面向6G 的太赫兹超大规模MIMO传输技术研究

潘存华

东南大学移动通信全国重点实验室

2025-11-23

Email: cpan@seu.edu.cn

東南大學

目录

1 太赫兹通信背景介绍

2 太赫兹信道测量

3 太赫兹近场信道自由度与稀疏阵列特性分析

4 太赫兹模块化阵列定位方案

5 太赫兹低复杂度预编码方案

东南大学

目录

1 太赫兹通信背景介绍

2 太赫兹信道测量

3 太赫兹近场信道自由度与稀疏阵列特性分析

4 太赫兹模块化阵列定位方案

5 太赫兹低复杂度预编码方案

太赫兹通信背景介绍

1 太赫兹通信的发展现状

IEEE
技术标准：发布世界首个太赫兹无线通信标准802.15.3d

世界无线电大会(WRC)
技术标准：分配275-450GHz频段四个全球标识的移动业务频段，带宽合计137GHz

中国通信标准化协会
技术标准：发布太赫兹通信应用场景研究提案

国际电信联盟(ITU)
技术标准：通过6G框架，确定典型场景和能力指标体系

2017　2018　2019　2020　2021　2022　2023

美国DARPA
发展计划：启动THOR研究计划，成立太赫兹研究中心

地平线欧洲
发展计划：将太赫兹通信列为6G重点研究内容

美国FCC
发展计划：开放95GHz-3THz频段

华为
系统实现：研发太赫兹通感一体化原型样机，实现对被遮挡物体的感知成像及超高通信速率

IMT2030
技术标准：发布太赫兹通信技术研究报告

紫金山实验室
系统实现：实现基于OFDM的光子辅助太赫兹无线传输系统137Gbps净速率200m无线传输

学术界与产业界正开展对太赫兹的初步研究，并已公认其为6G关键技术之一。

太赫兹通信背景介绍

2 太赫兹通信的优势与机遇

超宽带频谱资源

- 提供极高**通信传输速率**；
- 提供极高**感知分辨率**；
- 提供毫秒级甚至亚毫秒级**低传输延迟**。

亚毫米级波长

- 短波长**缩短天线间距**；
- 低天线间距支持**超大规模MIMO阵列**；
- 短波长支持**窄波束传输**，提高方向性。

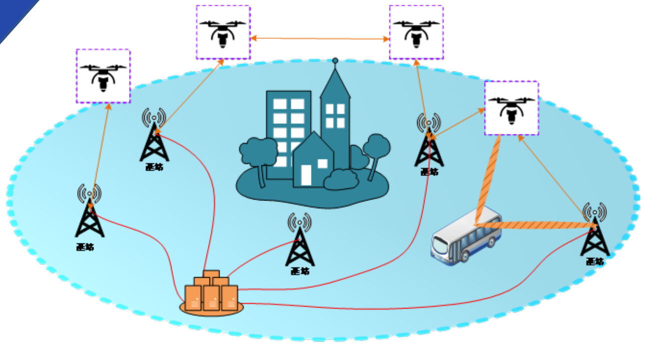
超大规模阵列

- 大规模天线数量**补偿路径损耗**；
- 大规模阵列孔径**提高定位感知精度**。

应用场景

空天地海一体化

智能制造



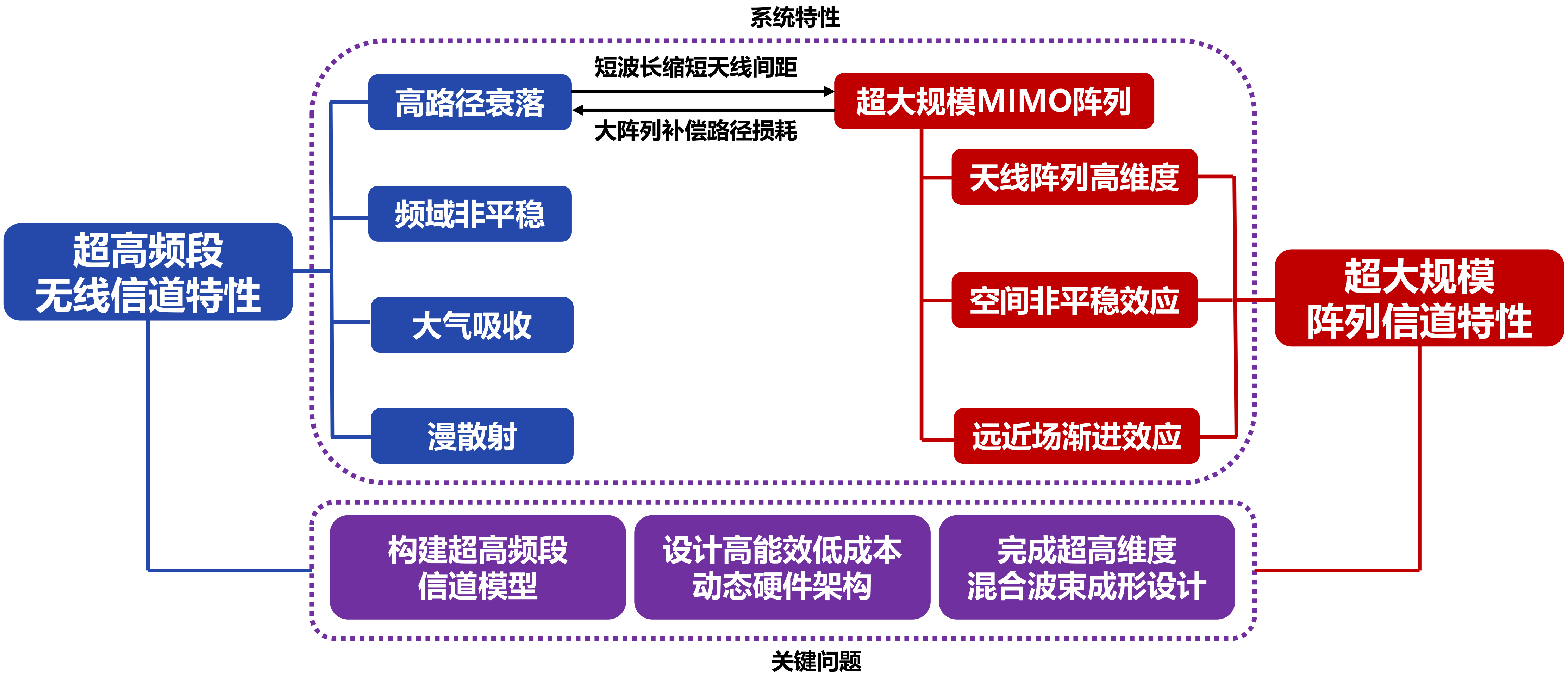
智能互联

智慧城市

太赫兹**超宽带**、**短波长**的优势，可实现6G**大容量**、**低时延**、**高可靠**的需求。

太赫兹通信背景介绍

3 太赫兹通信的关键问题



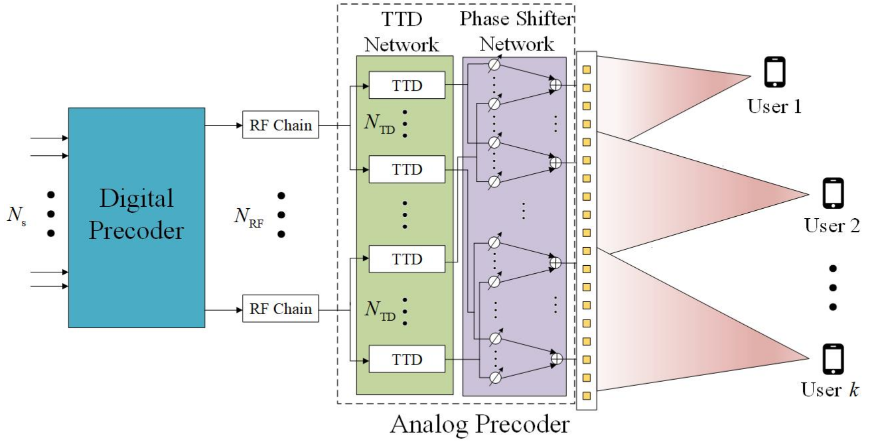
超高频段信道特性和超大规模阵列特性产生了太赫兹通信待解决的诸多关键问题。

太赫兹通信背景介绍

3 太赫兹通信的关键问题：超大规模阵列及其空间非平稳性

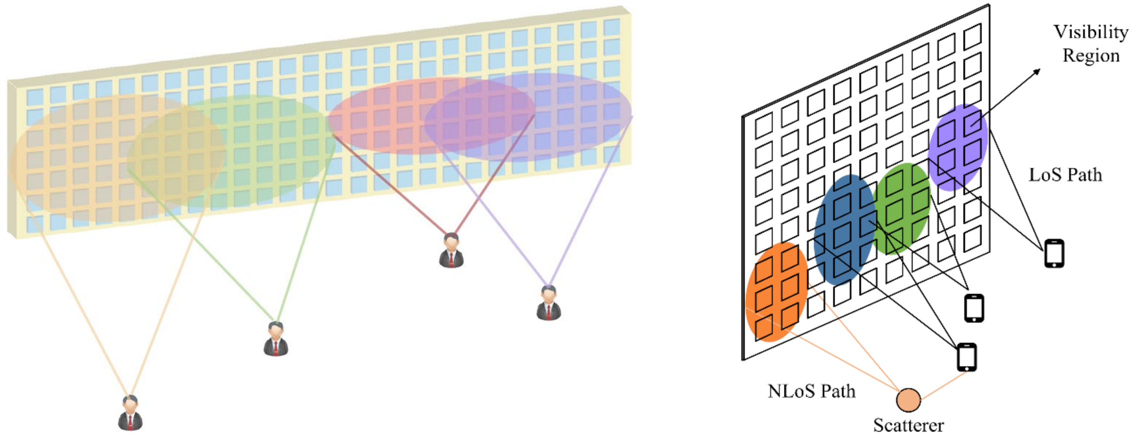
阵列高维特性

- 太赫兹短波长可缩短天线间距，实现超大规模阵列；
- 超大规模阵列使用传统方法计算复杂度高，
  可通过混合预编码有效降低波束成形的复杂度；
- 需进一步发掘超大规模阵列性质，
  有效利用信道自由度、降低计算复杂度。



空间非平稳性

- 阵列的大孔径与太赫兹的高方向性导致空间非平稳性；
- 用户仅能接收到来自超大规模阵列部分天线的信号。
  这部分天线称为用户的可视区域；
- 考虑空间非平稳性可降低算法复杂度、增强鲁棒性。



在太赫兹实际应用中，必须充分考虑超大规模阵列及其空间非平稳性问题 。

太赫兹通信背景介绍

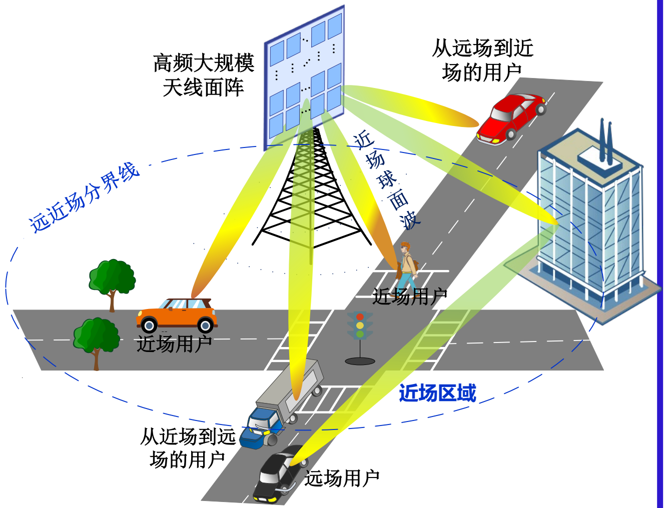
3 太赫兹通信的关键问题：从远场到近场的转变

从远场到近场

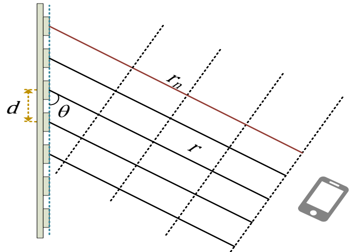
- 瑞利距离是判断远近场范围的临界距离； $L=\dfrac{2D^2}{\lambda}$
- 瑞利距离随着频段和阵列规模增大而增大；
- 在太赫兹XL-MIMO场景，用户易处于近场范围。

表 I. 瑞利距离[m]

f \ D	0.1m	0.5m
50 MHz	0.003	0.083
3 GHz	0.21	5
28 GHz	1.9	47
60 GHz	4	100
142GHz	9	237

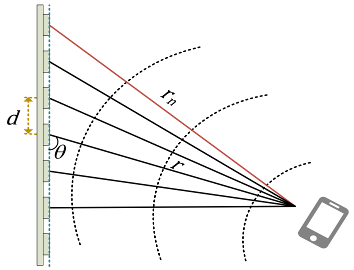


远近场传播模型对比



远场平面波
(PWM)模型

- 各天线到达角近似相等；
- 相位响应与天线指标呈线性关系；
- 相位响应是角度的函数。



近场球面波
(SWM)模型

- 各天线到达角不相等；
- 相位响应与天线指标呈非线性关系；
- 相位响应是角度和距离的函数。

太赫兹超大规模阵列场景近场效应明显，需要提出适应近场球面波特性的通信算法。

目录

1 太赫兹通信背景介绍

2 太赫兹信道测量

3 太赫兹近场信道自由度与稀疏阵列特性分析

4 太赫兹模块化阵列定位方案

5 太赫兹低复杂度预编码方案

太赫兹信道测量

1 研究背景

3GPP TR38.901与ITU IMT2030等标准化信道模型最高只能覆盖至100 GHz频段，只考虑了sub-6 GHz 和毫米波段的特性，无法满足**太赫兹频段**的通信需求。

现有工作

频段: 130-300 GHz，带宽：集中在 20 GHz 以内；缺乏更高频段更宽带宽的信道测量数据

简易单天线的**点对点**测量方式，定向单天线等间隔旋转来分析角域信息，忽略太赫兹频段信道的**空间特性**

项目工作

高频段，宽扫频**带宽**; 高**硬件要求**；建立太赫兹频段的信道测量数据库

利用**虚拟天线阵列(Virtual antenna array)**方式；关注太赫兹**多天线**通信的信道特性，建立太赫兹多天线通信信道模型

- 进行太赫兹频段**260-400 GHz**的**128-antenna**虚拟**多天线阵列**室内信道测量
- 基于测量数据建立信道模型，并验证模型的准确性。

太赫兹信道测量

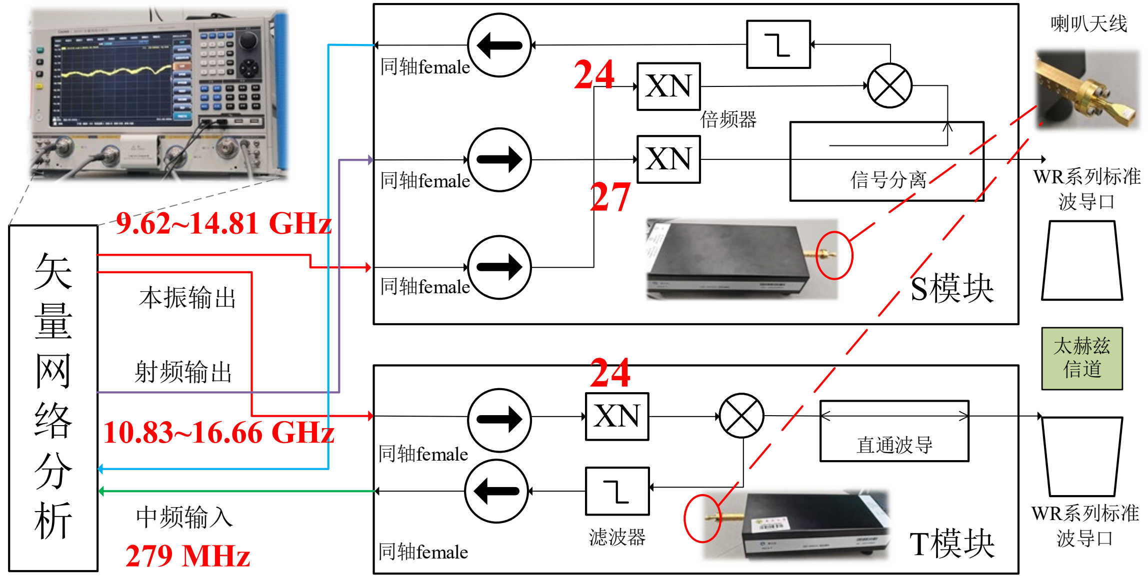
2 基于矢量网络分析仪扩频的频域测量系统架构

超高频虚拟多天线信道测量平台搭建

- 该测量系统由**射频(RF)前端，S/T模块，矢量网络分析仪(Vector network analyzer, VNA)**组成。该方案具有频率覆盖宽，幅度动态范围大的优势。
- 计算机控制步进装置以半波长位移，实现虚拟多天线阵列，**128-antenna虚拟多天线阵列。**
- 最大路径长度为25.71m，能够检测会议室三阶反射。

Parameter	Value	Parameter	Value
Start frequency	260 GHz	End frequency	400 GHz
Time domain resolution	7.14 ps	Bandwidth	140 GHz
Path length resolution	0.21 cm	IFBW	1 kHz
Maximum excess delay	85.71 ns	Sweeping points	12001
Maximum path length	25.71 m	Sweeping interval	11.67 MHz
Antenna gain at Tx	25 dBi	HPBW of Tx	10°
Antenna gain at Rx	25 dBi	HPBW of Rx	10°
Average noise floor	-145 dBm	Test power	0.5 mW

测量系统的参数设置



基于VNA的频域260-400GHz测量系统架构

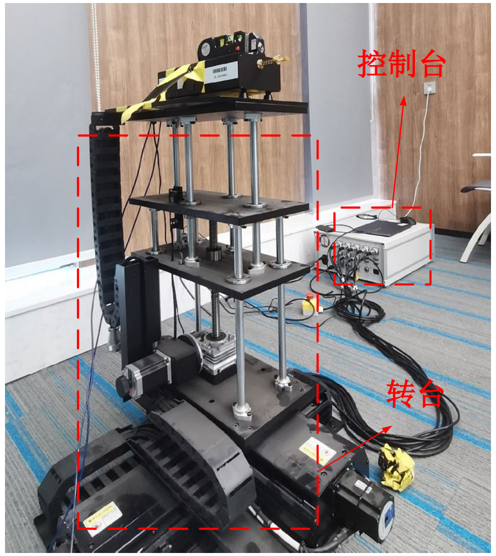
VNA首先产生窄带射频信号传输至发射端，经过27倍频扩展到260-400GHz信号。太赫兹信号经过信道到达接收端。收发两侧的太赫兹信号与24倍频本振信号混频产生279MHz的中频信号。收发两端的中频信号分别作为测试与参考中频信号输入到VNA，二者相比得到信道参数。

太赫兹信道测量

2 基于矢量网络分析仪扩频的频域测量系统架构

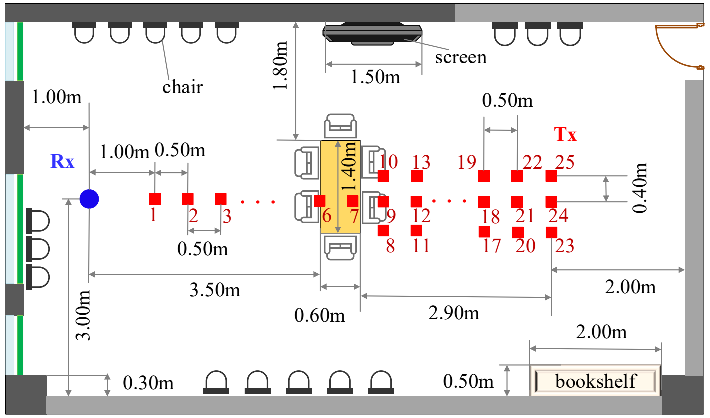
超高频虚拟多天线信道测量平台搭建

开发转台控制软件

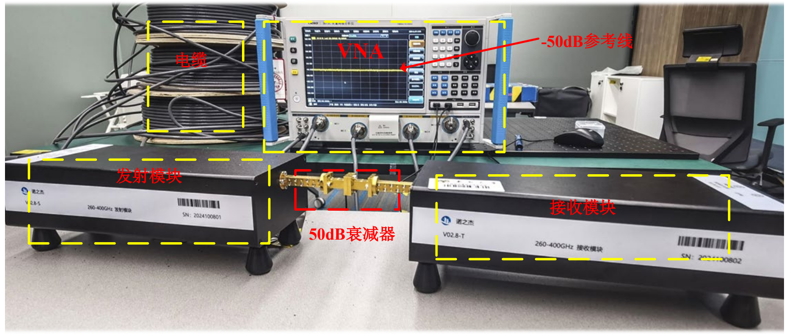


采用C#语言开发转台自动调控程序软件，能够实现以**精确时间间隔精确距离**来自动控制天线移动，实现128-antenna虚拟天线阵列

信道测量环境



会议室环境平面图和测量环境

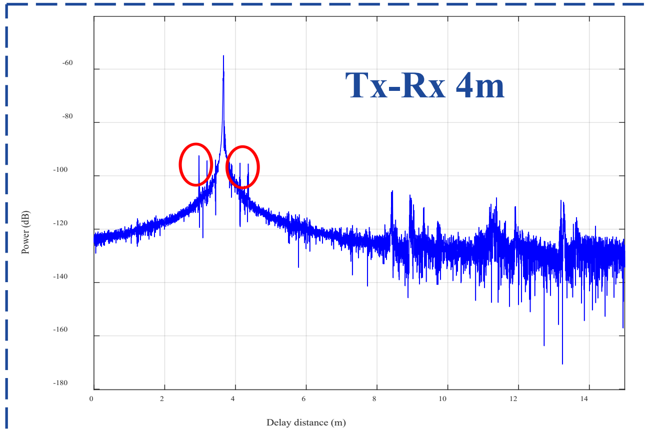


信道测量相关设备放置图和校准过程图

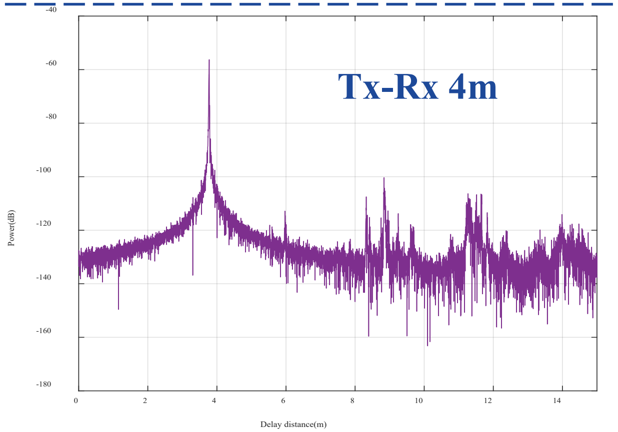
太赫兹信道测量

3 主径近端杂散(spurious peak)机理分析

在进行的大量测量实验中，73.2%出现杂散现象。文献[1]首次提出此问题，本研究首次给出原理解释[2]。



存在杂散问题的功率时延谱（PDP）



不存在杂散问题的功率时延谱（PDP）

$$X(f) = Ae^{j2\pi ft} \xrightarrow{IFFT} x(t) = A\delta(t - \Delta t)$$

$$\Delta t_{25/26/27} = \frac{f_{25/26/27}\,t}{f_{27}}$$

同距则同时 $t = \frac{L}{c}$　　频率均被当作27倍频 $f = f_{27}$

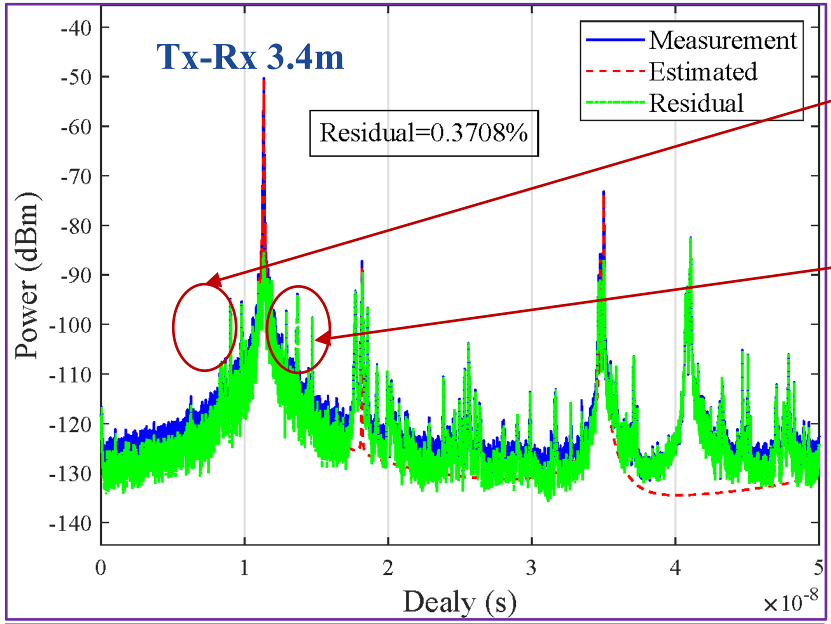
异倍频 $f_{25} < f_{26} < f_{27}$　　IFFT后时延不同 $\Delta t_{25} < \Delta t_{26} < \Delta t_{27}$

- 发射模块输出的信号包含射频输入的**各次谐波**，谐波信号也传输到接收天线。
- 收发端混频器的**非线性性质**，杂散信号也将混频到中频。由于26、25次倍频信号的频率比27次倍频信号低，同距离下，相位延迟比27次倍频信号小，而对所有被当作27次倍频信号进行IFFT，得到的传输时延偏低。同理，29、28次倍频信号会使得传输时延偏高，所以在主径时延两侧会存在**毛刺**。

[1] Y. Lyu, P. Kyosti, and W. Fan, “Sub-terahertz channel sounder: Review and future challenges,” China Commun., vol. 20, no. 6, pp. 26–48, Jun.2023.
[2] 何永超, 张泰豪, 潘存华, 等. 室内 260-400 GHz太赫兹大规模 MIMO 近场通信信道测量及特性分析. 中国科学: 信息科学

太赫兹信道测量

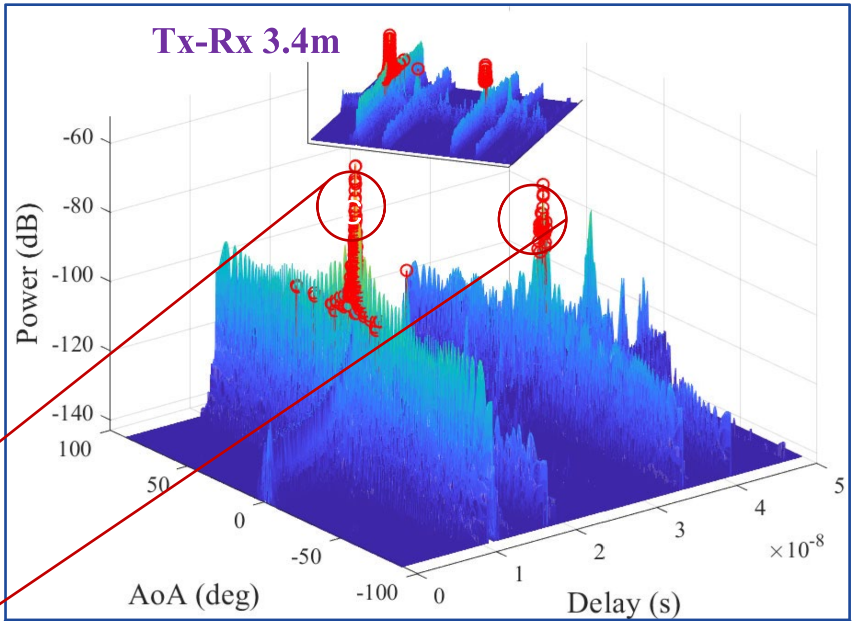
4 太赫兹信道多径特性



测量得到的功率时延谱（PDP）和SAGE算法估计结果

在出现主径近端杂散问题时，由于毛刺相比于主径幅度相差30-40 dB，SAGE算法在迭代过程中提取出主径后，剩余毛刺因幅度过低而不会被识别，可有效利用SAGE算法从信道测量数据中估计和提取有效多径。

利用SAGE算法提取得到的多径

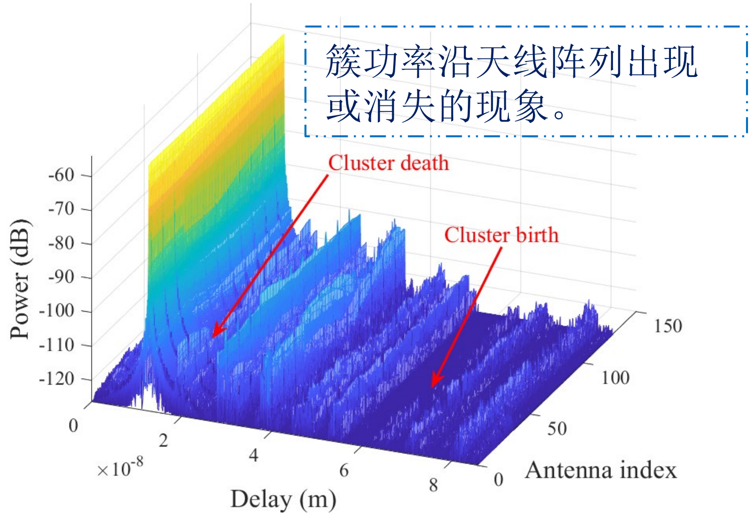


测量得到的功率时延角度谱（PDAP）

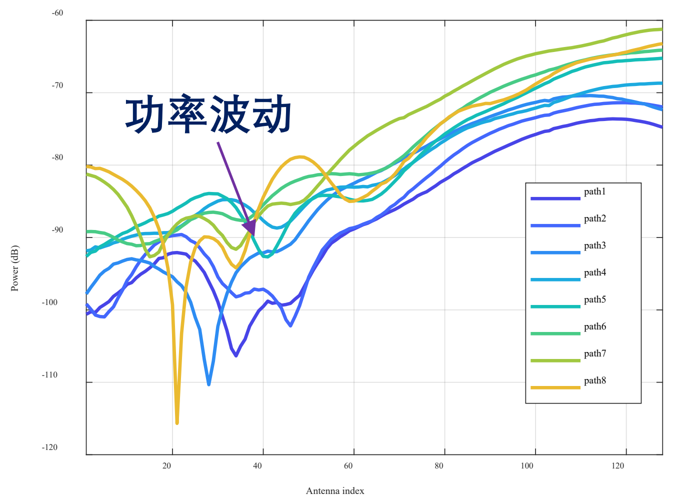
- 图中的多径分量集中在数个**特定的时延和角度**附近，这表明太赫兹多径分量成簇分布且在时间和角度域中均是可分辨的。
- 该频段及场景下簇的数目较少, 两图中均只观测到少量的 NLoS 簇。太赫兹频段信道多径呈现**稀疏分布**和**成簇分布**的特点。

太赫兹信道测量

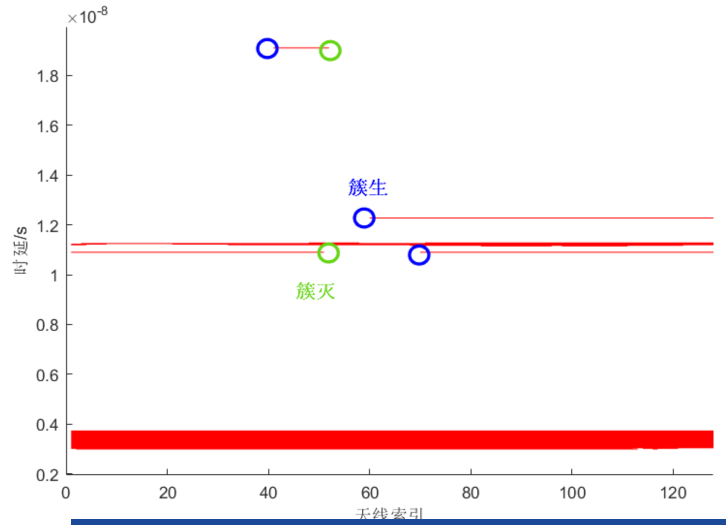
5 太赫兹信道空间非平稳特性



功率时延天线谱



功率-天线剖面图

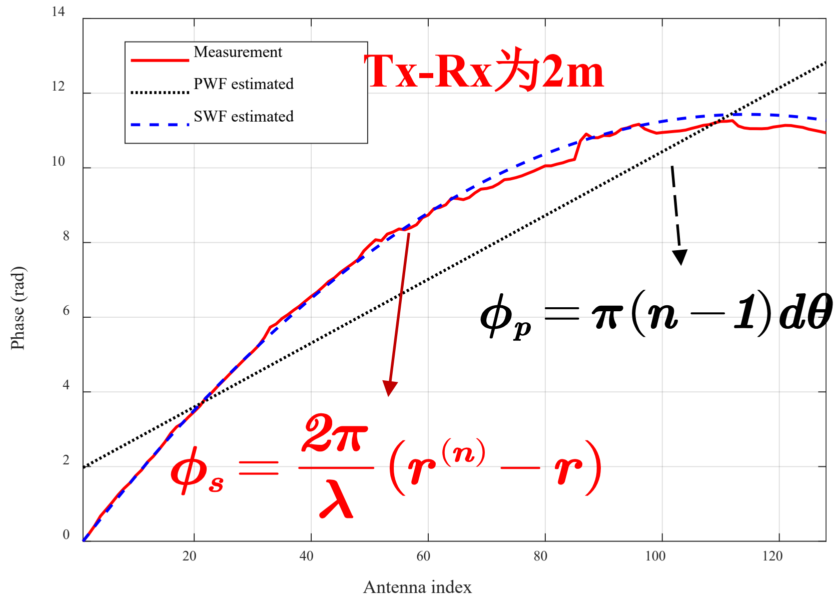


时延-天线剖面图

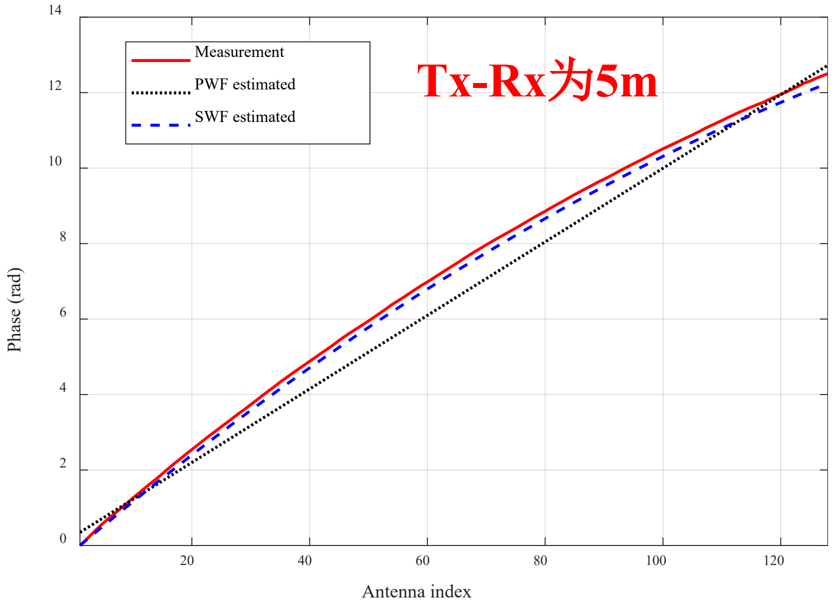
- 图中为收发端距离为3.4m时，功率时延天线谱、对应的功率-天线剖面展示图以及时延-天线剖面展示图。
- 簇连续分布在一部分天线阵列上，形成若干条有断点的一维线段，一维线段的起点为新簇生，线段的终点为簇灭。从图中可以观察到，NLoS 径存在明显的簇生簇灭现象，并且随着NLoS多径功率的整体衰减的影响，各个天线单元之间功率的变化起伏更加显著, 簇的生灭特性也更加明显。
- **空间非平稳特性**：虚拟天线阵列上的**功率变化显著**，且出现明显的簇生簇灭现象。

太赫兹信道测量

5 太赫兹阵列近场球面波效应



天线阵列的相位变化1



天线阵列的相位变化2

天线阵列中心的径的距离

$$r(n) = \sqrt{r^2 + \delta_n^2 d^2 - 2r\delta_n d\theta}$$

$$\delta_n = \frac{2n - N - 1}{2}$$

$$\theta = 2\frac{d}{\lambda}cos(\alpha)$$

瑞利距离 $d_{Rayleigh} = \frac{2D^2}{\lambda}$

- 计算得到该**天线阵列瑞利距离约为7.45 m**, 所以整个会议室都处于近场范围内。收发端距离较近, 球面波的特点更加明显；随着收发端距离增加，测量值曲线与SWF 估计值曲线的曲率变小。
- **近场效应**: 天线阵列上的多径相位表现出非线性演化趋势，与**球面波函数**拟合良好。

目录

1 太赫兹通信背景介绍

2 太赫兹信道测量

3 太赫兹近场信道自由度与稀疏阵列特性分析

4 太赫兹模块化阵列定位方案

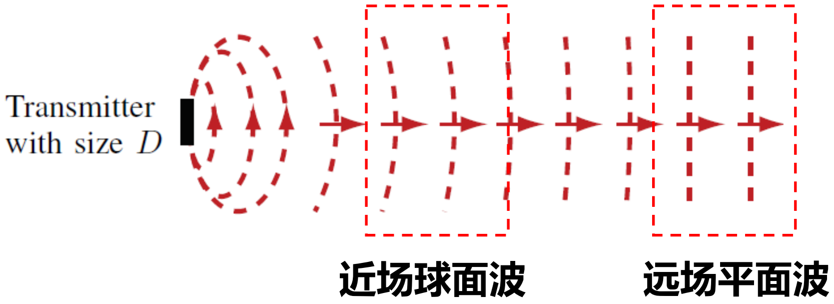
5 太赫兹低复杂度预编码方案

太赫兹近场信道自由度分析

1 背景介绍与工作贡献

背景介绍

超大规模MIMO是未来6G研究的关键技术之一，其将通信系统的工作环境从**远场**推向了**近场**。



球面波使得信号的空间角度（发射角/到达角）在整个XL-MIMO阵列上变化，使得**有效自由度（EDoF）**提升，信道容量也随之提升，这引起了学术界的广泛关注。

现有工作 —— 提升EDoF　　EDoF的提升有限

- 增加天线数目
- 减小发射阵列与接收阵列的距离

→

我们的工作　　提升EDoF非常有效

考虑通过增加阵列天线间距来提升EDoF

工作贡献

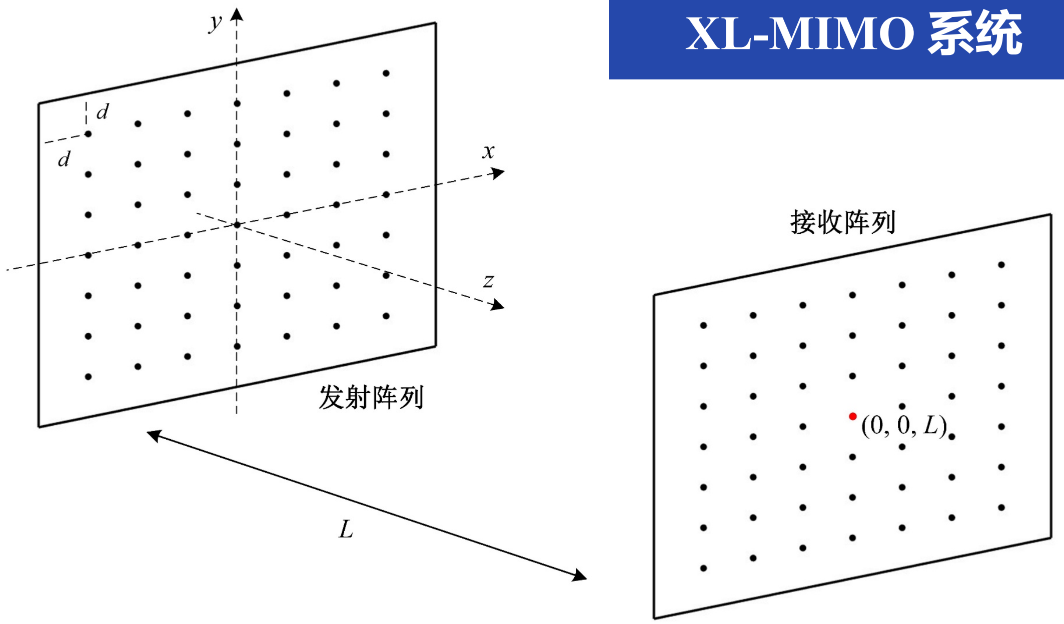
1.研究了阵列天线间距变化对EDoF的影响，发现**增大天线间距**可以大幅提高EDoF
2.将**阵列增益与EDoF相联系**，发现与聚焦天线位置最近的天线处的阵列增益最小时即是**EDoF最大时**
3.推导了EDoF最大时阵列**天线间距阈值**的闭式表达式
4.获得了精确且低复杂度的**有效自由度位置函数**

X. Chen, H. Ren, C. Pan, Z. Peng, and J. Wang, “Effective DoForiented optimal antenna spacing in near-field XL-MIMO systems,” IEEE Wireless Communications Letters, vol. 14, no. 4, pp. 1129–1133, Apr. 2025.

太赫兹近场信道自由度分析

2 系统模型

XL-MIMO 系统



$N = N_S = N_R$ —— 发射天线/接收天线数目

d —— 天线间距

L —— 发射阵列与接收阵列中心距离

- **我们采用基于格林函数的信道模型，该模型源自标量亥姆霍兹波动方程，能够准确刻画近场球面波前特性。**

基于格林函数的信道模型

接收端的接收信号

信道矩阵

$$\mathbf{f} = \boxed{\mathbf{G}}\mathbf{s} + \mathbf{n}$$

信道系数 g_{ij} —— 从 $\mathbf{r}_{Sj}$ 到 $\mathbf{r}_{Ri}$ 的格林函数

$$[\mathbf{G}]_{ij} = g_{ij} = \mathrm{G}(\mathbf{r}_{Ri}; \mathbf{r}_{Sj}) = -\frac{\exp(ik|\mathbf{r}_{Ri} - \mathbf{r}_{Sj}|)}{4\pi|\mathbf{r}_{Ri} - \mathbf{r}_{Sj}|}$$

麦克斯韦方程

$$\begin{cases} \nabla \cdot \boldsymbol{E} = \dfrac{\rho}{\varepsilon_0} \\ \nabla \times \boldsymbol{E} = -\dfrac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \boldsymbol{B} = 0 \\ \nabla \times \boldsymbol{B} = \mu_0 \boldsymbol{J} + \mu_0 \varepsilon_0 \dfrac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t} \end{cases}$$

亥姆霍兹波动方程

$$\nabla^2 E(\mathbf{r}) + k^2 E(\mathbf{r}) = J(\mathbf{r})$$

格林函数

$$\mathrm{G}(\mathbf{r}; \mathbf{r}') = -\frac{\exp(ik|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)}{4\pi|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|}$$

3 信道容量与EDoF计算

信道容量表达式

发射总功率　　$\mathbf{GG}^H$ 的秩　　较大特征值的数目

信道容量

$$C=\log_2\left(\det\left(\mathbf{I}_{N_\mathrm{R}}+\frac{\boxed{P}}{\sigma_\mathrm{n}^2 N_\mathrm{S}}\mathbf{GG}^H\right)\right)=\sum_{i=1}^{\boxed{n_\mathrm{DoF}}}\log_2\left(1+\frac{P\boxed{\mu_i^2}}{\sigma_\mathrm{n}^2 N_\mathrm{S}}\right)\approx\sum_{i=1}^{\boxed{n_\mathrm{EDoF}}}\log_2\left(1+\frac{P\mu_i^2}{\sigma_\mathrm{n}^2 N_\mathrm{S}}\right)$$

$\mathbf{GG}^H$第i大的特征值

计算EDoF的方法: 直接法+两种估计方法

直接法

$$n_\mathrm{EDoF}=\underset{n}{\operatorname{argmin}}\left\{f(n)=\sum_{i=1}^{n}\mu_i^2 \;\middle|\; \frac{f(n)}{\sum_{i=1}^{n_\mathrm{DoF}}\mu_i^2}\geqslant 99.9\%\right\}$$

直接法最准确
但是 **没有闭式表达式且计算复杂度高**

估计方法1

接收阵列的面积

$$n_{\mathrm{EDoF}1}=\frac{\boxed{A_\mathrm{S}}A_\mathrm{R}}{\lambda^2 L^2}$$

简洁的闭式表达式
但 **准确度有限**

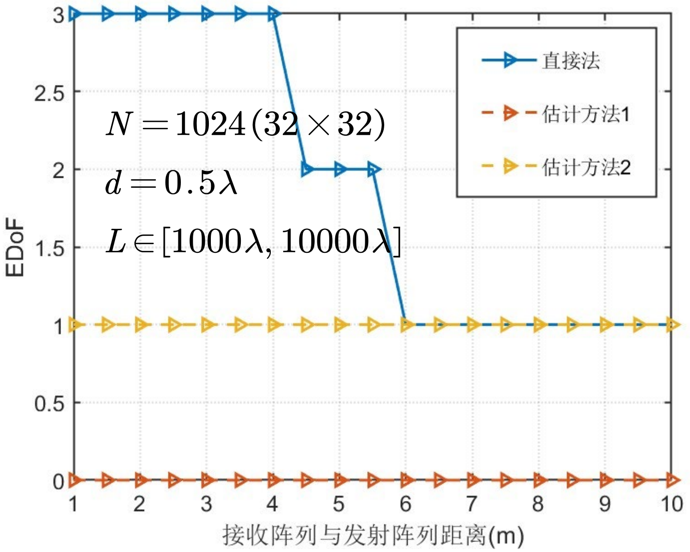
估计方法2

$$n_{\mathrm{EDoF}2}=\left(\frac{\mathrm{tr}\left(\mathbf{GG}^H\right)}{\left\|\mathbf{GG}^H\right\|_\mathrm{F}}\right)^2$$

闭式表达式，准确度较方法1好
但 **计算复杂度高**

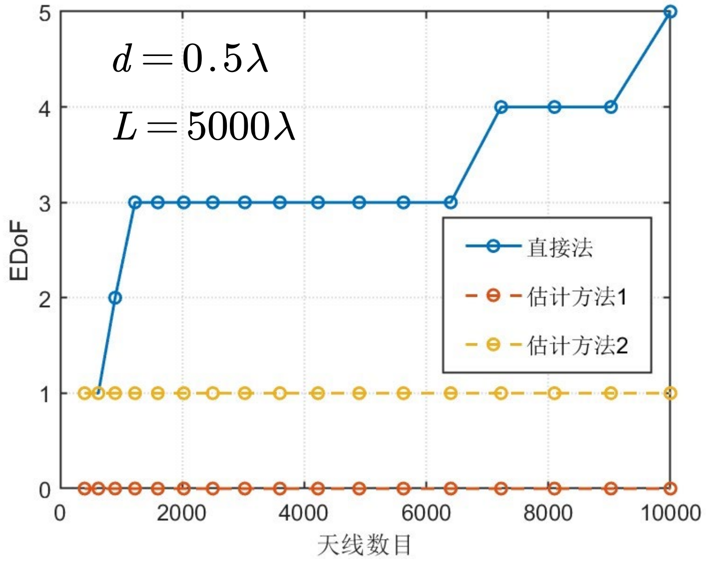
太赫兹近场信道自由度分析

4 系统参数对EDoF影响



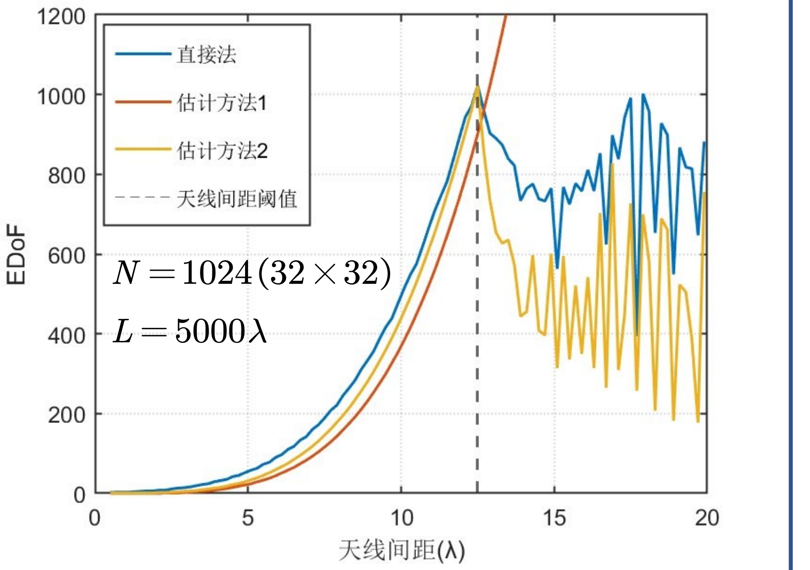
有效自由度随阵列中心距离的变化

- 半波长阵列下，有效自由度偏低，信道复用增益受限，需要优化系统参数提升有效自由度；



有效自由度随天线数目的变化

- 半波长阵列下，单纯依赖**天线数量**的增加，对有效自由度的提升效果非常有限；



有效自由度随天线数目的变化

- 增加天线间距，有效自由度显著增加；有效自由度最大时的天线间距称为**天线间距阈值**；

$\lambda=0.001\,\mathrm{m}\,(300\,\mathrm{GHz})$

直接法 $n_{\mathrm{EDoF}}=\underset{n}{\arg\min}\left\{f(n)=\sum_{i=1}^{n}\mu_i^2 \,\middle|\, \frac{f(n)}{\sum_{i=1}^{n_{\mathrm{DoF}}}\mu_i^2}\geq 99.9\%\right\}$

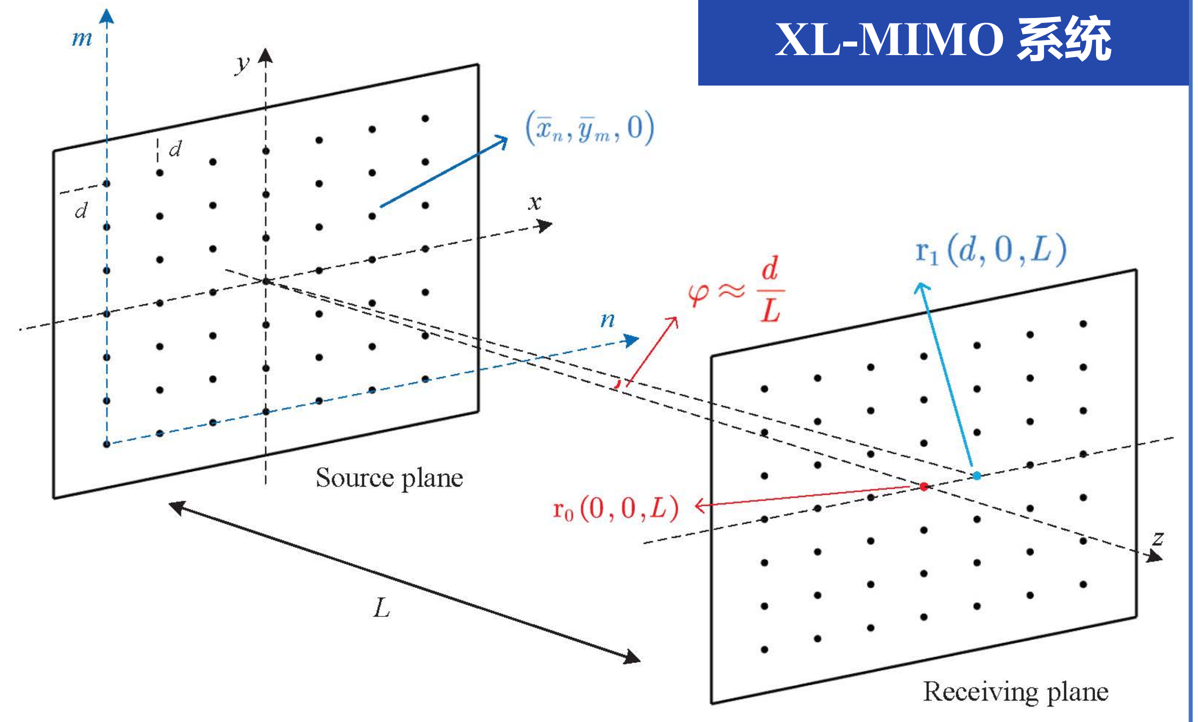
估计方法1 $n_{\mathrm{EDoF1}}=\frac{A_{\mathrm{S}}A_{\mathrm{R}}}{\lambda^2L^2}$

估计方法2 $n_{\mathrm{EDoF2}}=\left(\frac{\mathrm{tr}(\mathbf{GG}^H)}{\|\mathbf{GG}^H\|_{\mathrm{F}}}\right)^2$

太赫兹近场信道自由度分析

5 天线间距阈值推导

XL-MIMO 系统



$N_S = N_R = N$ —— 发射与接收天线数量

d —— UPA的天线间距

L —— 发射阵列与接收阵列之间的距离

$\mathbf{r}_0$ —— 聚焦天线

$\mathbf{r}_1$ —— 距离聚焦天线位置最近的接收天线

■ 从阵列增益的角度思考

$\mathbf{r}_0$处的阵列增益

$$\rho_0 \triangleq \frac{1}{N}\left|\sum_{n=1}^{\sqrt{N}}\sum_{m=1}^{\sqrt{N}} e^{i\frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\bar{x}_n^2+\bar{y}_m^2+L^2}}\, e^{i\theta_{n,m}^0}\right|^2$$

$\theta_{n,m}^0$ —— 施加在天线(n,m)上的相移

相移(发射阵列聚焦于$\mathbf{r}_0$)

$$\theta_{n,m}^0 = -\frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\bar{x}_n^2+\bar{y}_m^2+L^2}$$

■ 天线间距阈值

$\mathbf{r}_1$处的阵列增益

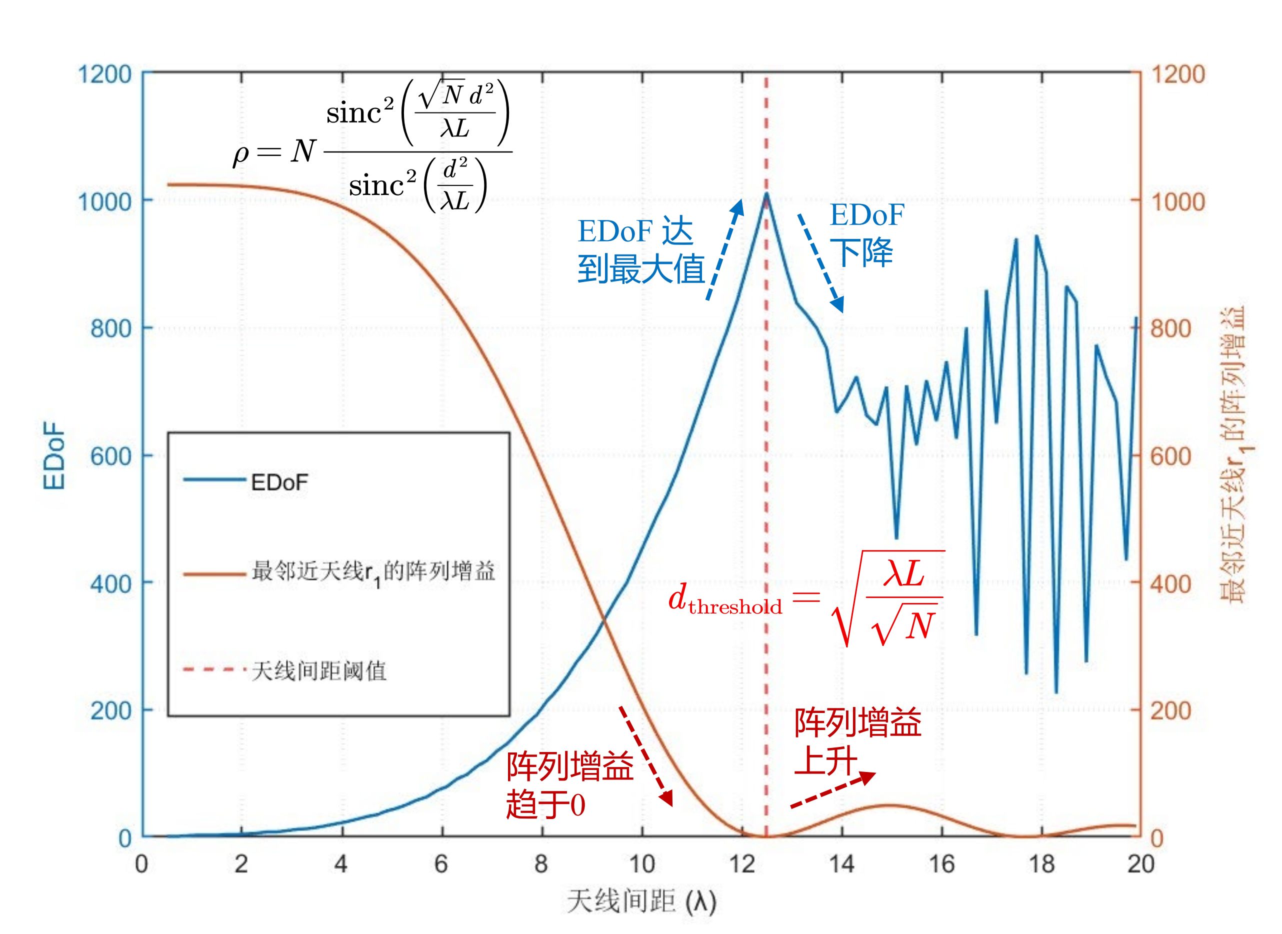
$$\rho_1 \approx N\frac{\mathrm{sinc}^2\left(\frac{\sqrt{N}\,d^2}{\lambda L}\right)}{\mathrm{sinc}^2\left(\frac{d^2}{\lambda L}\right)}$$

当距离聚焦天线$\mathbf{r}_0$处位置最近的接收天线$\mathbf{r}_1$所收到的阵列增益最小时，EDoF最大化。

$$\frac{\sqrt{N}\,d^2}{\lambda L} = 1 \Rightarrow d_{\mathrm{threshold}} = \sqrt{\frac{\lambda L}{\sqrt{N}}}$$

太赫兹近场信道自由度分析

6 仿真验证



阵列增益、EDoF和天线间距之间的关系

EDoF分析

- 验证了天线间距到达**阈值**时，与聚焦天线r_0位置最近的天线r_1处的**阵列增益最小化**同时**EDoF最大化**
- 在天线间距阈值之前，有效自由度随天线间距快速增加；在阈值之后，有效自由度大幅度波动；
- 很好地解释了天线间距阈值之后**EDoF下降**的原因（最邻近天线 r_1处的阵列增益上升）

$$N = 1024\,(32 \times 32),\ L = 5000\lambda$$

太赫兹近场信道自由度分析

7 有效自由度函数

■ 通过函数拟合获取有效自由度函数

系统参数 $N=1024\,(32\times32),\ \lambda=0.001\,\mathrm{m}\,(300\,\mathrm{GHz})$

$L\in[1000\lambda, 6000\lambda]=[1\,\mathrm{m}, 6\,\mathrm{m}]$

对应天线间距阈值 $d_{\mathrm{threshold}}\in[5.6\lambda, 13.7\lambda]$

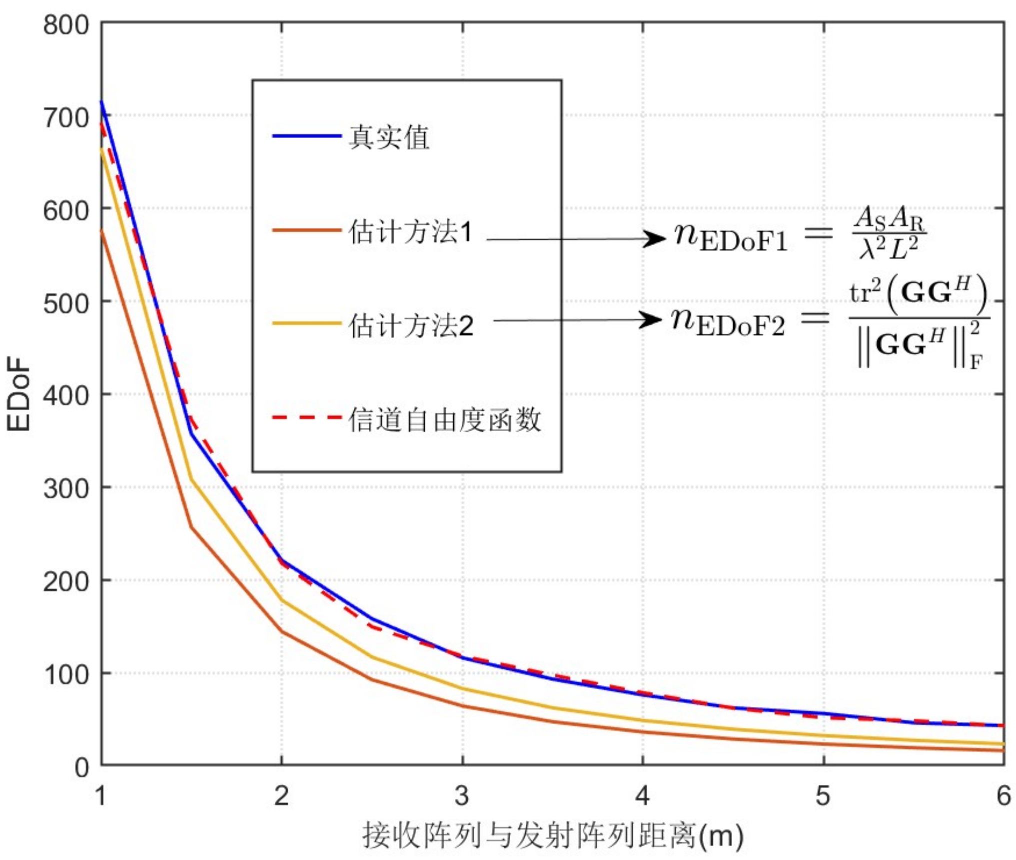
拟合条件 $d<d_{\mathrm{threshold}}\Rightarrow d<5.6\lambda$

有效自由度函数$(d=5\lambda)$

$$f_{\mathrm{EDoF}}(\theta,L)=\sum_{\substack{i+j\le5,\\ i,j\ge0}} p_{ij}\,(\cos\theta)^i\left(\frac{L}{\lambda}\right)^j$$

拟合归一化均方误差 $\mathrm{NMSE}=1.8\times10^{-3}$

$i\setminus j$	0	1	2	3	4	5
0	569.6	-0.9864	6.686×10^{-4}	-2.122×10^{-7}	3.156×10^{-11}	-1.776×10^{-15}
1	1909	-1.748	6.407×10^{-4}	-1.037×10^{-7}	6.182×10^{-12}	—
2	-272.3	0.08288	-2.12×10^{-5}	1.404×10^{-9}	—	—
3	314.2	0.008201	2.081×10^{-6}	—	—	—
4	-314.8	-0.01186	—	—	—	—
5	129.7	—	—	—	—	—



有效自由度随阵列中心距离的变化

■ 相比现有的有效自由度估计方法，项目的有效自由度函数能够**更精确**地描述有效自由度随目标位置的分布规律

太赫兹近场稀疏阵列特性分析

1 背景介绍与工作贡献

背景介绍

前面的工作表明：增加阵列天线间距（即使用**稀疏阵列**）可以有效提升EDoF

进一步研究稀疏阵列的**近场性质**：　1. 距离聚焦特性；　2. 近场栅瓣特性

工作贡献

1. 在稀疏UPA下，推导了波束能量随**径向距离**变化的**闭式表达式**

2. 分析了近场UPA阵列的**距离聚焦特性**，给出了具有该特性的阵列的系统参数的所需条件

3. 在稀疏UPA下，推导了波束能量随**角度**变化的**闭式表达式**

4. 推导了**栅瓣与主瓣能量之比**的闭式表达式，发现了稀疏UPA在**近场**下具有**栅瓣抑制特性**

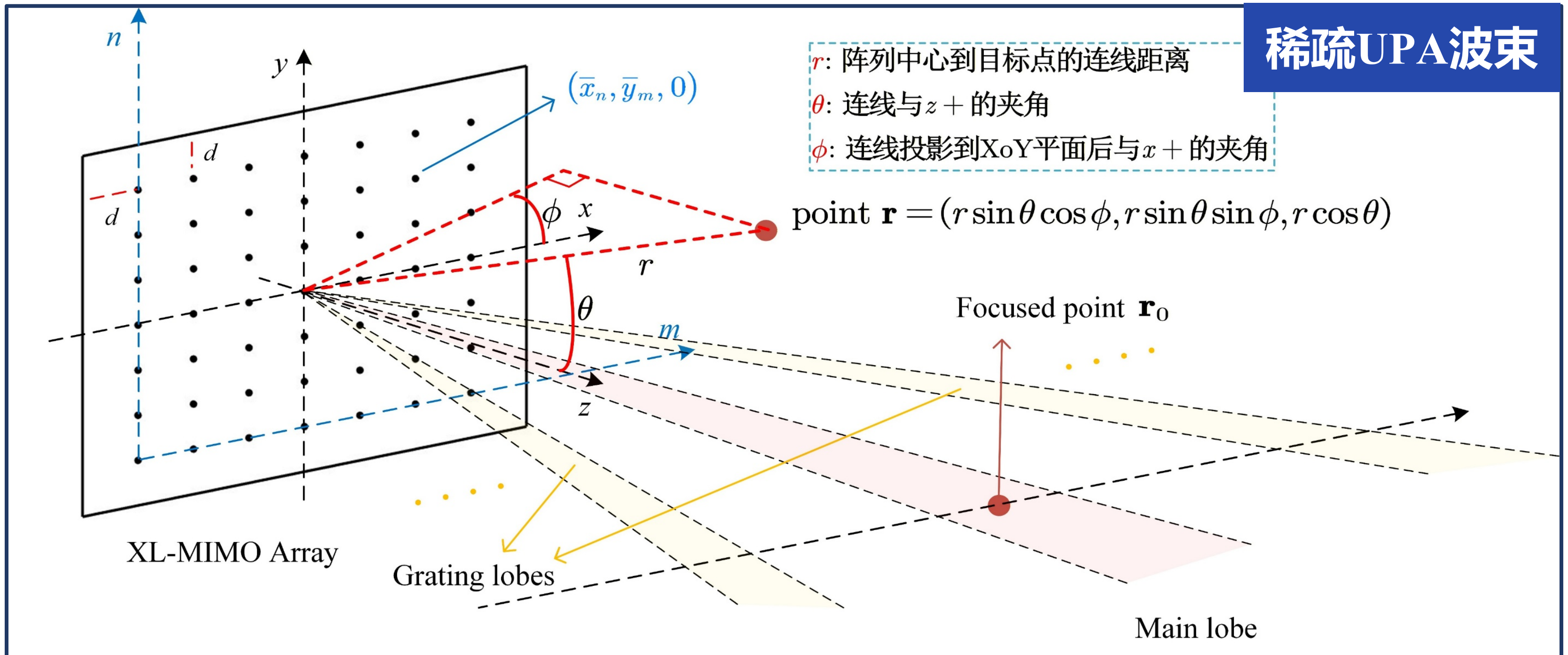
5. 发现通过增大天线间距可以对**大部分栅瓣**产生有效抑制，同时推导给出了**能量最大栅瓣**对应的**位置**

X. Chen, H. Ren, C. Pan, C.-X. Wang, and J. Wang, “Exploring the advantages of sparse arrays in XL-MIMO systems: Do half-wavelength arrays still offer an edge in the near field?” 2025. [Online]. Available: https://arxiv.org/abs/2501.09234

太赫兹近场稀疏阵列特性分析

2 系统模型

稀疏UPA波束



坐标表示

波束聚焦点坐标

$$\mathbf{r}_0 = \begin{bmatrix} r_0\sin\theta_0\cos\phi_0 \\ r_0\sin\theta_0\sin\phi_0 \\ r_0\cos\theta_0 \end{bmatrix}$$

任意点坐标

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r\sin\theta\cos\phi \\ r\sin\theta\sin\phi \\ r\cos\theta \end{bmatrix}$$

r: 阵列中心到目标点的连线距离

θ: 连线与$z+$的夹角

ϕ: 连线投影到XoY平面后与$x+$的夹角

波束赋形下到达任意位置的信号

$$f = \sqrt{P}\sum_{m=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}}\sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}}(w_{m,n}^0)^* h_{m,n} s$$

$$h_{m,n} = \frac{1}{4\pi r_{m,n}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r_{m,n}} \approx \frac{1}{4\pi r} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r_{m,n}}$$ **信道系数（任意位置）**

$$w_{m,n}^0 = \frac{1}{\sqrt{MN}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}r_{m,n}^0}$$ **波束赋形向量系数（聚焦位置）**

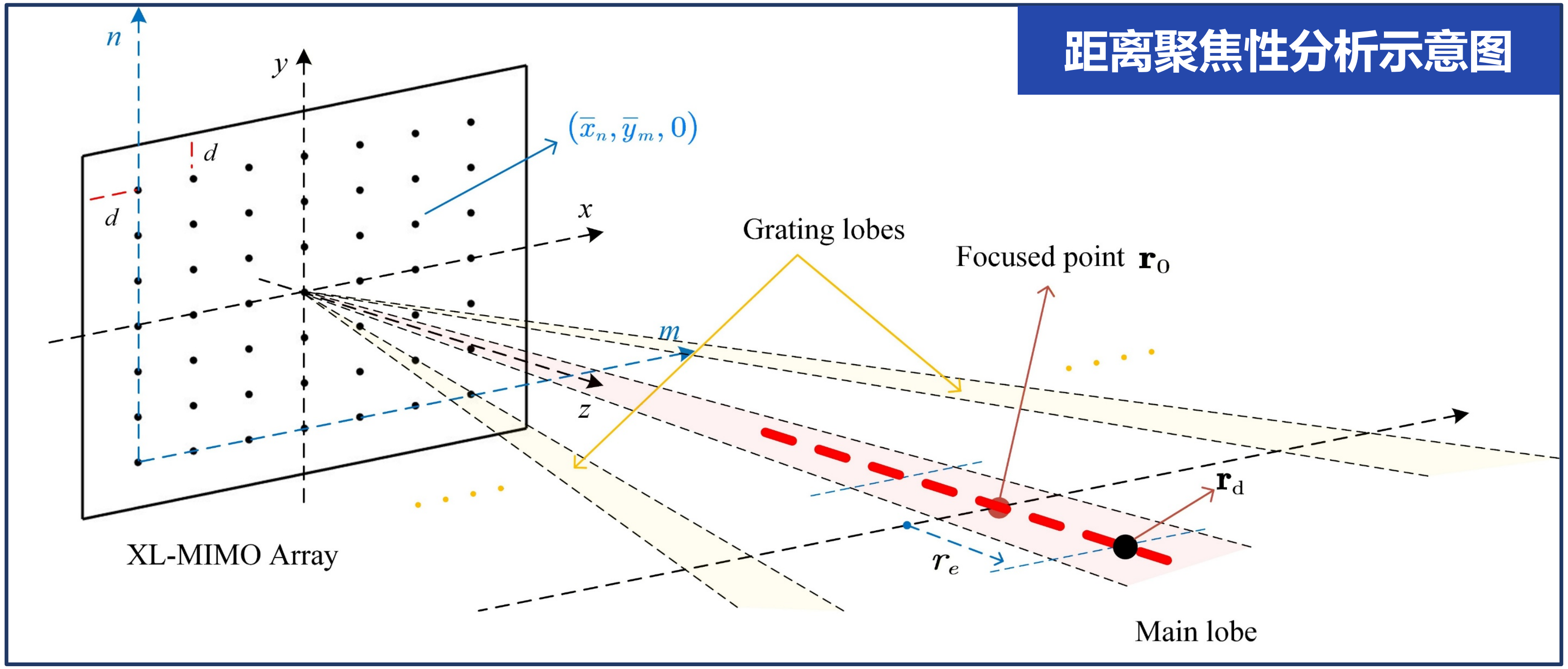
距离基于泰勒二阶近似

$$r_{m,n} \approx r - dm\sin\theta\cos\phi - dn\sin\theta\sin\phi + \frac{d^2m^2}{2r}(\cos^2\theta + \sin^2\theta\sin^2\phi) + \frac{d^2n^2}{2r}(\cos^2\theta + \sin^2\theta\cos^2\phi)$$

太赫兹近场稀疏阵列特性分析

2 距离聚焦性分析1

距离聚焦性分析示意图



径向上任意点坐标表示

$$\mathbf{r}_\mathrm{d} = \begin{bmatrix} r\sin\theta_0\cos\phi_0 \\ r\sin\theta_0\sin\phi_0 \\ r\cos\theta_0 \end{bmatrix},\ r = r_0 + r_e$$

径向波束信号及能量

$$f_\mathrm{d} = \sqrt{P} \sum_{m=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} (w_{m,n}^0)^* h_{m,n}^\mathrm{d} s$$

波束能量 $P_\mathrm{d} \approx \dfrac{MNP}{(4\pi(r_0+r_e))^2}\rho_\mathrm{d}$

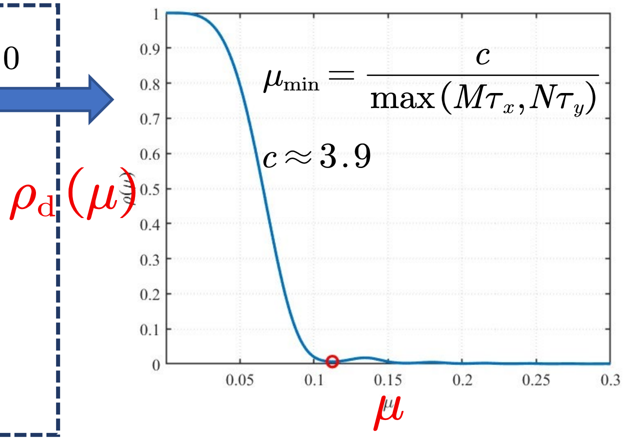
$$\rho_\mathrm{d} = \begin{cases} \dfrac{1}{(b_M)^2}\dfrac{1}{(b_N)^2}(C^2(b_M)+S^2(b_M))(C^2(b_N)+S^2(b_N)),\ \mu > 0 \\ 1,\ \mu = 0 \end{cases}$$

$$b_M = \frac{M-1}{2}\tau_x\mu,\ b_N = \frac{N-1}{2}\tau_y\mu$$

$$\tau_x = \sqrt{(\cos^2\theta_0 + \sin^2\theta_0\sin^2\phi_0)},\ \tau_y = \sqrt{(\cos^2\theta_0 + \sin^2\theta_0\cos^2\phi_0)}$$

$$\mu = d\sqrt{\frac{2}{\lambda}\left|\frac{r_e}{r_0(r_0+r_e)}\right|}$$

参数



功率在径向上聚集在聚焦点附近，体现近场稀疏阵列的距离聚焦性

太赫兹近场稀疏阵列特性分析

3 距离聚焦性分析2

波束能量边界对应的距离位置

$$\mu_{\min}=d\sqrt{\frac{2}{\lambda}\left|\frac{r_e}{r_0(r_0+r_e)}\right|} \Rightarrow r_{e,+}=\frac{\lambda\mu_{\min}^2 r_0^2}{2d^2-\lambda\mu_{\min}^2 r_0},\quad r_{e,-}=\frac{-\lambda\mu_{\min}^2 r_0^2}{2d^2+\lambda\mu_{\min}^2 r_0}$$

波束能量长度

$$r_{\text{length}}=r_{e+}-r_{e-}=\frac{4\lambda\mu_{\min}^2 r_0^2 d^2}{(2d^2-\lambda\mu_{\min}^2 r_0)(2d^2+\lambda\mu_{\min}^2 r_0)}$$

—— 衡量距离聚焦性能力大小

距离聚焦性条件

$$\begin{cases} r_{e,+}=\dfrac{\lambda\mu_{\min}^2 r_0^2}{2d^2-\lambda\mu_{\min}^2 r_0}>0 \\ \mu_{\min}=\dfrac{c}{\max(M\tau_x,N\tau_y)},\quad c\approx 3.9 \end{cases}$$

天线间距要求 $\dfrac{d}{\lambda}>\dfrac{c}{\max(M\tau_x,N\tau_y)}\sqrt{\dfrac{r_0}{2\lambda}}$

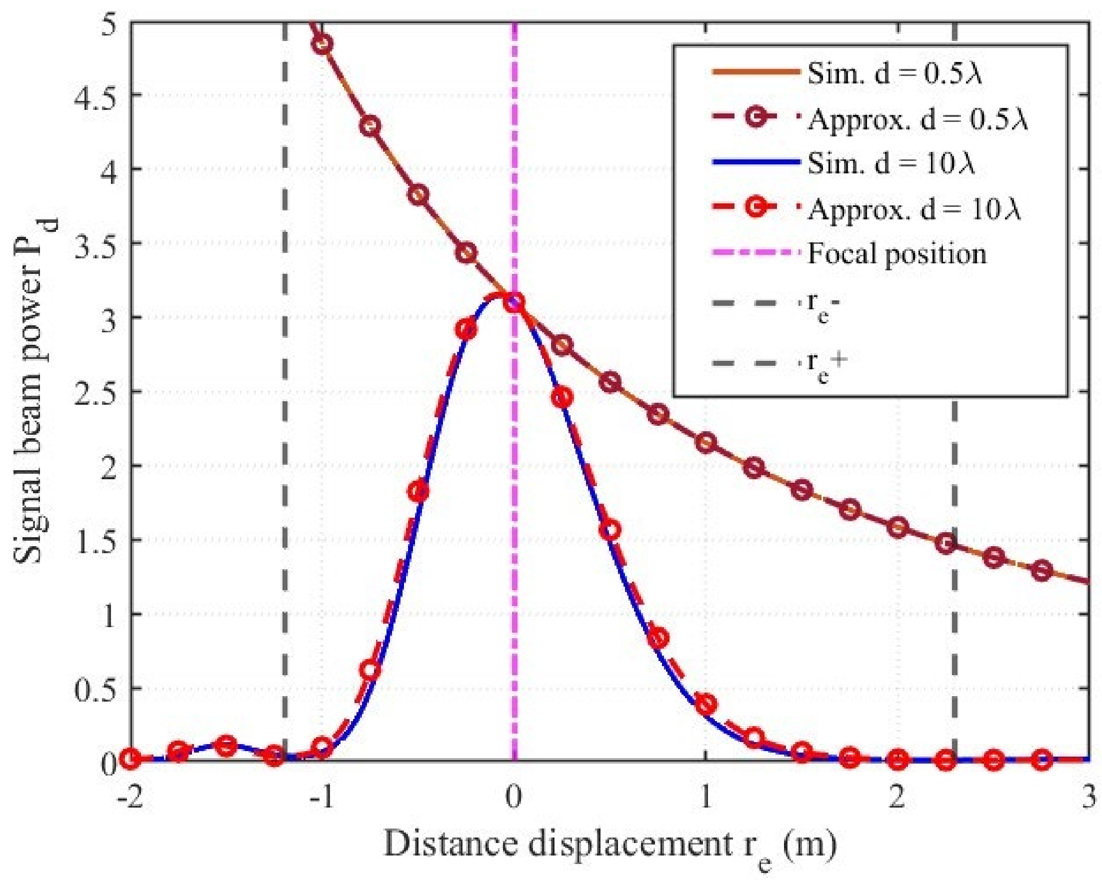
天线数要求 $\max(M\tau_x,N\tau_y)>\dfrac{c}{d}\sqrt{\dfrac{\lambda r_0}{2}}=\dfrac{\lambda}{2d}c\sqrt{\dfrac{2r_0}{\lambda}}$

距离要求 $r_0<\dfrac{2d^2(\max(M\tau_x,N\tau_y))^2}{c^2\lambda}\approx\dfrac{r_F}{c^2}\triangleq r_{\text{RRD}}$

瑞丽距离 $r_F=\dfrac{2D^2}{\lambda}\approx\dfrac{2d^2(\max(M\tau_x,N\tau_y))^2}{\lambda}$

太赫兹近场稀疏阵列特性分析

4 距离聚焦性仿真结果



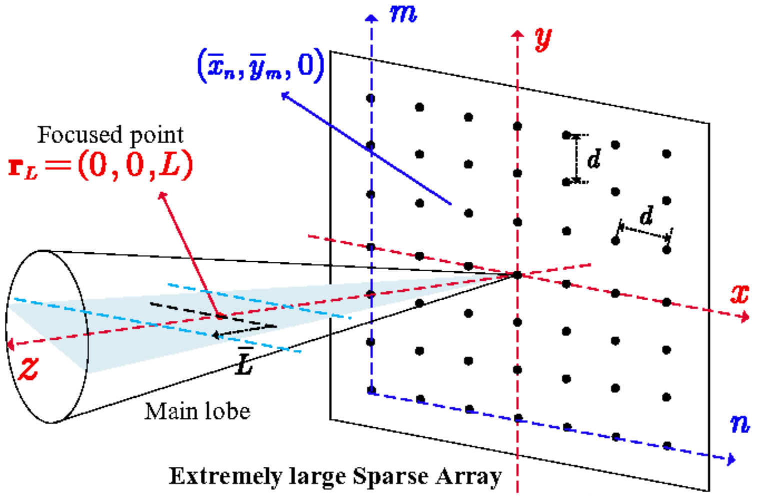
波束能量随径向距离的变化

■ 结果分析

- □ 传统密集阵列（d = 0.5λ）无距离聚焦性，波束能量随距离增加而减小
- □ 稀疏阵列（d = 10λ）体现出明显的距离聚焦性，即径向上的波束能量集中在聚焦点附近
- □ 增加天线间距能有效提升阵列距离聚焦性

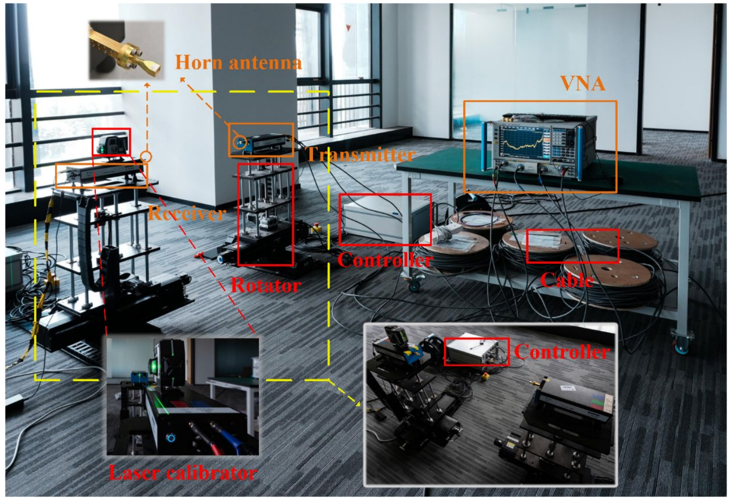
太赫兹近场稀疏阵列特性分析

5 距离聚焦性测量结果1



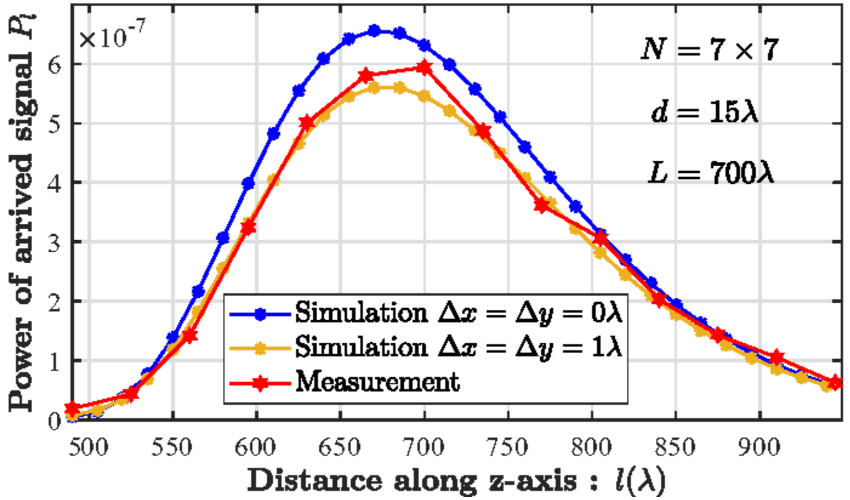
$$P_l = \beta_l \left| \sum_{n=1}^{\sqrt{N}} \sum_{m=1}^{\sqrt{N}} e^{i \frac{2\pi}{\lambda} D_{n,m}^l} e^{i \varphi_{n,m}^L} \right|^2$$

UPA稀疏阵列系统模型



$$\mathrm{PL}\,[\mathrm{dB}] = 10 \cdot \mathrm{PLE} \cdot \lg\left(\frac{l}{d_0}\right) + \mathrm{FSPL}\,(d_0) + X_\sigma$$

实验验证测试环境图



Δx和Δy分别表示发射端中心天线单元在水平方向和垂直方向上的位置偏移

沿z轴方向的接收信号功率分布

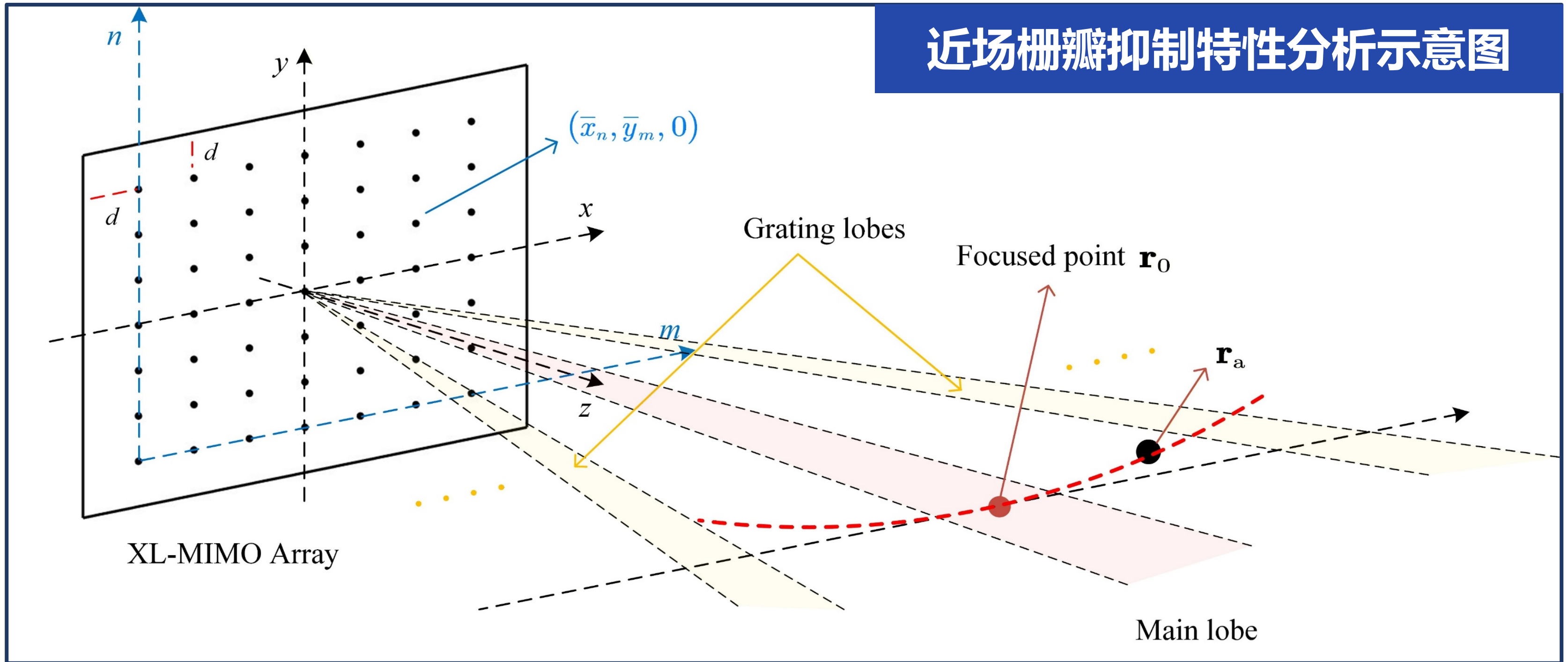
- Tx 和 Rx 口径中心通过激光校准器实现精确对准。系统工作在 300 GHz 频率下，Tx 部署了一个由$N = 7 \times 7$个天线单元组成的 UPA，天线间距设置为15λ，聚焦点固定在$(0, 0, 700\lambda)$，以确保其处于近场区域内。
- 测量结果呈现出明显的**空间功率聚焦效应**，与理论预测高度吻合，验证了所提稀疏阵列近场模型的有效性。

[1] Y. He, T. Zhang, C. Pan et.al, "Theoretical and Empirical Study of Spatial Power Focusing Effect for Sparse Arrays at Terahertz Band," arXiv:2511.15221v1 [eess.SP] 19 Nov 2025

太赫兹近场稀疏阵列特性分析

7 近场栅瓣抑制特性分析1

近场栅瓣抑制特性分析示意图



球面上任意点（距离相等，角度不同）

坐标 $\mathbf{r}_\mathrm{a} = \begin{bmatrix} r_0 \sin\theta\cos\phi \\ r_0 \sin\theta \sin\phi \\ r_0 \cos\theta \end{bmatrix}$

信号 $f_\mathrm{a} = \sqrt{P} \sum_{m=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} (w^0_{m,n})^* h^\mathrm{a}_{m,n} s$

取XoZ平面来分析栅瓣，即 $\phi = \phi_0 = 0$

主瓣和栅瓣位置

$$\theta'_k = \arcsin\left(\sin\theta_0 + \frac{k\lambda}{d}\right), \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots \qquad k \in \left[\left\lceil(-1 - \sin\theta_0)\frac{d}{\lambda}\right\rceil, \left\lfloor(1 - \sin\theta_0)\frac{d}{\lambda}\right\rfloor\right]$$

分段函数表示信号波束功率

$$P_{\mathrm{a},\theta} = \frac{NP}{M(4\pi r_0)^2} \frac{1}{4a_{x,\theta}} \left((C(u_{1,x,\theta}) + C(u_{2,x,\theta}))^2 + (S(u_{1,x,\theta}) + S(u_{2,x,\theta}))^2\right)$$

$$u_{1,x,\theta} = \sqrt{|a_{x,\theta}|}(M-1) + \frac{b_{x,\theta}}{\sqrt{|a_{x,\theta}|}}, \quad u_{2,x,\theta} = \sqrt{|a_{x,\theta}|}(M-1) - \frac{b_{x,\theta}}{\sqrt{|a_{x,\theta}|}}$$

$$a_{x,\theta} = \frac{d^2}{2r_0\lambda}(\cos^2\theta_0 - \cos^2\theta), \quad b_{x,\theta} = \left\{\left(\theta, \frac{d}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta'_k)\right) \middle| \theta \in I_k\right\}$$

$$I_k = \begin{cases} \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\theta'_k + \theta'_{k+1}}{2}\right], & k = \left\lceil(-1 - \sin\theta_0)\frac{d}{\lambda}\right\rceil \\ \left[\frac{\theta'_{k-1} + \theta'_k}{2}, \frac{\pi}{2}\right], & k = \left\lfloor(1 - \sin\theta_0)\frac{d}{\lambda}\right\rfloor \\ \left[\frac{\theta'_{k-1} + \theta'_k}{2}, \frac{\theta'_k + \theta'_{k+1}}{2}\right], & k = else \end{cases}$$

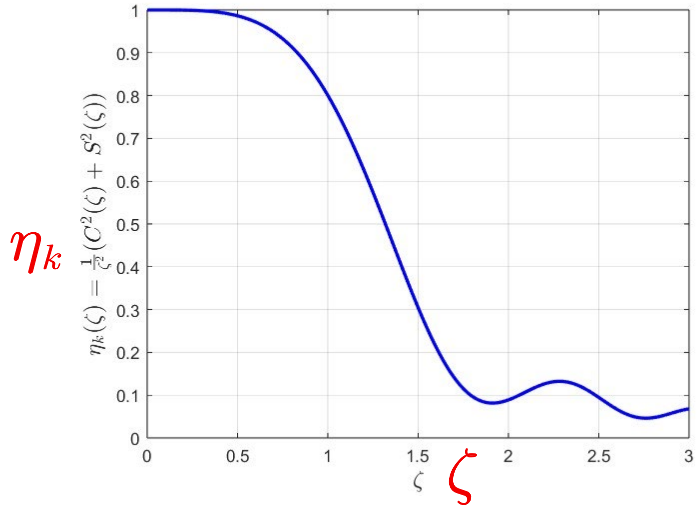
太赫兹近场稀疏阵列特性分析

8 近场栅瓣抑制特性分析2

栅瓣、主瓣能量抑制比

抑制比 $\eta_k=\dfrac{P_{a,\theta}(\theta_k')}{P_{a,\theta}(\theta_0)}\approx\dfrac{1}{\zeta^2}(C^2(\zeta)+S^2(\zeta))$，$\zeta=(M-1)\sqrt{\dfrac{1}{r_0}\left|dk\sin\theta_0+\dfrac{1}{2}k^2\lambda\right|}$

导数 $\dfrac{d}{d\zeta}\eta_k=\dfrac{2}{\zeta^2}\left[-\dfrac{1}{\zeta}(C^2(\zeta)+S^2(\zeta))+C(\zeta)\cos\left(\dfrac{\pi\zeta^2}{2}\right)+S(\zeta)\sin\left(\dfrac{\pi\zeta^2}{2}\right)\right]$



$\lim\limits_{\zeta\to 0}\eta_k=1$ ζ趋于0时，能量抑制比为1，即栅瓣和主瓣有同样的能量

ζ趋于0的两种情况

$\zeta=(M-1)\sqrt{\dfrac{1}{r_0}\left|dk\sin\theta_0+\dfrac{1}{2}k^2\lambda\right|}$

远场 $\dfrac{1}{r_0}\to 0\Longrightarrow r_0\to\infty$

特定位置的栅瓣

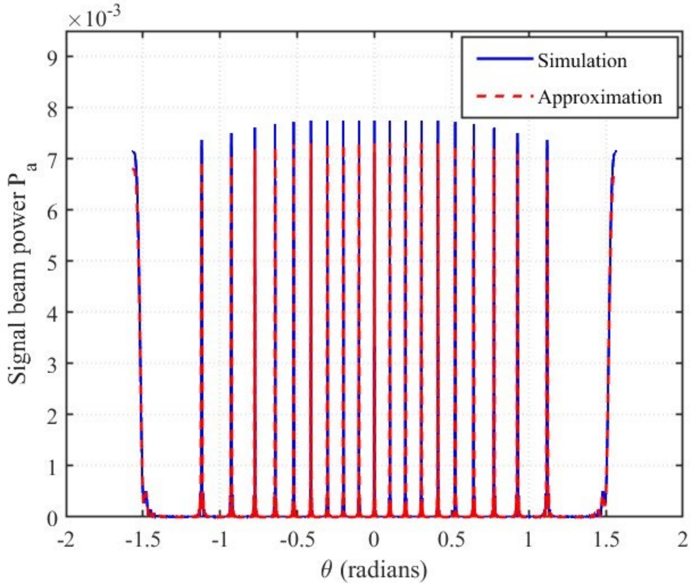
$dk\sin\theta_0+\dfrac{1}{2}k^2\lambda\longrightarrow 0$

$\Rightarrow k=\left\lfloor -2\dfrac{d}{\lambda}\sin\theta_0\right\rfloor$ or $\left\lfloor -2\dfrac{d}{\lambda}\sin\theta_0\right\rfloor+1$

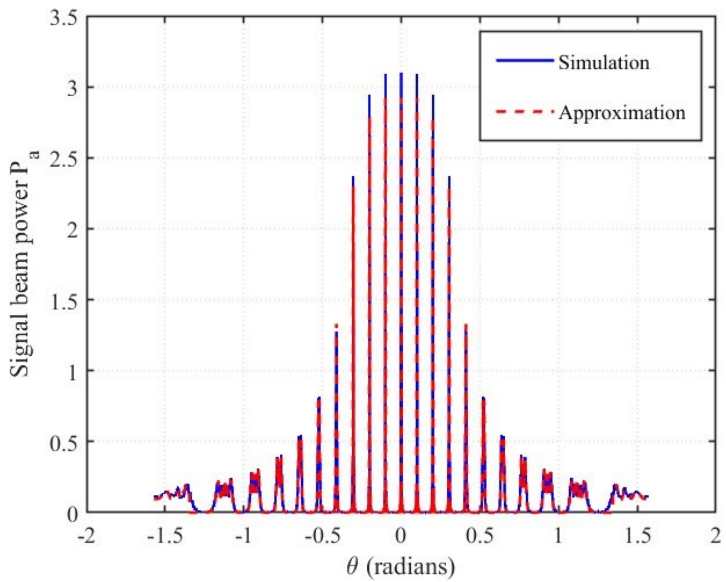
其他位置的栅瓣可以通过**增大天线间距**进行**抑制**

太赫兹近场稀疏阵列特性分析

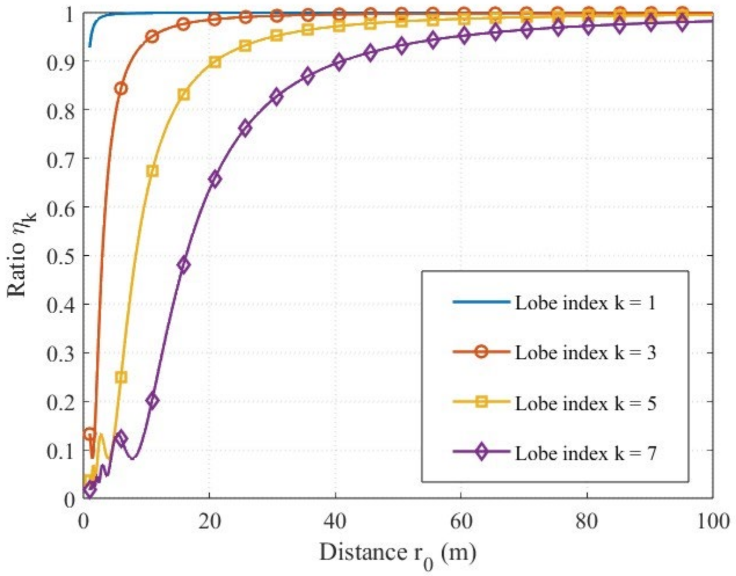
9 近场栅瓣抑制特性仿真结果1



远场（100m）主瓣与栅瓣能量



近场（5m）主瓣与栅瓣能量

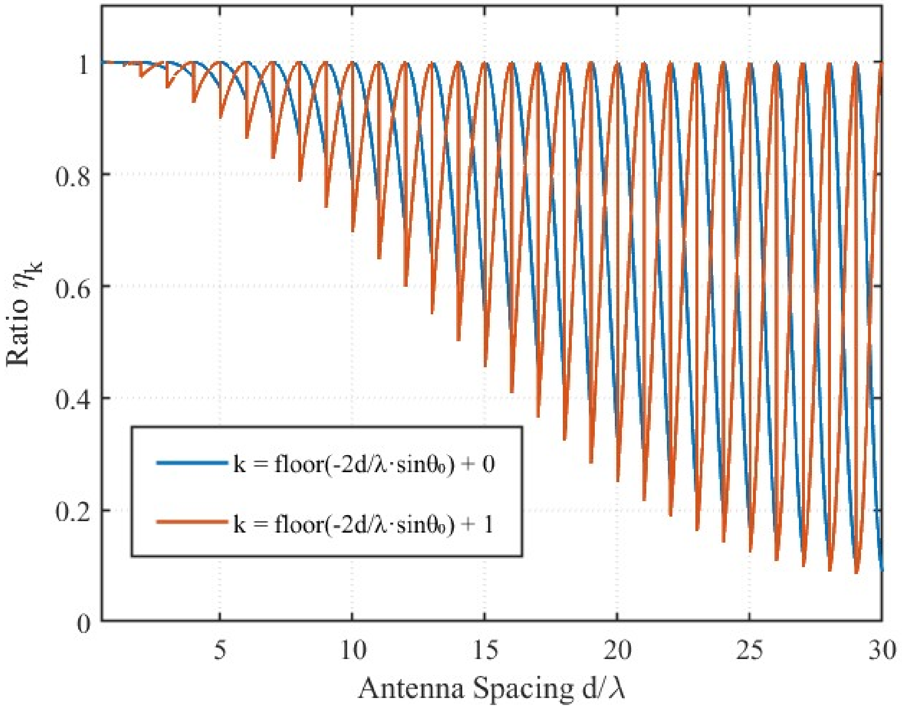


栅瓣能量抑制比随距离变化

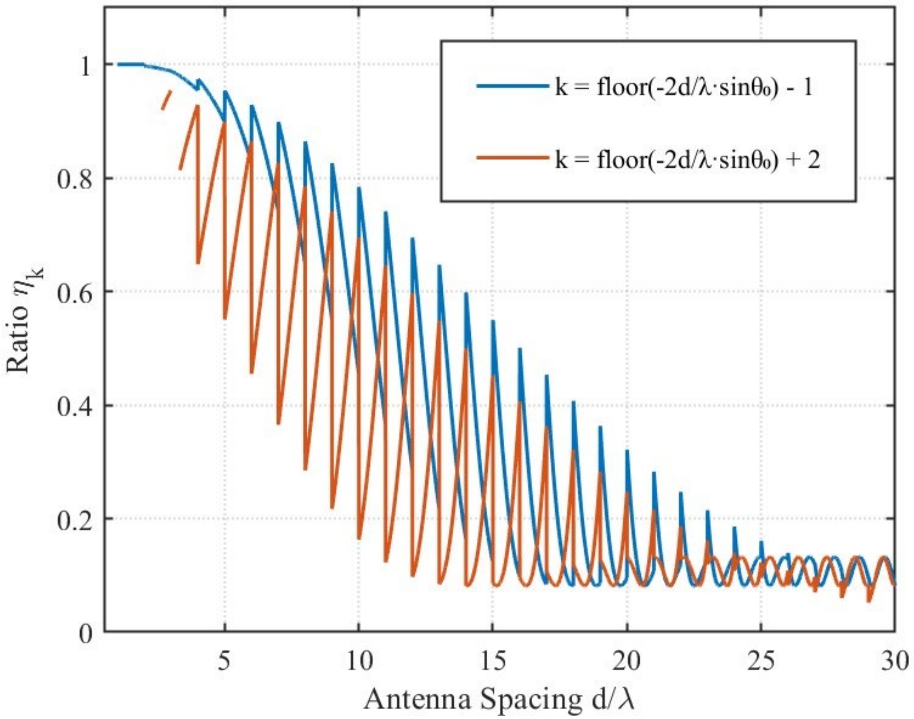
- 远场处栅瓣与主瓣能量相当
- 近场处大多数栅瓣受到了明显的抑制效果
- 随着距离减小，栅瓣抑制比减小，近场稀疏阵列展现出近场栅瓣抑制特性

太赫兹近场稀疏阵列特性分析

10 近场栅瓣抑制特性仿真结果2



最强栅瓣能量与天线间距的关系



次强栅瓣能量与天线间距的关系

- 随着天线间距的增加，最强栅瓣能量会周期性的与主瓣相当
- 随着天线间距的增加，次强栅瓣能量可以通过增加天线间距来有效抑制
- 大部分栅瓣可以通过增加天线间距来抑制，体现了稀疏阵列的近场栅瓣抑制特性

目录

1 太赫兹通信背景介绍

2 太赫兹信道测量

3 太赫兹近场信道自由度与稀疏阵列特性分析

4 太赫兹模块化阵列定位方案

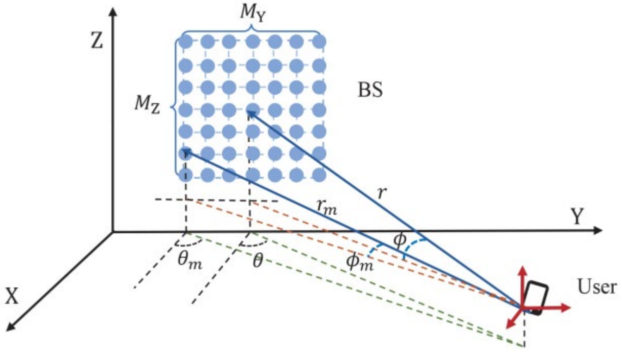
5 太赫兹低复杂度预编码方案

太赫兹模块化阵列定位方案

1 研究背景

现有超高频超大规模阵列定位工作

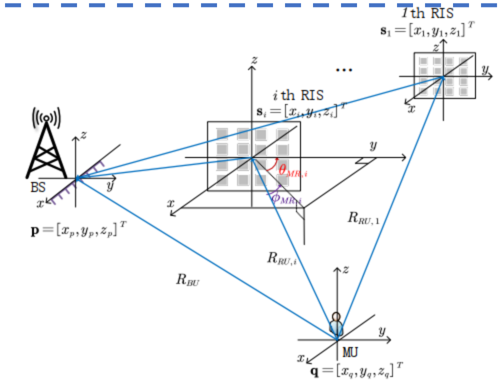
基于集中式阵列



阵元集中式分布于同一阵列

- 阵元紧密分布，阵列孔径受限，**获取空间角度信息有限**。
- 常见估计或阵列信号处理方法对应**矩阵运算规模大**；
- 考虑近场**球面波**估计与定位算法，矩阵运算规模**进一步增大**。

基于分布式阵列



阵元分布于不同子阵
子阵于空间任意放置

- 子阵于空间任意放置，**子阵间距并非波长的整数倍**。
- 各子阵位置相对分散，子阵间数据交互需更多开销。
- 各子阵的角度估计彼此独立，未充分挖掘**几何关系降低到达角估计复杂度**的作用。

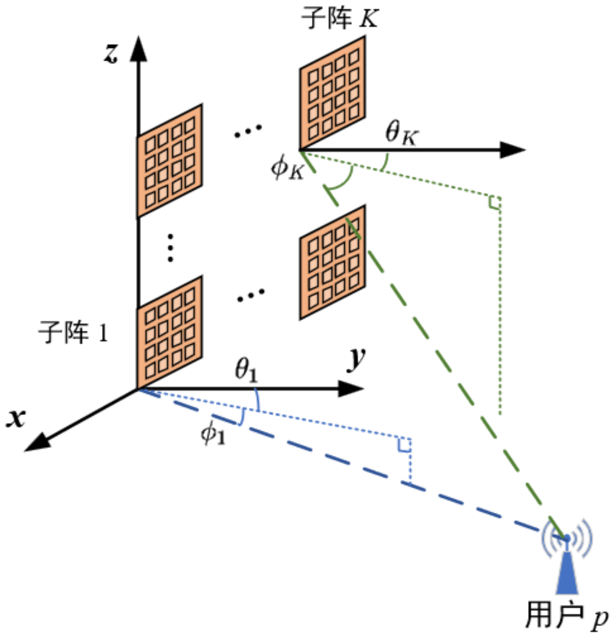
Y. Zhang, R. Li, C. Pan*, et al, “Modular XL-array-enabled Channel Estimation and Localization in Terahertz Systems”, early access in IEEE TCCN.

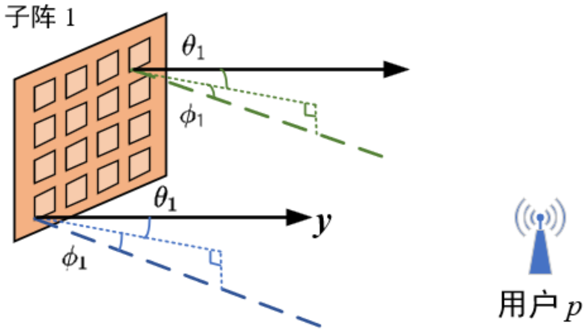
东南大學

太赫兹模块化阵列定位方案

2 系统模型

系统模型与假设





考虑太赫兹**上行**多载波信道估计与定位系统，
基站端**模块化超大规模模阵列**由K个$M_x \times M_z$的子阵构成，
接收P个单天线用户的导频信号。

子阵间距D = 0.2m，
中心频率f = 300GHz，
子阵数K = 5×5，
每个子阵天线数M = 5×5。
单个子阵的瑞利距离：16mm；
模块化阵列整体的瑞利距离：2.56km；
用户到坐标原点的距离：约10m。

- **模块化阵列：**
  子阵配置相同，均匀部署；
  子阵间距远大于天线间距；
- **系统特性：**
  子阵内天线到达角相同；
  子阵间到达角不同；
  子阵采用部分连接混合阵；
  子阵和用户之间可能存在遮挡

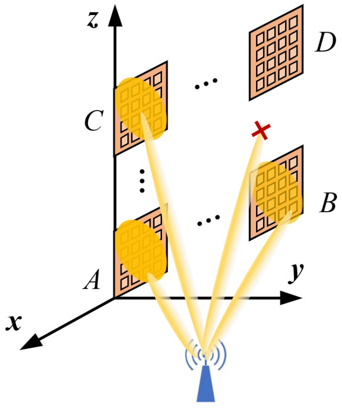
Y. Zhang, R. Li, C. Pan*, et al, “Modular XL-array-enabled Channel Estimation and Localization in Terahertz Systems”, early access in IEEE TCCN.

太赫兹模块化阵列定位方案

3 现有算法及其问题

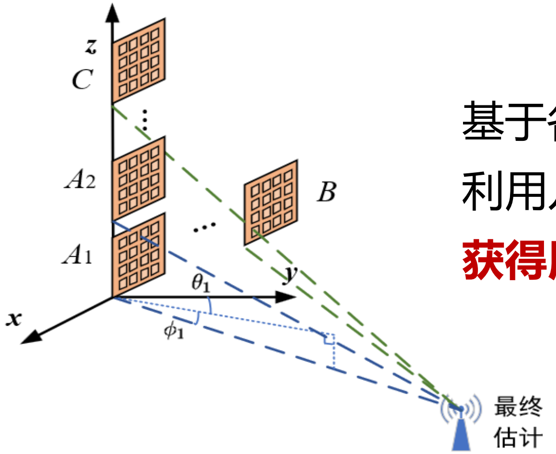
现有算法：

① 独立对各子阵做到达角估计



对**各子阵独立做到达角估计**，
角度范围为0-180°的**全角度域**，
对应**码本矩阵规模较大**，
估计全部子阵到达角**复杂度较高**。

② 融合角度信息获得位置估计



基于各子阵角度估计结果，
利用几何关系进行**角度融合**，
获得用户位置估计。

问题与改进：

存在问题

- 现有算法的子阵**到达角估计彼此独立**，空间几何关系未得到充分挖掘；
- **所有子阵的到达角估计都使用规模较大的码本矩阵进行，估计算法复杂度较高。**

改进思路

- 先通过部分子阵的角度估计获得初步位置估计；
- 再通过几何关系限定其他子阵到达角可能范围；
- **多数子阵的到达角估计使用较小码本，在维持高定位精度的基础上有效降低算法复杂度；**

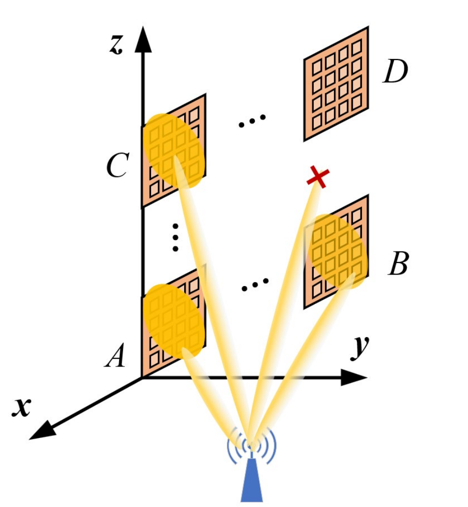
Y. Zhang, R. Li, C. Pan*, et al, “Modular XL-array-enabled Channel Estimation and Localization in Terahertz Systems”, early access in IEEE TCCN.

東南大學

太赫兹模块化阵列定位方案

3 算法整体流程

① 基于接收信号强度的子阵分类



各子阵接收信号强度：

A>…>B>C>…>>D

归一化信号强度原则

子阵分类：

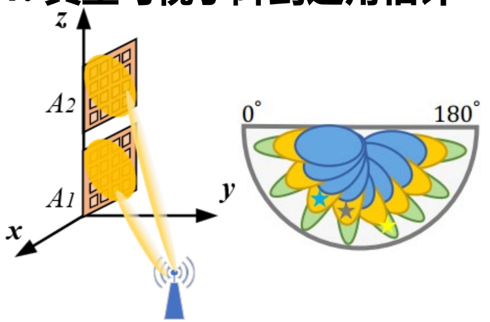
A：典型可视子阵；

B, C：非典型可视子阵；

D：非可视子阵。

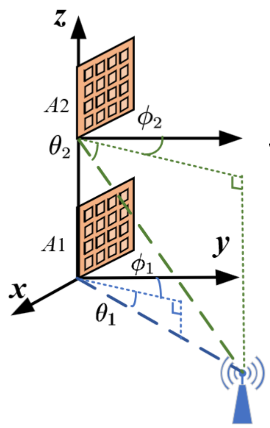
② 用户位置初步估计

1. 典型可视子阵到达角估计



对所有**典型可视子阵**
在**全角度域以大尺寸码本**
估计其到达角

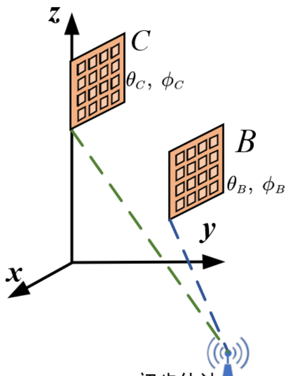
2. 基于WLS的用户位置估计



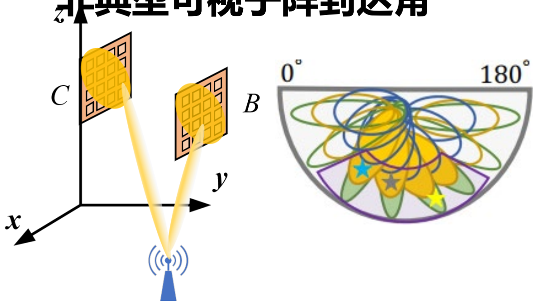
使用**典型可视子阵**
到达角估计结果
初步估计位置

③ 非典型可视子阵到达角估计

1. 基于位置估计，计算非典型可视子阵到达角

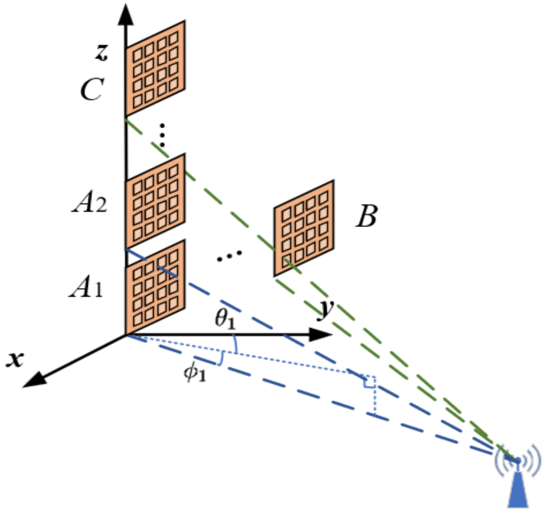


2. 基于角度计算，估计非典型可视子阵到达角



对所有**非典型可视子阵**
以**角度计算结果为中心**
构造小尺寸码本估计其到达角

④ 用户位置精确估计



基于WLS的用户位置估计

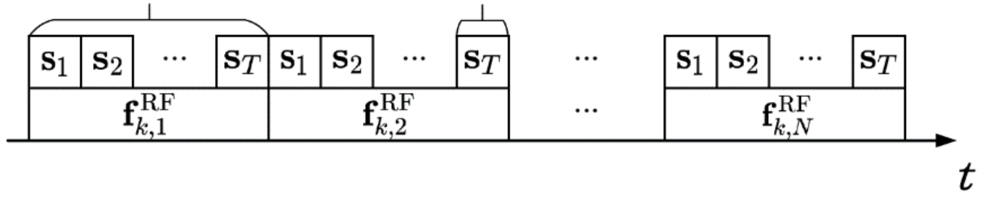
使用**所有可视子阵**
到达角估计结果
修正位置估计
获得最终位置估计

Y. Zhang, R. Li, C. Pan*, et al, “Modular XL-array-enabled Channel Estimation and Localization in Terahertz Systems”, early access in IEEE TCCN.

太赫兹模块化阵列定位方案

4 步骤一：基于接收信号强度的子阵分类

导频结构设计



每个子阵的接收预编码变化N次以获取空域信道信息。

持续时间内，所有用户同时发送长度为T的导频序列

$$\mathbf{z}_{k,p} \triangleq \mathbf{Y}_k \bar{\mathbf{s}}_p^* = (\bar{\mathbf{F}}_k^{\mathrm{RF}})^{\mathrm{H}} \sum_{q=1}^{P} \mathbf{h}_{k,q} \bar{\mathbf{s}}_q^{\mathrm{T}} \bar{\mathbf{s}}_p^* + \bar{\mathbf{V}}_k \bar{\mathbf{s}}_p^*$$
$$= (\bar{\mathbf{F}}_k^{\mathrm{RF}})^{\mathrm{H}} \mathbf{h}_{k,p} p_t + \bar{\mathbf{n}}_{k,p}.$$

叠加子阵k在N次接收编码变化的所有接收信号，利用导频正交性获得$\mathbf{z}_{k,p}$；

$\mathbf{z}_{k,p}$仅含有用户p对子阵k的信道信息，完成**不同用户与子阵之间的解耦**。

基于接收信号强度的子阵分类

子阵分类目的：

- 超大规模阵列系统固有**空间非平稳特性**，阵列仅有**部分阵元**可以**有效接收**用户的导频信号；
- 部分子阵的对某用户接收信号强度**明显小于**其他子阵，可**推测二者间不存在LoS径**，故不作为定位锚点处理；
- 部分子阵的对某用户接收信号强度**相对大于**其他子阵，可**推测其对应角度估计精度更高，对应更可靠的位置粗估计。**

归一化接收信号强度原则：

$$\mathcal{K}_p = \left\{ k \mid \frac{\mathbf{e}_{p[k]} - \min(\mathbf{e}_p)}{\max(\mathbf{e}_p) - \min(\mathbf{e}_p)} > \psi \right\},\ \psi \text{ 为预设的阈值}$$

$$\mathbf{e}_p = [\|\mathbf{z}_{1,p}\|_2, \|\mathbf{z}_{2,p}\|_2, \cdots, \|\mathbf{z}_{K,p}\|_2]^{\mathrm{T}}$$

- **可视子阵**：**归一化接收信号强度大于阈值的子阵；认为其与用户之间存在直达径，参与后续到达角估计与定位。**
- **典型可视子阵**：**接收信号强度最大的若干锚点，其到达角估计在第二步骤完成；其到达角估计结果参与粗位置估计与精位置估计。**
- **非典型可视子阵**：**其余可视子阵，其到达角估计在第三步骤完成；其到达角估计结果只参与精位置估计。**

Y. Zhang, R. Li, C. Pan*, et al, “Modular XL-array-enabled Channel Estimation and Localization in Terahertz Systems”, early access in IEEE TCCN.

太赫兹模块化阵列与定位方案

4 步骤二：用户位置初步估计

典型可视子阵到达角估计

1. 通过不同频带上的接收信号，将估计转化为块稀疏恢复问题：

$$\mathbf{z}_{k,p} = p_t(\bar{\mathbf{F}}_k^{\mathrm{RF}})^{\mathrm{H}}\bar{\mathbf{A}}_{k,p}\bar{\boldsymbol{\beta}}_{k,p} + \bar{\mathbf{n}}_{k,p}$$
$$= p_t\bar{\boldsymbol{\Xi}}_{k,p}\bar{\boldsymbol{\beta}}_{k,p} + \bar{\mathbf{n}}_{k,p},$$

堆叠各频带信号

$$\bar{\mathbf{z}}_{k,p} = [\mathbf{z}_{k,p}^{\mathrm{T}}[1], \mathbf{z}_{k,p}^{\mathrm{T}}[2], \cdots, \mathbf{z}_{k,p}^{\mathrm{T}}[I]]^{\mathrm{T}}$$
$$= p_t\bar{\boldsymbol{\Theta}}_{k,p}\bar{\boldsymbol{\gamma}}_{k,p} + \bar{\boldsymbol{\omega}}_{k,p},$$

转化为块稀疏恢复

$$\bar{\mathbf{z}}_{k,p} = p_t(\bar{\boldsymbol{\Theta}}_{k,p}\mathbf{P}^{\mathrm{T}})(\mathbf{P}\bar{\boldsymbol{\gamma}}_{k,p}) + \bar{\boldsymbol{\omega}}_{k,p}$$
$$= p_t\breve{\boldsymbol{\Theta}}_{k,p}\breve{\boldsymbol{\gamma}}_{k,p} + \bar{\boldsymbol{\omega}}_{k,p},$$

2.使用SOMP在整个角度域内估计直达径对应的AoA：

$\mathbf{d} = \breve{\boldsymbol{\Theta}}_{k,p}^{\mathrm{H}}\bar{\mathbf{z}}_{k,p}$ 计算相关度

$$\iota^\star = \left\{\iota \mid \max_{1\le\iota\le I_k J_k} \sum_{s=(\iota-1)I+1}^{\iota I} |\mathbf{d}_{[s]}|\right\},$$

获得角度估计

$$\hat{\omega}_{k,p}^{\mathrm{BU}} = \omega_{i^\star},\ \hat{\varphi}_{k,p}^{\mathrm{BU}} = \varphi_{j^\star},\ \iota^\star = j^\star + J_k(i^\star - 1)$$

基于WLS的用户位置粗估计

使用典型可视子阵的到达角估计结果

1. 实际角度估计存在误差，引入空间几何关系的残差：

$$\delta_k^\theta = -(x^{\mathrm{U}} - x_k^{\mathrm{B}})\cos\hat{\theta}_k^{\mathrm{BU}} + (y^{\mathrm{U}} - y_k^{\mathrm{B}})\sin\hat{\theta}_k^{\mathrm{BU}},$$
$$\delta_k^\phi = \left((x^{\mathrm{U}} - x_k^{\mathrm{B}})\sin\hat{\theta}_k^{\mathrm{BU}} + (y^{\mathrm{U}} - y_k^{\mathrm{B}})\cos\hat{\theta}_k^{\mathrm{BU}}\right)\sin\hat{\phi}_k^{\mathrm{BU}}$$
$$-(z^{\mathrm{U}} - z_k^{\mathrm{B}})\cos\hat{\phi}_k^{\mathrm{BU}},$$
$$\delta_k^\theta = \mathbf{g}_{\theta,k}^{\mathrm{T}}(\mathbf{q}^{\mathrm{U}} - \mathbf{q}_k^{\mathrm{B}}) \approx \Delta\theta_k^{\mathrm{BU}} d_k^{\mathrm{BU}}\cos\phi_k^{\mathrm{BU}},$$
$$\delta_k^\phi = \mathbf{g}_{\phi,k}^{\mathrm{T}}(\mathbf{q}^{\mathrm{U}} - \mathbf{q}_k^{\mathrm{B}}) \approx \Delta\phi_k^{\mathrm{BU}} d_k^{\mathrm{BU}}.$$

2. 将几何残差写成矩阵形式，对WLS误差求导获得位置的解：

$$\tilde{\mathbf{G}}\mathbf{q}^{\mathrm{U}} - \tilde{\mathbf{h}} = \tilde{\mathbf{D}}\mathbf{z}.$$
$$C(\tilde{\mathbf{q}}^{\mathrm{U}}) = (\tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{q}}^{\mathrm{U}} - \tilde{\mathbf{h}})^{\mathrm{T}}\mathbf{W}(\tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{q}}^{\mathrm{U}} - \tilde{\mathbf{h}})$$
$$\breve{\mathbf{q}}^{\mathrm{U}} = (\tilde{\mathbf{G}}^{\mathrm{T}}\mathbf{W}\tilde{\mathbf{G}})^{-1}\tilde{\mathbf{G}}^{\mathrm{T}}\mathbf{W}\tilde{\mathbf{h}}.$$
$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_{\mathrm{e}}^{-1}, \mathbf{R}_{\mathrm{e}} = \mathbb{E}\left\{\tilde{\mathbf{D}}\mathbf{z}\mathbf{z}^{\mathrm{T}}\tilde{\mathbf{D}}^{\mathrm{T}}\right\} = \tilde{\mathbf{D}}\mathbf{R}_{\mathrm{z}}\tilde{\mathbf{D}}^{\mathrm{T}}.$$

3. 将权重矩阵初始化为单位阵，迭代至收敛获得位置粗估计：

初始化：$\mathbf{W} = \mathbf{I}$

重复：

1. 更新位置估计 $\breve{\mathbf{q}}^{\mathrm{U}}$
2. 更新位置估计对应距离 d_k^{BU}
3. 更新误差协方差与权重矩阵 $\tilde{\mathbf{D}}$，$\mathbf{W}$

至收敛。

Y. Zhang, R. Li, C. Pan*, et al, “Modular XL-array-enabled Channel Estimation and Localization in Terahertz Systems”, early access in IEEE TCCN.

太赫兹模块化阵列与定位方案

4 步骤三、四：用户位置估计修正

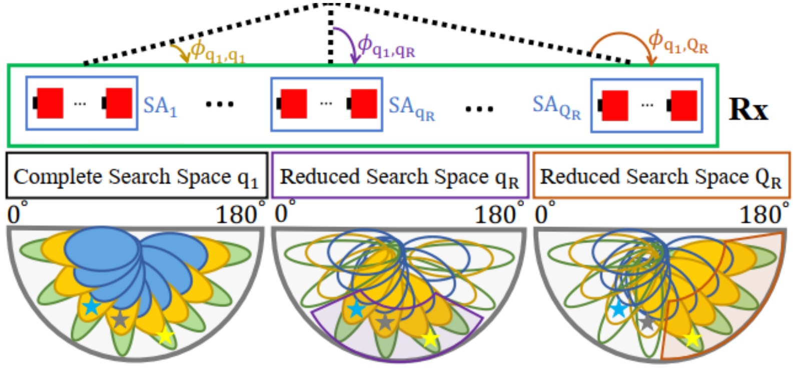
非典型可视子阵到达角估计

1. 根据粗位置估计
计算非典型可视子阵的到达角 ω_{cal}，φ_{cal}
并近似为最接近的原码本内角度 $\omega_{i^\star},\varphi_{j^\star}$

2. 码本精简：对于每个非典型锚点，
只保留以 $\omega_{i^\star},\varphi_{j^\star}$ 为中心的码字。

$$\tilde{\mathbf{A}}_{k,p}=[\mathbf{b}_{M_{\text{s}}}\left(\omega_{i^\star-\bar{i}},\varphi_{j^\star-\bar{j}}\right),\cdots,\mathbf{b}_{M_{\text{s}}}\left(\omega_{i^\star+\bar{i}},\varphi_{j^\star-\bar{j}}\right),$$
$$\mathbf{b}_{M_{\text{s}}}\left(\omega_{i^\star-\bar{i}},\varphi_{j^\star-\bar{j}+1}\right),\cdots,\mathbf{b}_{M_{\text{s}}}\left(\omega_{i^\star+\bar{i}},\varphi_{j^\star+\bar{j}}\right)],$$

3. 使用精简后的码本
对非典型可视子阵的到达角作估计



基于WLS的用户位置精估计

使用所有可视子阵的到达角估计结果

1. 实际角度估计存在误差，引入空间几何关系的残差：

$$\delta_k^\theta=-(x^{\text{U}}-x_k^{\text{B}})\cos\hat{\theta}_k^{\text{BU}}+(y^{\text{U}}-y_k^{\text{B}})\sin\hat{\theta}_k^{\text{BU}},$$
$$\delta_k^\phi=\left((x^{\text{U}}-x_k^{\text{B}})\sin\hat{\theta}_k^{\text{BU}}+(y^{\text{U}}-y_k^{\text{B}})\cos\hat{\theta}_k^{\text{BU}}\right)\sin\hat{\phi}_k^{\text{BU}}$$
$$-(z^{\text{U}}-z_k^{\text{B}})\cos\hat{\phi}_k^{\text{BU}},$$
$$\delta_k^\theta=\mathbf{g}_{\theta,k}^{\text{T}}(\mathbf{q}^{\text{U}}-\mathbf{q}_k^{\text{B}})\approx\Delta\theta_k^{\text{BU}}d_k^{\text{BU}}\cos\phi_k^{\text{BU}},$$
$$\delta_k^\phi=\mathbf{g}_{\phi,k}^{\text{T}}(\mathbf{q}^{\text{U}}-\mathbf{q}_k^{\text{B}})\approx\Delta\phi_k^{\text{BU}}d_k^{\text{BU}}.$$

2. 将几何残差写成矩阵形式，对WLS误差求导获得位置的解：

$$\tilde{\mathbf{G}}\mathbf{q}^{\text{U}}-\tilde{\mathbf{h}}=\tilde{\mathbf{D}}\mathbf{z}.$$
$$C\left(\tilde{\mathbf{q}}^{\text{U}}\right)=(\tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{q}}^{\text{U}}-\tilde{\mathbf{h}})^{\text{T}}\mathbf{W}(\tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{q}}^{\text{U}}-\tilde{\mathbf{h}})$$
$$\breve{\mathbf{q}}^{\text{U}}=(\tilde{\mathbf{G}}^{\text{T}}\mathbf{W}\tilde{\mathbf{G}})^{-1}\tilde{\mathbf{G}}^{\text{T}}\mathbf{W}\tilde{\mathbf{h}}.$$
$$\mathbf{W}=\mathbf{R}_{\text{e}}^{-1},\mathbf{R}_{\text{e}}=\mathbb{E}\left\{\tilde{\mathbf{D}}\mathbf{z}\mathbf{z}^{\text{T}}\tilde{\mathbf{D}}^{\text{T}}\right\}=\tilde{\mathbf{D}}\mathbf{R}_{\text{z}}\tilde{\mathbf{D}}^{\text{T}}.$$

3. 将权重矩阵初始化为单位阵，迭代至收敛获得位置粗估计：

初始化：$\mathbf{W}=\mathbf{I}$

重复：

1. 更新位置估计 $\breve{\mathbf{q}}^{\text{U}}$
2. 更新位置估计对应距离 d_k^{BU}
3. 更新误差协方差与权重矩阵 $\tilde{\mathbf{D}}$，$\mathbf{W}$

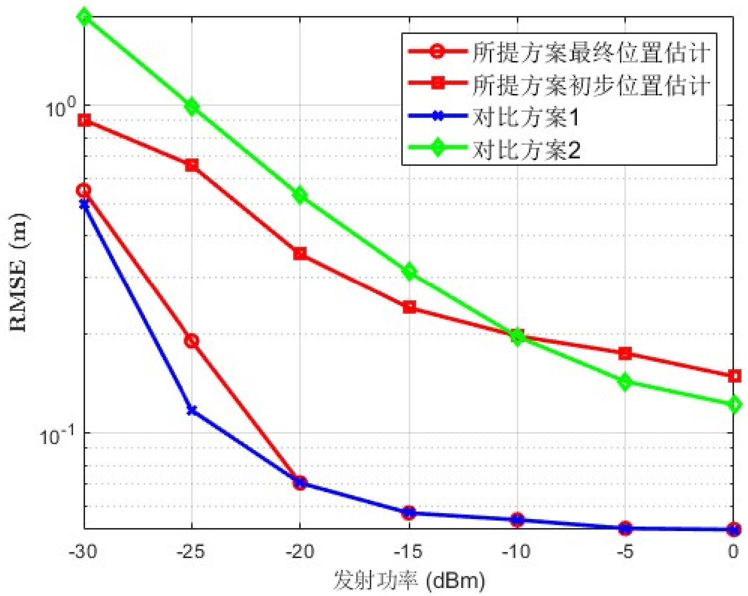
至收敛。

Y. Zhang, R. Li, C. Pan*, et al, “Modular XL-array-enabled Channel Estimation and Localization in Terahertz Systems”, early access in IEEE TCCN.

太赫兹模块化阵列定位方案

5 仿真分析

仿真结果



所提方案：典型可视子阵数设为2；
对比方案一：所有可视子阵均独立进行SOMP到达角估计；
对比方案二：基于相同天线数的集中式阵列，使用2D-DFT做到达角估计。

方案	复杂度	计算时间
所提方案	$\mathcal{O}(K_{\mathrm{Ref}} I_k J_k M_{\mathrm{S}} NI)$	12.2886s
对比方案一	$\mathcal{O}(K I_k J_k M_{\mathrm{S}} NI)$	120.4797s
对比方案二	$\mathcal{O}(G_x G_z MI)$	3.3654s

- 所提方案定位**精度可达厘米级**，且**明显优于基于集中式阵列**的方案二；
- 精位置估计相比粗位置估计有明显性能提升，且**选择2-3个子阵为典型可视子阵的定位精度**与对比方案一定位精度接近，**已接近该框架下的“性能上界”**；
- 选择2-3个子阵为典型可视子阵比对比方案一的**计算时间降低近90%**。

子阵间距D = 0.5m，
中心频率f = 300GHz，
阵元间距$d = \lambda/2$；
子阵数$K = 5\times5$，均与用户有直达径；
每个子阵天线数$M = 5\times5$。

Y. Zhang, R. Li, C. Pan*, et al, “Modular XL-array-enabled Channel Estimation and Localization in Terahertz Systems”, early access in IEEE TCCN.

东南大學

目录

1 太赫兹通信背景介绍

2 太赫兹信道测量

3 太赫兹近场信道自由度与稀疏阵列特性分析

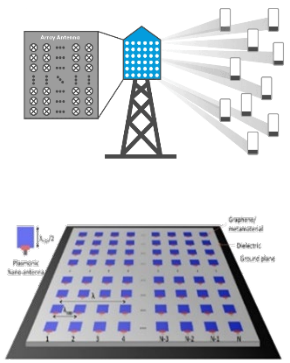
4 太赫兹模块化阵列定位方案

5 太赫兹低复杂度预编码方案

太赫兹低复杂度预编码方案

1 研究背景

计算复杂度上升



超大规模阵列

天线/用户数量激增

- 在太赫兹频段中，**超大规模阵列**的应用使得天线阵列**元素个数庞大**
- 在**用户密集**的通信热点场景，**用户数量庞大**

信道矩阵维度巨大

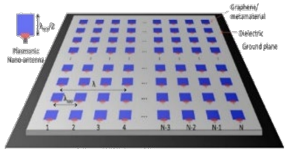
计算复杂度上升

- 设计线性预编码的**计算复杂度急剧上升** $O(N_t K^2 + K^3)$
- 基站端难以负担**高昂计算成本**

⇩

亟需设计**低复杂度**混合预编码算法

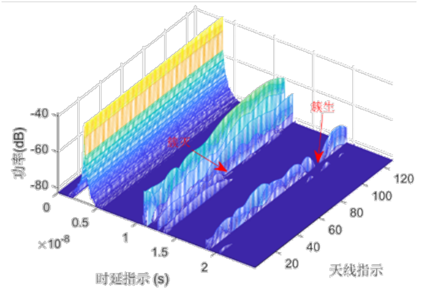
空间非平稳特性



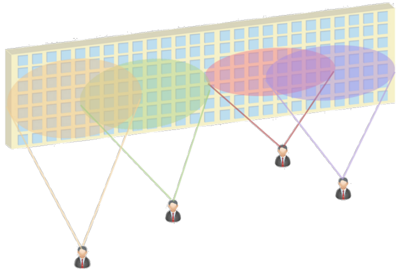
超大规模阵列
阵列尺寸较大

信号传输路径存在：

- 部分**遮挡**
- 不完全**反射**
- **球面波**特性



信道存在**空间非平稳**特性



用户只能接收到来自**部分天线**的信号**（可视区域）**

有效识别用户
可视区域

⇩

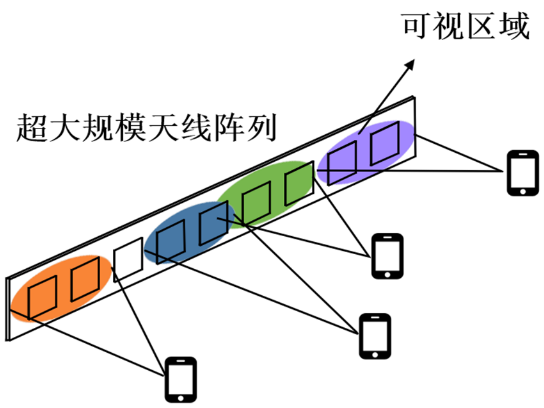
有效利用空间非平稳性
大幅度**降低计算复杂度**

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.

太赫兹低复杂度预编码方案

2 系统模型

信道模型



系统模型图

考虑一个**下行**基于**超大规模天线阵列**的**多用户**系统

基站端配备有 N_t 根天线的超大规模均匀线性阵列，可同时为 K 个单天线用户提供数据传输服务。

考虑空间非平稳特性，第 k 个用户的信道向量 $\mathbf{h}_k$ 可被修正为：

$$\mathbf{h}_k = \tilde{\mathbf{h}}_k \odot \mathbf{u}_k, \quad \Longrightarrow \quad [\mathbf{u}_k]_n = \begin{cases} 1, \text{if } \left\lceil \frac{nS}{N_\mathrm{t}} \right\rceil \in \mathrm{M}_k, \\ 0, \text{ else}, \end{cases}$$

$\mathbf{u}_k$ 为用户可视区域的指示向量

预编码设计

第 k 个用户接收到的信号可表示为：$y_k = \sqrt{\rho}\mathbf{h}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{F}\mathbf{s} + n_k$,

其中, ρ 为天线平均发射功率，$\mathbf{F}$ 为预编码矩阵，$\mathbf{s}$ 为基站端传输信号，n_k 为噪声信号

⇓ 正则化迫零预编码(**RZF**)

$$\mathbf{F}^{\mathrm{RZF}} = \beta\mathbf{H}(\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H} + \xi\mathbf{I}_K)^{-1}, \longrightarrow \mathrm{O}(N_t K^2 + K^3)$$

计算复杂度

其中，$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \cdots, \mathbf{h}_K]$，$\beta$ 为功率归一化因子，$\xi = \frac{\sigma^2}{\rho}$ 为正则化因子

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, "Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity", 2025, arXiv:2501.10689.

东南大学

太赫兹低复杂度预编码方案

3 传统算法设计

迭代求解RZF预编码框架

用户接收信号可被重写为： $\mathbf{y}=\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{F}^{\mathrm{RZF}}\mathbf{s}+\mathbf{n}=\beta\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}(\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}+\xi\mathbf{I}_K)^{-1}\mathbf{s}+\mathbf{n}$

$=\beta\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}\mathbf{v}+\mathbf{n},$

其中, $\mathbf{v}=(\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}+\xi\mathbf{I}_K)^{-1}\mathbf{s}$ **RZF预编码设计可等效为寻找辅助向量 $\mathbf{v}$**

$\mathbf{v}=\arg\min_{\mathbf{v}}\|\mathbf{Gv}-\mathbf{g}\|_2^2$

其中，$\mathbf{G}=[\mathbf{H};\sqrt{\xi}\mathbf{I}_K],\mathbf{g}=[\mathbf{0};\frac{\mathbf{s}}{\sqrt{\xi}}]$

等效为最小二乘问题

$\mathbf{g}$ 可进一步分解为：

$\mathbf{g}=\mathbf{w}+\boldsymbol{\psi},$

其中，$\mathbf{w}\in\mathrm{R}(\mathbf{G}),$

$\boldsymbol{\psi}\in\mathrm{R}(\mathbf{G})^{\perp}=\mathrm{K}(\mathbf{G}^{\mathrm{H}})$

$\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}=\mathbf{G}^{\mathrm{H}}(\mathbf{g}-\boldsymbol{\psi})=\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\mathbf{g}=\mathbf{s}.$

首先估计出位于列空间 $\mathrm{R}(\mathbf{G})$ 上的 $\mathbf{w}$

再代入 $\mathbf{Gv}=\mathbf{w}$ 恢复 $\mathbf{v}$

$\begin{cases}\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}=\mathbf{s},\\ \mathbf{Gv}=\mathbf{w}.\end{cases}$

可利用Kaczmarz算法迭代解线性方程组

随机化Kaczmarz算法

方程组 $\mathbf{Ax}=\mathbf{b}$，算法的基本原理是将当前迭代的解向量**投影到**矩阵的某一行定义的**超平面**

$$\mathbf{x}^{(t+1)}=\mathbf{x}^{(t)}+\frac{b_i-\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}\mathbf{x}^{(t)}}{\|\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}\|_2^2}\mathbf{a}_i.$$

其中，每次迭代的行选取可根据一个预先定义好的概率分布，通常使用**能量准则**，即 $p_i=\|\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}\|_2^2/\|\mathbf{A}\|_F^2.$

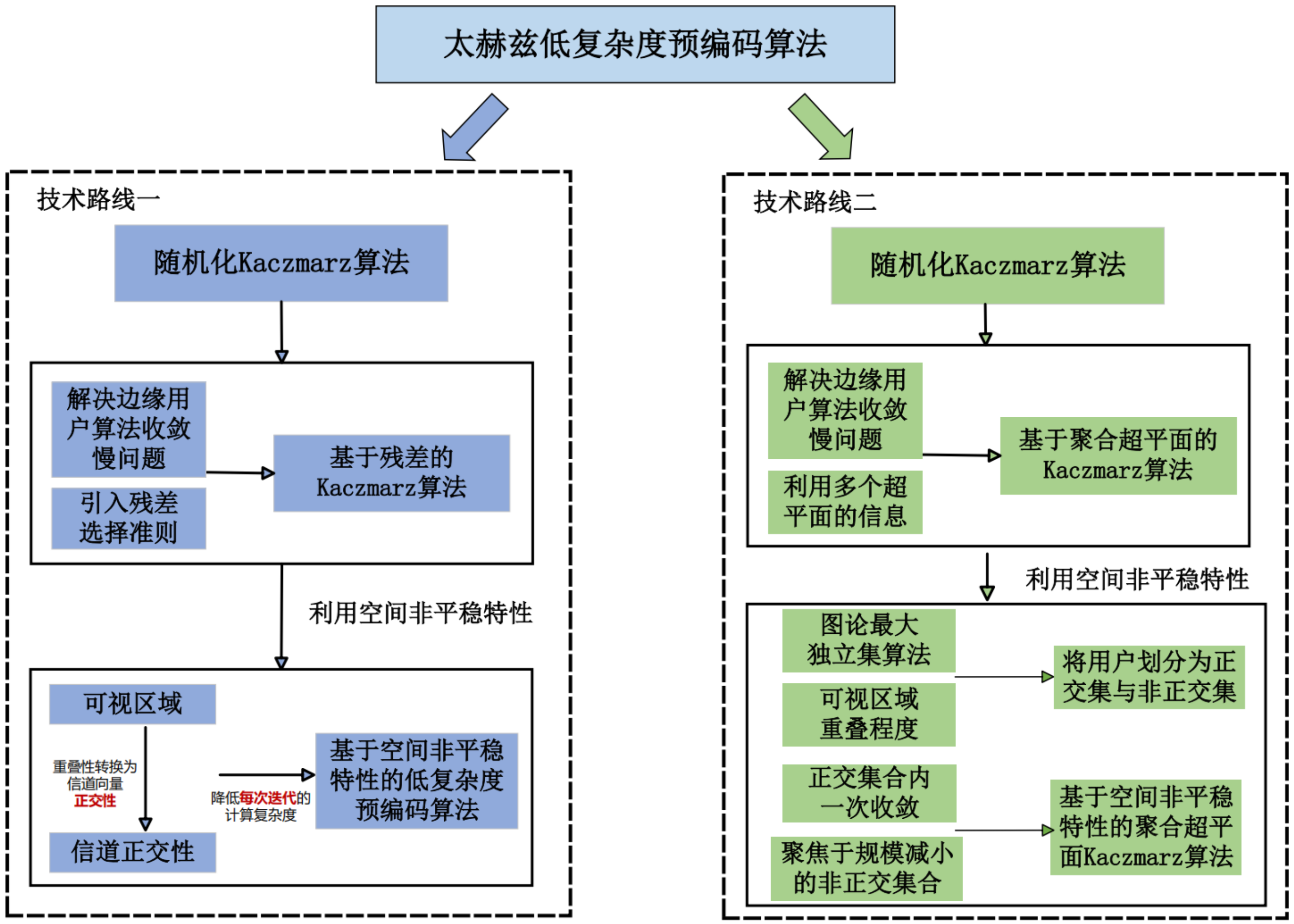
如果直接应用传统基于能量准则的Kaczmarz算法，会存在以下问题：

- 在连续多次迭代中，**总是**选取**能量较大**的用户，能量较小的用户很难被选取，大大**减慢收敛速度**
- 当系统内用户能量大小**相似**时，收敛速度较慢

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.

太赫兹低复杂度预编码方案

整体研究框架



研究思路

技术路线一：

- 引入**残差选择**准则，提出基于残差的Kaczmarz算法
- 将用户可视区域的**重叠性转化为正交性**，进一步降低每次迭代的计算复杂度

技术路线二：

- 同时利用**多个超平面的信息**，提出基于聚合超平面的Kaczmarz算法
- 利用**图论最大独立集算法**，将用户划分为正交集与非正交集，进一步加速算法收敛

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.

太赫兹低复杂度预编码方案

4 技术路线一：基于残差的低复杂度预编码算法

基于残差的低复杂度预编码

基于残差的低复杂度预编码算法：

传统基于**能量准则**的Kaczmarz算法更新准则：

$$\mathbf{x}^{(t+1)} = \mathbf{x}^{(t)} + \frac{b_i - \mathbf{a}_i^{\mathrm{H}} \mathbf{x}^{(t)}}{\| \mathbf{a}_i^{\mathrm{H}} \|_2^2} \mathbf{a}_i .$$

其中，每次迭代的行选取可根据一个预先定义好的概率分布，通常使用**能量准则**，即 $p_i = \| \mathbf{a}_i^{\mathrm{H}} \|_2^2 / \| \mathbf{A} \|_F^2$.

改进算法

- 在每次迭代中，计算当前解向量与所有超平面的**残差值**，即 $\mathbf{r}^{(t)} = \mathbf{b} - \mathbf{A}\mathbf{x}^{(t)}$
- 在下一次迭代时，选取**残差相对较大**的超平面进行投影 $\mathbf{p}_i = |\mathbf{r}_i|^2 / \| \mathbf{r} \|_2^2$， 其中， $\mathbf{r}_i^{(t)} = b_i - \mathbf{a}_i^{\mathrm{H}} \mathbf{x}^{(t)}$

通过将解向量投影到残差较大的超平面上，可以大大**加速算法的收敛**，有效解决之前的存在问题

存在问题

在每次迭代过程需要计算当前解向量与所有超平面残差值。会在每次迭代中**引入额外复杂度** $\mathrm{O}(N_t K)$

利用空间非平稳特性

进一步**降低**每一次迭代过程引入的**额外复杂度**

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.

太赫兹低复杂度预编码方案

4 技术路线一：基于空间非平稳特性的低复杂度算法

基于空间非平稳特性的低复杂度预编码

基于空间非平稳特性的预编码算法：

引理 1：如果用户 i 和用户 j 的**可视区域不重叠**，则这两个用户之间的**信道向量**可以被认为是**相互正交**的

⇓ 可视区域**重叠性**转换为信道向量**正交性**

不同用户间的可视区域**重叠关系** ⟹ 针对第 k 个用户**构建**与其可视区域**重叠**的用户集合 $\mathcal{X}_k$（**非正交集**）

⇓ 进一步**优化**Kaczmarz算法

定理 1：当线性方程组 $\mathbf{Ax}=\mathbf{b}$ 由Kaczmarz算法迭代求解时，在第 t 次迭代中，如果选择了第 i 行，则与第 i 行**正交的行**对应的**残差**将**保持不变**，即 $\mathbf{r}_j^{(t+1)}=\mathbf{r}_j^{(t)}$, if $\mathbf{a}_j^{\mathrm{H}}\mathbf{a}_i=0$

⇓ **降低**每次迭代的**计算复杂度**

每次迭代计算残差时，**只需要**计算 $\mathcal{X}_k$ 对应的残差

$$\mathcal{O}(N_t K) \Longrightarrow \mathcal{O}(N_t|\mathcal{X}_k|)$$

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.

太赫兹低复杂度预编码方案

4 技术路线一：算法收敛性分析

收敛性分析

收敛性分析：

所提算法的**收敛性**由下式给出：

$$\mathrm{E}[\|\mathbf{x}^{(t+1)}-\mathbf{x}^*\|_2^2]\le\eta^{t+1}\|\mathbf{x}^{(0)}-\mathbf{x}^*\|_2^2$$

其全局收敛率为：$\eta=1-\dfrac{\sigma_{\min}^{+2}(A)}{\|A\|_F^2}<1,\quad \sigma_{\min}^{+}(A)=\min_{x-x^*\in \mathrm{R}(A^H),x\neq x^*}\dfrac{\|A(x-x^*)\|_2}{\|x-x^*\|_2}$

证明：

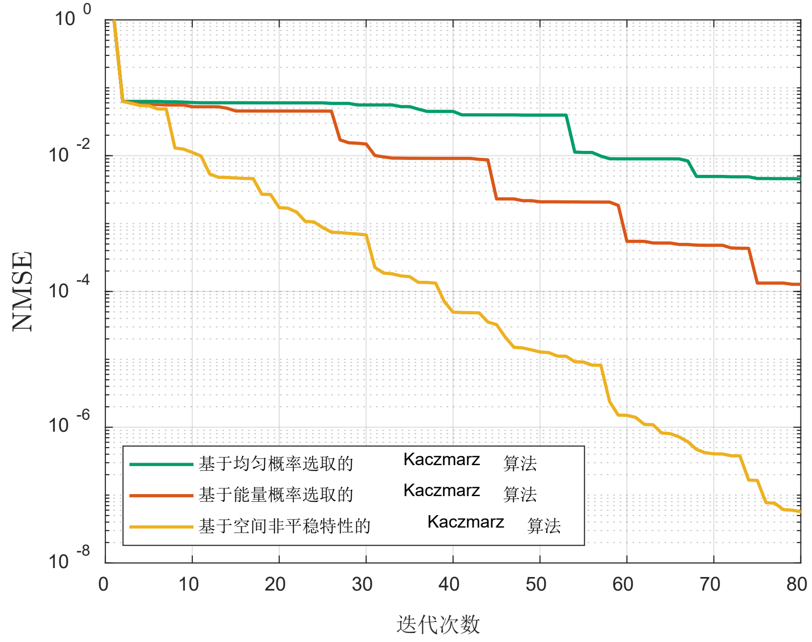
$$\mathrm{E}[\|\mathbf{x}^{(t+1)}-\mathbf{x}^*\|_2^2]=\|\mathbf{x}^{(t)}-\mathbf{x}^*\|_2^2-\mathrm{E}[\|\mathbf{x}^{(t+1)}-\mathbf{x}^{(t)}\|_2^2]$$

$$=\|\mathbf{x}^{(t)}-\mathbf{x}^*\|_2^2-\sum_{i=1}^{M}\frac{|r_i|^2}{\|\mathbf{r}^{(t)}\|_2^2}\frac{|b_i-\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}\mathbf{x}^{(t)}|^2}{\|\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}\|_2^2}$$

$$=\|\mathbf{x}^{(t)}-\mathbf{x}^*\|_2^2-\frac{1}{\|\mathbf{r}^{(t)}\|_2^2}\sum_{i=1}^{M}\frac{|r_i|^4}{\|\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}\|_2^2}$$

$$\le\|\mathbf{x}^{(t)}-\mathbf{x}^*\|_2^2-\frac{1}{\|\mathbf{r}^{(t)}\|_2^2}\frac{\sum_{i=1}^{M}|r_i|^4}{\sum_{i=1}^{M}\|\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}\|_2^2}=\|\mathbf{x}^{(t)}-\mathbf{x}^*\|_2^2-\frac{\|\mathbf{A}(\mathbf{x}^{(t)}-\mathbf{x}^*)\|_2^2}{\|\mathbf{A}\|_F^2}\le(1-\frac{\kappa^2(\mathbf{A})}{\|\mathbf{A}\|_F^2})\|\mathbf{x}^{(t)}-\mathbf{x}^*\|_2^2,$$

其中，$\kappa(\mathbf{A})=\min_{\mathbf{x}-\mathbf{x}^*\in\mathrm{R}(\mathbf{A}^{\mathrm{H}})}\dfrac{\|\mathbf{A}(\mathbf{x}-\mathbf{x}^*)\|_2}{\|\mathbf{x}-\mathbf{x}^*\|_2}$



归一化误差比较图

- 所提算法**收敛速度远快于**传统基于均匀概率选取和基于能量概率选取的Kaczmarz算法

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.

太赫兹低复杂度预编码方案

5 技术路线二：基于聚合超平面的低复杂度预编码算法

基于聚合超平面的低复杂度预编码算法

基于聚合超平面的低复杂度预编码算法：

随机化Kaczmarz算法更新准则：

$$\mathbf{x}^{(t+1)}=\mathbf{x}^{(t)}+\frac{b_i-\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}\mathbf{x}^{(t)}}{||\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}||_2^2}\mathbf{a}_i.$$

其中，每次迭代的行选取可根据预先定义好的概率分布

- 在传统的随机化Kaczmarz算法在每次迭代中**仅使用**来自**单个超平面**（用户信道向量）的信息
- 在技术路线一提出的基于残差的低复杂度预编码算法中，每次迭代需存储所有用户的**残差值**，**未能充分利用**这些信息

同时利用**多个超平面**的信息

利用预设权重生成**聚合超平面**：

$$(\boldsymbol{\varphi}^{(t)})^{\mathrm{H}}\mathbf{A}\mathbf{x}=(\boldsymbol{\varphi}^{(t)})^{\mathrm{H}}\mathbf{b}.$$

其中，$\boldsymbol{\varphi}^{(t)}$是当前迭代中权重系数，当 $\boldsymbol{\varphi}^{(t)}=\mathbf{e}_i$，算法退化为基于残差的低复杂度预编码算法（技术路线一）

利用每次迭代过程产生的**残差值**作为**生成权重**：

$$[\boldsymbol{\varphi}^{(t)}]_i=\frac{b_i-\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}\mathbf{x}^{(t)}}{||\mathbf{a}_i^{\mathrm{H}}||_2^2},\forall i\in[1,M].$$

基于聚合超平面Kaczmarz算法更新准则：

$$\begin{aligned}\mathbf{x}^{(t+1)}&=\mathbf{x}^{(t)}+\frac{(\boldsymbol{\varphi}^{(t)})^{\mathrm{H}}(\mathbf{b}-\mathbf{A}\mathbf{x}^{(t)})}{||\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varphi}^{(t)}||_2^2}\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varphi}^{(t)}\\&=\mathbf{x}^{(t)}+\frac{(\boldsymbol{\varphi}^{(t)})^{\mathrm{H}}\mathbf{r}^{(t)}}{||\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varphi}^{(t)}||_2^2}\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varphi}^{(t)},\end{aligned}$$

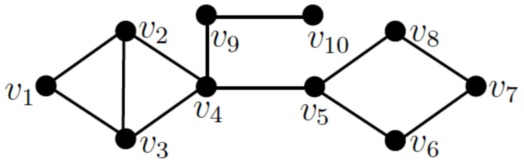
M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.

太赫兹低复杂度预编码方案

5 技术路线二：基于空间非平稳特性的聚合超平面Kaczmarz算法

基于空间非平稳特性的聚合超平面预编码

基于空间非平稳特性的聚合超平面Kaczmarz算法：



基于用户可视区域重叠程度
构建用户关系图

$$\begin{aligned} \max \quad & |\mathcal{F}| \\ \text{s.t.} \quad & \mathcal{F} \subseteq V, \\ & (v_i, v_j) \notin E, \forall v_i, v_j \in \mathcal{F} \end{aligned}$$

基于图论最大独立集问题
构建用户正交集合

将用户分解成**正交集合**和**非正交集合**两个用户组

加速算法**收敛**，进一步**降低复杂度**

- 轮流应用基于聚合超平面的预编码算法于正交集合和非正交集合
- 当所提基于聚合超平面低复杂度预编码算法应用于**正交用户组**时，迭代算法仅需**一次迭代**即可完成收敛
- 聚焦于**小规模**的**非正交集合**，降低复杂度

算法更新准则：

$$\mathbf{x}^{\left(t+\frac{1}{2}\right)} = \mathbf{x}^{(t)} + \frac{\left(\boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{or}(t)}\right)^{\mathrm{H}} \mathbf{r}^{\mathrm{or}(t)}}{\left|\mathbf{A}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{or}(t)}\right|_2^2} \mathbf{A}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{or}(t)},$$

$$\mathbf{x}^{(t+1)} = \mathbf{x}^{\left(t+\frac{1}{2}\right)} + \frac{\left(\boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{nor}(t)}\right)^{\mathrm{H}} \mathbf{r}^{\mathrm{nor}(t)}}{\left|\mathbf{A}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{nor}(t)}\right|_2^2} \mathbf{A}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{nor}(t)},$$

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.

5 技术路线二：算法收敛性分析

收敛性分析

收敛性分析：

所提算法的**收敛性**由下式给出：

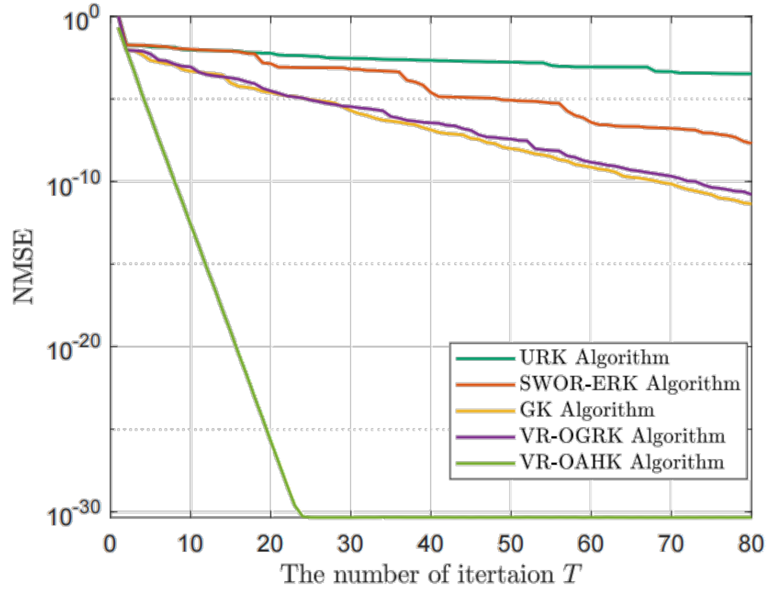
$$\|\mathbf{x}^{(t+1)}-\mathbf{x}^{*}\|_2^2 \le \alpha^{2t}\|\mathbf{x}^{(0)}-\mathbf{x}^{*}\|_2^2,$$

其全局收敛率为：$\alpha=\left(1-\frac{\boldsymbol{\vartheta}\mathbf{P}\boldsymbol{\vartheta}^{\mathrm{H}}}{\boldsymbol{\vartheta}\boldsymbol{\vartheta}^{\mathrm{H}}}\right)<1$, $\boldsymbol{\vartheta}=\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}$, $\mathbf{P}=\frac{\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\left(\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\right)^{\mathrm{H}}}{\left(\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\right)^{\mathrm{H}}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}}$, $\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}=\mathbf{x}^{(t+\frac{1}{2})}-\mathbf{x}^{*}$.

证明：

$$\begin{aligned}
\|\mathbf{e}^{(t+1)}\|_2^2 &= \|\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\|_2^2-\|\mathbf{x}^{(t+1)}-\mathbf{x}^{(t+\frac{1}{2})}\|_2^2\\
&=\|\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\|_2^2-\frac{\left(\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\right)^{\mathrm{H}}\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{nor}(t)}\left(\boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{nor}(t)}\right)^{\mathrm{H}}\mathbf{A}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}}{\|\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varphi}^{\mathrm{nor}(t)}\|_2^2}\\
&=\|\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\|_2^2-\frac{\left(\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\right)^{\mathrm{H}}\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{A}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\mathbf{A}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\left(\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\right)^{\mathrm{H}}\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{A}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\mathbf{A}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}}{\left(\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\right)^{\mathrm{H}}\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}}\\
&=\left(1-\frac{\left(\left(\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\right)^{\mathrm{H}}\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{A}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\mathbf{A}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\right)^2}{\left(\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\right)^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{T}}\mathbf{A}\right)^2\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\left(\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\right)^{\mathrm{H}}\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}}\right)\|\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\|_2^2\\
&=\left(1-\frac{\boldsymbol{\vartheta}\mathbf{P}\boldsymbol{\vartheta}^{\mathrm{H}}}{\boldsymbol{\vartheta}\boldsymbol{\vartheta}^{\mathrm{H}}}\right)\|\mathbf{e}^{(t+\frac{1}{2})}\|_2^2
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\|\mathbf{x}^{(t+1)}-\mathbf{x}^{*}\|_2^2 &\le \alpha\|\mathbf{x}^{(t+\frac{1}{2})}-\mathbf{x}^{*}\|_2^2\\
&\le \alpha^2\|\mathbf{x}^{(t)}-\mathbf{x}^{*}\|_2^2 \le \alpha^{2t}\|\mathbf{x}^{(0)}-\mathbf{x}^{*}\|_2^2,
\end{aligned}$$



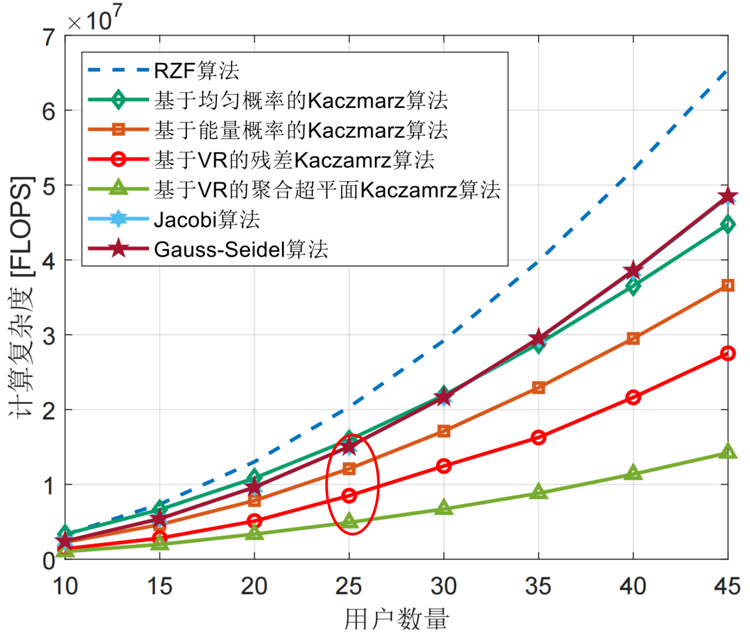
- 所提算法**收敛速度快于**基于残差的Kacmarz算法（技术路线一）

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.

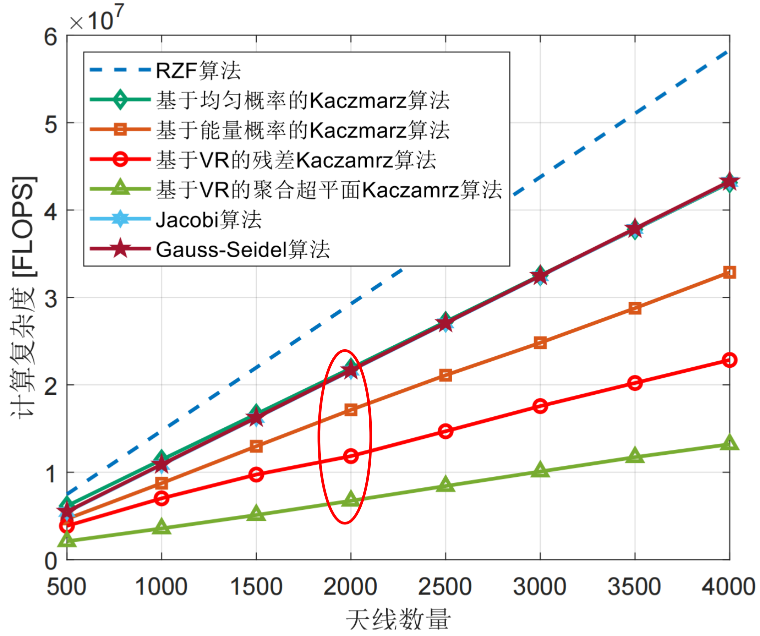
太赫兹低复杂度预编码方案

6 仿真分析

仿真结果



算法计算复杂度与用户数量比较图

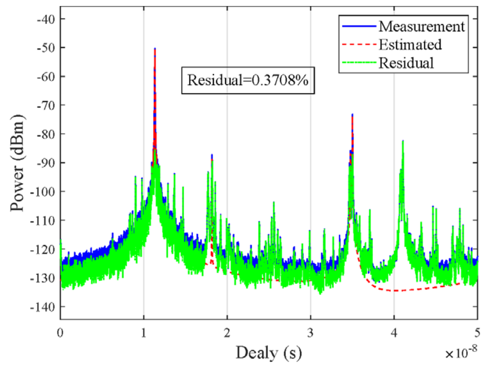


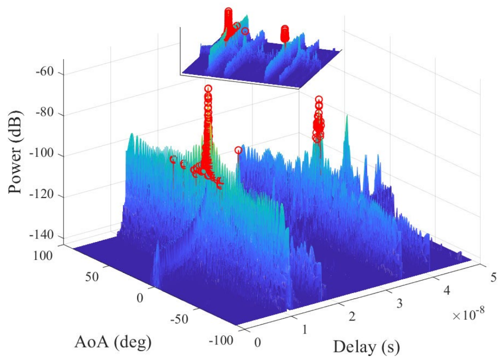
算法计算复杂度与天线数量比较图

- 在**计算复杂度**方面，所提基于残差的低复杂度预编码算法和基于聚合超平面的低复杂度预编码算法**显著低于**RZF预编码和传统迭代类预编码算法。

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.

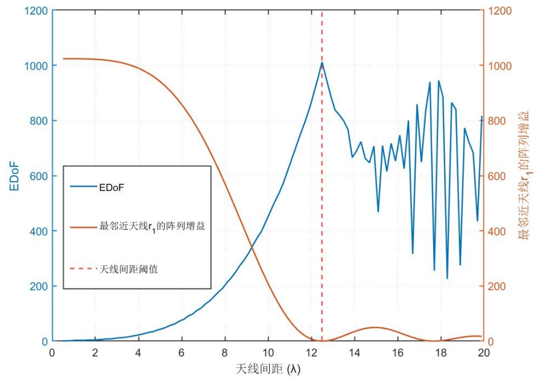
总结

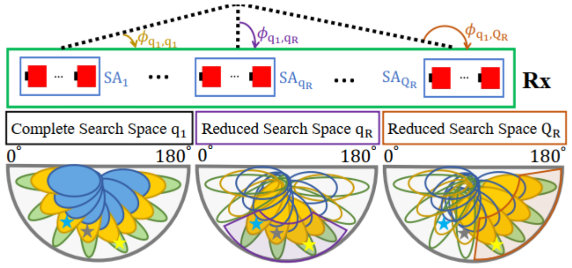




太赫兹信道特性验证

- 使用基于**矢量网络分析仪**扩频的频域测量系统
- 测量并分析**太赫兹室内**会议室场景信道特性



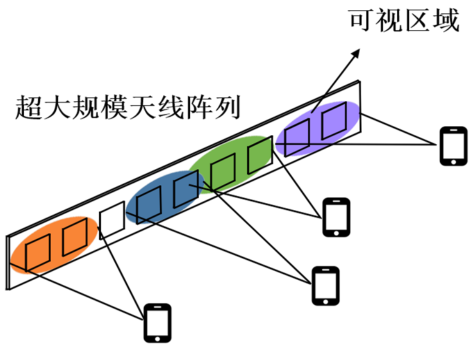


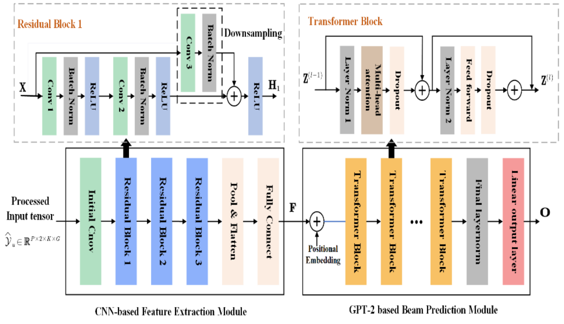
太赫兹近场信道自由度与稀疏阵列特性分析

- 推导最大化信道有效自由度的**天线间距阈值**
- 解释了天线间距超过阈值后**EDoF下降**的原因

太赫兹模块化阵列定位方案

- 提出基于**模块化阵列**的定位方案
- 实现**高精度低复杂度**定位性能





完成超高维度混合波束成形设计

- 提出基于**空间非平稳特性**的预编码算法
- 计算复杂度**显著低于**RZF和传统Kaczmarz算法

2025年度RISTA前沿大讲堂

谢谢各位

敬请批评指正

报告人：潘存华

东南大学移动通信全国重点实验室

2025-11-23

Email: cpan@seu.edu.cn

东南大学

太赫兹低复杂度预编码方案

附录

基于空间非平稳特性的低复杂度预编码

离线设计迭代预编码：

用户接收信号为： $\mathbf{y}=\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{F}^{\mathrm{RZF}}\mathbf{s}+\mathbf{n}=\beta\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}(\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}+\xi\mathbf{I}_K)^{-1}\mathbf{s}+\mathbf{n}$

$$=\beta\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}\mathbf{v}+\mathbf{n},$$

$$\mathbf{v}=(\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}+\xi\mathbf{I}_K)^{-1}\mathbf{s}$$

通过**所提低复杂度算法**，可以快速求解 $\mathbf{v}$

⇩ **存在问题**

若将RZF预编码设计问题**简单等效**为寻找**辅助向量** $\mathbf{v}$ 则存在如下问题：

- 向量 $\mathbf{s}$ 随发送数据不同而变化，需要在每次发送数据前重新设计等效辅助向量 $\mathbf{v}$，复杂度较高。

⇩

需改进算法以设计得到预编码矩阵 $\mathbf{F}$ **（不随数据向量变化，仅与信道相关）**

⇨ **离线设计**

根据用户接收信号，有如下关系式：

$$\mathbf{H}\mathbf{v}=\mathbf{F}\mathbf{s}$$

⇩ **离线状态求解方程**

设置数据信号为 $\mathbf{s}_k=\mathbf{e}_k\in\mathbb{R}^{K\times 1}$

并行（互不干扰）运行所提算法求解 K 次得到 K 个辅助向量 $[\mathbf{v}_1,\cdots,\mathbf{v}_K]$

⇩ 求解得到**预编码矩阵**

$$\mathbf{H}\times[\mathbf{v}_1,\cdots,\mathbf{v}_K]=\mathbf{F}\times[\mathbf{e}_1,\cdots,\mathbf{e}_K]=\mathbf{F}\mathbf{I}=\mathbf{F}.$$

在离线状态下设计的预编码矩阵，可在相干时间内使用，**无需重复设计**

M. Liu, C. Pan*, H, Ren*, et al, “Low-Complexity Iterative Precoding Design for Near-field Multiuser Systems With Spatial Non-Stationarity”, 2025, arXiv:2501.10689.