕远场通信理论与近场传播环境失配这一关键科学问题，开展超大规模阵列近场传输方法研究。本文从近场波束赋形性质未知、近场角度域信道非稀疏和近场波束训练开销较高三个角度开展研究，首先利用菲涅尔区近似分析了近场波束阵列增益的性质，接着提出了基于极坐标域表示的近场信道估计和基于近场色散的近场波束训练两项关键技术，有效弥补了现有远场方法在近场传播环境下存在的性能损失，为超大规模阵列近场通信提供了可行的解决方案。具体贡献如下。

1. 本文率先定量分析了近场波束赋形的性质。在均匀线性阵列的框架下，给出了近场波束阵列增益在角度维度和距离维度的解析解，进而推导了近场波束在角度维度和距离维度的宽度，证实了近场波束赋形的角度聚焦性和距离聚焦性。同时，我们还从阵列增益损失的角度定义并推导了有效瑞利距离，修正瑞利距离在衡量近场通信范围时的误差。最后，我们在 2304 单元的超大规模阵列上实测了近场波束赋形的性能。
2. 针对近场角度域信道非稀疏导致远场信道估计方法不精确的问题，本文提出了基于极坐标域表示的近场信道估计方法。区别于只挖掘信道角度信息的角度域表示，所提的极坐标域表示能够同时挖掘信道的角度和距离信息。同时，以最小化矩阵最大相关性为目标，本文证明了极坐标域表示的均匀角度采样准则和非均匀距离采样准则，给出了构造极坐标域表示矩阵的方法。最后，我们提出了 P-OMP 算法和 P-IGW 算法以较低的导频开销精确地估计极坐标域近场信道。仿真结果表明，所提方法在远近场传输环境下均可实现稳定的估计性能。
3. 针对近场波束训练导频开销较大的问题，本文利用近场波束在不同子载波的特征，提出了基于近场色散的近场波束训练方法。在宽带系统下，我们首先证明了频率无关波束赋形的近场波束分裂效应，即不同频点的信号以球面波的形式聚焦到不同的物理位置。接着，我们证明了频率相关波束赋形能够灵活控制近场波束分裂的程度，我们将这一现象称为近场色散。基于近场色散现象，我们提出了新型的波束训练策略。所提方法的核心思想是以频分的方式搜索用户的方位，以时分的方式搜索用户到基站的距离，进而大幅降低波束训练的导频开销。

5.2 未来研究工作

本文面向超大规模阵列的近场传输技术上展开探索，提出了相应的解决方案，但仍有许多问题没有得到解决，有待更深入地研究。以下是我们总结的值得进一步讨论的方向：

1. 在近场阵列增益理论分析中，我们从阵列增益损失的角度定义了有效瑞利距离，修正了近场通信范围。实际上，在不同的系统性能指标下，近场通信范围会有所区别。后续工作可以根据特定的通信场景，定义并推导特定的近场通信范围指标。例如，我们可以关注近场范围内 MIMO 信道的秩的变化^[90]，给出收发机都是超大规模阵列时的近场通信范围指标。
2. 在近场阵列增益理论分析中，我们证实了近场波束的位置聚焦性。未来，我们可以利用该特性改善 6G 网络的性能。例如，我们可以使用近场波束的位置聚焦性，同时服务位于同一个方向、不同距离上的两个用户，实现近场空分多址；其次，近场波束的位置聚焦性可以将更多的能量聚集在目标用户上，一方面改善无线传能的性能，另一方面提升通信系统的安全性。
3. 在基于极坐标域表示的近场信道估计中，所提的极坐标域表示矩阵 \mathbf{P} 同时适配远近场传播环境。然而该矩阵的规模通常较大，使得所提 P-OMP 和 P-IGW 算法的复杂度较高。是否能利用无线环境的先验知识，降低近场信道估计算法的复杂度，是一个值得研究的方向。
4. 在基于近场色散的近场波束训练中，我们以延时可调阵列为例介绍了近场色散现象和所提的波束训练方法。在实际应用中，延时可调阵列面临着功耗成本较高的问题。后续研究可以将所揭示的近场色散现象扩展至功耗更低的时相二维波束赋形架构^[36]。
5. 在本文的研究中，我们假设用户要么处于近场环境，要么处于远场环境。然而在实际应用中，无线电磁环境中存在着多个散射体，其中部分散射体位于近场，而余下散射体则位于远场。此时，基站到用户的信道将同时包含远场路径分量和近场路径分量。尽管本文所提的近场方法也能够处理远场路径分量，但是其复杂度通常较高。因此，后续工作可以研究适配远近混合场通信环境的传输方法^[91]。
6. 本文的研究将超大规模阵列部署在基站，考虑的是集中式的、发射式的阵列。在未来 6G 网络中，部署在无蜂窝网络中的分布式阵列、部署为智能超表面的反射式阵列也是重要的候选技术^[92-93]。如何设计分布式阵列、反射式阵列的近场传输方法，也将是一个重要的研究方向。

参考文献

- [1] Larsson E G, Edfors O, Tufvesson F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 186-195.
- [2] Saad W, Bennis M, Chen M. A vision of 6G wireless systems: Applications, trends, technologies, and open research problems[J]. *IEEE Network*, 2020, 34(3): 134-142.
- [3] 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.
- [4] Cui M, Wu Z, Lu Y, et al. Near-field MIMO communications for 6G: Fundamentals, challenges, potentials, and future directions[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2023, 61(1): 40-46.
- [5] 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: 1-7.
- [6] Andrews J G, Buzzi S, Choi W, et al. What will 5G be?[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [7] Zhang Z, Xiao Y, Ma Z, et al. 6G wireless networks: Vision, requirements, architecture, and key technologies[J]. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 2019, 14(3): 28-41.
- [8] Marcus M J. 5G and “IMT for 2020 and beyond” [Spectrum Policy and Regulatory Issues][J]. *IEEE Wireless Communications*, 2015, 22(4): 2-3.
- [9] Ghosh A, Maeder A, Baker M, et al. 5G evolution: A view on 5G cellular technology beyond 3GPP release 15[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 127639-127651.
- [10] Popovski P, Trillingsgaard K F, Simeone O, et al. 5G wireless network slicing for eMBB, uRLLC, and mMTC: A communication-theoretic view[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 55765-55779.
- [11] 龚达宁, 王雪梅, 曹磊. 全球 5G 商用发展及趋势展望[J]. *信息通信技术与政策*, 2020(12): 7-10.
- [12] 3GPP TS 38.300 V15.2.0. 3rd generation partnership project; technical specification group radio access network; NR; NR and NGRAN overall description; stage 2 (release 15)[S]. 2018.
- [13] 3GPP TS 38.300 V16.2.0. 3rd generation partnership project; technical specification group radio access network; NR; NR and NGRAN overall description; stage 2 (release 16)[S]. 2020.
- [14] 3GPP TS 38.300 V17.3.0. 3rd generation partnership project; technical specification group radio access network; NR; NR and NGRAN overall description; stage 3 (release 17)[S]. 2022.
- [15] Xia X, Mei C, Zhou X, et al. A review of 3GPP release 18 on smart energy and infrastructure [C]//Proceedings of IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops'21). 2021: 384-388.
- [16] Zhang Y, Long B. A review of 5G-Advanced service and system aspects standardization in 3GPP[C]//Proceedings of IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops'22). 2022: 94-99.

-
- [17] GSMA. 中国移动经济发展 2023[EB/OL]. 2023. https://www.gsma.com/mobileeconomy/wp-content/uploads/2023/03/The-Mobile-Economy-Report-China-2023_CN.pdf.
- [18] 魏克军. 全球 6G 研究进展综述[J]. 移动通信, 2020, 44(3): 34-36.
- [19] ITU-R. Report on the thirty-fourth meeting of Working Party 5D[R]. Geneva, 2020.
- [20] Uusitalo M A, Ericson M, Richerzhagen B, et al. Hexa-X the European 6G flagship project [C]//Proceedings of 2021 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit). 2021: 580-585.
- [21] U.S. Department of Defense. Department of defense technology vision for an era of competition [EB/OL]. 2022. <https://www.defense.gov/News/Releases/Release/Article/2921482/departme-nt-of-defense-technology-vision-for-an-era-of-competition/>.
- [22] You X, Wang C X, Huang J, et al. Towards 6G wireless communication networks: Vision, enabling technologies, and new paradigm shifts[J]. Science China Information Sciences, 2021, 64(1): 1-74.
- [23] IMT-2030 (6G) 推进组. 6G 总体愿景与潜在关键技术[R]. 2021.
- [24] Boccardi F, Heath R W, Lozano A, et al. Five disruptive technology directions for 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 74-80.
- [25] Lu L, Li G Y, Swindlehurst A L, et al. An overview of massive MIMO: Benefits and challenges [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 742-758.
- [26] Akyildiz I F, Han C, Nie S. Combating the distance problem in the millimeter wave and terahertz frequency bands[J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56(6): 102-108.
- [27] Marzetta T L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11): 3590-3600.
- [28] Marzetta T L, Larsson E G, Yang H, et al. Fundamentals of massive MIMO[M]. Cambridge University Press, 2016.
- [29] Dai L, Gao X, Su X, et al. Low-complexity soft-output signal detection based on Gauss-Seidel method for uplink multiuser large-scale MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(10): 4839-4845.
- [30] Yu X, Shen J C, Zhang J, et al. Alternating minimization algorithms for hybrid precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(3): 485-500.
- [31] Alkhateeb A, El Ayach O, Leus G, et al. Channel estimation and hybrid precoding for millimeter wave cellular systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 831-846.
- [32] Choi J, Chance Z, Love D J, et al. Noncoherent trellis coded quantization: A practical limited feedback technique for massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(12): 5016-5029.
- [33] Alkhateeb A, Leus G, Heath R W. Limited feedback hybrid precoding for multi-user millimeter wave systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(11): 6481-6494.
- [34] Ayach O E, Rajagopal S, Abu-Surra S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3): 1499-1513.

-
- [35] Gao X, Dai L, Han S, et al. Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(4): 998-1009.
- [36] 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.
- [37] Uusitalo M, Rugeland P, Boldi M, et al. RFocus: Beamforming using thousands of passive antennas[C]//*Proceedings of 17th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI'20)*. 2020: 1047-1061.
- [38] Cui M, Wu Z, Chen Y, et al. Demo: Low-power communications based on RIS and AI for 6G[C]//*Proceedings of IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops'22)*. 2022: 1-2.
- [39] Akyildiz I F, Jornet J M. Realizing ultra-massive MIMO (1024×1024) communication in the (0.06–10) terahertz band[J]. *Nano Communication Networks*, 2016, 8: 46-54.
- [40] 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.
- [41] Rappaport T S, Xing Y, Kanhere O, et al. Wireless communications and applications above 100 GHz: Opportunities and challenges for 6G and beyond[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 78729-78757.
- [42] 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.
- [43] IMT-2030 (6G) 推进组. 超大规模 MIMO 技术研究报告[R]. 2022.
- [44] Madlmayr G, Langer J, Kantner C, et al. NFC devices: Security and privacy[C]//*Proceedings of 2008 Third International Conference on Availability, Reliability and Security*. 2008: 642-647.
- [45] Myers N J, Heath R W. Infocus: A spatial coding technique to mitigate misfocus in near-field LoS beamforming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(4): 2193-2209.
- [46] Selvan K T, Janaswamy R. Fraunhofer and Fresnel distances: Unified derivation for aperture antennas[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2017, 59(4): 12-15.
- [47] Headland D, Monnai Y, Abbott D, et al. Tutorial: Terahertz beamforming, from concepts to realizations[J]. *APL Photonics*, 2018, 3: 051101.
- [48] Pizzo A, Sanguinetti L, Marzetta T L. Fourier plane-wave series expansion for holographic MIMO communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(9): 6890-6905.
- [49] Cui M, Dai L, Schober R, et al. Near-field wideband beamforming for extremely large antenna array[EB/OL]. 2021. <https://arxiv.org/abs/2109.10054>.
- [50] Tse D, Viswanath P. *Fundamentals of wireless communications*[M]. Cambridge University Press, 2005.
- [51] 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.

-
- [52] Karimkashi S, Kishk A A. Focusing properties of fresnel zone plate lens antennas in the near-field region[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2011, 59(5): 1481-1487.
- [53] Gao Z, Hu C, Dai L, et al. Channel estimation for millimeter-wave massive MIMO with hybrid precoding over frequency-selective fading channels[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(6): 1259-1262.
- [54] Rodríguez-Fernández J, González-Prelcic N, Venugopal K, et al. Frequency-domain compressive channel estimation for frequency-selective hybrid millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(5): 2946-2960.
- [55] Cui M, Dai L. Channel estimation for extremely large-scale MIMO: Far-field or near-field?[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2022, 70(4): 2663-2677.
- [56] Cui M, Dai L. Near-field channel estimation for extremely large-scale MIMO with hybrid precoding[C]//*Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM'21)*. 2021: 1-6.
- [57] Cui M, Dai L, Wang Z, et al. Near-field rainbow: Wideband beam training for XL-MIMO[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022: 1-15.
- [58] Mumtaz S, Rodriguez J, Dai L. Mmwave massive MIMO: A paradigm for 5G[M]. Academic Press, 2016.
- [59] Sherman J. Properties of focused apertures in the fresnel region[J]. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 1962, 10(4): 399-408.
- [60] Ning B, Chen Z. An optimization-based wide-beam design for THz MIMO[C]//*Proceedings of IEEE Global Communications Conference Workshops (GLOBECOM Workshops'22)*. 2022: 1802-1807.
- [61] Chen K, Qi C, Li G Y. Two-step codeword design for millimeter wave massive MIMO systems with quantized phase shifters[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 170-180.
- [62] Gao X, Dai L, Zhang Y, et al. Fast channel tracking for terahertz beamspace massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(7): 5689-5696.
- [63] Sun C, Gao X, Jin S, et al. Beam division multiple access transmission for massive MIMO communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(6): 2170-2184.
- [64] Zhou Z, Gao X, Fang J, et al. Spherical wave channel and analysis for large linear array in LoS conditions[C]//*Proceedings of IEEE Global Communications Conference Workshops (GLOBECOM Workshops'15)*. 2015: 1-6.
- [65] Ericsson. Radio stripes: re-thinking mobile networks[EB/OL]. 2019. <https://www.ericsson.com/en/blog/2019/2/radiostripes>.
- [66] Shaik Z H, Björnson E, Larsson E G. MMSE-optimal sequential processing for cell-free massive MIMO with radio stripes[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(11): 7775-7789.
- [67] Damask J N. Polarization optics in telecommunications[M]. Springer, 2005.
- [68] Wei X, Hu C, Dai L. Deep learning for beamspace channel estimation in millimeter-wave massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(1): 182-193.
- [69] Eldar Y C, Kutyniok G. Compressed sensing: Theory and applications[M]. Cambridge University Press, 2012.

-
- [70] Hu C, Dai L, Mir T, et al. Super-resolution channel estimation for mmWave massive MIMO with hybrid precoding[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(9): 8954-8958.
- [71] González-Prelcic N, Xie H, Palacios J, et al. Wideband channel tracking and hybrid precoding for mmWave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(4): 2161-2174.
- [72] Rodríguez-Fernández J, González-Prelcic N, Heath R W. A compressive sensing-maximum likelihood approach for off-grid wideband channel estimation at mmWave[C]//*Proceedings of IEEE 7th International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP'17)*. 2017: 1-5.
- [73] Gao X, Dai L, Han S, et al. Reliable beamspace channel estimation for millimeter-wave massive MIMO systems with lens antenna array[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(9): 6010-6021.
- [74] Heath R W, González-Prelcic N, Rangan S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10(3): 436-453.
- [75] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 清华大学出版社, 2004.
- [76] Boyd S P, Vandenberghe L. *Convex optimization*[M]. Cambridge University Press, 2004.
- [77] Zhang Z, Dai L, Chen X, et al. Active RIS vs. passive RIS: Which will prevail in 6G?[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(3): 1707-1725.
- [78] Elayan H, Amin O, Shihada B, et al. Terahertz band: The last piece of RF spectrum puzzle for communication systems[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2020, 1: 1-32.
- [79] Tan J, Dai L. Thz precoding for 6G: Challenges, solutions, and opportunities[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2022: 1-8.
- [80] Wang B, Gao F, Jin S, et al. Spatial- and frequency-wideband effects in millimeter-wave massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(13): 3393-3406.
- [81] Ghaderi E, Sivadhan Ramani A, Rahimi A A, et al. An integrated discrete-time delay-compensating technique for large-array beamformers[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2019, 66(9): 3296-3306.
- [82] Hashemi H, Chu T s, Roderick J. Integrated true-time-delay-based ultra-wideband array processing[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2008, 46(9): 162-172.
- [83] Liao A, Gao Z, Wang D, et al. Terahertz ultra-massive MIMO-based aeronautical communications in space-air-ground integrated networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(6): 1741-1767.
- [84] Boljanovic V, Yan H, Lin C C, et al. Fast beam training with true-time-delay arrays in wideband millimeter-wave systems[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2021, 68(4): 1727-1739.
- [85] Tan J, Dai L. Wideband beam tracking in THz massive MIMO systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(6): 1693-1710.
- [86] 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.

- [87] Shi X, Wang J, Sun Z, et al. Chirp-based hierarchical beam training for extremely large-scale massive mimo[EB/OL]. 2022. <https://arxiv.org/abs/2301.11570>.
- [88] Ghasempour Y, Shrestha R, Charous A, et al. Single-shot link discovery for terahertz wireless networks[J]. *Nature Communications*, 2020, 11(1): 1-6.
- [89] Wei X, Dai L, Zhao Y, et al. Codebook design and beam training for extremely large-scale RIS: Far-field or near-field?[J]. *China Communications*, 2022, 19(6): 193-204.
- [90] Miller D A. Waves, modes, communications, and optics: A tutorial[J]. *Advances in Optics and Photonics*, 2019, 11(3): 679-825.
- [91] Wei X, Dai L. Channel estimation for extremely large-scale massive MIMO: Far-field, near-field, or hybrid-field?[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(1): 177-181.
- [92] Tang W, Chen M Z, Chen X, et al. Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(1): 421-439.
- [93] Mu X, Liu Y, Guo L, et al. Simultaneously transmitting and reflecting (STAR) RIS aided wireless communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(5): 3083-3098.

附录 A 定理 2.1 的证明

将 $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ 和 $\bar{\theta} = \theta$ 带入式 (2.11) 中可得

$$f(r, \bar{r}, \bar{\theta}, \bar{\theta}) \approx \left| \frac{1}{N_t} \sum_{n=-N}^N e^{-jkn^2 d^2 (1-\bar{\theta}^2) (\frac{1}{2r} - \frac{1}{2\bar{r}})} \right| = \left| \frac{1}{N_t} \sum_{n=-N}^N e^{-j\pi n^2 d^2 \frac{1-\bar{\theta}^2}{\lambda} (\frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}})} \right| \quad (\text{A.1})$$

$$\stackrel{(a)}{=} \left| \frac{1}{N_t} \sum_{m=-\frac{1}{2} + \frac{1}{N_t}}^{\frac{1}{2} - \frac{1}{N_t}} e^{-j\pi m^2 N_t^2 d^2 \frac{1-\bar{\theta}^2}{\lambda} (\frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}})} \right|. \quad (\text{A.2})$$

在等式 (a) 中, 我们令 $m = \frac{n}{N_t}$, 由于 n 的求和范围是 $\{-N, -N+1, \dots, N\}$, 且 $N_t = 2N+1$, 易知 m 的求和范围是 $\{-\frac{1}{2} + \frac{1}{N_t}, -\frac{1}{2} + \frac{2}{N_t}, \dots, \frac{1}{2} - \frac{1}{N_t}\}$, 由此可得到式 (A.2)。接着, 令 $x = -\frac{N_t^2 d^2 (1-\bar{\theta}^2)}{\lambda} (\frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}})$, 当基站天线数 N_t 非常大时, 可使用积分运算替换 (A.2) 中的求和运算, 即

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} f(r, \bar{r}, \bar{\theta}, \bar{\theta}) \approx \left| \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} e^{j\pi m^2 x} dm \right| = \left| 2 \int_0^{\frac{1}{2}} e^{j\pi m^2 x} dm \right|. \quad (\text{A.3})$$

进一步, 当 $x > 0$ 时, 令 $m^2 x = \frac{1}{2} t^2$, 我们可以做如下积分变换:

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} f(r, \bar{r}, \bar{\theta}, \bar{\theta}) \approx \left| 2 \int_0^{\frac{1}{2}} e^{j\pi m^2 x} dm \right| = \left| \frac{2}{\sqrt{2x}} \int_0^{\sqrt{2x}/2} e^{j\frac{1}{2}\pi t^2} dt \right|. \quad (\text{A.4})$$

记 $\beta = \sqrt{2x}/2 = \sqrt{\frac{N_t^2 d^2 (1-\bar{\theta}^2)}{2\lambda} (\frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}})}$, $C(\beta) = \int_0^\beta \cos \frac{\pi}{2} t^2 dt$, $S(\beta) = \int_0^\beta \sin \frac{\pi}{2} t^2 dt$, 则阵列增益可表示为:

$$\lim_{N_t \rightarrow \infty} f(r, \bar{r}, \bar{\theta}, \bar{\theta}) \approx \left| \frac{C(\beta) + jS(\beta)}{\beta} \right|. \quad (\text{A.5})$$

同理, 当 $x < 0$ 时, 阵列增益也可以表示为 (A.5) 的形式, 此时 $\beta = \sqrt{-2x}/2 = \sqrt{\frac{N_t^2 d^2 (1-\bar{\theta}^2)}{2\lambda} (\frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}})}$ 。综上所述, $\beta = \sqrt{\frac{N_t^2 d^2 (1-\bar{\theta}^2)}{2\lambda} \left| \frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}} \right|} = \sqrt{\frac{D^2 (1-\bar{\theta}^2)}{2\lambda} \left| \frac{1}{r} - \frac{1}{\bar{r}} \right|}$, 证毕。

附录 B 式 (3.20) 与 (3.21) 中梯度 $\nabla \mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})$ 的计算

本附录给出 $\mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})$ 关于 $\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}} = [\frac{1}{\hat{r}_1}, \frac{1}{\hat{r}_2}, \dots, \frac{1}{\hat{r}_L}]$ 与 $\hat{\boldsymbol{\theta}} = [\hat{\theta}_0, \hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_{L-1}]$ 的梯度。对于第 l 个角度参数 $\hat{\theta}_l$, $\mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})$ 的偏导可以表示为

$$\frac{\partial \mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})}{\partial \hat{\theta}_l} = -\tilde{\mathbf{y}}^H \frac{\partial \tilde{\boldsymbol{\Phi}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^\dagger(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})}{\partial \hat{\theta}_l} \tilde{\mathbf{y}}. \quad (\text{B.1})$$

为简化表达, 在接下来的推导中我们省略 $(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})$ 。由于 $\tilde{\boldsymbol{\Phi}}^\dagger = (\tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H \tilde{\boldsymbol{\Phi}})^{-1} \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H$, $\tilde{\boldsymbol{\Phi}} \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^\dagger$ 的偏导为

$$\frac{\partial \tilde{\boldsymbol{\Phi}} \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^\dagger}{\partial \hat{\theta}_l} = \frac{\partial \tilde{\boldsymbol{\Phi}}}{\partial \hat{\theta}_l} (\tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H \tilde{\boldsymbol{\Phi}})^{-1} \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H + \tilde{\boldsymbol{\Phi}} \frac{\partial (\tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H \tilde{\boldsymbol{\Phi}})^{-1}}{\partial \hat{\theta}_l} \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H + \tilde{\boldsymbol{\Phi}} (\tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H \tilde{\boldsymbol{\Phi}})^{-1} \frac{\partial \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H}{\partial \hat{\theta}_l}. \quad (\text{B.2})$$

接着, 由于矩阵逆的微分满足 $d\mathbf{A}^{-1} = -\mathbf{A}^{-1}(d\mathbf{A})\mathbf{A}^{-1}$, $(\tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H \tilde{\boldsymbol{\Phi}})^{-1}$ 的偏导可以表示为

$$\frac{\partial (\tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H \tilde{\boldsymbol{\Phi}})^{-1}}{\partial \hat{\theta}_l} = -(\tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H \tilde{\boldsymbol{\Phi}})^{-1} \left(\frac{\partial \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H}{\partial \hat{\theta}_l} \tilde{\boldsymbol{\Phi}} + \tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H \frac{\partial \tilde{\boldsymbol{\Phi}}}{\partial \hat{\theta}_l} \right) (\tilde{\boldsymbol{\Phi}}^H \tilde{\boldsymbol{\Phi}})^{-1}. \quad (\text{B.3})$$

进一步, 由于 $\tilde{\boldsymbol{\Phi}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}}) = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{A} \tilde{\mathbf{P}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})$, $\tilde{\boldsymbol{\Phi}}$ 的偏导可以表示为:

$$\frac{\partial \tilde{\boldsymbol{\Phi}}}{\partial \hat{\theta}_l} = \mathbf{D}^{-1} \mathbf{A} \frac{\partial \tilde{\mathbf{P}}}{\partial \hat{\theta}_l}, \quad (\text{B.4})$$

其中 $\tilde{\mathbf{P}}$ 的偏导为

$$\frac{\partial \tilde{\mathbf{P}}}{\partial \hat{\theta}_l} = \left[\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}, \frac{\partial \mathbf{a}(\hat{\theta}_l, \hat{r}_l)}{\partial \hat{\theta}_l}, \mathbf{0}, \dots, \mathbf{0} \right]. \quad (\text{B.5})$$

联立 (B.1) - (B.5), 我们可以得到目标函数 $\mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})$ 关于 $\hat{\theta}_l$ 的偏导。同样的步骤可以用于求解 $\mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})$ 关于其他角度参数和距离参数的偏导。注意到, 在求解关于 $\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}}$ 的偏导时, (B.5) 需要被替换为

$$\frac{\partial \tilde{\mathbf{P}}}{\partial \frac{1}{\hat{r}_l}} = \left[\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}, \frac{\partial \mathbf{a}(\hat{\theta}_l, \hat{r}_l)}{\partial \frac{1}{\hat{r}_l}}, \mathbf{0}, \dots, \mathbf{0} \right]. \quad (\text{B.6})$$

最后, 将所有求得的偏导数拼接成列向量, 即可得到 $\nabla_{\frac{1}{\hat{\mathbf{r}}}} \mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})$ 和 $\nabla_{\hat{\boldsymbol{\theta}}} \mathcal{L}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\mathbf{r}})$ 。

致 谢

衷心感谢我的导师戴凌龙教授在我整个研究生期间对我无微不至的指导与支持。戴老师深厚的专业知识、敏锐的科研目光、严谨的治学态度以及远大的学术追求，深深地鼓舞了我。他的“走出舒适区”、“他山之石可以攻玉”等科研理念对我确定研究方向、夯实专业基础、提升学术水平起到了深远的影响。同时，戴老师还提供给了我综合发展的平台，多次给予我参与实验室重大项目申报的机会，在与戴老师一次次的头脑风暴中，我的逻辑思维能力、表达展示能力以及文字撰写能力也得到了充分地锻炼。最后在科研之外，也感谢戴老师对我生活上无私的帮助。

感谢实验室高级访问学者、中原工学院的李建军教授对我在工程项目和通信标准上的指导和帮助。李老师具有丰富的行业经验，与他的交流不仅有益于我积累工程实践的专业知识，更帮助了我明确未来的人生发展规划。感谢谭竞博师兄作为我科研上的引路人，在我初入实验室时指导我大规模阵列通信的相关专业知识，同时也感谢谭竞博师兄对我生活上的各种帮助。

感谢清华大学电子系周世东老师、王昭诚老师以及葛宁老师对我文章写作方面的建议。感谢加拿大英属哥伦比亚大学 Robert Schober 教授、英国南安普顿大学的 Lajos Hanzo 教授在近场宽带通信方向的研究所给予我的指导。

感谢实践基地行晟科技的张剑年老师，微波与天线研究所的杨帆老师和许慎恒老师，实验室吴梓栋师兄、陈宇豪师弟等人对我在阵列实测验证上提供的指导与帮助。感谢孙莹老师、高镇老师、潘剑老师、熊孝文老师、苏晓凤老师、高昕宇师兄、王碧钗师姐、胡辰师兄、焦瑞晟师兄、毕双凯声师兄、申德才师兄、蒋浩师兄、苏若尘师兄、陆宇师姐、魏秀红师姐、张子健、万钟志超、朱结奥、刘坤瓚、庾湫镆、郑添月、彭臻宸、徐卓、李金珂等同学在科研和生活上的鼓励和帮助。

感谢本科生涯、硕士生涯无话不谈的舍友们、老友们，与你们的“插科打诨”是我在清华珍贵的记忆。

最后，感谢爱我的父母与家人们，你们一直以来的关怀、支持与陪伴是我不断前进的最大动力，纵使前路坎坷，我也将砥砺前行，一起向未来！

个人简历、在学期间完成的相关学术成果

个人简历

1997年10月23日出生于河南省焦作市。

2016年9月考入清华大学电子工程系电子信息科学与技术专业，2020年7月本科毕业并获得工学学士学位。

2020年9月免试进入清华大学电子工程系攻读电子与通信工程硕士至今。期间曾获得IEEE ICC Outstanding Demo Award、北京市发明创新大赛金奖、日内瓦发明展金奖、华为无线基站“算法与建模”创新大赛一等奖、全国人工智能大赛三等奖、清华大学综合优秀奖学金、研究生国家奖学金、王大中奖学金等荣誉。

在学期间完成的相关学术成果

硕士期间，共发表（或录用）SCI收录期刊论文6篇，国际会议论文2篇，中文核心期刊论文1篇，共获谷歌学术引用200次，并申请专利3项。

期刊论文：

- [1] **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. (SCI收录, 索引号: 0N4HP, 影响因子: 6.166)
- [2] **Cui M**, Wu Z, Lu Y, Wei X, Dai L. Near-field MIMO communications for 6G: Fundamentals, challenges, potentials, and future directions[J]. IEEE Communications Magazine, 2023, 61(1):40-46. (SCI收录, 索引号: D2GW9, 影响因子: 9.030)
- [3] **Cui M**, Dai L, Wang Z, Zhou S, Ge N. Near-field rainbow: Wideband beam training for XL-MIMO[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022. (已录用, SCI收录, 影响因子: 8.375)
- [4] **Cui M**, Dai L. Near-field wideband channel estimation for extremely large-scale MIMO[J]. Science China Information Sciences, 2022. (已录用, SCI收录, 影响因子: 7.275)
- [5] **Cui M**, Jiang H, Chen Y, Du Y, Dai L. Continuous-time channel prediction based on tensor neural ordinary differential equation[J]. China Communications, 2022. (已录用, SCI收录, 影响因子: 3.170)
- [6] Jiang H, **Cui M**, Ng D, Dai L. Accurate channel prediction based on transformer: Making mobility negligible[J]. IEEE Journal of Selected Areas in Communications, 2022, 40(9):2717-2732. (SCI收录, 索引号: 3W0QK, 影响因子: 13.080)

- [7] **崔铭尧**, 谭竞博, 戴凌龙. 面向信道簇模型的太赫兹宽带混合预编码 [J]. 中国科学: 信息科学, 2023, 53: 772-786. (中文核心期刊)

会议论文:

- [1] **Cui M**, Wu Z, Chen Y, Xu S, Yang F, Dai L. Demo: Low-power communications based on RIS and AI for 6G[C]. Proceedings of 2022 IEEE International Conference on Communications Workshops (IEEE ICC Workshops'22), 2022:1-6. (信息与通信工程学科顶尖级会议, 获 IEEE ICC Outstanding Demo Award)
- [2] **Cui M**, Dai L. Near-field channel estimation in extremely large-scale MIMO systems with hybrid precoding[C]. Proceedings of 2021 IEEE Global Communications Conference (IEEE GLOBECOM'21), 2021:1-6. (信息与通信工程学科 A 级会议)

专利:

- [1] 戴凌龙, 蒋浩, **崔铭尧**, 张涵, 王飞, 杜洋. 信道预测方法、装置、电子设备及存储介质: 中国发明专利 (已授权), 专利号: ZL202210082374.7, 授权公告日: 2023-01-24.
- [2] 戴凌龙, **崔铭尧**. 近场宽带波束赋形方法、装置、电子设备及存储介质: PCT 发明专利 (已公开), 申请号: PCT/CN2022/102290, 申请日: 2022-06-29.
- [3] 戴凌龙, **崔铭尧**, 张子健, 索士强, 秦海超, 苏昕. 码本生成方法、信道估计方法、设备和存储介质: 中国发明专利 (申请中), 申请号: 202210112147.4, 申请日: 2022-01-29.

指导教师评语

超大规模阵列技术能够通过波束赋形呈数量级地改善移动网络的频谱效率，被认为是未来 6G 的关键候选技术。相较于传统的大规模阵列，超大规模阵列引入了近场球面波传播效应，使得现有基于远场平面波模型的传输方法不再适用，为通信系统带来的严峻的挑战。论文面向超大规模阵列的近场传输技术展开研究，该选题符合未来无线通信领域的发展方向，具有重要的理论和实际意义。论文的具体贡献如下：

1. 针对近场波束赋形性质未知的问题，利用菲涅尔近似求解了近场波束阵列增益的解析解，证明了近场波束赋形的角度聚焦性和距离聚焦性，并提出了有效瑞利距离以修正近场通信范围。

2. 针对近场角度域信道非稀疏的问题，提出了近场信道的极坐标域表示方法以及相应的极坐标域信道估计方法，能够显著提升近场环境下信道估计的精度。

3. 针对近场波束训练导频开销较大的问题，揭示了宽带超大规模阵列系统的近场彩虹效应，并利用该效应实现了快速的近场波束训练，能够以极低的导频开销恢复近场信道状态信息。

论文条理清楚，逻辑流畅，具有较强的创新性，可为超大规模阵列在实际系统中的应用提供一定的技术支撑。

答辩委员会决议书

论文研究面向超大规模阵列的近场传输技术，选题具有理论意义。

论文完成的主要工作和创新为定量分析了线阵近场波束的位置聚焦性，提出一种基于极坐标域表示的近场信道估计方法，可提高估计精度，提出了一种利用近场色散效应实现高效波束训练的方法，可减少训练轮数。

论文对国内外有关文献评述正确，对研究课题的理解和掌握达到要求，论文工作由答辩人在导师指导下独立完成。论文写作符合规范，答辩叙述清楚、回答问题正确。

论文工作表明作者在本门学科已掌握扎实的基础理论和系统的专门知识，具有独立从事专门技术工作的能力。

经答辩委员会 5 人无记名投票表决，一致同意通过论文答辩并建议授予崔铭尧同学工程硕士学位。