

面向6G的无线信道研究： 从统计建模到智能生成

汇报人：孙舒
上海交通大学
集成电路学院（信息与电子工程学院）

2026年8月19日

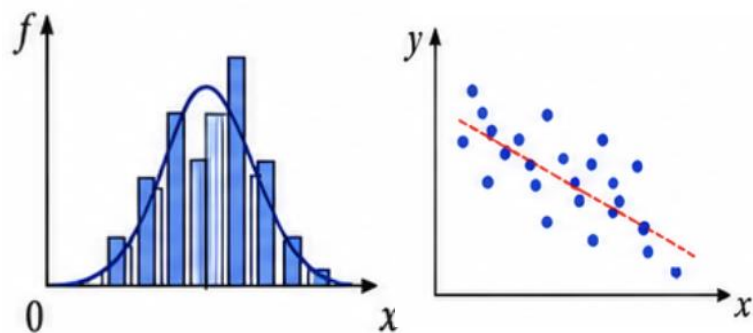
- **研究背景**
- **面向6G新天线新场景的统计信道建模**
 - **连续空间孔径信道建模**
 - **海陆信道测量与建模**
- **AI赋能的信道预测及生成**
 - **基于体素化辐射场的信道预测**
 - **基于大模型的信道信息生成**
- **总结与展望**

研究背景：信道建模主要方法（1/2）



传统信道建模方法

统计性方法



基于大量数据，建立信道参数的统计分布

特点

- 简洁、高效
- 能提供标准化的无线系统性能评估基准
- 对特定环境的适配性不足

确定性方法

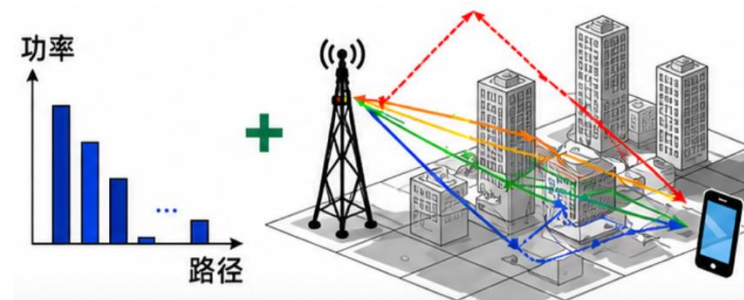


基于环境和电磁理论求解传播路径

特点

- 物理可解释性强，环境适配性好
- 依赖精确的三维环境模型、材质参数
- 计算复杂度高

混合方法



融合统计性和确定性建模

特点

- 平衡精度与复杂度
- 仍需环境模型及材质参数
- 受统计假设限制

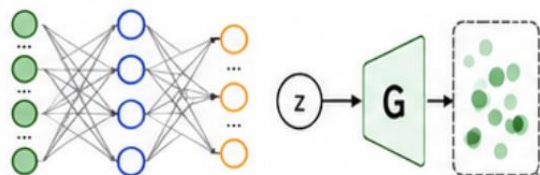
传统信道建模方法难以兼顾**精度**、**效率**与**泛化能力**

研究背景：信道建模主要方法（2/2）



智能信道建模方法

直接映射/生成



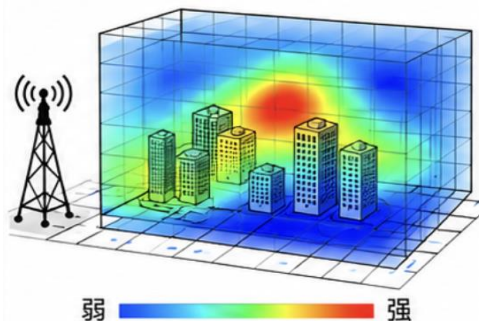
判别式：环境特征直接映射到信道参数

生成式：学习信道联合分布，生成信道样本

特点

- 任务明确
- 部署较轻量
- 泛化能力有限

无线辐射场

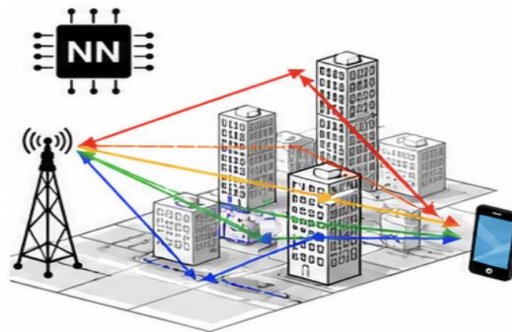


通过神经隐式场或高斯显式场重建空间信号分布

特点

- 适合空间连续建模
- 数据需求量大

神经射线追踪

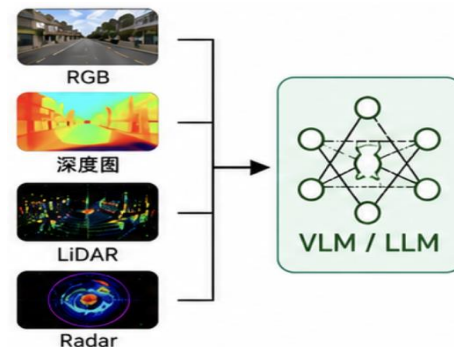


将神经网络嵌入射线追踪框架

特点

- 保持物理传播约束，一定程度平衡精度与效率
- 依赖环境模型及材质参数

大模型/基础模型



基于大模型/基础模型及多模态环境信息进行信道预测及生成

特点

- 兼顾精度、效率与泛化性
- 面向小尺度多径参数预测的研究较有限

不同信道建模方法各有特点，可按需选用及有机融合

- 研究背景
- 面向6G新天线新场景的统计信道建模
 - 连续空间孔径信道建模
 - 海陆信道测量与建模
- AI赋能的信道预测及生成
 - 基于体素化辐射场的信道预测
 - 基于大模型的信道信息生成
- 总结与展望

“手把青秧插满田，低头便见水中天”
——布袋和尚《插秧偈》

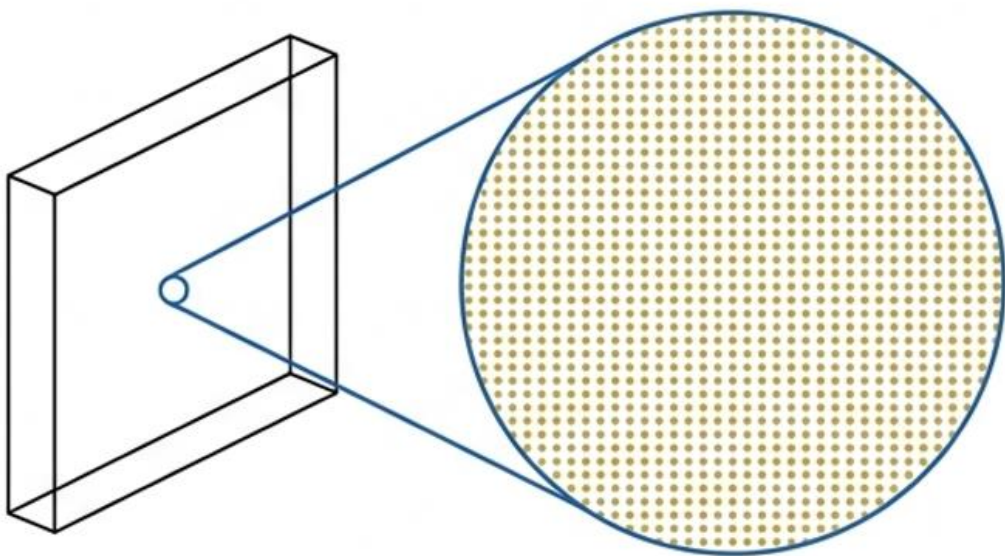
连续孔径/全息MIMO信道建模研究背景



什么是全息 MIMO?

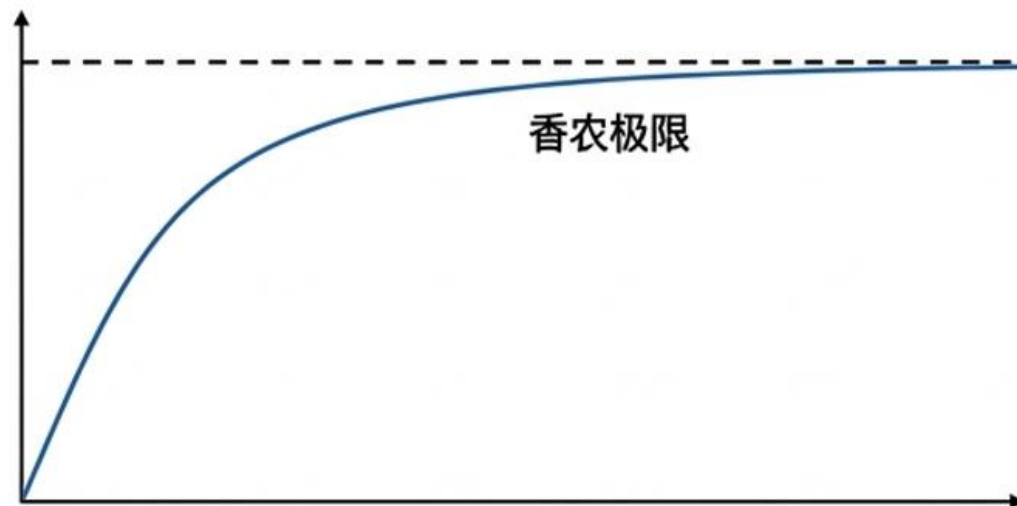
全息多输入多输出 (HMIMO) 阵列被定义为一个空间连续的电磁 (EM) 孔径, 它由数量趋于无限、间距无限小的天线阵子组成。

区别于传统模型: 信道不再被表示为一组离散系数, 而是作为一个基于电磁波传播理论的连续空间函数



核心研究价值

1. 解析物理空间内几乎所有可用的正交空间信道
2. 将空间复用潜力推向基本物理极限
3. 渐近逼近香农容量极限



连续孔径信道离散化的必要性及挑战



连续到离散的鸿沟

基于平面波谱表示的连续场模型，无法直接用于离散信道的仿真与建模。

高度依赖物理尺寸

现有FSE方法的信道重构精度严重受限于天线阵列的物理孔径大小。

严苛的应用门槛

仅当物理长度 > 10 倍波长时勉强可用，成为移动终端应用HMIMO的巨大绊脚石。

$< 10\lambda$

$\geq 10\lambda$





	FSE (傅里叶级数展开)	NGLQ (高斯-勒让德求积)
方法论基石	傅里叶正交展开	高阶 Nyström 方案
空间基函数	固定的正交多项式	空间域离散自适应生成
小尺寸孔径适用性	误差不可控 (痛点)	谱收敛 (突破)
计算复杂度	基准模型	与FSE相当

结论：NGLQ 在不增加计算负担的前提下，突破了小孔径建模的精度极限。

H. Yan, H. Yang and S. Sun, "A spectrally convergent discretization of holographic MIMO channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 30, pp. 1964-1968, 2026.

连续孔径小尺度衰落的底层建模



物理制约：亥姆霍兹方程与波数域截断

在连续孔径下，信道不再是离散系数，而是严格受限于电磁波物理传播定律的标量随机场。

标量亥姆霍兹波动方程约束：

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \kappa^2$$

k_x, k_y, k_z : 波数域 Cartesian 坐标系下的分量

$\kappa = \frac{2\pi}{\lambda}$: 波数

倏逝波过滤与垂直波数解耦：

忽略随距离指数衰减的倏逝波 (evanescent waves, $k_z^2 < 0$)，垂直波数分量被严格限制为上行与下行传播波：

$$k_z = \pm \sqrt{\kappa^2 - k_x^2 - k_y^2}$$

基于平面波表示的连续衰落场积分

空间中任意点 (x, y, z) 的总衰落场为无限多个来自上行与下行物理半空间的连续单色平面波，其连续积分表示为：

$$h_{\pm}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi\sqrt{\pi}} \int \int_{k_x^2 + k_y^2 \leq \kappa^2} \frac{A_{h,\pm}(k_x, k_y)}{(\kappa^2 - k_x^2 - k_y^2)^{1/4}} \cdot W^{\pm}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y \pm \sqrt{\kappa^2 - k_x^2 - k_y^2} z)} dk_x dk_y$$

- A_h : 为谱因子 (Spectral factor)，其平方表征平面波的角功率分布；
- $W^{\pm}$: 为零均值、单位方差的复白噪声高斯随机场。

信道空间自相关函数

$$c_h(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}) \triangleq \mathbb{E} \left\{ h(x, y, z) h^*(x + \bar{x}, y + \bar{y}, z + \bar{z}) \right\}$$

- [1] A. Pizzo, L. Sanguinetti, and T. L. Marzetta, "Fourier plane-wave series expansion for holographic MIMO communications," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 21, no. 9, pp. 6890–6905, Sep. 2022.
- [2] H. Yan, H. Yang and S. Sun, "A spectrally convergent discretization of holographic MIMO channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 30, pp. 1964–1968, 2026.
- [3] S. Sun and H. Yan, "Small-scale spatial-temporal correlation and degrees of freedom for reconfigurable intelligent surfaces," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 10, no. 12, pp. 2698–2702, Dec. 2021.

自相关函数的平滑性



全息MIMO系统受亥姆霍兹方程约束，
其功率谱密度具有紧支撑特性

$$S_h(k_x, k_y, k_z) = A_h^2(k_x, k_y, k_z) \delta(k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 - \kappa^2)$$

傅里叶逆变换

佩利-维纳定理

依据该定理，具有紧致支撑的分布，
其逆变换必为复数域上的整函数



映射至空间域，自相关函数获得了完
美的空间解析性质，具备无限阶导数

自相关函数具有 C^∞ 平滑性

该平滑性对各类散射环境具有普适性：

各向同性散射

角功率分布：

常数模式

数学表达：

$$A_h^2 = \text{常数}$$

非各向同性散射

角功率分布：

Von Mises-Fisher混合分布

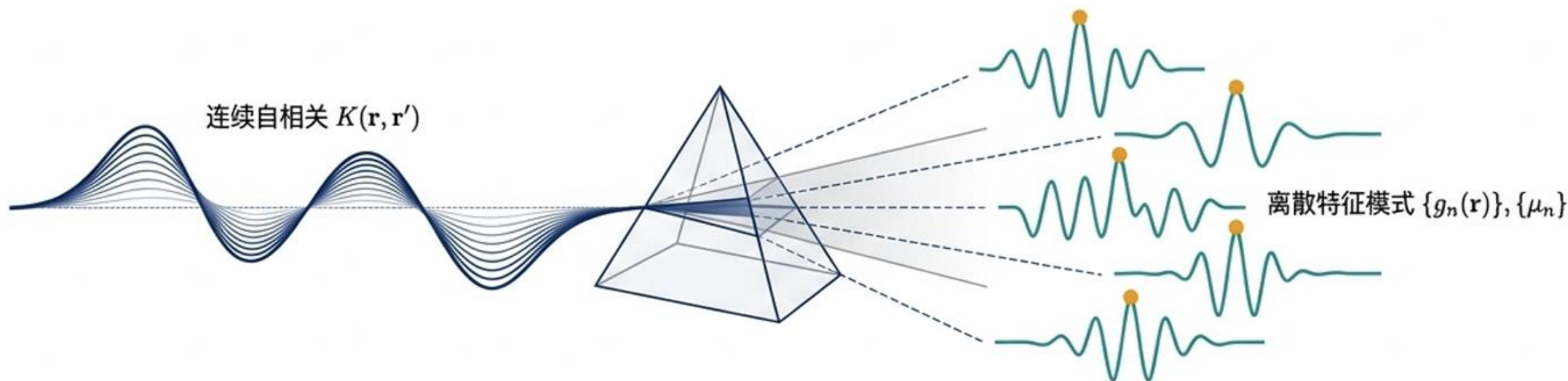
数学表达：

$$A_h^2 \sim \sum_{j=0}^{N_c-1} v_j p_j(\theta, \phi)$$

[1] L. Hormander, The analysis of linear partial differential operators I: Distribution theory and Fourier analysis. Berlin, Germany: Springer, 2003.

[2] H. Yan, H. Yang and **S. Sun**, "A spectrally convergent discretization of holographic MIMO channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 30, pp. 1964-1968, 2026.

KLD积分方程



Mercer 定理 (连续核函数的离散展开)

$$K(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \sum_{n=0}^{\infty} \mu_n g_n(\mathbf{r}) g_n^*(\mathbf{r}')$$

证明了具有 Hermitian 和半正定特性的连续自相关函数 $K(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ ，可以被精确分解为特征值 $\{\mu_n\}$ 和正交特征函数 $\{g_n(\mathbf{r})\}$ 的无穷级数。这构成了从连续物理空间提取离散本征模式的数学桥梁

KLD 积分方程 (提取空间自由度)

$$\int_D K(\mathbf{r}, \mathbf{r}') g_n(\mathbf{r}') d\mathbf{r}' = \mu_n g_n(\mathbf{r}), \quad n = 1, 2, \dots$$

利用特征函数在空间域 D 上的正交性，将难以处理的连续标量随机场，完美转化为一组独立、正交的空间自由度

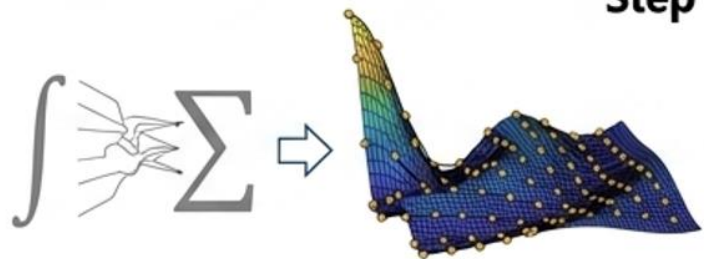
[1] B. Ghogh, A. Ghodsi, F. Karray, and M. Crowley, "Reproducing kernel Hilbert space, Mercer's theorem, eigenfunctions, Nystrom method, and use of kernels in machine learning: Tutorial and survey," 2021, arXiv:2106.08443.

[2] H. Yan, H. Yang and **S. Sun**, "A spectrally convergent discretization of holographic MIMO channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 30, pp. 1964-1968, 2026.

NGLQ方法



Step 1. 数值积分近似 (Gauss-Legendre Quadrature)

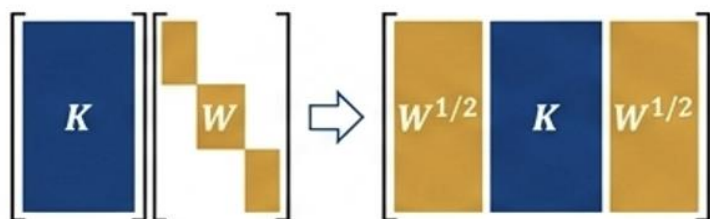


$$\mu_n g_n(r_m) \approx \sum_{m'=1}^M w_{m'} K(r_m, r_{m'}) g_n(r_{m'})$$

- 引入正交节点和权重，将连续积分近似为**有限项求和**
- 得益于自相关函数的平滑性，该离散化方法具备极快的**谱收敛性**



Step 2. 矩阵化与对称化重构 (核心算法突破)



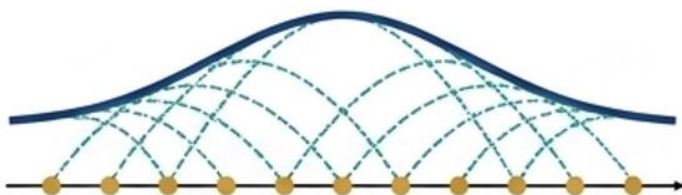
$$KW g_n = \mu_n g_n$$

$$(W^{1/2} K W^{1/2}) W^{1/2} g_n = \mu_n W^{1/2} g_n$$

- 离散矩阵KW为非对称阵，直接求解极不稳定
- 引入权重对角阵W的平方根，**构造对称矩阵**，实现高效、高精度的特征值分解



Step 3. Nyström 连续重构 (闭环)



$$\tilde{g}_n(r) = \frac{1}{\mu_n} \sum_{m'=1}^M w_{m'} K(r, r_{m'}) g_n(r_{m'})$$

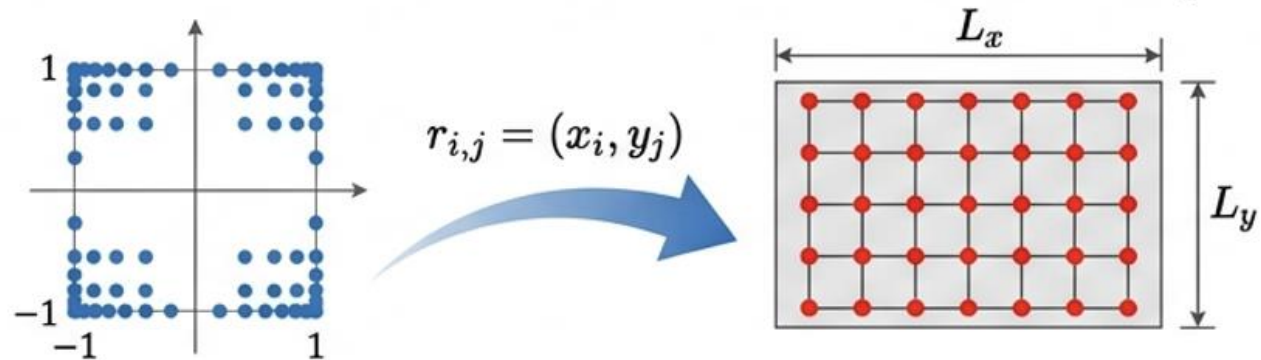
- 求解出离散特征向量后，代回奈斯卓姆插值公式，即可重构孔径中**任意位置**的连续特征函数，实现“连续-离散-连续”的闭环

连续小尺度信道重构



二维空间几何映射与节点配置

将标准 NGLQ 节点从 $[-1, 1]$ 线性映射至实际物理孔径 $[0, L_x] \times [0, L_y]$ 。



$$N_x = \left\lceil \frac{2L_x}{\lambda} \right\rceil + N_0$$

物理自由度 —— 由阵列物理尺寸直接决定

整数细化参数 —— 极小的 N_0 (如1或2) 即可触发谱收敛, 消除残余误差

离散随机 HMIMO 信道模型生成

结合重构的特征函数与特征值, 输出可直接用于工程仿真的连续小尺度衰落高效离散表示

$$\tilde{h}(x, y) = \sum_{n=1}^{N_x N_y} a_n \sqrt{\mu_n} \tilde{g}_n(x, y)$$

$a_n \sim CN(0, 1)$: 零均值单位方差的复高斯随机变量 (代表随机性)

$\sqrt{\mu_n}$: NGLQ算得的特征值平方根 (代表能量权重)

$\tilde{g}_n(x, y)$: 插值恢复的二维连续特征函数 (代表空间形态)

各向同性环境下核函数的获取与仿真结果



信道空间自相关函数

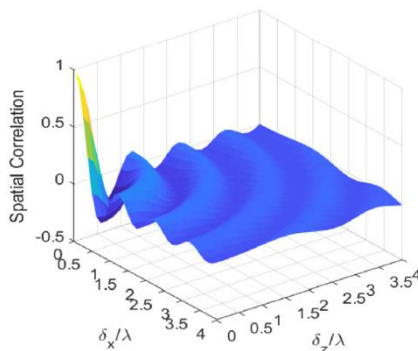
$$c_h(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z}) \triangleq \mathbb{E} \left\{ h(x, y, z) h^*(x + \bar{x}, y + \bar{y}, z + \bar{z}) \right\}$$

各向同性环境下的核函数

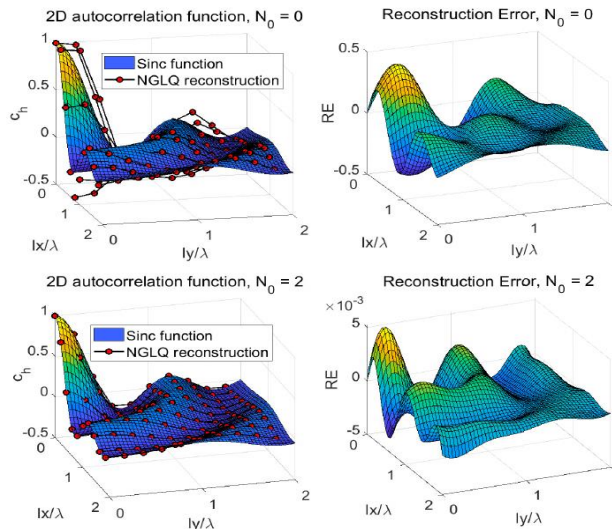
在各向同性散射场中，平面中任意两点间的自相关核为如下 **2D-Sinc** 各向同性结构：

$$\int_{-1}^1 \int_{-1}^1 K(x, y, x', y') g_n(x, y) dx dy = \mu_n g_n(x', y')$$

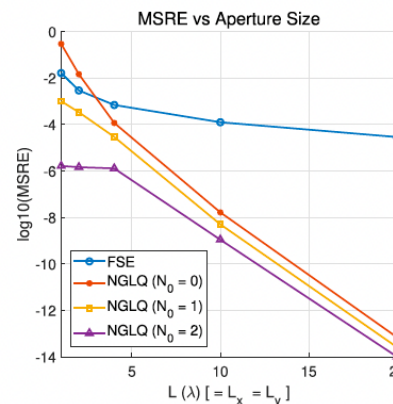
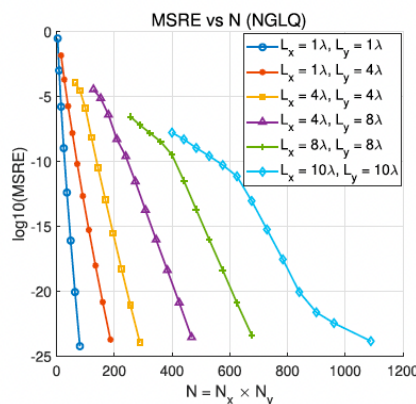
$$K(x, y, x', y') = \frac{\sin \left(\frac{\pi}{\lambda} \sqrt{L_x^2 (x - x')^2 + L_y^2 (y - y')^2} \right)}{\frac{\pi}{\lambda} \sqrt{L_x^2 (x - x')^2 + L_y^2 (y - y')^2}}$$



各向同性环境下的仿真结果



- 当 N_0 从0增加到2时，重构误差显著下降
- 所提NGLQ方法利用**很少**的离散求积节点，有效刻画了**连续空间自由度**



- 小孔径下，FSE与 $N_0 = 0$ 的NGLQ误差均较高，但NGLQ可通过增加 N_0 使**误差指数级下降**
- 大孔径下，**NGLQ**的性能**显著优于FSE**

非各向同性环境下核函数的获取与仿真结果



物理场建模：Von Mises-Fisher (vMF) 混合模型

在实际环境中，信道角功率分布不规则。为了刻画多簇到达的电磁波，引入 vMF 混合模型来参数化谱因子平方。

球坐标系下的多簇模型：

$$\bar{A}_h^2(\theta, \phi) = \sum_{j=0}^{N_c-1} v_j p_j(\theta, \phi)$$

第j簇的单 vMF 分布函数：

$$p_j(\theta, \phi) = \frac{\rho_j}{4\pi \sinh \rho_j} \exp\{\rho_j [\sin \theta \sin \mu_{\theta,j} \cos(\phi - \mu_{\phi,j}) + \cos \theta \cos \mu_{\theta,j}]\}$$

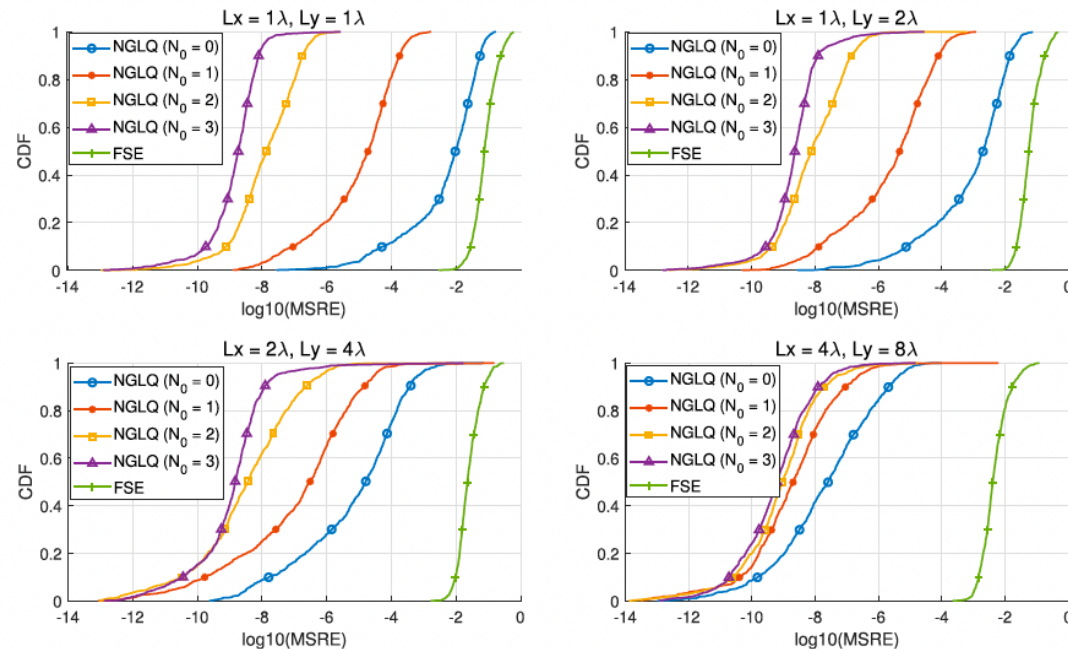
基于IDFT的核函数获取

基于vMF模型，二维连续自相关核函数 $K(\bar{x}, \bar{y})$ 可表示为

$$K(\bar{x}, \bar{y}) \propto \int \int_{k_x^2 + k_y^2 \leq \kappa^2} \frac{\bar{A}_h^2\left(\frac{k_x}{\kappa}, \frac{k_y}{\kappa}\right)}{\sqrt{\kappa^2 - k_x^2 - k_y^2}} e^{i(\bar{x}k_x + \bar{y}k_y)} dk_x dk_y$$

采用 “IDFT + 补零 + 空域插值” 获取核函数 $K(\bar{x}, \bar{y})$

仿真结果



- 对于所有考虑的阵列尺寸，NGLQ的均方重构误差均随 N_0 的增加呈**指数级下降**
- 当 $N_0 = 2$ 时，几乎所有样本的均方重构误差都在 10^{-4} 以下
- 归一化口径越大，NGLQ在 $N_0 = 0$ 时均方重构误差低于 10^{-4} 的概率越高；在大阵列及非各向同性散射下，**基础NGLQ即可满足高精度重构需求**

近场与远场边界

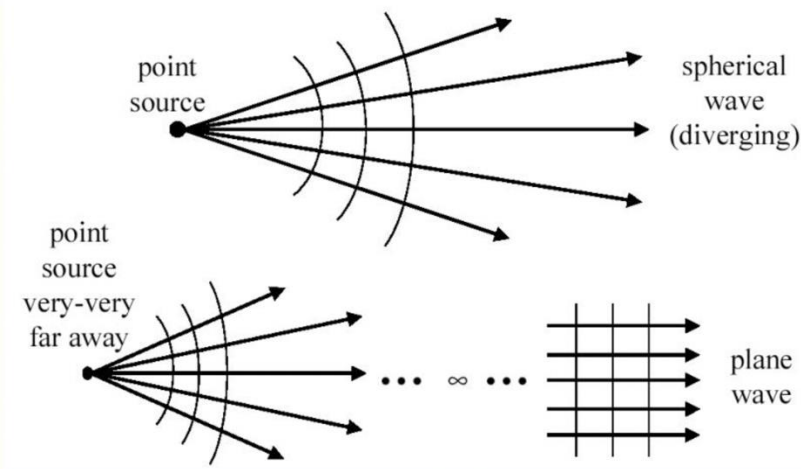
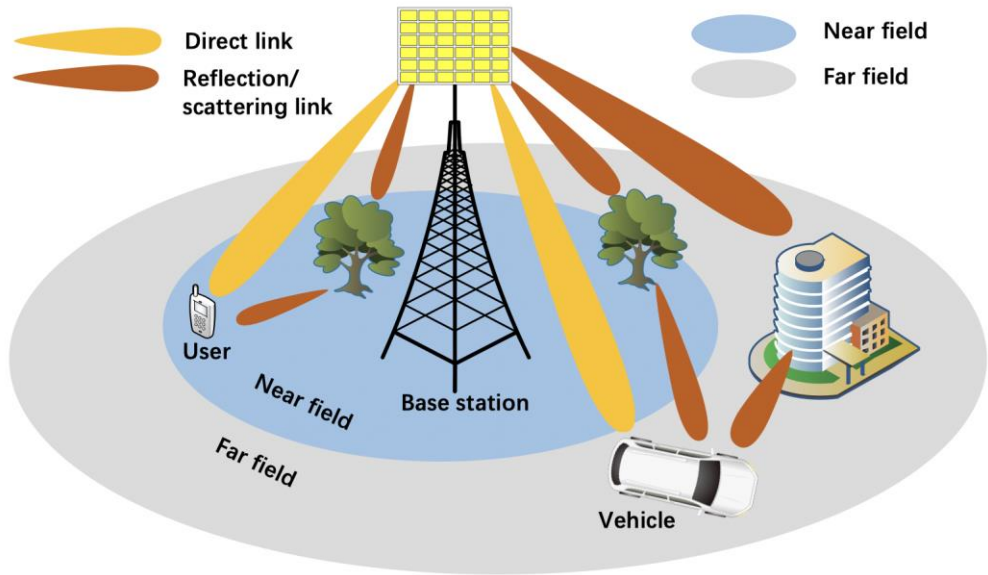


Image source: <https://image2.slideserve.com/3750632/spherical-waves-and-plane-waves-1.jpg>



传统(辐射) 近场-远场边界: 瑞利距离 $\frac{2D^2}{\lambda}$

载波频率 f \ 天线尺寸 D	0.1 m	0.5 m	1 m
3 GHz	0.2 m	5.0 m	20.0 m
28 GHz	1.9 m	46.7 m	186.7 m
142 GHz	9.5 m	236.7 m	946.7 m

• 阵列孔径和/或载波频率增大会扩大近场区域

[1] S. Sun et al, “How to differentiate between near field and far field: Revisiting the Rayleigh distance,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 63, no. 1, pp. 22-28, Jan. 2025.
[2] R. Li et al., “Applicable regions of spherical and plane wave models for extremely large-scale array communications,” *China Commun.*, vol. 22, no. 5, pp. 128-151, May 2025.



现有近场与远场分界标准

Category	Boundary
Phase-based	Rayleigh distance
	MIMO-ARD [1]
Power-based	Critical distance [2]
	Uniform-power distance [3]
	Effective Rayleigh distance [4]
	Björnson distance [5]
	Equi-power line (surface) [6]
Multiplexing-based	Threshold distance in [7]
	Effective multiplexing distance [8]
Capacity-based	Threshold distance in [9]
Localization-based	Model mismatch boundary [10]

- 信道容量: 通信系统的重要指标
 - 现有边界: 与容量无关联, 或者关联过于隐晦而难以量化
- 另一种可能的近场-远场分界指标
 - 有效空间自由度 (EDoF)
 - 与信道容量密切相关
 - 有助于简洁 (近似) 表示近场-远场边界

[1] Y. Lu and L. Dai, "Near-field channel estimation in mixed LoS/NLoS environments for extremely large-scale MIMO systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 71, no. 6, pp. 3694–3707, Jun. 2023.

[2] H. Lu and Y. Zeng, "How does performance scale with antenna number for extremely large-scale MIMO?" in *2021 IEEE International Conference on Communications*, Montreal, QC, Canada, 2021, pp. 1–6.

[3] H. Lu and Y. Zeng, "Communicating with extremely large-scale array/surface: Unified modeling and performance analysis," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 21, no. 6, pp. 4039–4053, Jun. 2022.

[4] M. Cui and L. Dai, "Near-field wideband beamforming for extremely large antenna array," *arXiv preprint arXiv:2109.10054*, 2023. [Online]. Available: <https://arxiv.org/pdf/2109.10054>.

[5] E. Björnson et al., "A primer on near-field beamforming for arrays and reconfigurable intelligent surfaces," in *2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, 2021, pp. 105–112.

[6] R. Li et al., "Applicable regions of spherical and plane wave models for extremely large-scale array communications," accepted to *China Communications*. *arXiv preprint arXiv:2301.06036*.

[7] F. Bohagen et al., "On spherical vs. plane wave modeling of line-of-sight MIMO channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 3, pp. 841–849, Mar. 2009.

[8] P. Wang et al., "Tens of gigabits wireless communications over EBand LoS MIMO channels with uniform linear antenna arrays," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 7, pp. 3791–3805, Jul. 2014.

[9] J.-S. Jiang and M. Ingram, "Spherical-wave model for short-range MIMO," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 9, pp. 1534–1541, Sep. 2005.

[10] H. Chen et al., "Channel model mismatch analysis for XL-MIMO systems from a localization perspective," *GLOBECOM 2022*, Rio de Janeiro, Brazil, 2022, pp. 1588–1593.

基于EDoF的信道容量近似



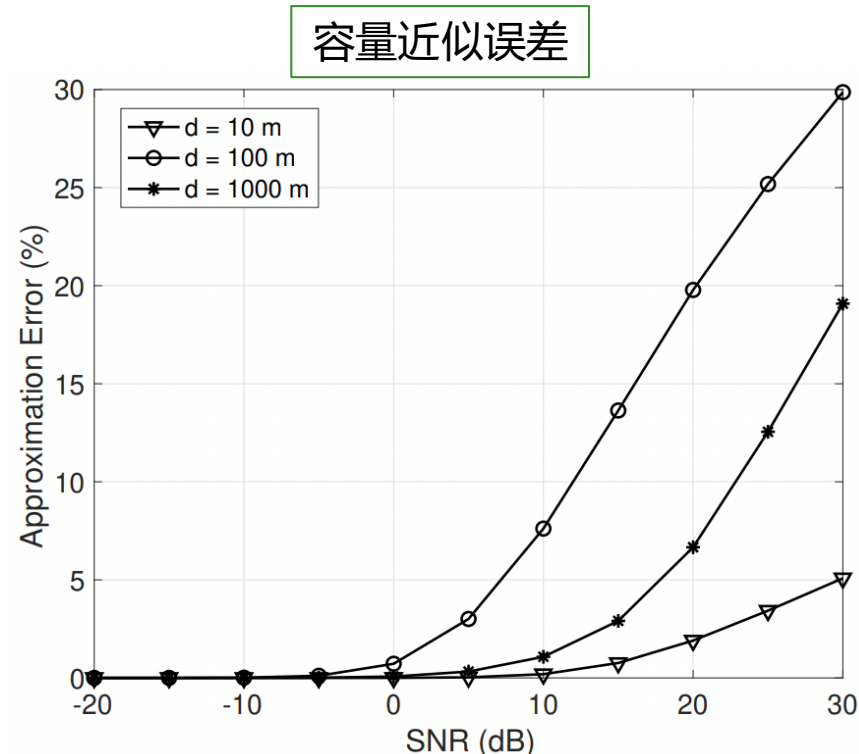
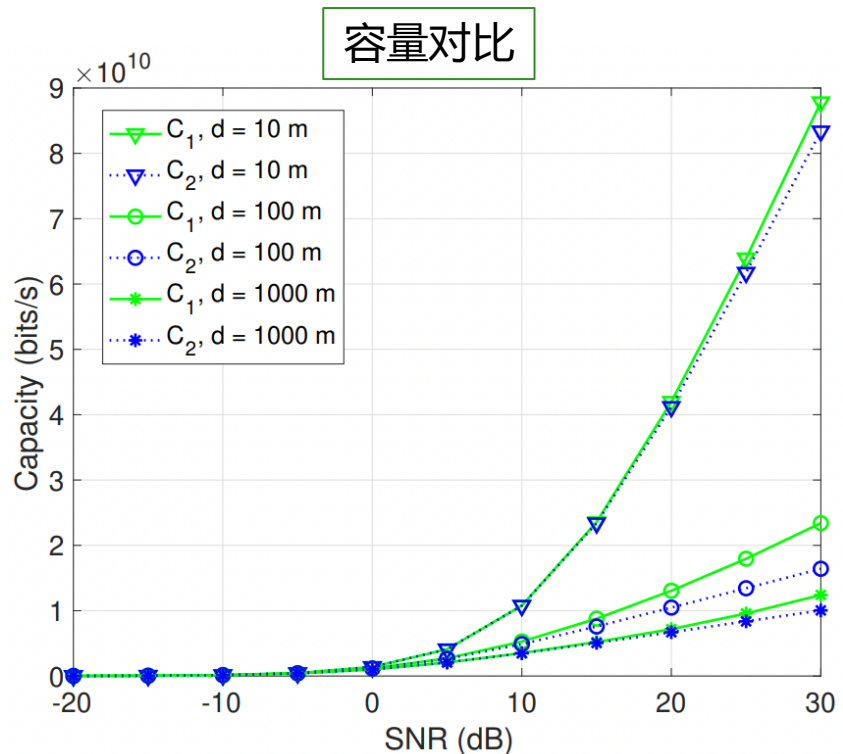
➤ 所提近远场边界度量指标: EDoF $N_e = \left(\frac{\text{tr}(\mathbf{R})}{\|\mathbf{R}\|_F} \right)^2$ [1], $\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H$ (or $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$)

➤ 准确的信道容量

$$C_1 = B \sum_{k=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \sigma_k \right)$$

➤ 近似的信道容量

$$C_2 \approx B N_e \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_e} \right)$$



- 基于EDoF的容量近似在中低信噪比下是准确的
- 容量近似误差先随链路距离增加而增大, 随后又减小, 说明误差是有界的

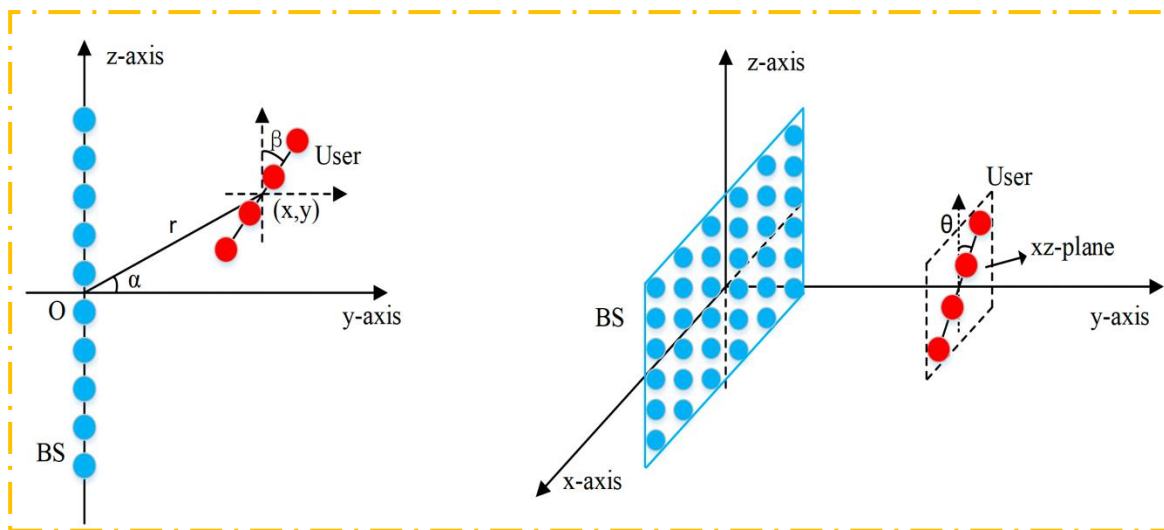
[1] S. Verdu, "Spectral efficiency in the wideband regime," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 6, pp. 1319–1343, 2002.

[2] S. Sun et al, "How to differentiate between near field and far field: Revisiting the Rayleigh distance," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 63, no. 1, pp. 22–28, Jan. 2025.

基于EDoF的远近场边界



- 分界指标: $\text{EDoF} \left(\frac{\text{tr}(\mathbf{R})}{\|\mathbf{R}\|_F} \right)^2$
- 基于EDoF的边界距离 (EBD) : 球面波模型与平面波模型的EDoF比值等于预设阈值时的收发端距离



➤ ULA-ULA:

$$\bullet \quad r_{\text{Th}} = \frac{\pi D_t D_r}{\lambda a} |\cos(\beta) - \sin(\alpha) \sin(\alpha + \beta)|$$

➤ URA-ULA

$$\bullet \quad r_{\text{Th}} = \frac{\pi D_r \sqrt{D_{t_x}^2 \sin^2(\theta) + D_{t_z}^2 \cos^2(\theta)}}{\lambda b}$$

a 和 b 取决于收发天线数量和EDoF比值阈值

天线数量对EBD的影响



➤ ULA-ULA:

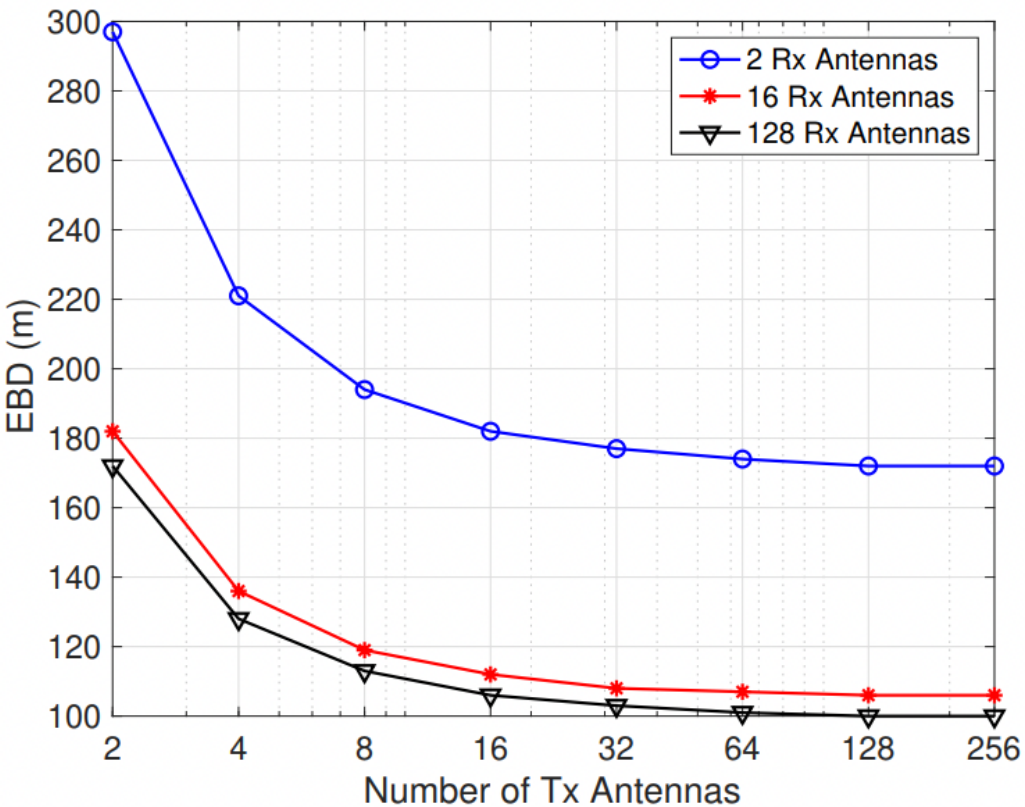
- $$r_{Th} = \frac{\pi D_t D_r}{\lambda a} |\cos(\beta) - \sin(\alpha) \sin(\alpha + \beta)|$$

➤ URA-ULA

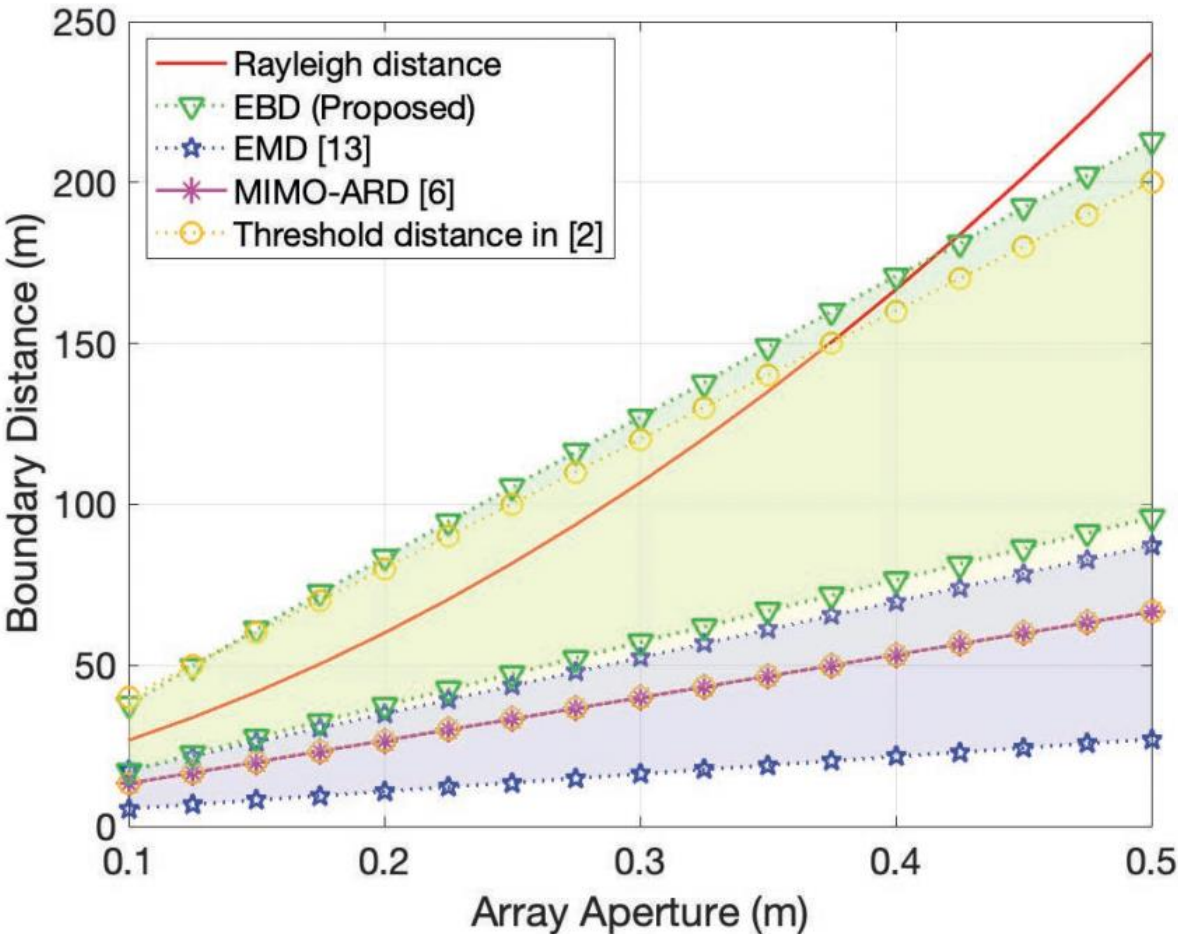
- $$r_{Th} = \frac{\pi D_r \sqrt{D_{tx}^2 \sin^2(\theta) + D_{tz}^2 \cos^2(\theta)}}{\lambda b}$$

- 对于固定的阵列尺寸, 用 N_A 表示发射端或接收端的天线数量
 - 当 N_A 较小时, EBD随 N_A 的增大而减小
 - 当 N_A 足够大时, EBD几乎独立于 N_A , 且正比于发射端和接收端阵列**有效孔径之积**

参数	取值
发端/收端ULA长度	0.2 m
发端ULA和收端ULA的相对朝向	平行



不同远近场边界距离的对比



参数	取值
瑞利距离	$\frac{2(D_t + D_r)^2}{\lambda}$
发端URA的水平长度	0.05 m
收端ULA的长度	0.1 m
收端ULA的阵元数	2
收端ULA的旋转角度 θ	0°

- EBD和其他一些边界会根据关键参数的阈值而变化
- 瑞利距离可能会低估或高估近场范围
- EBD在多数情况下大于其他边界距离
 - EBD使得对真实信道容量的近似**更加精确**

[2] J.-S. Jiang and M. Ingram, "Spherical-wave model for short-range MIMO," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 9, pp. 1534–1541, Sep. 2005.

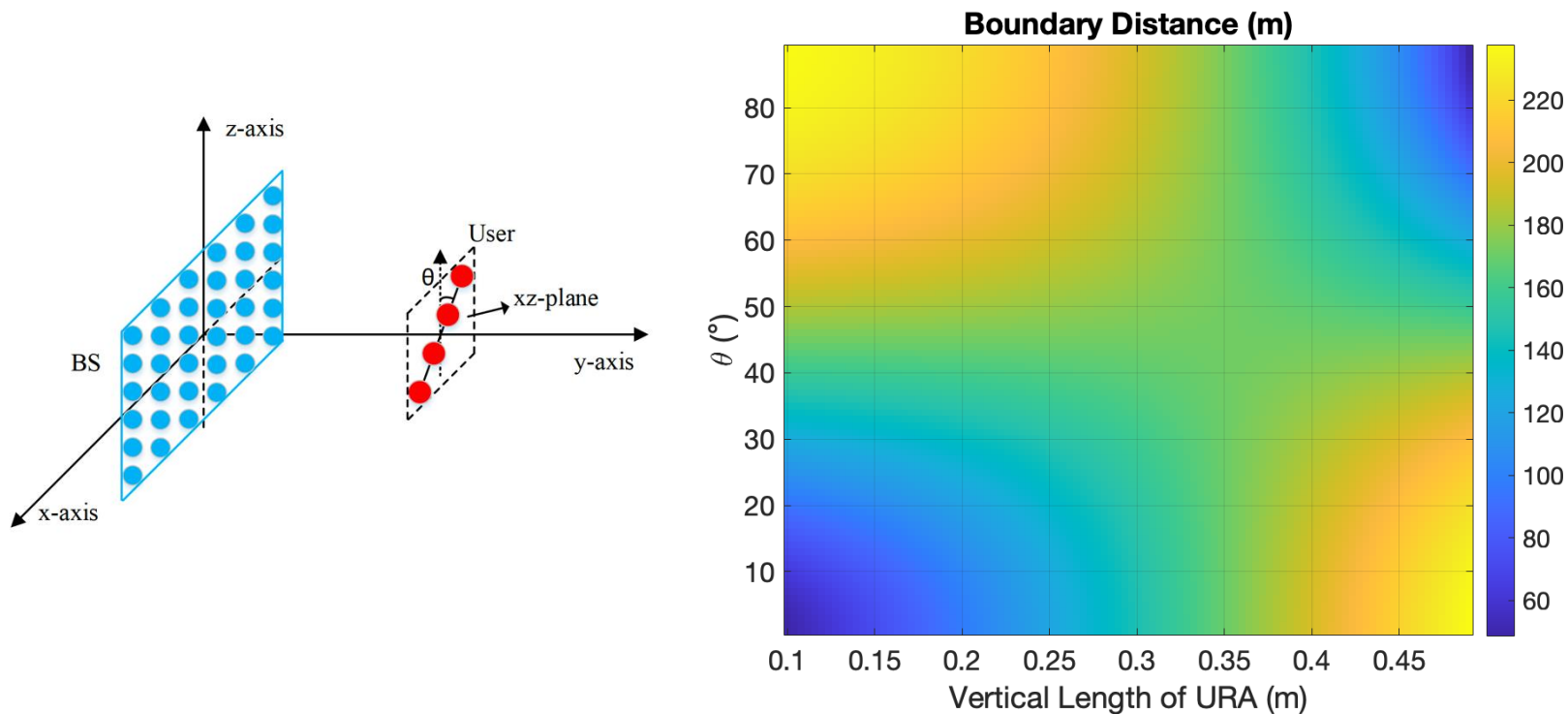
[6] Y. Lu and L. Dai, "Near-field channel estimation in mixed LoS/NLoS environments for extremely large-scale MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 71, no. 6, pp. 3694–3707, Jun. 2023.

[13] P. Wang *et al.*, "Tens of gigabits wireless communications over EBand LoS MIMO channels with uniform linear antenna arrays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 7, pp. 3791–3805, Jul. 2014.

EBD的特点



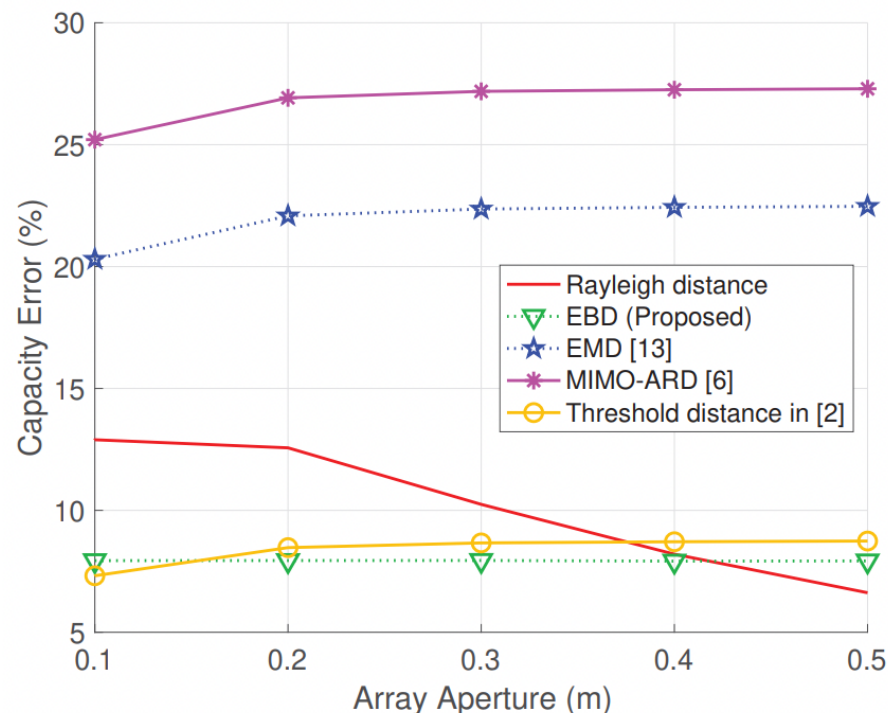
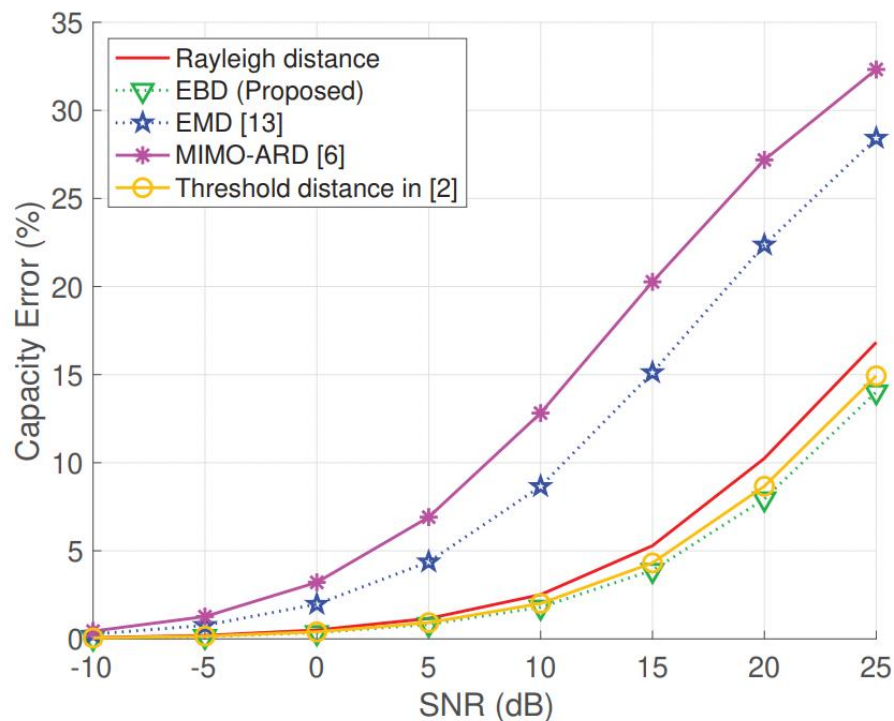
- EBD取决于发射阵列和接收阵列的**相对朝向**



参数	Value
发端URA对角线尺寸	0.5 m
收端ULA长度	0.1 m
发端URA的阵元数	8x8
收端ULA的阵元数	2

- 边界距离近似正比于 $\sqrt{D_{tx}^2 \sin^2(\theta) + D_{tz}^2 \cos^2(\theta)}$
- 在URA-ULA场景中，当URA的垂直边较短（即水平边较长）时，边界距离会随着 θ 的增加而增大，反之亦反。因此，ULA的朝向与URA较长一边一致时，边界距离最大

远近场边界对信道容量的影响



- 某些远近边界会导致信道容量估计出现较大误差，且这种误差会随着信噪比的增加而增大
- 其他边界估计误差随阵列孔径变化，尤其是瑞利距离，而**EBD对应的误差随孔径变化不大**
- 当系统配置变化时，**容量估计误差**和**误差的变化趋势**均可能有**显著差异**

- 研究背景
- 面向6G新天线新场景的统计信道建模
 - 连续空间孔径信道建模
 - 海陆信道测量与建模
- AI赋能的信道预测及生成
 - 基于体素化辐射场的信道预测
 - 基于大模型的信道信息生成
- 总结与展望

“纵一苇之所如，凌万顷之茫然”
—— 宋·苏轼《前赤壁赋》

海上风电项目



海上能源开发

- **需求激增**：海洋经济与近海活动高速发展，对高可靠、高速率的**近海通信**需求达前所未有的高度
- **核心基石**：海洋通信网络的设计、评估与部署，必须建立在精准的**信道模型**之上

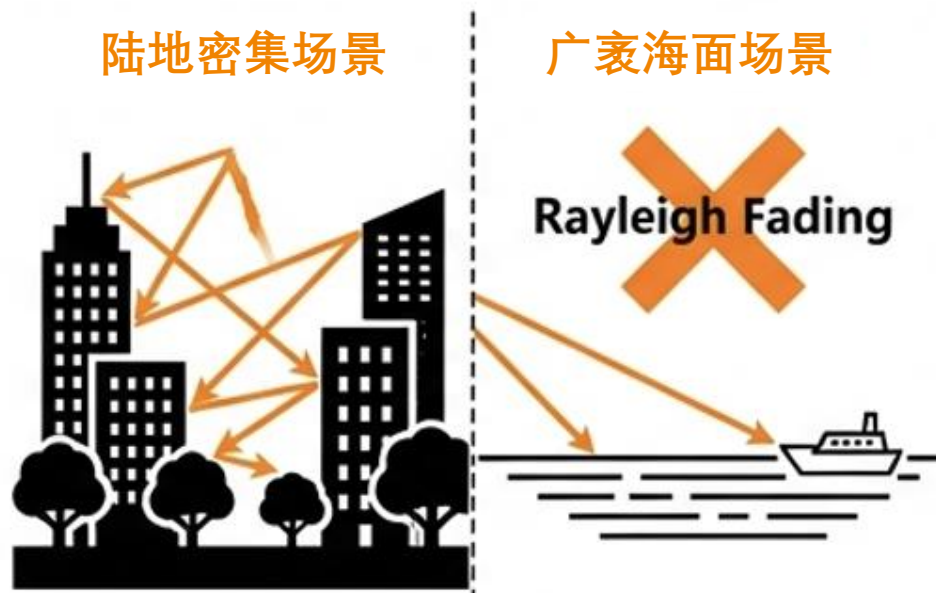
25

研究挑战



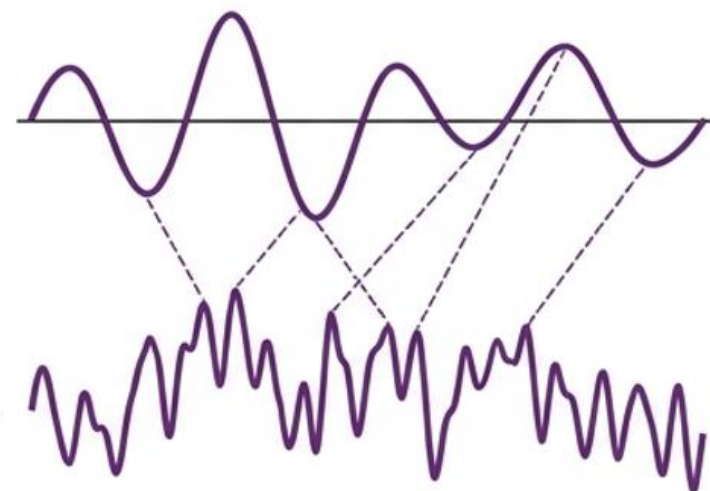
环境依赖强

- 信号衰落深度与风速、温度、海况及船体三维运动等物理气象因素强耦合



散射体稀疏+位置强相关

- 散射体稀疏，传统瑞利衰落假设失效
- 信道特性与所在位置强相关

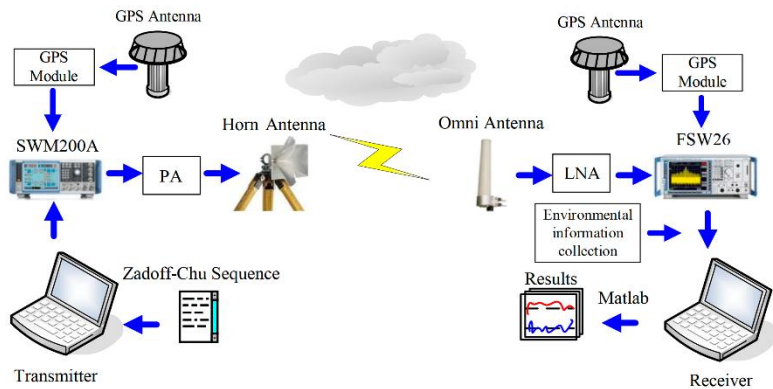


海面波动时变性强

- 海面波动具有显著时变性，且影响多尺度信道特性
- 信道更为复杂和难以预测，具有随机效应



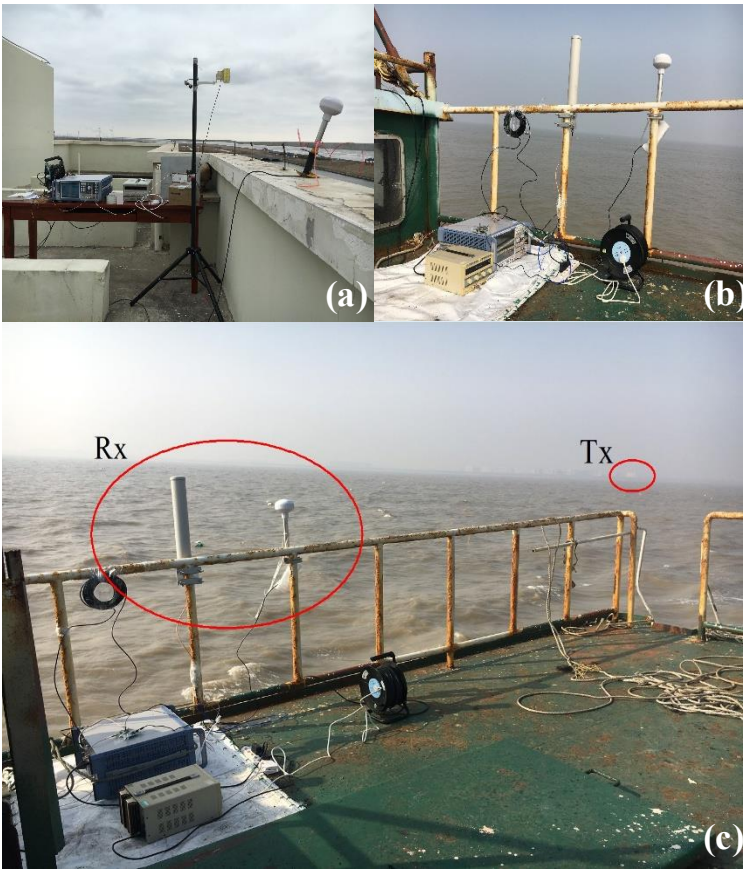
信道测量系统示意图



系统参数配置

Parameter	Value
Carrier Frequency	5.8 GHz
Bandwidth	20 MHz
Tx Antenna Height	25 m
Rx Antenna Height	High: 4 m Low: 1 m
Transmit Power	Day 1: 15 dBm; Day 2: 25 dBm
Tx Antenna Type	Horn Antenna HPBW: 65° (Azimuth and Elevation) Antenna Gain: 9 dBi
Rx Antenna Type	Omnidirectional Antenna Antenna Gain: 13 dBi
Tx Power Amplifier	30 dB
Rx Low Noise Amplifier	27.4 dB
Line Loss	~ 1 dB
Baseband Signal	ZC Sequence (length = 16 order)
Multipath Delay Resolution	50 ns

实际测量场景



系统采集数据

- 信道信息: IQ解调数据/信道冲激响应
- 环境信息: 风速/气温/海浪高度

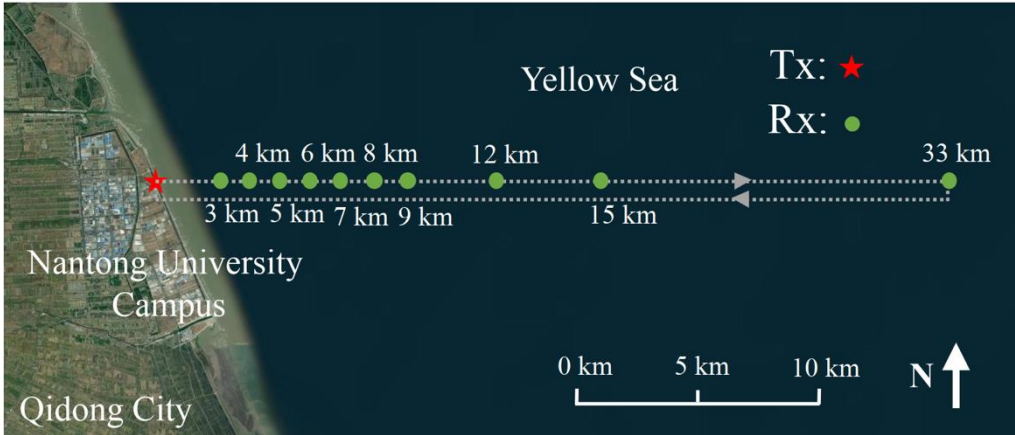
数据处理流程

- 信道数据:
IQ数据 → ZC序列相关 → 提取CIR →
计算PDP → 信道参数提取
- 环境数据:
气象仪/监测浮标 → 实时记录 → 时间
戳对齐 → 关联分析

信道测量方案



测量地点：我国黄海启东海域



测量实验规划

a. 固定点测量:

- 船只停泊于预设位置持续采集
- 捕捉海浪引起的固定坐标功率波动

b. 拉距测量:

- 船只匀速航行并连续采样
- 获取路径损耗随距离变化规律

对比实验设计

a. 不同海况对比:

- 风速差异: 7.7 m/s vs 5.6 m/s

b. 不同天线高度对比:

- 高Rx (4 m) vs 低Rx (1 m)

测量信息总结

Date	Day 1		Day 2	
Type	Fixed-Point (High Rx) Continuous-Distance (High Rx)		Fixed-Point (High and Low Rx) Continuous-Distance (High Rx)	
Tx-Rx Separation Distance (km)	Fixed-Point: 2.4, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 12, 15, 18, 21 Continuous-Distance: 2.0 ~ 24.6		Fixed-Point: 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 12, 15, 18, 21 Continuous-Distance: 2.0 ~ 33.8	
Distance interval (km)	Fixed-Point: 1 or 3;		Continuous-Distance: 0.02	
Number of PDPs per Measurement Location	Fixed-Point: 434;		Continuous-Distance: 14	
Total Number of PDPs	Fixed-Point: 5208 Continuous-Distance: 4984		Fixed-Point: 4774 (High Rx), 4340 (Low Rx) Continuous-Distance: 6888	
Wind Speed (m/s)	About 7.7		About 5.6	
Sea Temperature (°C)	3 ~ 5		3 ~ 4	
Wave Height (m)	0.5 ~ 1.0		0.4 ~ 0.8	

分段CI-MTR大尺度路径损耗模型



双斜率设计:

➤ $d \leq d_{break}$:

修正两径模型(MTR) + 路损指数 n_1

➤ $d > d_{break}$:

对数距离衰减 + 路损指数 n_2

MTR中的物理修正:

D : 地球曲率散射因子

S : 遮蔽因子

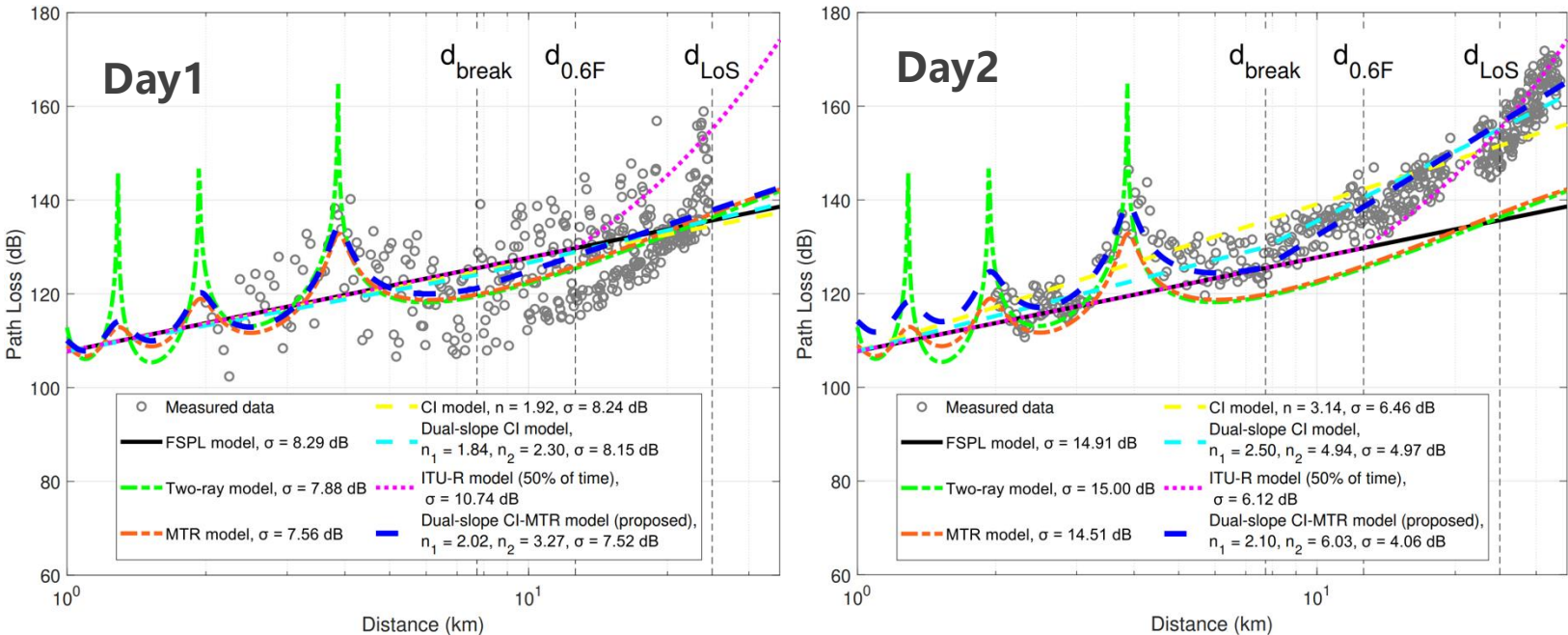
R : 海面粗糙度因子

Γ : 反射系数



分段CI-MTR大尺度路径损耗模型: $PL^{Dual-CI-MTR}(f, d)[dB] = \begin{cases} 10n_1 \log_{10} \left\{ \frac{4\pi f d}{c \left| 1 + DSR\Gamma e^{-j \frac{2\pi f \Delta d}{cd}} \right|} \right\}, & \text{for } d \leq d_{break} \\ 10n_1 \log_{10} \left\{ \frac{4\pi f d_{break}}{c \left| 1 + DSR\Gamma e^{-j \frac{2\pi f \Delta d}{cd_{break}}} \right|} \right\} + 10n_2 \log_{10} \left(\frac{d}{d_{break}} \right), & \text{for } d > d_{break} \end{cases} + X_{\sigma}^{Dual-CI-MTR}$

两日不同海况条件下的大尺度路损测量值与各类预测模型



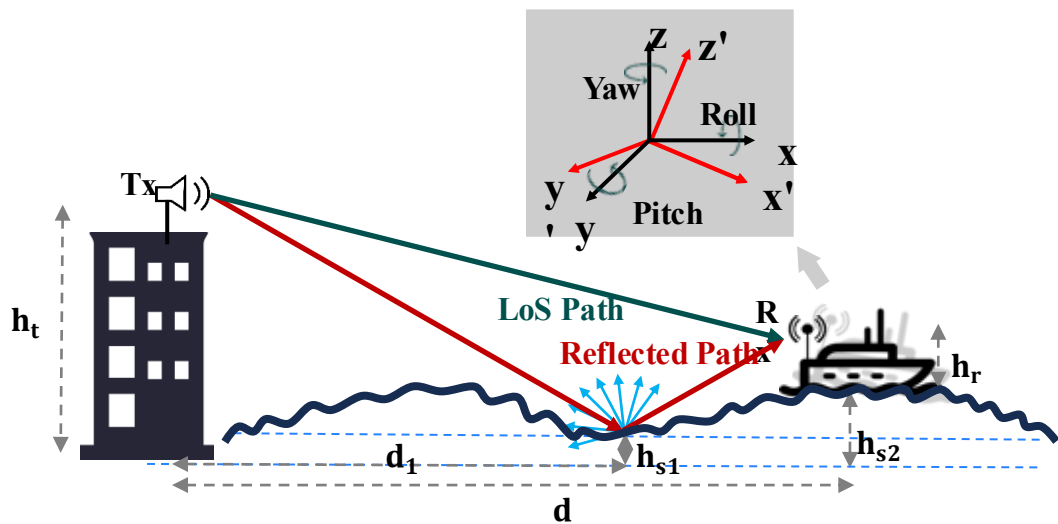
能准确刻画路损波动和分段现象，相较已有模型，RMSE提升约20%

定点衰落模型

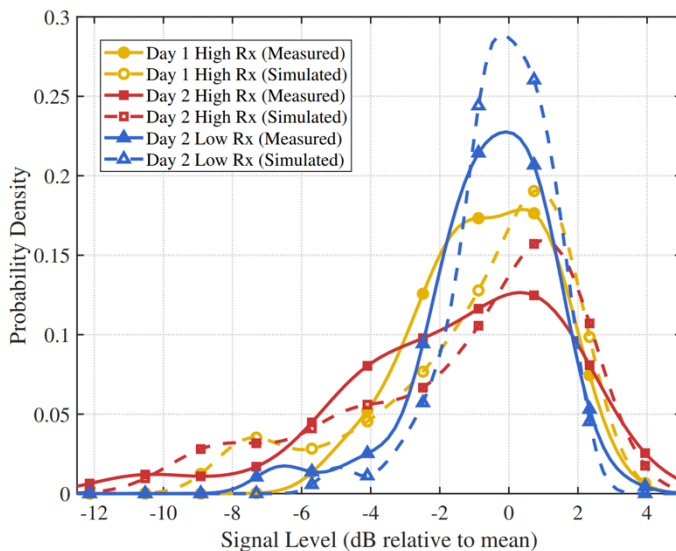


- 定点衰落描述由于海浪波动引起的固定坐标信号衰落，考虑船舶横摇、纵摇、垂荡、上下起伏
- 区别于传统衰落：
 - ✓ 非移动引起的大尺度衰落
 - ✓ 非小尺度快衰落（毫秒级）

- 建模方法：
 - ✓ 海面高度变化采用Pierson-Moskowitz波浪谱
 - ✓ 天线方向图旋转 → 增益损耗 L_g
 - ✓ 极化失配 → 极化损耗 L_p
 - ✓ 等效天线高度修正/反射点动态变化



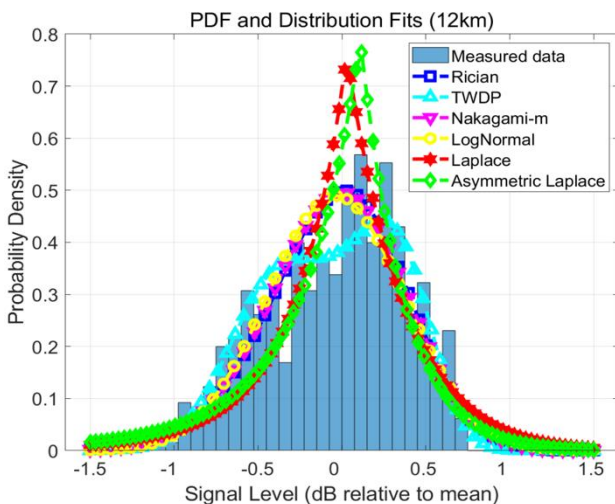
受海浪影响的船只波动产生定点衰落示意图



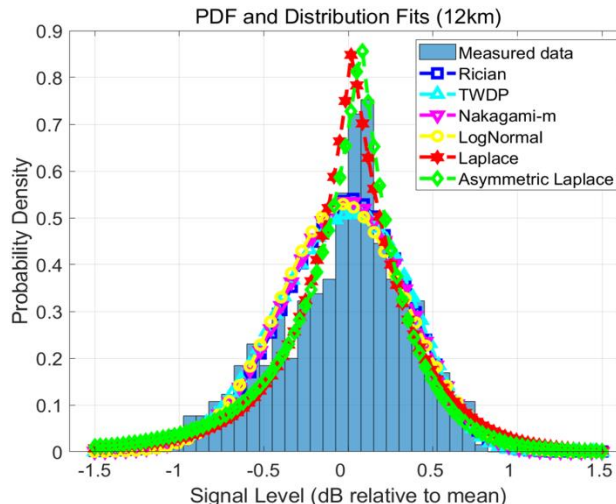
实测与仿真建模的定点衰落比较

■ 所提理论模型与实测数据较匹配，且能准确体现天线高度对信号衰落程度的影响

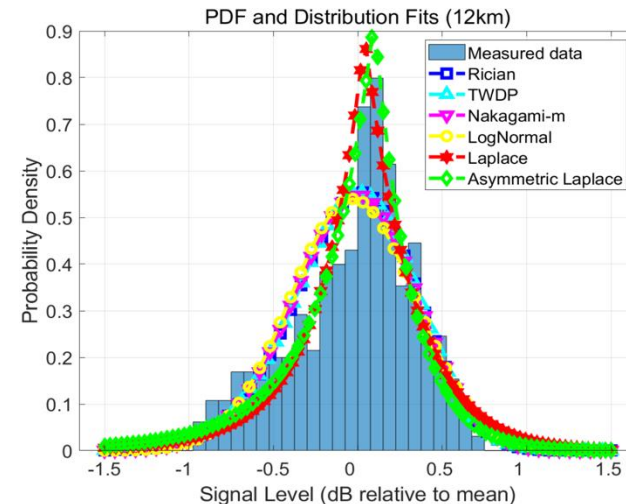
小尺度衰落模型



(a) Day 1 high Rx



(b) Day 2 high Rx



(c) Day 2 low Rx

不同收发条件下的实测与经典的小尺度衰落模型的拟合结果

- **模型评价指标:**
 - ✓ K-S统计量: CDF最大偏差
 - ✓ RMSE: PDF整体拟合误差
- **考虑的分佈:**
 - ✓ Rician/TWDP/Nakagami-m/Log Normal/Laplace/非对称Laplace
- **平静海面:** 非对称拉普拉斯分布
- **恶劣海况:** 具有漫射功率的双波模型 (TWDP)
- **比传统的莱斯分布拟合精度提升13%-48%**

信道稀疏性



稀疏性 评价指标

➤ **Gini系数** $G \in [0, 1]$: $G = 1 - 2 \sum_{n=1}^N \frac{P_n}{P_{tot}} \cdot \frac{N-n+1/2}{N}$

- ✓ 衡量功率在多径分量间的集中度
- ✓ 尺度不变性, 仅依赖功率比例

➤ **Rician K因子 (dB)**: $K = \frac{P_{LoS}}{P_{tot} - P_{LoS}}$

- ✓ 主径功率与散射功率比值
- ✓ 反映主径相对强度

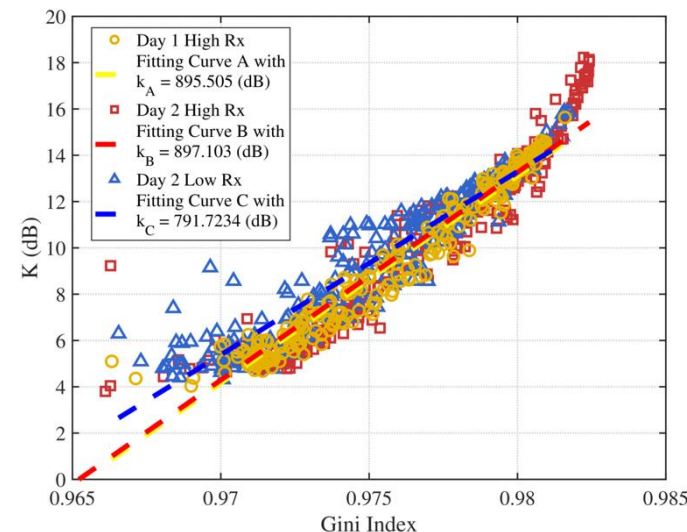
Gini系数与K因子联合分析从全局功率分布和主径主导程度两个维度互补表征信道稀疏性

➤ 不同带宽下Gini系数的关系

- 设带宽 $B_2 > B_1$, 对应最小可分辨时延满足 $\Delta\tau_2 > \Delta\tau_1$ 。
- 引理1 (等功率划分): 若更高宽带下, 每个原时延区间内分辨出的 M 条多径等功率分配, 则 $G_2 = G_1$
- 引理2 (一般情况): 若新分辨出的多径功率不完全相同, 则 $G_3 \geq G_2$

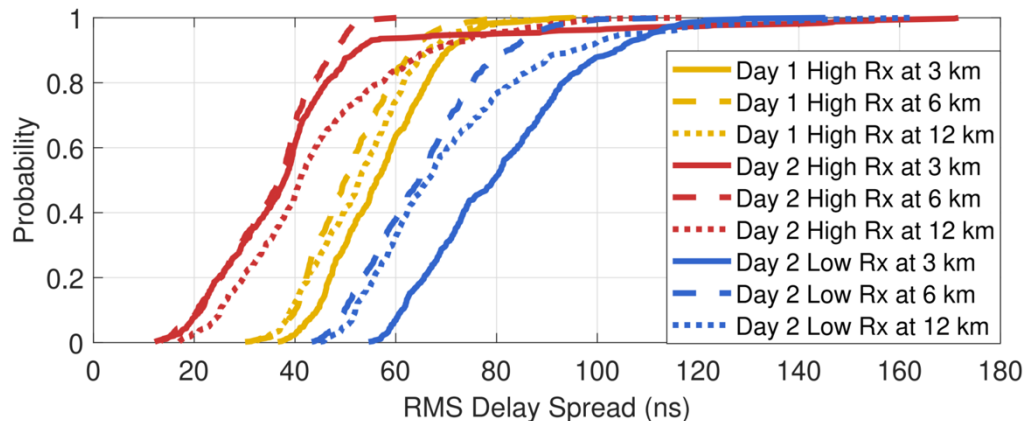
结论: $G_3 \geq G_1$

即: 带宽增大/时延分辨率提高时, Gini系数不会降低, 通常会升高。
因此, 20MHz测得的Gini系数可视为更宽带情况下的下界。

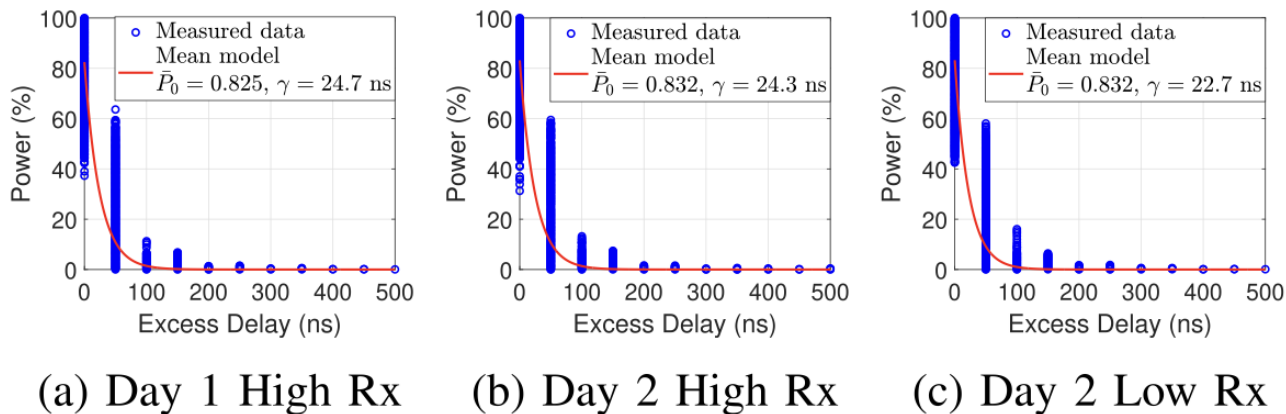


- 相较典型陆地场景, 海面信道稀疏性明显上升
- 相同天线高度下, 第一天的 G 与 K 低于第二天, 表明较粗糙海况会带来更强的漫散射功率

不同测量条件下的均方根时延扩展变化



多径功率随相对时延变化的实测结果与均值模型



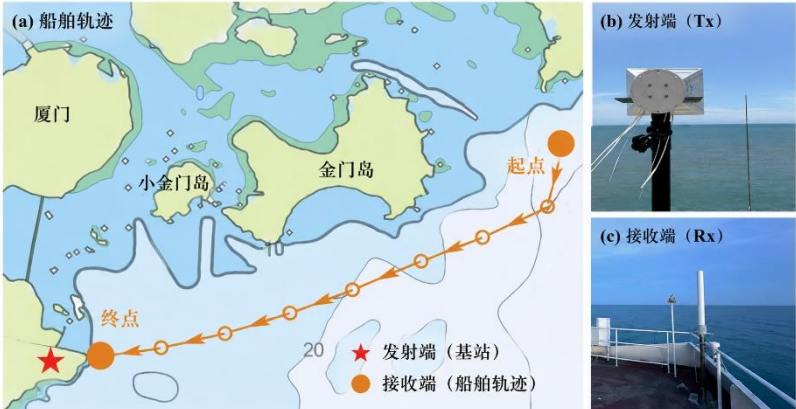
- 相同条件下，不同距离对应的时延扩展分布无显著差异
- 第二天时延扩展整体较第一天低约 20ns，说明**平静海面**使得散射路径的变化范围缩小，**时延扩展降低**
- 时延扩展受**气象条件**和**天线高度影响显著**，可差40ns
- 在海上信道中，接收功率通常随相对时延增大衰减更快，进一步印证了信道的**稀疏**特性



信道测量系统



测量场景



系统参数

参数	配置
载波频率	5.8 GHz
采样率	200 MHz
带宽	100 MHz
发射功率	40 dBm
探测序列	PN 序列, $L = 65535$
多径时延分辨率	10 ns
发射天线	喇叭天线, 增益 20 dBi, 16° HPBW, 垂直极化
接收天线	全向天线, 增益 13 dBi, 垂直极化

系统采集数据

- 信道信息: 基带 IQ 数据
- 环境信息: 风速/风向/气温/湿度/气压

数据处理流程

- 信道数据:
IQ 数据 → PN 序列相关 → 提取 CIR
→ 计算 PDP → 提取信道参数
- 环境数据:
便携式气象仪 → 实时记录 →
时间戳对齐 → 相关性分析

35

混合CI-MTR-PE模型公式



$$\text{PL}_{\text{CI-MTR-PE}}(d) = \begin{cases} \text{PL}_{\text{CI-MTR}}(d) + \Delta\text{PL}_{\text{PE}}(d), & d \leq d_c, \\ \omega(d)[\text{PL}_{\text{CI-MTR}}(d) + \Delta\text{PL}_{\text{PE}}(d)] + (1 - \omega(d)) \text{PL}_{\text{PE}}(d), & d_c < d \leq d_{\text{fmax}}, \\ \text{PL}_{\text{PE}}(d), & d > d_{\text{fmax}}. \end{cases}$$

1) CI-MTR 核心模型 (短距离相干)

■ CI-MTR 路径损耗

$$I_{\text{MTR}}(d) = \left| 1 + \text{DSR}(d) \Gamma e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d} \right|$$

■ $\text{DSR}(d) = D(d)S(d)R(d)$

D , S , 和 R 分别表征距离相关的几何扩散因子、阴影衰落因子和海面粗糙度修正因子

2) 基于 PE 的环境超额损耗 (折射 & 波导效应)

■ PE 路径损耗 (窄角 PE)

$$\text{PL}_{\text{PE}}(x, z) = -20 \log_{10} |u(x, z)| + 20 \log_{10}(4\pi/\lambda) + 10 \log_{10} x,$$

■ PE 超额损耗

$$\Delta\text{PL}_{\text{PE}}(d) = \text{PL}_{\text{PE}}(d) - \text{PL}_{\text{FSPL}}(d)$$

■ 在不重复计算相干海面反射的前提下, 表征由大气折射和蒸发波导引起的超额损耗

3) 过渡加权与距离阈值

■ 余弦加权函数

$$\omega(d) = \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \frac{d - d_c}{d_{\text{fmax}} - d_c} \right) \right]$$

在区间两端点处一阶导数连续且斜率为零, 避免不连续点与不稳定性

■ 距离阈值

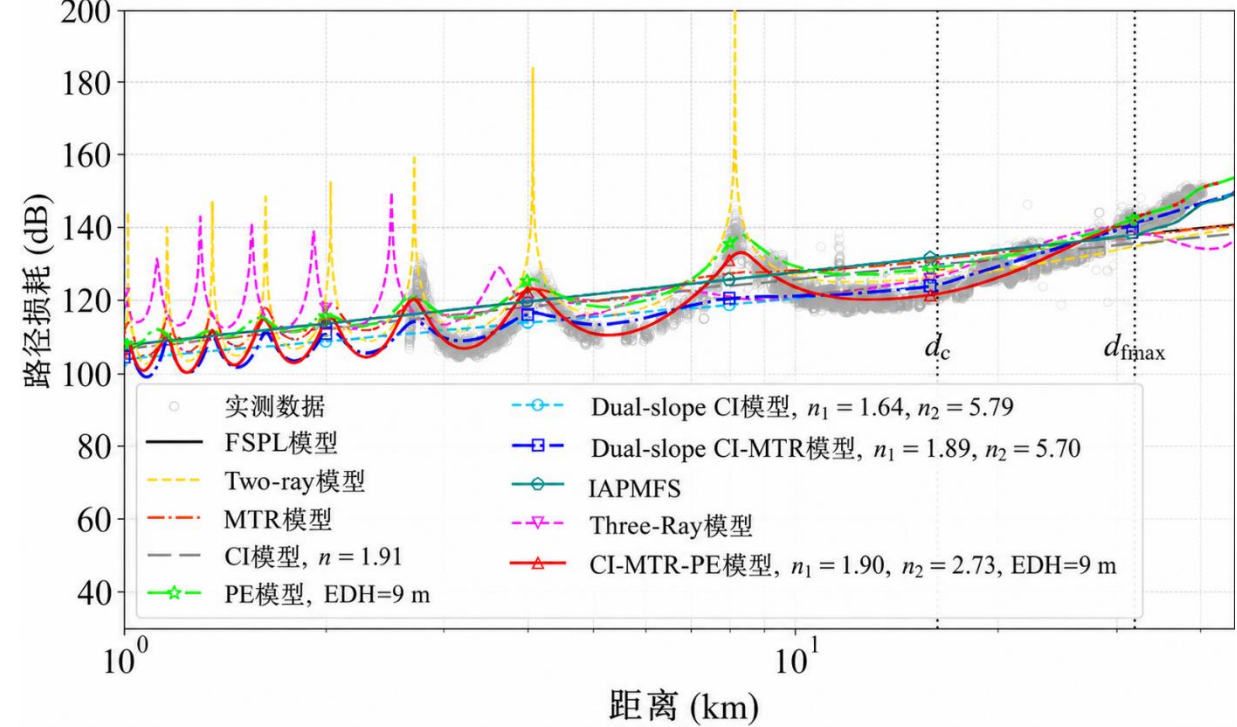
$$d_c = 4h_t h_r / \lambda$$
$$d_{\text{fmax}} = 4.12 \left(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r} \right)$$

短距离以 CI-MTR 为主; 长距离以 PE 为主; 余弦加权确保平滑过渡

模型验证与关键结果



实测路径损耗与模型对比



1) 相干两径区域 $(d \leq d_c)$	2) 过渡区域 $(d_c < d \leq d_{fmax})$	3) BLoS 区域 $(d > d_{fmax})$
-----------------------------	--------------------------------------	--------------------------------

整体及分段RMSE对比

Model	RMSE (dB)			
	Overall	$d \leq d_c$	$d_c < d \leq d_{fmax}$	$d > d_{fmax}$
FSPL	7.23	8.42	5.81	6.36
Two-ray	6.72	7.38	3.44	8.45
MTR	6.78	7.75	5.46	6.33
CI	6.94	7.31	4.61	8.59
Dual-slope CI	4.47	6.05	2.84	1.87
Dual-slope CI-MTR	3.94	5.13	2.92	1.90
PE	5.50	7.04	4.71	1.84
IAPMFS	6.83	8.46	5.85	3.77
Three-ray	7.01	7.04	4.71	9.18
CI-MTR-PE	2.68*	3.02*	2.69*	1.84*

*Best result among all.

- 距离阈值: $d_c = 16.24\text{km}$, $d_{fmax} = 31.91\text{km}$
- 最低整体 RMSE: **2.68 dB**
- 相比双斜率 CI-MTR, 提升约 **1.3 dB**
- 相比单独 PE, 提升约 **2.8 dB**

所提模型能够准确表征短距离振荡和长距离波导效应，同时具有清晰的物理可解释性和适中的复杂度



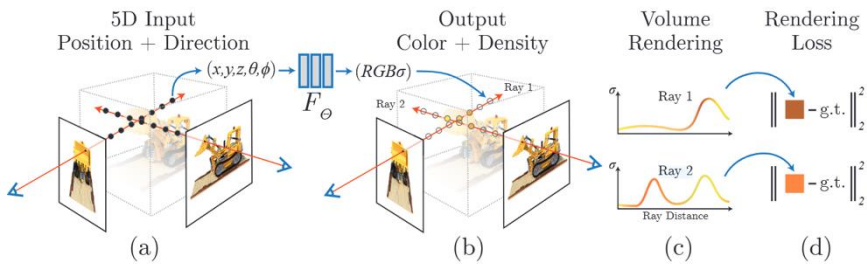
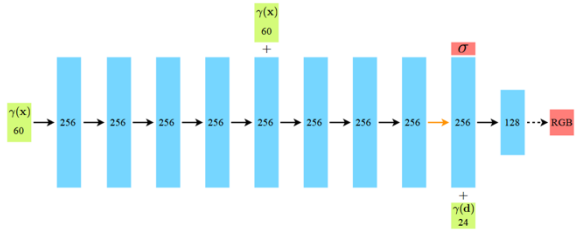
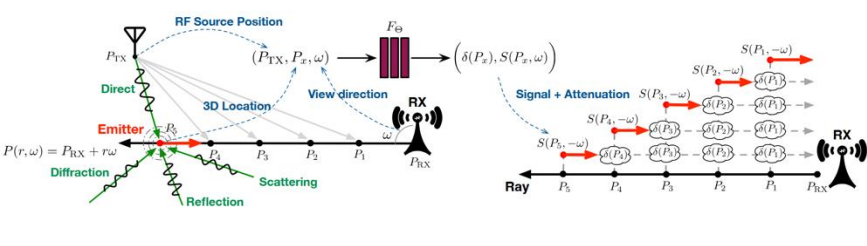
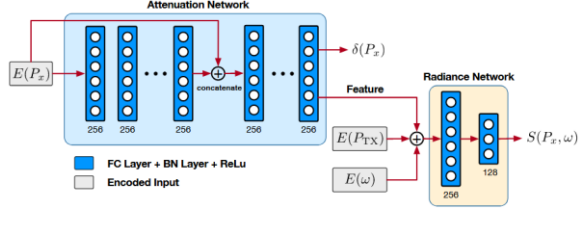
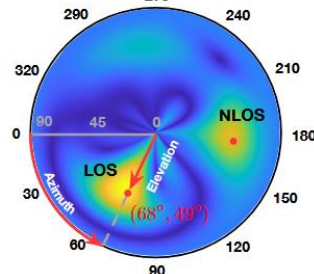
- 研究背景
- 面向6G新天线新场景的统计信道建模
 - 连续空间孔径信道建模
 - 海陆信道测量与建模
- **AI赋能的信道预测及生成**
 - 基于体素化辐射场的信道预测
 - 基于大模型的信道信息生成
- 总结与展望

“删繁就简三秋树，领异标新二月花”
——清·郑燮《赠君谋父子》

基于无线辐射场的信道预测



核心思想：将三维电磁环境重新建模为辐射场表示

	算法流程	网络结构	目标
神经辐射场 (NeRF)			 新视角合成 - 固定场景 - 不同视角
无线辐射场			 空间谱合成 - 固定Rx - 移动Tx

关键局限：动态辐射场适应不足、训练耗时、推理速度受限

[1] B. Mildenhall, P. P. Srinivasan, M. Tancik, J. T. Barron, R. Ramamoorthi, and R. Ng, "NeRF: Representing scenes as neural radiance fields for view synthesis," *Commun. ACM*, vol. 65, no. 1, pp. 99–106, 2021.

[2] X. Zhao, Z. An, Q. Pan, and L. Yang, "NeRF2: Neural radio-frequency radiance fields," in *ACM MobiCom 2023*, pp. 1–15, 2023.



场景设定 接收机 (Rx) 固定, 配备相控阵天线, 可形成高指向性窄波束、指向任意方向 $\omega_0 = (\varphi_0, \theta_0)$; 发射机 (Tx) 置于不同位置。电磁波经反射、绕射、散射后从各个方向抵达Rx。依 **Huygens-Fresnel 原理**, 每个交互点都可视为新的辐射源



① 沿特定方向采样：采样点即“虚拟 Tx”

$$x_i = P_{Rx} + r_i \omega_0$$

② 单点贡献 = 再辐射信号 × 沿途累积衰减

$$R(\omega_0, x_i) = T_i \cdot S(x_i, -\omega_0)$$

采样点 到Rx的累积衰减 $T_i = \prod_{j=1}^{i-1} (\exp(-\sigma(x_j) \delta_j))$

③ 沿方向聚合 → 空间谱；沿全方向聚合 → 总接收信号

$$R(\omega_0) = \sum_{i=1}^K R(\omega_0, x_i) \quad R = \sum_{\omega \in \Omega} R(\omega) = \sum_{\omega \in \Omega} \sum_{i=1}^K T_i S(x_i, -\omega)$$

学习目标

最小化空间谱的逐方向均方误差

$$\mathcal{L}_{\text{spectrum}} = \frac{1}{|\Omega|} \sum_{\omega \in \Omega} \|\hat{R}(\omega) - R(\omega)\|_2^2$$

空间谱矩阵 A

1° 角分辨率下为 360 × 90 矩阵：

$$A = \begin{bmatrix} A(0^\circ, 0^\circ) & A(0^\circ, 1^\circ) & \cdots & A(0^\circ, 89^\circ) \\ A(1^\circ, 0^\circ) & A(1^\circ, 1^\circ) & \cdots & A(1^\circ, 89^\circ) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A(359^\circ, 0^\circ) & A(359^\circ, 1^\circ) & \cdots & A(359^\circ, 89^\circ) \end{bmatrix}$$

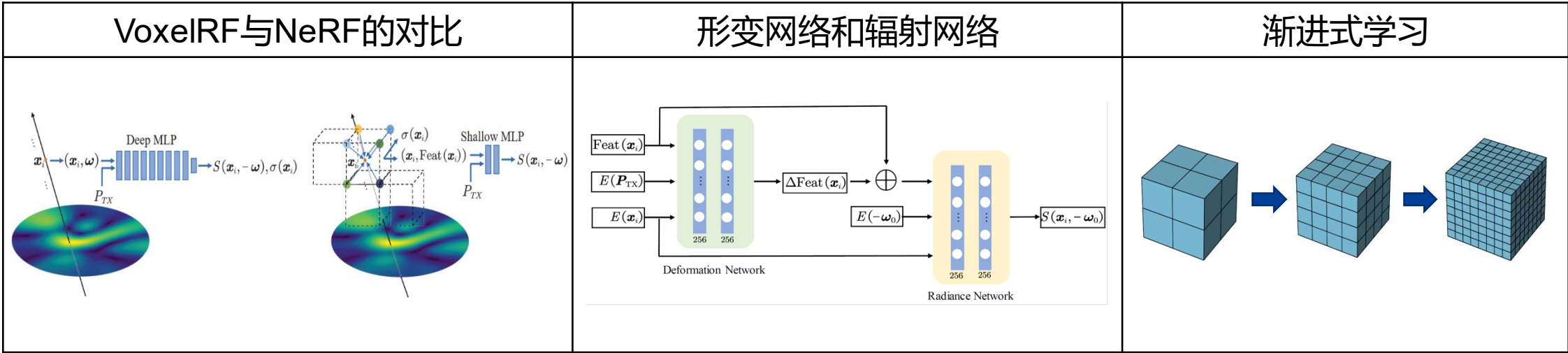
$$A(\omega) = |R(\omega)|^2$$

每个元素表示该方向上的接收功率，即“信号从哪个方向来及有多强”的全景图

体素化辐射场（VoxelRF）核心创新



- 核心思想：一种**显隐式融合**的无线辐射场方法，用于快速信道建模。
1. 使用**体素网格**显式表征无线辐射场，并利用**三线性插值**替代深度神经网络实现高效查询
 2. 引入**形变网络**表征因Tx位置改变导致的辐射场变化
 3. 设置**体密度阈值**，在训练和推理阶段跳过低于阈值的采样点，加速推理
 4. 采用**渐近式学习**，体素网格分辨率在训练过程中逐步提升，确保训练的稳定性

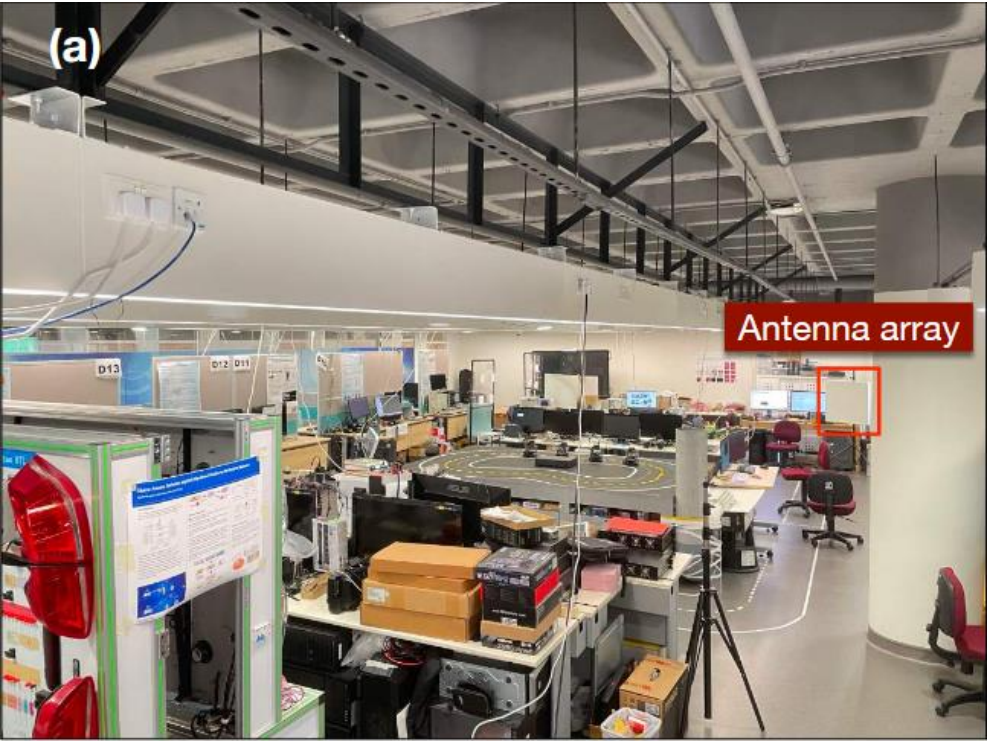


[1] L. Liu, J. Gu, K. Zaw Lin, T.-S. Chua, and C. Theobalt, "Neural sparse voxel fields," NeurIPS 2020, vol. 33, pp. 15651–15663, 2020.
[2] Z. Zeng, **S. Sun**, M. Tao, Y. Xu, and X. Yu, "VoxelRF: Voxelized radiance field for fast wireless channel modeling," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 30, pp. 617-621, 2026.

实验结果——空间谱预测



- 数据集——RFID dataset [2]



场景大小	23m × 24m × 2m
Tx	RFID标签
Rx	4 × 4天线阵列
频率	915MHz
数据集大小	6,123

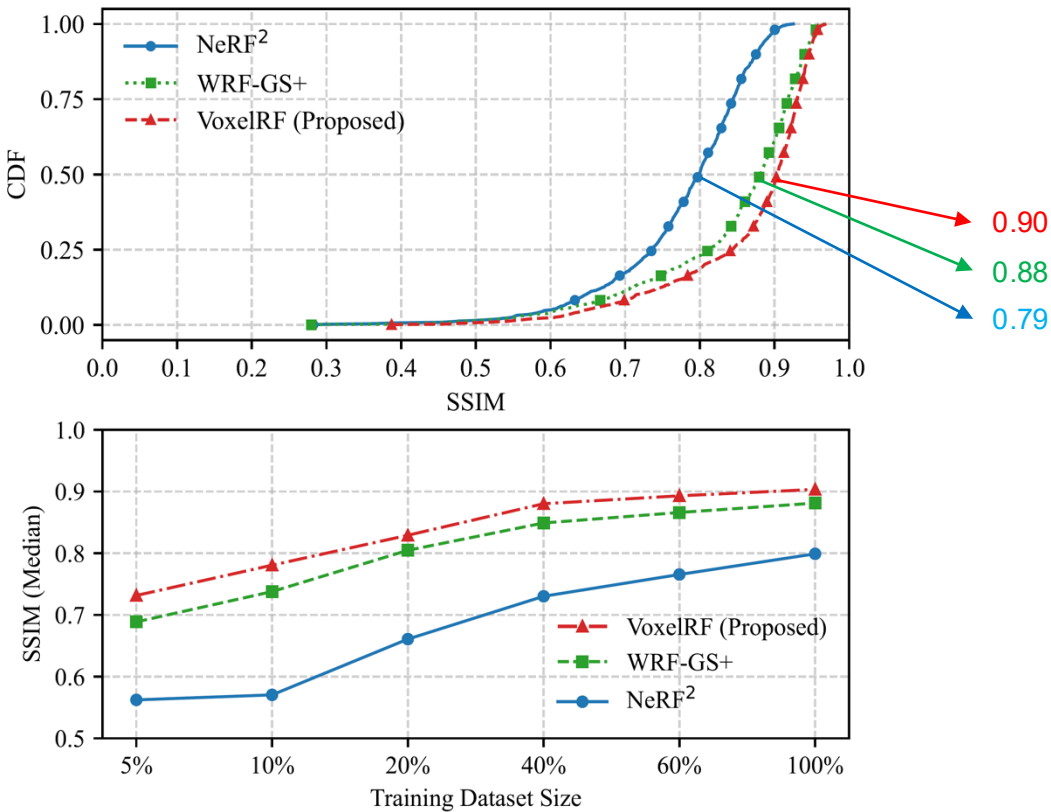
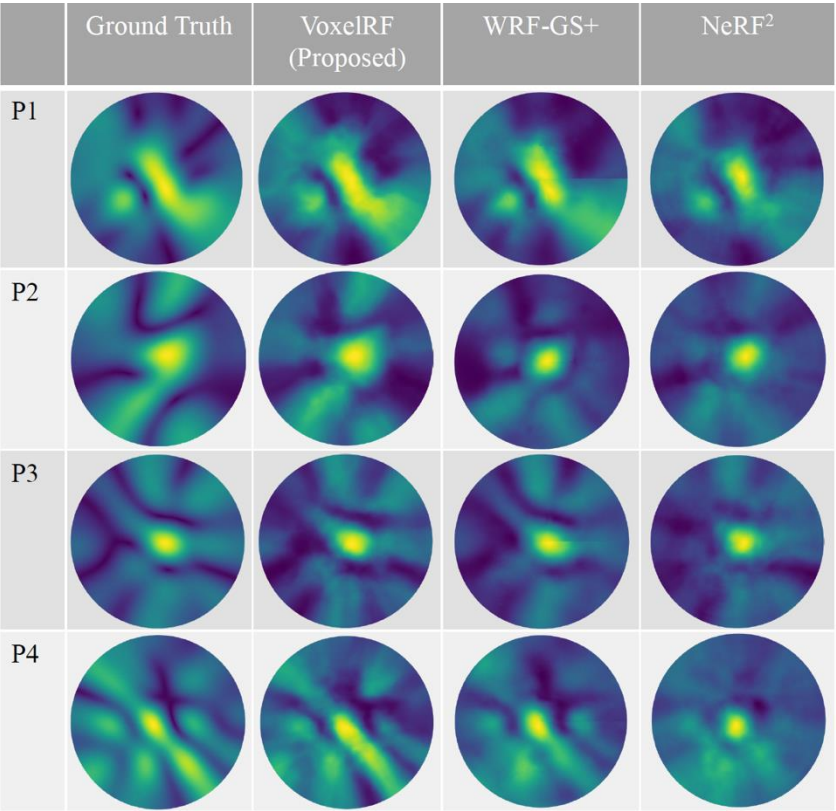
	训练时间	推理速度
NeRF ² [2]	15h30m	0.396s
WRF-GS+ [5]	2h40m	0.010s
VoxelRF	20m	0.042s

[2] X. Zhao, Z. An, Q. Pan, and L. Yang, "NeRF2: Neural radio-frequency radiance fields," in *ACM MobiCom 2023*, pp. 1–15, 2023.

[4] Z. Zeng, **S. Sun**, M. Tao, Y. Xu, and X. Yu, "VoxelRF: Voxelized radiance field for fast wireless channel modeling," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 30, pp. 617-621, 2026.

[5] C. Wen, J. Tong, Y. Hu, Z. Lin and J. Zhang, "Neural Representation for Wireless Radiation Field Reconstruction: A 3D Gaussian Splatting Approach," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 25, pp. 7490-7504, 2026.

实验结果——空间谱预测



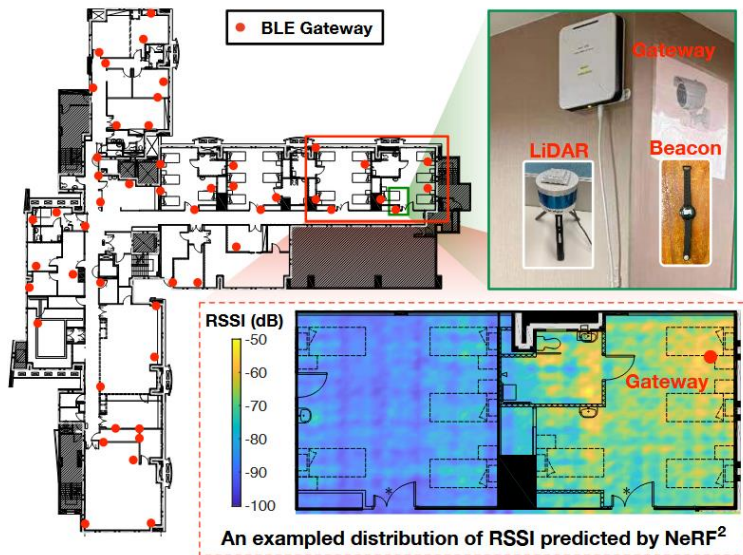
- 1. 由于高斯基元固有的平滑和连续特性，3D-GS在建模高频变化方面的能力有限，导致边界边缘模糊
- 2. VoxelRF在RFID数据集上优于所有基线方法
- 3. VoxelRF采用的**显式表达**具有更强的**鲁棒性**，能**有效缓解**训练数据较少时的**过拟合**现象，只需**20%的训练数据**就可超过的NeRF²的性能

Z. Zeng, S. Sun, M. Tao, Y. Xu, and X. Yu, "VoxelRF: Voxelized radiance field for fast wireless channel modeling," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 30, pp. 617-621, 2026.

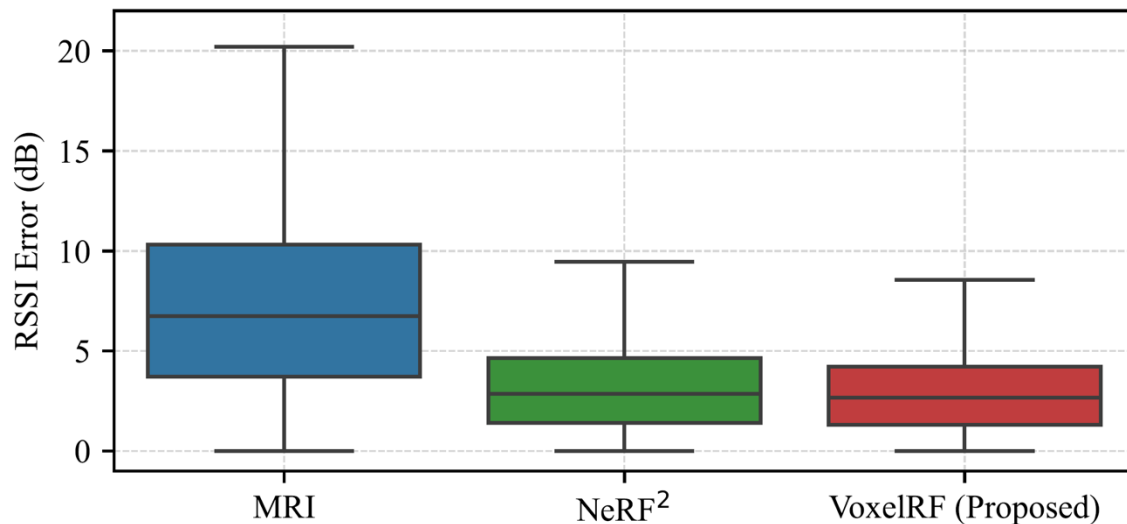
实验结果——接收信号强度 (RSSI) 预测



- 数据集——BLE (Bluetooth low energy) dataset [1]



约1400平方米, 2000 RSSI数值



MRI: Model-based radio interpolation [2]

1. MRI基于数学解析式, 其RSSI预测准确性不高

2. **VoxelRF**在RSSI数据集上**优于所有基线方法**

[1] X. Zhao, Z. An, Q. Pan, and L. Yang, "NeRF2: Neural radio-frequency radiance fields," in *ACM MobiCom 2023*, pp. 1–15, 2023.

[2] H. Shin, Y. Chon, Y. Kim, and H. Cha, "MRI: Model-based radio interpolation for indoor war-walking," *IEEE Trans. Mob. Comput.*, vol. 14, no. 6, pp. 1231–1244, 2014.

[3] Z. Zeng, **S. Sun**, M. Tao, Y. Xu, and X. Yu, "VoxelRF: Voxelized radiance field for fast wireless channel modeling," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 30, pp. 617–621, 2026.

- 研究背景
- 面向6G新天线新场景的统计信道建模
 - 连续空间孔径信道建模
 - 海陆信道测量与建模
- **AI赋能的信道预测及生成**
 - 基于体素化辐射场的信道预测
 - **基于大模型的信道信息生成**
- 总结与展望

“纷总总其离合兮，斑陆离其上下”
——屈原《楚辞·离骚》

问题定义与整体架构



➤ 问题定义

$$f_{\Theta}:(\mathbf{I}_{\text{tx}}, \mathbf{D}_{\text{tx}}, \mathbf{I}_{\text{rx}}, \mathbf{D}_{\text{rx}}) \mapsto \{\Delta\tau_l, \Delta P_l, \Delta\theta_l, \Delta\phi_l\}_{l=1}^L$$

输入：收发端全景RGB图像和深度图

输出：最强的 L 条多径的功率、时延、到达方位角和俯仰角

➤ 三大核心模块

③ 多任务混合专家模型

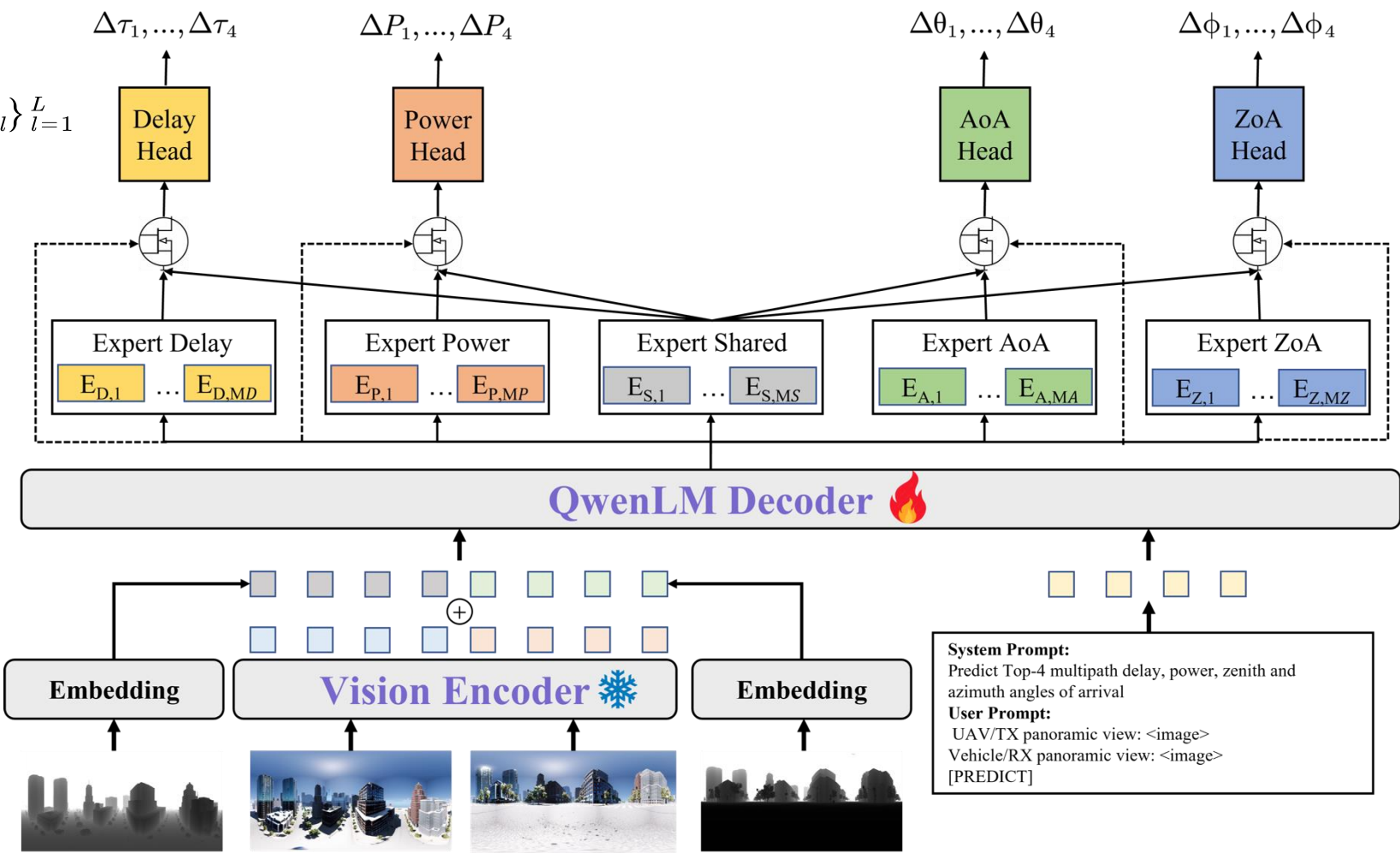
共享专家、任务专属专家和门控网络

② 基于Qwen2-VL骨干网络

LoRA微调

① 深度感知的图像编码器

深度位置编码

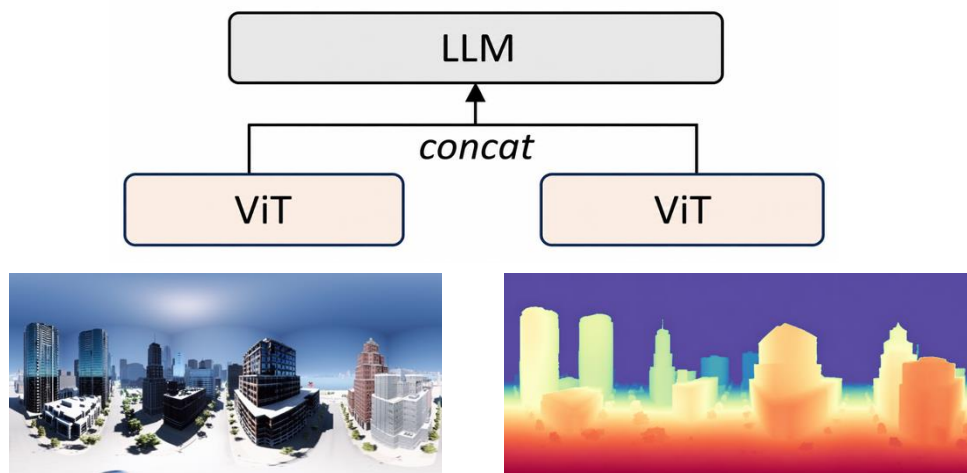


深度位置编码

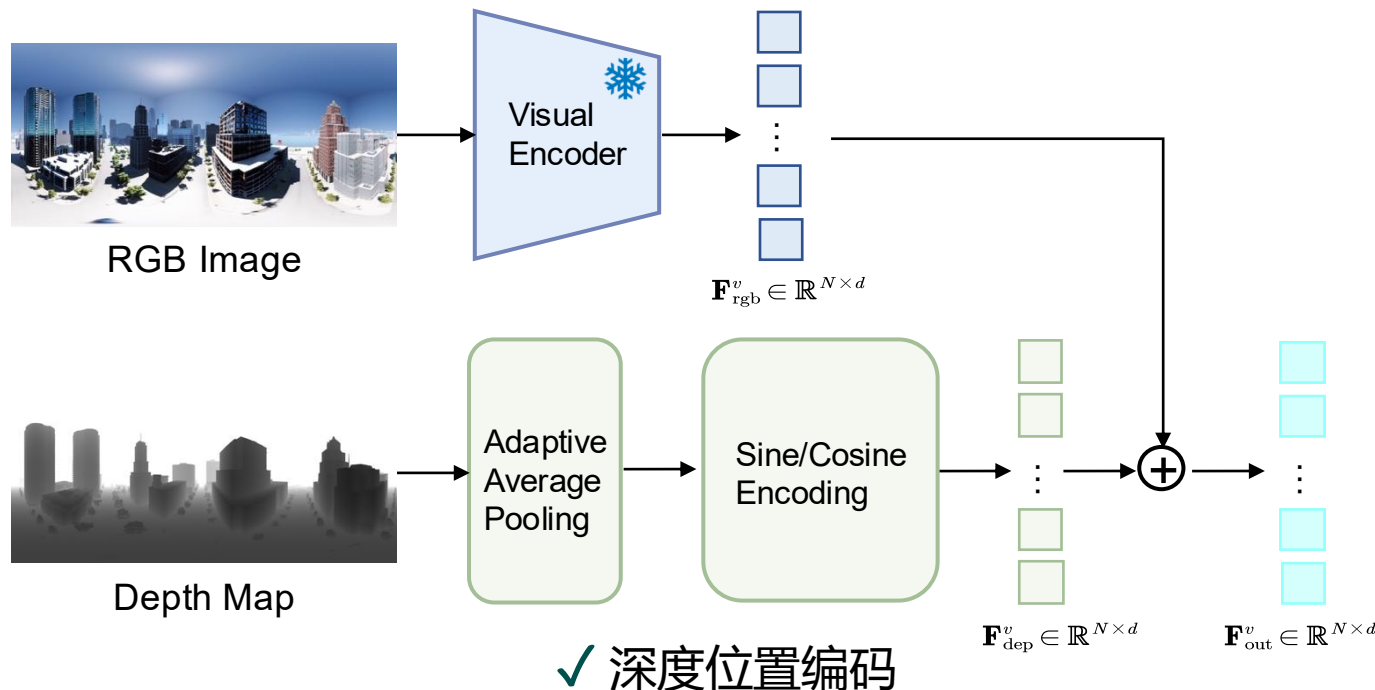


➤ 关键挑战

- 视觉语言模型的视觉编码器通常基于RGB图像进行预训练，难以直接适配仅表征几何距离信息的深度图



✗ 深度图直接作为图像输入



✓ 深度位置编码

1. 增加视觉token数量和计算开销
2. 破坏预训练视觉编码器已有的特征空间，从而削弱其语义表征能力

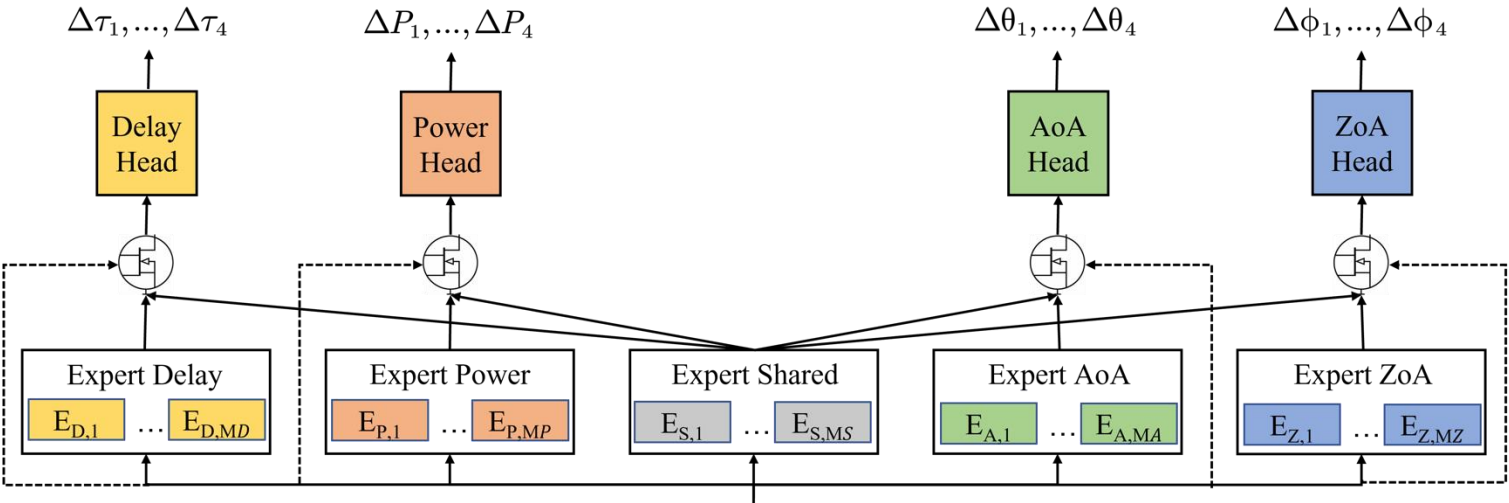
1. 将深度图建模为视觉token的连续位置先验
2. 通过加性注入为RGB语义token补充三维空间信息

面向多径参数联合预测的多任务混合专家模型



➤ 关键挑战

- 信道参数的环境依赖差异显著：共享预测头易导致梯度干扰，独立预测头则会削弱公共表征共享



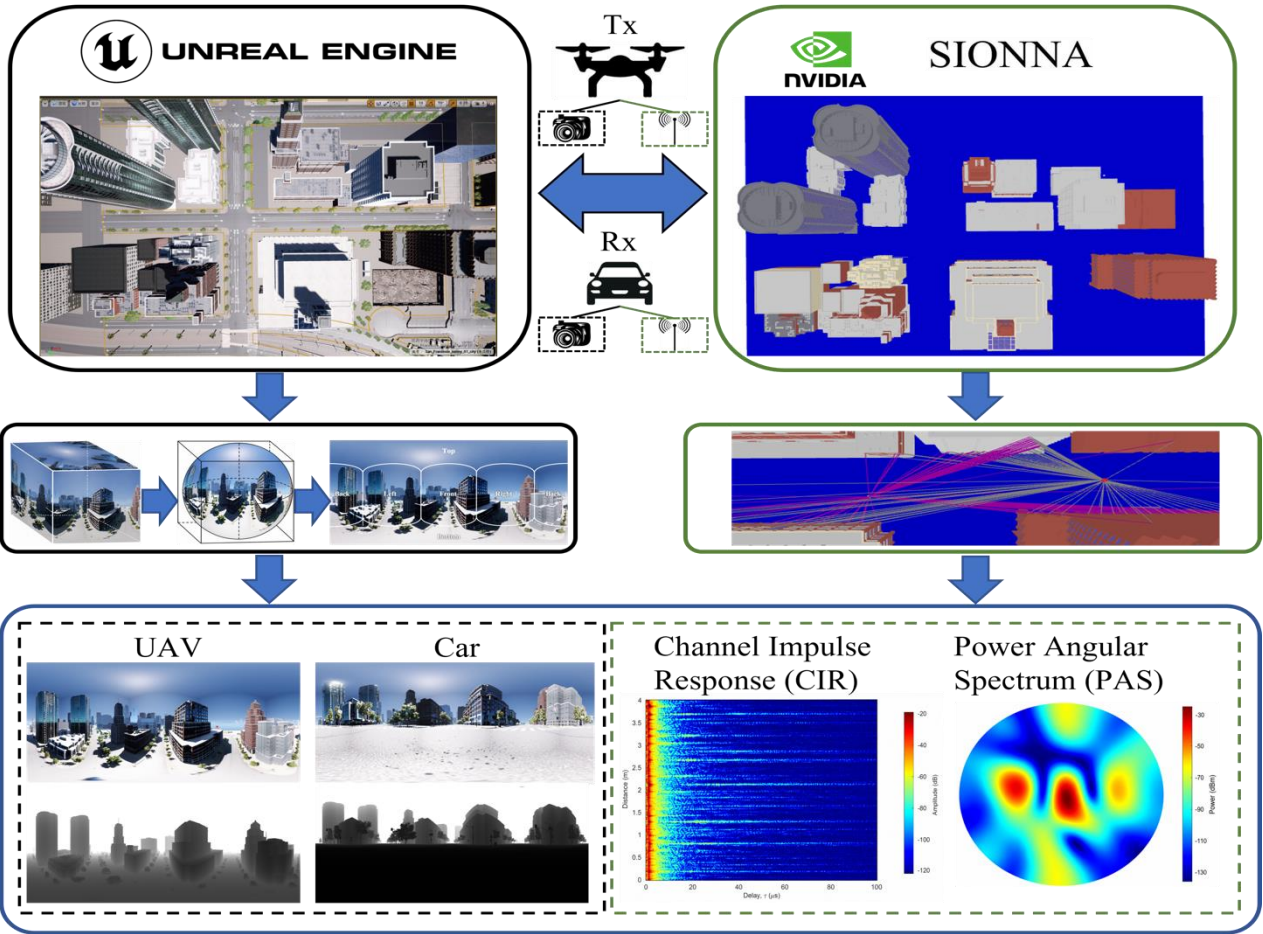
跨任务共享专家 $\mathcal{E}_s = \{E_s^{(i)}\}_{i=1}^{N_s}$
任务专属专家 $\mathcal{E}_{t,k} = \{E_{t,k}^{(j)}\}_{j=1}^{N_t}$

$$\tilde{\mathbf{h}}_k = \sum_{E \in \mathcal{E}_s \cup \mathcal{E}_{t,k}} \mathbf{g}_k E(\mathbf{h})$$

$$\mathbf{g}_k = \text{softmax}(\mathbf{W}_k \mathbf{h})$$

- 针对无线信道多径参数间不同的物理依赖关系，对多任务混合专家进行**面向信道预测的结构化设计**
- 同时引入跨任务共享专家与任务专属专家，为每类信道参数配置独立门控网络
- 模型能够在共享建筑布局、遮挡关系和散射体分布等公共传播表征的同时，保留不同物理量所需的任务特定特征

多模态数据集构建



- 基于AirSim平台, 搭建了典型三维城市场景. 环境中包含不同尺寸和高度的建筑物、交叉路口及车辆等交通要素
- 全景RGB-D图像通过六个视角图像等距柱状投影得到
- 利用Sionna RT对相同环境下的电磁传播过程进行仿真

Airsim Settings		Sionna RT Settings	
Modalities	RGB, Depth Map	Frequency	1.4 GHz
Resolution	512 × 1024	Transmit Power	40 dBm
Depth Range	200 m	Tx/Rx Antenna Pattern	Isotropic
UAV Height	30, 35, 40, 45, 50, 55, 60 m	Number of multipath	4
Car Height	1.5 m	Interaction Type	Reflection, Diffraction

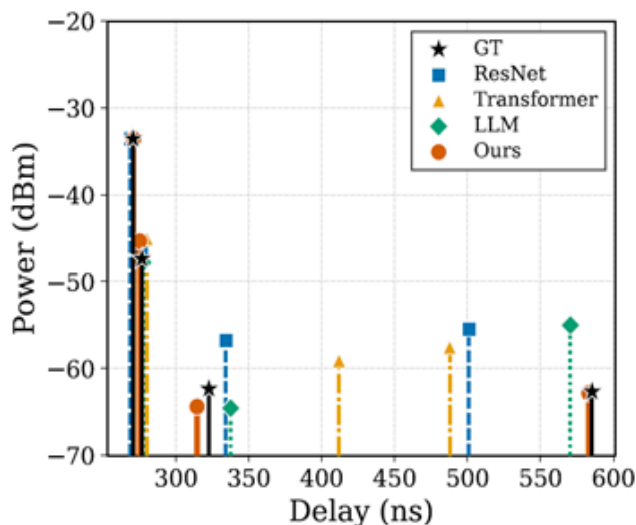
18,949
A2G链路

7
UAV高度

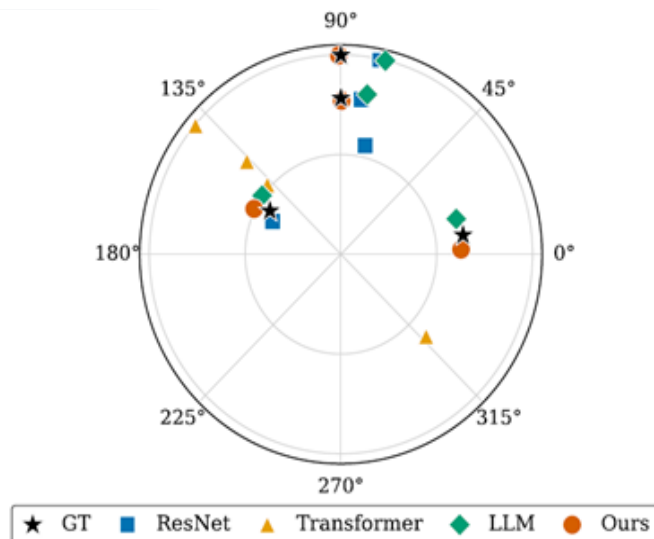
75,796
全景RGB-D图像

303,184
多径参数

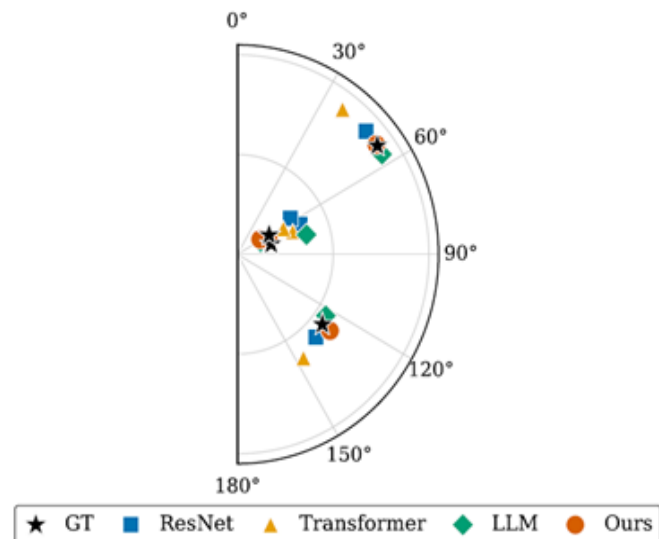
仿真结果：多径生成的定性结果



(a) PDP



(b) AoA



(c) ZoA

PDP

主导多径的时延与功率高度吻合，
包括微弱的长时延非视距路径

AoA

所提方法预测结果集中在主导
散射方向附近

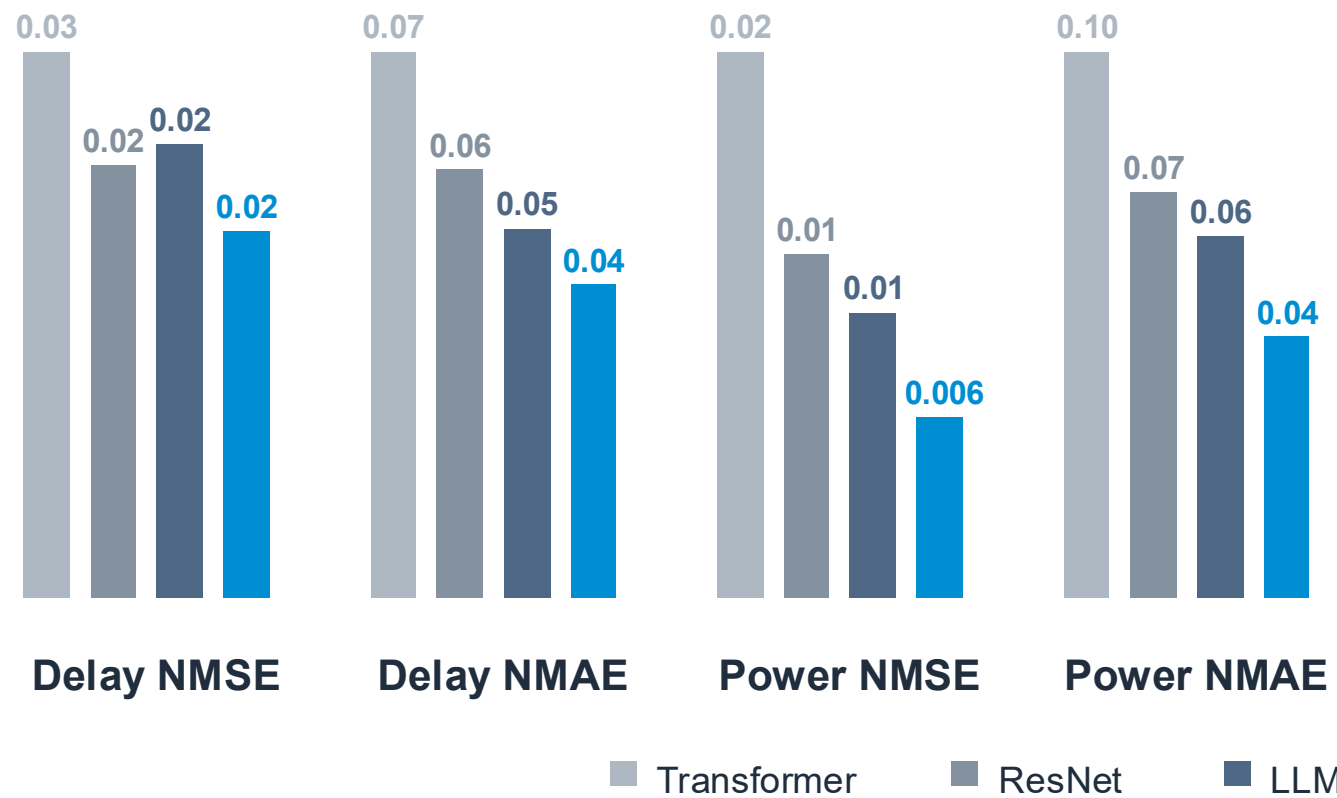
ZoA

垂直到达方向表现出始终如一的高相似度

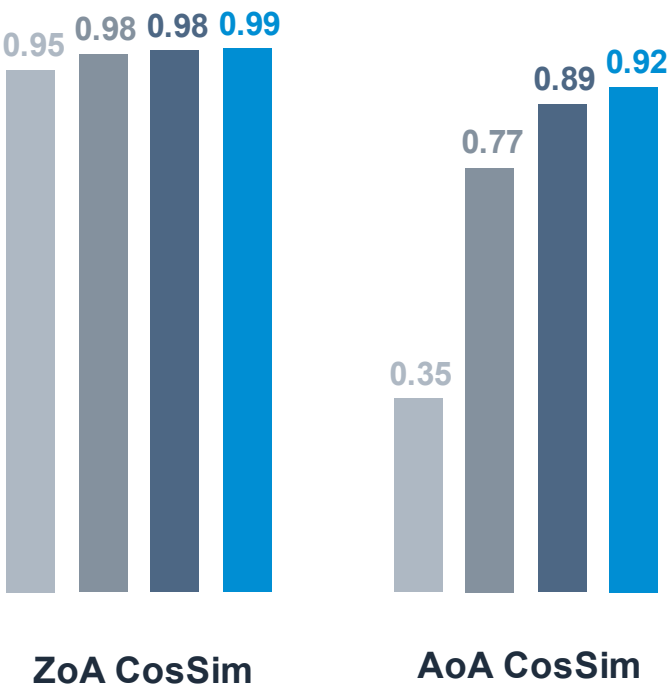
仿真结果：多径参数预测性能



多径时延和功率的归一化均方误差与归一化平均绝对误差



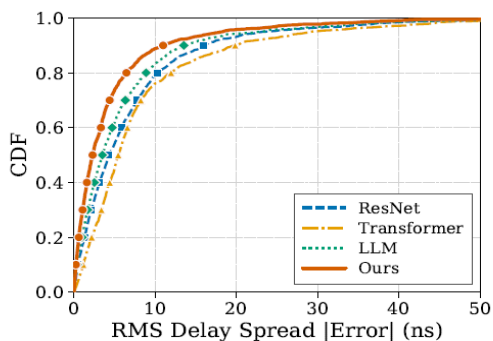
到达角的平均余弦相似度



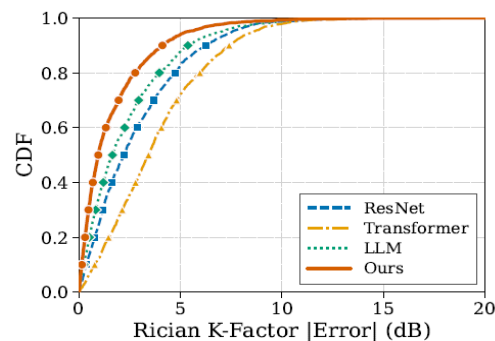
所提方法在全部6项指标上均表现最优

Z. Zeng, S. Sun, M. Tao et al., "Low-altitude channel multipath prediction via panoramic perception and vision-language model," 2026 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops), Wuhan, China, 2026.

仿真结果：信道参数统计量



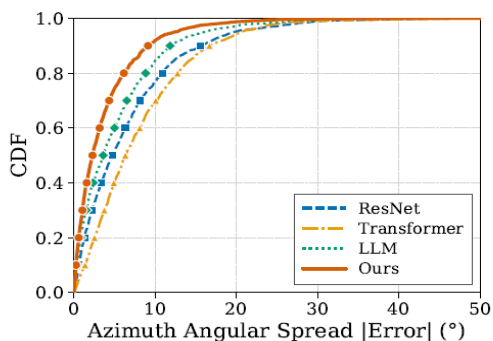
(a) τ_{rms}



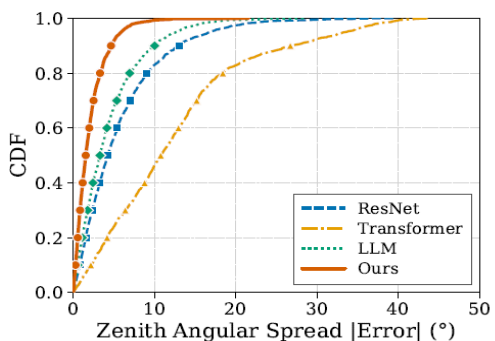
(b) Rician K



(c) Total Received Power



(d) RMS AoA



(e) RMS ZoA

- PanoLAMP在信道参数统计量方面也表现最优，在方位角的预测上优势尤为明显
- PanoLAMP的CDF曲线在同一累积概率下误差最小，在高分位区(如90%分位) 的优势尤为明显，体现出更好的预测稳健性

仿真结果：跨高度泛化性

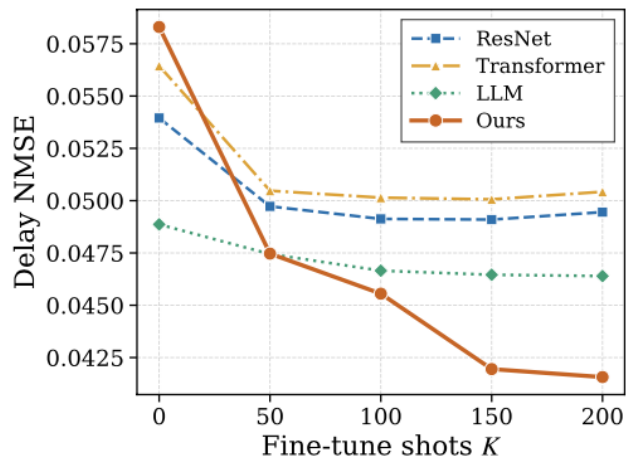


Method	τ_{rms} MAE (ns)	K MAE (dB)	RMS ZoA MAE (°)	RMS AoA MAE (°)	Avg. Delay MAE (ns)	Avg. AoA MAE (°)	Avg. ZoA MAE (°)
Transformer	8.85	3.85	12.51	8.44	5.08	74.43	9.64
ResNet	10.56	3.55	11.26	7.79	6.00	58.91	5.78
LLM	9.58	3.10	9.10	6.96	5.45	18.93	5.76
Ours	8.44 ↓ 4.6%	2.28 ↓ 26.5%	5.53 ↓ 39.2%	5.00 ↓ 28.2%	3.66 ↓ 27.9%	4.97 ↓ 73.7%	3.69 ↓ 35.9%

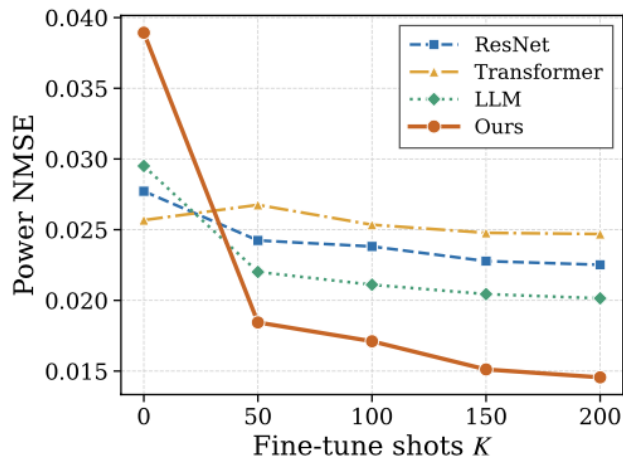
注：所有指标为误差（越低越好）。Ours 行下方百分比为相对最优基线的误差降幅；7 项指标全部最优。

- 以发射机飞行高度为30, 35, 40, 45 和50m的样本作为训练集, 以55m的样本作为验证集, 并以训练中从未出现的60m作为测试集, 用于评估模型对新飞行高度的泛化能力
- PanoLAMP在全部指标上仍保持领先, 并且性能退化幅度最小
- 所提方法能够从图像语义中学习到与具体飞行高度弱相关的散射结构表征, 从而获得更强的跨高度外推能力

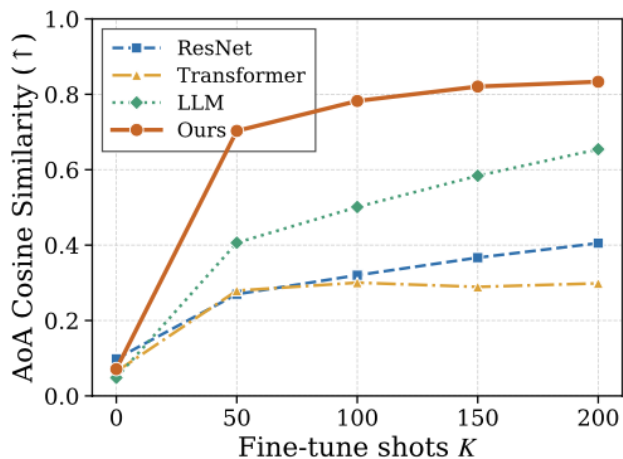
仿真结果：跨区域少样本迁移



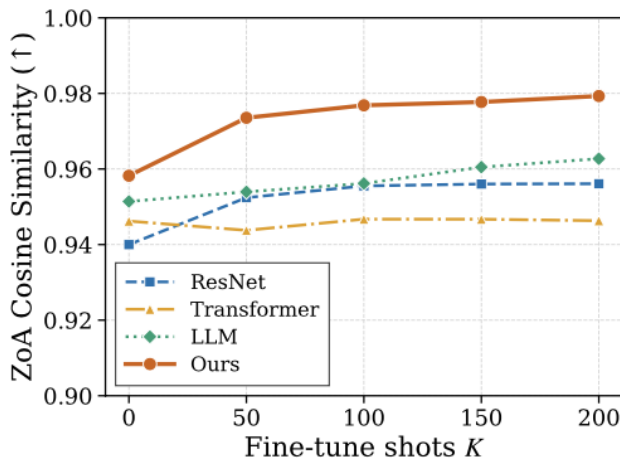
(a) Delay NMSE



(b) Power NMSE



(c) AoA CosSim



(d) ZoA CosSim

- 模型首先在十字路口水平区域完成训练与验证, 再从与之正交的竖直区域使用少量样本微调
- 所有方法在微调阶段均仅更新各任务的输出头, 骨干网络保持冻结
- 随着微调样本数 K 增大, PanoLAMP的**适应速度最快**且**最终精度最高**, 少样本迁移能力显著优于基线方法

Z. Zeng, S. Sun, M. Tao *et al.*, "Low-altitude channel multipath prediction via panoramic perception and vision-language model," 2026 *IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops)*, Wuhan, China, 2026.



Variant	τ_{rms} MAE (ns)	K MAE (dB)	RMS ZoA MAE (°)	RMS AoA MAE (°)	Avg. Delay MAE (ns)	Avg. AoA MAE (°)	Avg. ZoA MAE (°)
Input view 输入视角							
UAV view only	7.19	2.71	3.39	6.94	4.97	19.21	2.65
Car view only	5.80	2.11	3.15	4.79	3.27	7.20	2.44
Input modality 输入模态							
RGB only	5.50	1.99	2.57	4.38	3.21	4.82	2.06
Depth only	6.74	2.39	4.86	5.53	3.94	11.24	4.02
Model component 模型组件							
-LoRA	6.32	2.33	3.93	5.49	3.70	10.10	2.98
-MTMoE	5.60	2.08	3.09	4.66	3.19	6.57	2.74
-Hungarian	5.67	1.82	3.45	6.58	3.01	4.93	2.37
Full model (Ours)	4.79	1.68	2.10	3.79	2.58	4.58	1.76

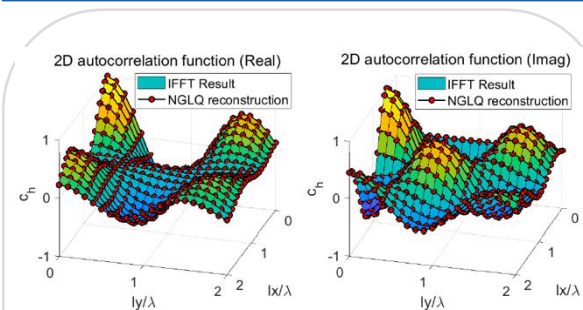
- 输入视角方面, 仅保留单一视角时各项指标均明显退化, 表明**收发两端视角缺一不可**
- 输入模态方面, 仅保留RGB而去除深度后性能小幅退化, 仅保留深度而去除RGB则退化幅度更大。表明**RGB全景图**所承载的场景语义是参数预测的**主体**, 深度图作为互补的几何与距离线索带来进一步提升
- 模型组件方面, 去除LoRA、混合专家头和路径匹配都会使预测精度降低, 验证了**三个组件都不可或缺**

- 研究背景
- 面向6G新天线新场景的统计信道建模
 - 连续空间孔径信道建模
 - 海陆信道测量与建模
- AI赋能的信道预测及生成
 - 基于体素化辐射场的信道预测
 - 基于大模型的信道信息生成
- **总结与展望**

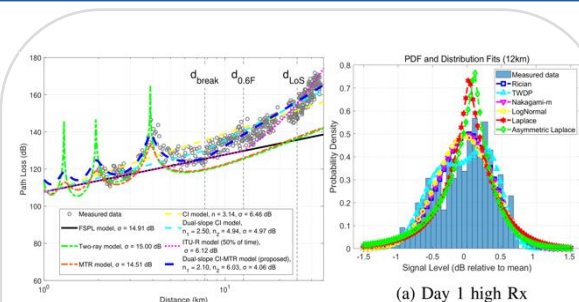
总结



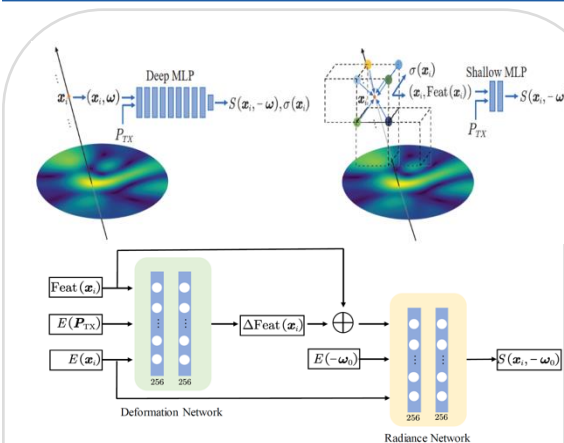
6G新天线统计建模 → 6G新场景统计建模 → 无线辐射场信道生成 → 多模态大模型信道生成



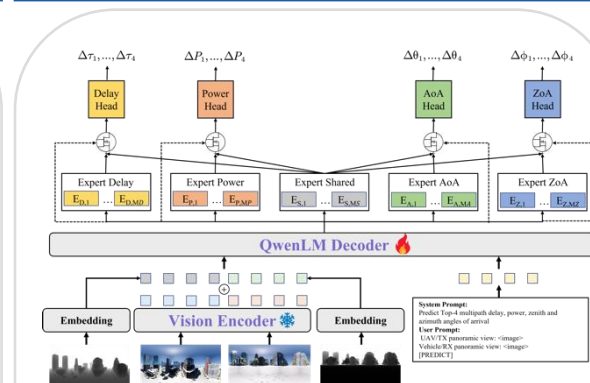
- ✓ 提出用于HMIMO小尺度衰落**离散建模**的高阶Nyström方法
- ✓ 所提NGLQ方法适用于**多种散射环境**和**阵列尺寸**
- ✓ NGLQ方法对于所需求积节点数、权重、特征函数都**高效且准确**
- ✓ 提出基于有效空间自由度的远近场分界方法，从几何边界转向**通信性能边界**



- ✓ 提出**分段CI-MTR**及**CI-MTR-PE**模型，兼具物理意义和准确性
- ✓ 提出考虑船舶横摇、纵摇、垂荡、上下起伏的**定点衰落**模型
- ✓ 平静海面呈**非对称拉普拉斯**；恶劣海况呈**TWDP**
- ✓ 同等条件下，**大带宽**通常对应**高Gini系数**；海上信道比陆地场景稀疏



- ✓ 提出**显隐式融合**的无线辐射场方法
- ✓ VoxelRF**训练效率**比传统NeRF提升约47倍，**推理速度**提升约10倍
- ✓ 显式表达具有更强的鲁棒性，能有效缓解训练数据较少时的过拟合现象，**所需数据量大幅减少**



- ✓ 提出基于全景**RGB-D图像**和**视觉语言模型**的信道生成方法 PanoLAMP
- ✓ 收发两端视角缺一不可
- ✓ RGB全景图起主导作用
- ✓ LoRA、混合专家头和路径匹配都不可或缺
- ✓ PanoLAMP具备**跨高度泛化**和**跨区域迁移能力**

- 将NGLQ方法推广至非矩形几何构型和三维天线阵列，并对该方法的使用边界进行理论界定
- 在更多频段、海域和跨域场景开展信道测量与建模
- 探索大小模型结合的信道生成方法，进一步提升模型的预测精度、推理速度和跨场景跨频段泛化性



参考文献

- ❑ H. Yan, H. Yang, and **S. Sun**, "A Spectrally Convergent Discretization of Holographic MIMO Channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 30, pp. 1964-1968, 2026.
- ❑ **S. Sun et al.**, "How to Differentiate Between Near Field and Far Field: Revisiting the Rayleigh Distance," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 63, no. 1, pp. 22-28, Jan. 2025.
- ❑ **S. Sun et al.**, "Modeling and Analysis of Land-to-Ship Maritime Wireless Channels at 5.8 GHz," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 25, pp. 10051-10065, 2026.
- ❑ Y. Miao, X. Zhao, J. Wang, R. Gao, and **S. Sun**, "A Hybrid CI-MTR-PE Path Loss Model for Maritime Evaporation-Duct Propagation," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 25, no. 7, pp. 2863-2867, Jul. 2026.
- ❑ R. Li, **S. Sun**, and M. Tao, "Applicable Regions of Spherical and Plane Wave Models for Extremely Large-Scale Array Communications," *China Commun.*, vol. 22, no. 5, pp. 128-151, May 2025.
- ❑ Z. Zeng, **S. Sun**, M. Tao, Y. Xu, and X. Yu, "VoxelRF: Voxelized Radiance Field for Fast Wireless Channel Modeling," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 30, pp. 617-621, 2026.
- ❑ M. Liu, **S. Sun**, R. Gao, J. Zhang, and M. Tao, "Fusion of Monostatic and Bistatic Sensing for ISAC-Enabled Low-Altitude Environment Mapping," *IEEE Trans. Commun.*, doi: 10.1109/TCOMM.2026.3712538.
- ❑ Z. Zeng, **S. Sun**, M. Tao, Z. Chen, J. Mo, and X. Gu, "Low-altitude Channel Multipath Prediction via Panoramic Perception and Vision-Language Model," 2026 *IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops)*, Wuhan, China, 2026.

谢谢！

汇报人：孙舒

电子邮箱：shusun@sjtu.edu.cn