

# 基于射线跟踪的大规模 MIMO 信道建模<sup>①</sup>



姚俊良<sup>1</sup>, 刘庆<sup>1</sup>, 张琰<sup>2</sup>, 姚文雷<sup>2</sup>

<sup>1</sup>(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 西安 710048)

<sup>2</sup>(西安电子科技大学 通信工程学院, 西安 710071)

通讯作者: 姚俊良, E-mail: yaojunliang@xaut.edu.cn

**摘要:** 大规模 MIMO 具有巨型阵列尺寸和多维阵列结构, 能够有效提升无线频谱效率, 是未来无线通信领域重要的物理层技术之一. 但大规模阵列具有的近场效应、高计算复杂度等问题, 对其无线信道建模带来很大的挑战. 本论文主要针对这些挑战, 对大规模 MIMO 的信道模型进行了深入分析. 首先在球面波假设前提下, 建立大规模 MIMO 信道模型的基本框架; 进一步利用基于马德里格地图的射线跟踪算法, 对信道模型参数进行求解; 最后给出大规模 MIMO 信道时延扩展及空间距离的统计分布. 上述研究结果表明, 所提信道模型能够反映大规模 MIMO 的主要信道特征.

**关键词:** 信道建模; 大规模 MIMO; 射线跟踪; 绕射理论; 时延扩展

引用格式: 姚俊良, 刘庆, 张琰, 姚文雷. 基于射线跟踪的大规模 MIMO 信道建模. 计算机系统应用, 2019, 28(3): 59-65. <http://www.c-s-a.org.cn/1003-3254/6804.html>

## Massive MIMO Channel Modeling Based on Ray Tracing

YAO Jun-Liang<sup>1</sup>, LIU Qing<sup>1</sup>, ZHANG Yan<sup>2</sup>, YAO Wen-Lei<sup>2</sup>

<sup>1</sup>(Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

<sup>2</sup>(School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** Massive Multiple-Input Multiple-Output (MIMO), with giant array size and multi-dimensional array structure, has been widely considered as a key physical layer technique in future wireless communications. With regarding the large number of antenna elements, some new challenges and issues are arising. To solve these problems, a statistical channel model based on the spherical wave-front theory is proposed. Furthermore, the map-based ray-tracing algorithm with low complexity is used to compute the parameters of the proposed channel modeling. Finally, several statistical characteristics, such as delay spread and spatial distance, are given. The analysis results show that the proposed channel model is able to describe the main characteristics of massive MIMO channel.

**Key words:** channel modeling; massive MIMO; ray tracing; diffraction theory; delay spread

随着智能手机的迅速普及与无线通信技术的快速发展, 人们对无线数据的传输需求呈现爆炸式增长. 第五代移动通信 (5G) 旨在面向 2020 年的移动通信应用需求, 研究可以支持业务总速率高达 10 Gbps, 空中接

口频谱效率和功率效率较 4G 均提升 10 倍以上的新一代无线通信系统<sup>[1,2]</sup>. 为了达到上述目的, 新型的网络体系架构、组网技术、新型天线阵列结构<sup>[3]</sup>及频谱开发利用<sup>[4]</sup>等技术是研究的重点. 作为无线通信重要的物理

① 基金项目: 国家自然科学基金 (61401354, 61502385); 陕西省自然科学基金基础研究项目 (2016JQ6015); 陕西省教育厅重点实验室项目 (17JS086)

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61401354, 61502385); Fundamental Research Program of Natural Science Fund of Shaanxi Province (2016JQ6015); Key Laboratory Fund of Education Bureau of Shaanxi Province (17JS086)

收稿时间: 2018-08-23; 修改时间: 2018-09-20; 采用时间: 2018-10-12; csa 在线出版时间: 2019-02-22

层技术, MIMO (Multiple Input Multiple Output)<sup>[5]</sup>通过在收发端使用多天线阵列, 可以获得空间复用增益, 频谱利用率得到显著提升. 研究表明, 在不增加带宽的前提下, MIMO 的空间复用增益与  $\min\{N, M\}$  呈线性增长关系, 其中  $N$  和  $M$  分别表示接收端和发射端阵列的天线元素个数. 因此, 为了大幅度提升无线频谱效率, 满足用户对无线传输速率指数上涨的需求, 通过增加基站天线数目构建大规模 MIMO 系统, 是一种高效且相对便捷的方式.

大规模 MIMO<sup>[6]</sup>是贝尔实验室科学家 Marzetta 在 2010 年底提出来的概念, 也称做 Massive MIMO. 与传统 MIMO 相比, 大规模 MIMO 采用巨型阵列尺寸和多维阵列结构, 能够大幅提升无线频谱效率, 满足用户对无线传输速率指数上涨的需求, 成为下一代无线通信重要的物理层技术之一. 作为系统性能评估和算法设计的重要基础, 大规模 MIMO 信道建模理论和实现还存在着许多问题需要解决<sup>[7-10]</sup>.

在大规模 MIMO 中, 不同位置的阵列单元会处于不同的散射环境, 散射簇对信道统计特性的影响很大<sup>[11]</sup>. 特别是对于大规模平面阵, 俯仰面的散射簇分布会随着高度的不同而有差异. 研究学者通过调整本地散射簇的分布和数量, 来模拟不同的无线场景<sup>[12-14]</sup>. 利用圆柱体阵列和等距线阵, 对大规模 MIMO 的信道特征进行测量分析, 发现散射簇辐射的电磁波并不能到达所有阵列天线, 这验证了近场效应的存在<sup>[15,16]</sup>. 进一步通过对 COST 2100 模型<sup>[17,18]</sup>的关键参数进行扩充, 以适用于大规模 MIMO. 文献[19]在散射簇椭圆分布的基础上, 首次提出针对单极化大规模线阵 MIMO 的理论信道模型, 并分析了散射簇生灭对信道建模带来的影响. 基于该理论, 文献[20]建立了具体的信道模型实现算法, 并对大规模 MIMO 的统计特性进行了仿真.

近年来, 基于射线跟踪<sup>[21-25]</sup>的确定性信道建模方法成为业界研究的热点, 理论上, 射线跟踪信道建模能够满足大规模 MIMO 对无线信道的所有要求, 但它存在着算法复杂度高、需要精确地图信息的缺点. 2015 年, METIS 项目组在现有算法基础上, 提出了基于地图的射线跟踪信道模型<sup>[26]</sup>, 模型综合了统计信道建模和确定性建模各自的优点, 能够符合大规模 MIMO 信道建模的要求.

在上述研究基础上, 本文提出兼顾模型准确性和计算复杂度的大规模 MIMO 信道模型. 所提模型的主要特点包括: 基于球面波建立信道模型统一框架, 因此

能够适用于大规模 MIMO 场景; 采用基于马德里格地图的射线跟踪算法对模型参数进行求解, 避免了实际场景地图制作困难的问题, 提升了信道模型的实用性; 采用 Berg 递归模型<sup>[26]</sup>代替传统的 UTD 绕射理论, 在基本不影响算法性能的前提下, 有效降低了射线跟踪算法的计算复杂度; 最后利用所提算法, 对信道模型的时延扩展, 功率时延谱, 散射簇分布以及算法运行时间进行了计算分析.

## 1 大规模 MIMO 信道模型

### 1.1 信道模型基本框架

在对大规模 MIMO 信道进行建模之前, 首先要分析清楚阵列规模的影响. 传统 MIMO 模型假设散射簇和收/发天线的距离满足远场条件, 即:

$$R \geq 2L^2/\lambda \quad (1)$$

上式中  $R$  是散射簇到收/发端的距离,  $L$  是天线阵列尺寸,  $\lambda$  是电磁波波长. 此时, 电磁波以平面波到达天线阵列, 阵列的空间向量具有导向矢量形式. 而随着阵列尺寸的增大, 式中  $L$  增大, 在  $R$  和  $\lambda$  不变的情况下, 式 (1) 的关系将不再满足. 并且, 由于阵列尺寸的增大, 散射簇并非对所有阵列元素有效.

图 1 所示为收发端都采用平面阵大规模 MIMO 的信道链路示意图. 平面阵中每个点由一对正交极化天线组成. 空间不同位置天线所处的散射环境也是不同的, 例如, 收发端红色阵元受散射簇 1 的作用, 而蓝色阵元受散射簇  $N$  的影响, 黄色阵元则存在直射径, 信道模型需要能够反映上述特点. 另外, 大规模也会影响极化矩阵的建模. 传统 MIMO 中, 极化矩阵只与多径有关系, 而与天线无关. 换言之, 对于同一条多径, 收发端不同天线对应的极化矩阵是相同的. 而在大规模 MIMO 中, 散射环境的不同, 使得极化矩阵与天线也有关系.

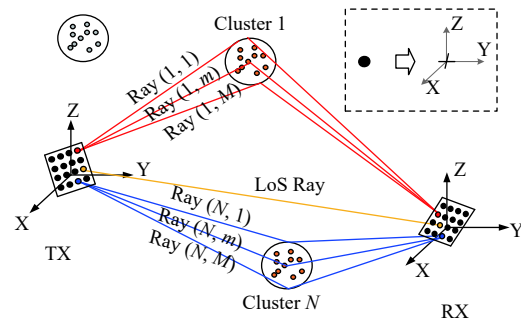


图 1 平面阵大规模 MIMO 链路示意图

通过分析天线空间与传播空间的映射投影,以及散射簇对电磁波的作用,在全局统一坐标系和簇时延

$$H_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{P_n}{M}} \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,\gamma}(\gamma_{n,m}, \phi_{n,m}) \\ F_{rx,u,\phi}(\gamma_{n,m}, \phi_{n,m}) \end{bmatrix} Q(\gamma_{n,m}, \phi_{n,m}) M_{n,m,u,s} P(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m}) \begin{bmatrix} F_{tx,s,\theta}(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m}) \\ F_{tx,s,\varphi}(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m}) \end{bmatrix} \times \exp(j2\pi\lambda_0^{-1}(D_{n,m,s}^{tx} + D_{n,m,u}^{rx}) + \alpha_0) \cdot \exp(j2\pi\nu_{n,m}t) \quad (2)$$

上式中,  $u$ 和 $s$ 表示接收天线和发射天线的序号,  $n$ 和 $m$ 表示主径号和子径号.  $F_{tx,s,\theta}$ 和 $F_{tx,s,\varphi}$ 分别为天线元素 $s$ 在俯仰角 $\theta_{n,m}$ 和水平角 $\varphi_{n,m}$ 方向上的电场分量,它需要根据实测方向图和天线姿态来计算. 矩阵 $P$ 为 $F_{tx,s,\theta}$ 和 $F_{tx,s,\varphi}$ 向传播坐标系的转换矩阵,它是角度 $(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m})$ 的函数. 接收端的符号 $F_{rx,u,\gamma}$ 、 $F_{rx,u,\phi}$ 和 $Q(\gamma_{n,m}, \phi_{n,m})$ 定义与发射端类似.  $D_{n,m,u}^{rx}$ 和 $D_{n,m,s}^{tx}$ 分别表示散射簇到接收天线 $u$ 和到发射天线 $s$ 的距离.  $M_{n,m,u,s}$ 表示无线传播环境中的极化矩阵.

由于大规模 MIMO 不能再假设为平面波到达,因此收发端不同位置天线的相位表示与传统 MIMO 不同,式(2)中使用散射簇到收发端天线的距离来计算相位.

### 1.2 天线姿态对信道模型的影响

三维空间中信道模型包含天线、无线传播以及二者的有机结合. 实际中,天线阵列会由于覆盖要求、工程需求等原因位于不同的朝向姿态,本节分析三维情况下天线姿态对信道模型的影响.

以发端天线为例,式(2)中 $F_{tx,s,\theta}(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m})$ 和 $F_{tx,s,\varphi}(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m})$ 分别为天线元素 $s$ 在全局坐标系空间角度 $(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m})$ 上垂直极化电场分量和水平极化电场分量,为了描述简单,后续我们省略下标,直接以 $F_\theta(\theta, \varphi)$ 和 $F_\varphi(\theta, \varphi)$ 来代替. 而工程中所用的天线方向图坐标系并非与模型中的天线坐标系完全对应,两个坐标系的关系为:以全局坐标系 $y$ 轴为中心逆时针旋转角度 $\beta$ ,即可得到天线坐标系. 这里我们仅考虑两轴转动的情况,三轴转动只需要执行两次对应操作即可.

天线坐标系中垂直极化和水平极化天线方向图分别表示为 $F_{\theta'}(\theta', \varphi')$ 和 $F_{\varphi'}(\theta', \varphi')$ ,因此我们需要分析 $F_{\theta'}(\theta', \varphi')$ 、 $F_{\varphi'}(\theta', \varphi')$ 和 $F_\theta(\theta, \varphi)$ 、 $F_\varphi(\theta, \varphi)$ 的对应关系. 通过分析计算,其满足的关系如下:

$$\begin{cases} F_\theta(\theta, \varphi) = F_{\theta'}(\theta', \varphi') \cos \psi - F_{\varphi'}(\theta', \varphi') \sin \psi \\ F_\varphi(\theta, \varphi) = F_{\theta'}(\theta', \varphi') \sin \psi + F_{\varphi'}(\theta', \varphi') \cos \psi \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中变量:

$$\psi = \arg(\sin \theta \cos \beta - \cos \theta \sin \beta + j \sin \phi \sin \beta)$$

### 1.3 转换矩阵 $P$ 和 $Q$

在得到全局坐标系下的天线方向图以后,还需要进

线模型架构下,针对双极化平面阵大规模 MIMO,我们建立的信道模型基本框架如下:

行全局坐标系到传播坐标系的转换. 从电场传播的角度分析,电磁波的垂直极化电场、水平极化电场、传播方向三者是相互垂直的,这就针对每一条传播射线,构造了一个传播坐标系. 因此模型要实现全局坐标系到传播坐标系的转换. 式(2)中 $P(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m})$ 和 $Q(\gamma_{n,m}, \phi_{n,m})$ 分别是发端天线和收端天线的转换矩阵,他们都是角度 $(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m})$ 的函数. 通过分析我们得到其表示如下:

$$\begin{cases} P(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m}) = \begin{bmatrix} \cos \varphi_{n,m} & 0 \\ \sin \varphi_{n,m} \sin \theta_{n,m} & \cos \theta_{n,m} \end{bmatrix} \\ Q(\gamma_{n,m}, \phi_{n,m}) = \begin{bmatrix} \cos \phi_{n,m} & \sin \phi_{n,m} \sin \gamma_{n,m} \\ 0 & \cos \gamma_{n,m} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

在 2D 信道建模中,电磁射线仅在水平方向存在,因此式(4)中没有了垂直角度分量. 上式可以简化为:

$$\begin{cases} P(\theta_{n,m}, \varphi_{n,m}) = \begin{bmatrix} \cos \varphi_{n,m} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ Q(\gamma_{n,m}, \phi_{n,m}) = \begin{bmatrix} \cos \phi_{n,m} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

## 2 基于地图的射线跟踪算法

基于地图的射线跟踪算法旨在建立一个精确、更加符合实际的空间信道模型,能够支持大规模 MIMO、高级波束赋形、节点移动、高频高带宽等 5G 应用. 模型基于简化的 3D 地图,采用射线跟踪技术,考虑直射、反射、散射、绕射、透射等电磁传播特性,墙面建模为具有特定电磁材料特性的矩形表面. 计算复杂度可以通过打开/屏蔽不同的传输路径来调节,同时提出一种简单的绕射模型(Berg's)来进一步降低复杂度,模型算法框图如图 2.

### 2.1 场景地图的建立

在全局坐标系下,确定场景范围,给出墙体和街道的起始三维坐标. 为了计算方便,假定地图范围位于坐标系的正半轴,即所有墙体和街道的三维坐标 $(x, y, z)$ 满足 $x \geq 0, y \geq 0, z \geq 0$ . 为了适应大规模 MIMO 的建模,我们主要研究室外场景的建模方法. 场景地图采用马德里格(Madrid grid),它是对真实城市结构的简化模拟,

能比较真实地模拟不同建筑布局,反映终端运动特征和不同的蜂窝网络部署。

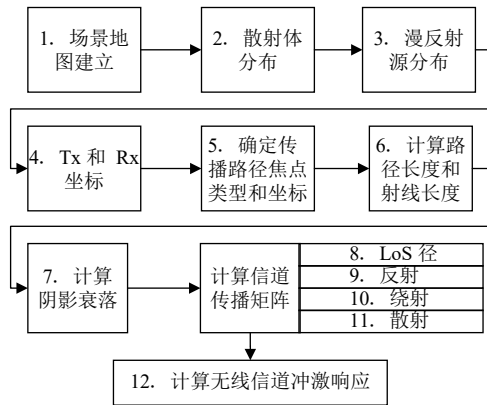


图2 基于地图的射线跟踪算法

图3和图4分别给出了Madrid grid的三维图和二维俯视图,其中包含了多种城市几何元素:正方形建筑物、长方形建筑物、楼宇入口、地铁入口、公交站台、停车场、人行道、停车场车道。

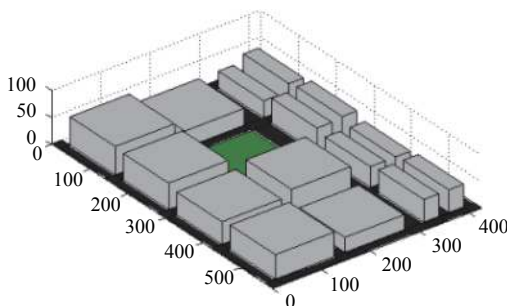


图3 Madrid grid 三维图示

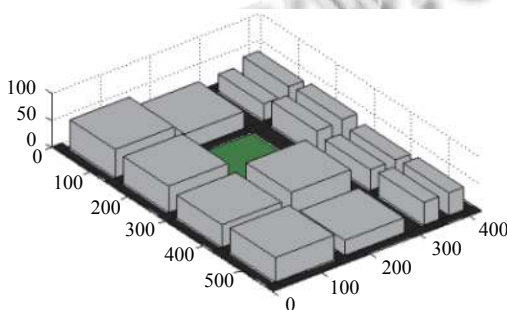


图4 Madrid grid 二维俯视图

## 2.2 确定传播路径上的交点类型和坐标

从一级节点 TX 出发,寻找所有具有以下特征的

二级节点:与 TX 有 LoS 径直达或通过一次镜面反射可达 TX,二级节点包括绕射点、散射体、漫散射源、TX 镜像点,进而可以确定交点的坐标和类型(直射、反射、绕射、散射)。以二级节点为新的 TX,重复上述过程获得所有三级节点。最终将得到 TX 到 RX 的传播路径。本步的输出为如下参数向量集合:

$$\Psi_k = \{x_{ki}, y_{ki}, z_{ki}, T_{ki}\}, k = 1, 2, \dots, K; i = 1, 2, \dots, I_k \quad (6)$$

其中,  $K$  为路径总数,  $I_k$  为第  $k$  条路径的分段数。  $x_{ki}, y_{ki}, z_{ki}$  为第  $k$  条路径第  $i$  个交点的三维坐标,  $T_{ki}$  为交点类型。下面介绍不同类型交点的确定方法。

(1) 反射. 利用射线光学原理,以所有能被 TX“看见”的面为镜面,得到 TX 镜像点。从镜像点出发,与镜面有交点的“直射”路径即为反射径,与镜面的交点为反射点。

(2) 绕射. 分为建筑物垂直边绕射和建筑物顶边绕射两种。垂直边绕射是与 TX 有 LoS 径直达或通过一次镜面反射可达 TX 的角边(Corner),绕射点的  $x, y$  坐标为角边坐标,  $z$  坐标需要在 TX-RX 路径确定后才能获得。建筑物顶边绕射:如果收(发)端高于楼顶,则会存在顶边绕射(如图5)。绕射点的确定采用 VPL (Vertical-Plane-Launch) 方法:过 TX 和 RX 做一垂直平面,该平面与顶边的交点即为绕射点。若经过一次反射到达 RX,则过 TX(RX) 和 RX(TX) 镜像点做垂直平面,平面与对应镜面和顶边的交点分别为反射点和绕射点。若经过两次反射到达 RX,则过 TX 镜像点和 RX 镜像点做垂直平面,平面与对应镜面和顶边的交点分别为反射点和绕射点。

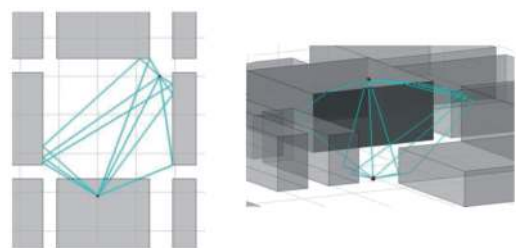


图5 建筑物顶边绕射

常用有两种绕射损耗计算模型: Berg's recursive model 和一致性绕射理论 UTD(Uniform Theory of Diffraction), Berg's recursive model 仅考虑绕射到阴影区域的射线,是一种有效折中复杂度和准确性的方法; UTD 同时考虑绕射到非阴影区域的射线,因此路径条

数更多. 图 6(a) 给出 Berg 模型绕射线的角度范围  $\theta_T + \pi \leq \theta_{diff}^{Berg} \leq 3\pi/2$ , 其中  $\theta_T$  为入射波角度. 图 6(b) 给出 UTD 模型绕射线的角度范围  $0 \leq \theta_{diff}^{UTD} \leq 3\pi/2$ . 在图中 TX 所在位置, Berg 模型的绕射点为 B 点, 而 UTD 模型的绕射点为 A 点和 B 点.

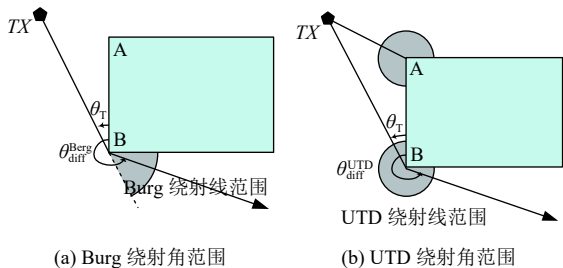


图 6 绕射角示例

(3) 散射. 考虑两类散射体: 第一类是 TX 或 RX 节点附近并且有 LoS 径可达的散射体, 第二类是在两个节点之间、并与两个节点都 LoS 可达的散射体 (这里的节点可以是 TX、RX、反射点、绕射点). 为了降低复杂度同时又不影响模型准确性, 需要舍弃满足下述条件的弱散射体.

$$20\log_{10}\left(\frac{R \cdot d_{direct}}{2d_1d_2}\right) < -30 \text{ dB} \quad (7)$$

其中,  $R$  为散射体半径,  $d_{direct}$  为散射体前后两节点之间的距离,  $d_1$  和  $d_2$  分别为散射体到前节点和到后节点的距离. 从公式 (7) 可以看出, 小散射体/距离节点较远的散射体都会成为弱散射体, 这也符合实际情况.

采用上节介绍的射线跟踪算法, 其中绕射方式采用 Berg 绕射, 不考虑人和车辆的散射. 考虑到射线段数越多, 信号衰落也越大, 算法设置一条 TX-RX 的路径上最多包含 4 个射线段, 其中最多两个绕射段. 图 7 给出算法的射线演示图, 图中红色方框为反射点, 蓝色方框为绕射节点. 由于收发端都位于地面, 因此图中射线不包含屋顶绕射. 图中所示为 NLoS 场景, 共包含 19 条路径.

图 8 给出上述 19 条路径的功率时延谱 (PDP, Power Delay Profile), 整体来说, 随着时延的增大, 接收功率减小. 但图中功率最高的路径并不是出现在时延最小的时候, 这是因为影响路径功率的因素除了路径长度, 还与交互点的类型有关系. 从仿真结果分析, 一次绕射功率损耗在 10~40 dB, 一次反射功率损耗在 5~15 dB. 图中功率最高的两条路径不包含绕射, 因此虽然路径较长, 但功率损耗整体更小.

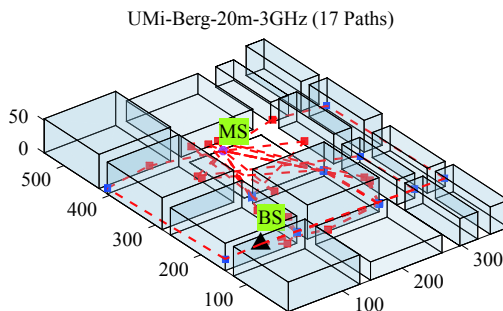


图 7 TX-RX 的射线示例

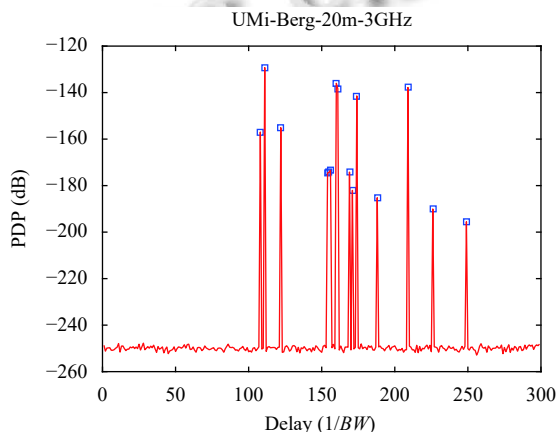


图 8 功率时延谱

### 3 基于射线跟踪的信道模型分析

对于无线信道模型, 模型参数的统计分布和取值是保证模型准确性的关键. 传统的 MIMO 信道模型通常采用实测方法来获得模型参数, 目前业界常用的信道测量设备包括芬兰 Elektrobit (EB) 公司的 Propsound, 德国 Medav 公司的 RUSK Channel Sounder 以及加拿大通信研究中心 (Communication Research Centre Canada, CRC) 的 CRC-Chanprobe. 上述测量设备受限于带宽、通道数、载波频率, 无法直接用于大规模 MIMO 的信道测量. 本章我们采用 Map-based 射线跟踪算法, 对大规模 MIMO 信道模型的时延扩展和天线到散射簇距离这两个参数进行求解.

仿真选取城市微小区 (UMi, Urban Micro) 场景, 基站天线高 20 m, 移动台天线高 1 m. 为了模拟大规模 MIMO, 在马德里格地图的不同区域放置 20 个基站天线阵列, 每个天线阵列包含 32 个 (8 行 4 列) 天线元素, 间距为半波长. 地图中均匀放置 960 个单天线移动台. 因此, 该仿真场景中共包含 640×960 个收发天线对. 对

每个天线对执行射线跟踪算法, 算法中绕射采用 Berg 递归模型, 每条射线路径最多包含 4 个射线段. 最后对所有的天线对计算结果进行统计, 得到所提模型的参数分析结果.

### 3.1 时延扩展

均方根时延扩展表示如下:

$$\sigma_\tau = \sqrt{E(\tau^2) - (\bar{\tau})^2} \quad (8)$$

其中,

$$\left\{ \begin{aligned} E(\tau^2) &= \frac{\sum_k h_k^2 \tau_k^2}{\sum_k h_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \\ \bar{\tau} &= \frac{\sum_k h_k^2 \tau_k}{\sum_k h_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \end{aligned} \right. \quad (9)$$

上式中,  $p(\tau_k)$  为功率时延谱. 在不同载波频率下, 时延扩展的对数值  $\log_{10}(\sigma_\tau)$  如表 1 所示. 可以看出, 在 LoS 场景下, 时延扩展受载波频率影响很小, 而在 NLoS 场景下, 随着载波频率的增加, 时延扩展降低.

表 1 不同载波频率时延扩展 (单位: dB)

载波频率 (GHz)	5	10	30	60
LoS	-7.31	-7.32	-7.32	-7.32
NLoS	-7.00	-7.04	-7.06	-7.07

### 3.2 散射簇到天线距离分布

在本文所提的信道模型式 (2) 中, 散射簇到天线距离,  $D_{n,m,s}^x$  和  $D_{n,m,r}^x$  是大规模 MIMO 区别于传统 MIMO 最重要的参数. 在载波频率为 60 GHz 时, 图 9 给出了  $D_{n,m,s}^x$  的分布, 图中横坐标为  $D_{n,m,s}^x$  (或  $D_{n,m,r}^x$ ), 纵坐标为其对应的概率分布. 可以看出,  $D_{n,m,s}^x$  服从负指数分布. 利用指数函数  $y = a \exp(bx)$  对图 9 所示分布进行拟合, 两个参数分别为  $a = 0.04818$  和  $b = -0.003801$ .

### 3.3 算法复杂度分析

传统射线跟踪算法的实用性不高, 主要体现两方面: 一是实际场景地图的获取困难, 二是绕射和散射系数的计算复杂. 所提方法从上述两方面对算法的计算复杂度进行优化.

针对实际场景地图获取困难的问题, 采用简化的马德里格地图来替代, 已有文献证明马德里格能够反映大部分场景的信道特性<sup>[26]</sup>.

针对绕射系数的计算, 用 Berg 递归模型代替传统的 UTD 理论, 可以在不影响算法精度的前提下, 大大降低算法运行时间. 在图 8 所示的 NLoS 链路场景下, 图 10 分别给出 Berg 递归模型计算得到的功率时延谱 (蓝色方框) 和 UTD 理论得到的功率时延谱 (红色上三角). 图中仅给出衰减小于 210 dB 的多径, 衰减更大的径忽略不计. 可以看出, UTD 的多径数量高于 Berg 递归模型, 这是因为前者的绕射范围更大. 但是两者的强径 (衰减小于 180 dB) 基本吻合, UTD 得到更多的弱径 (衰减大于 180 dB), 这对整体信道特性影响不大. 采用相同配置的 PC 进行计算, Berg 递归模型所需的时间为 3.808 s, UTD 所需的时间为 10.499 s, 时间差别主要是由于径的数量不同和迭代计算的方法不同.

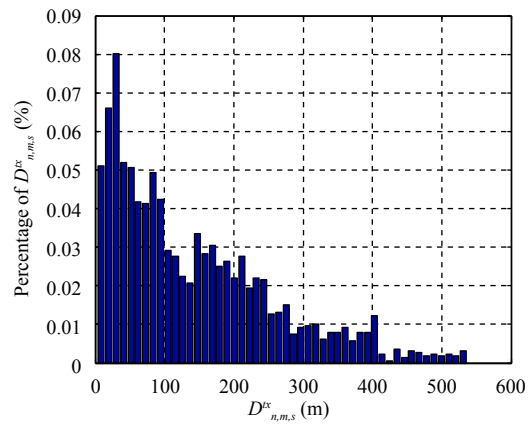


图 9 散射簇到天线距离概率分布

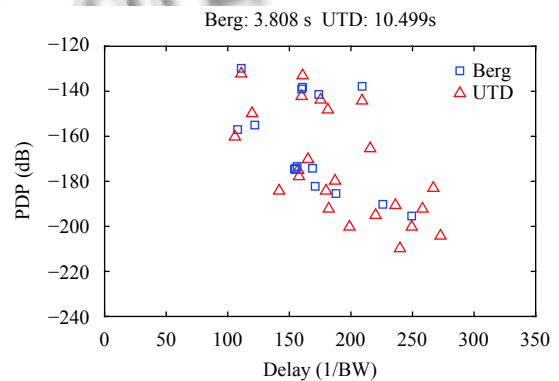


图 10 Berg 递归模型和 UTD 的性能对比

## 4 结语

论文通过分析传统 MIMO 信道模型应用于大规模 MIMO 信道时存在的问题, 基于非平面波的假说理论, 建立了非平面波假设的大规模 MIMO 信道模型框

架;实现了基于马德里格地图的射线跟踪算法.在此基础上,对大规模 MIMO 信道模型的时延扩展、天线到散射簇距离等模型参数进行了计算,并给出统计分布的结果.上述分析结果表明本文所题模型能够反映大规模 MIMO 的主要信道特征,对基于大规模 MIMO 的系统开发具有重要的指导意义.

### 参考文献

- 1 尤肖虎,潘志文,高西奇,等. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术. 中国科学: 信息科学, 2014, 44(5): 551–563.
- 2 王庆扬,谢沛荣,熊尚坤,等. 5G 关键技术与标准综述. 电信科学, 2017, 33(11): 112–122.
- 3 任杰,张丽娜,梁仙灵,等. 一种低剖面宽带二维宽角扫描圆极化阵列天线. 电波科学学报, 2017, 32(6): 694–701.
- 4 李晓艳,张勇,陈蕾. 认知无线网络 MAC 层协议研究. 计算机系统应用, 2018, 27(9): 236–242.
- 5 杨贵德,周渊平,夏文龙. 协同信道空时优化 MIMO 无线传输系统. 电子与信息学报, 2018, 40(1): 102–107.
- 6 Marzetta TL. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11): 3590–3600. [doi: 10.1109/TWC.2010.092810.091092]
- 7 Zhao L, Zhao H, Hu FL, *et al.* Energy efficient power allocation algorithm for downlink massive MIMO with MRT precoding. 2013 IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC Fall). Las Vegas, NV, USA. 2013.
- 8 唐亮,李林. 自由空间 MIMO 信道测量系统. 计算机系统应用, 2016, 25(3): 238–241.
- 9 Hosseini K, Hoydis J, Ten Brink S, *et al.* Massive MIMO and small cells: How to densify heterogeneous networks. 2013 IEEE International Conference on Communications (ICC). Budapest, Hungary. 2013. 5442–5447.
- 10 Jiang H, Zhang ZC, Dang J, *et al.* A novel 3-D massive MIMO channel model for vehicle-to-vehicle communication environments. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(1): 79–90. [doi: 10.1109/TCOMM.2017.2751555]
- 11 Wang J, Zhao JN, Gao XQ. Modeling and analysis of polarized MIMO channels in 3D propagation environment. 21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Istanbul, Turkey. 2010. 319–323.
- 12 唐登洪,周杰,邵根富,等. 基于改进的狭窄街道 MIMO 多散射信道模型分析. 通信学报, 2017, 38(10): 146–156.
- 13 Cheng X, Yao Q, Wen MW, *et al.* Wideband channel modeling and intercarrier interference cancellation for vehicle-to-vehicle communication systems. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(9): 434–448. [doi: 10.1109/JSAC.2013.SUP.0513039]
- 14 Zhang JH, Pan C, Pei F, *et al.* Three-dimensional fading channel models: A survey of elevation angle research. IEEE Communications Magazine, 2013, 52(6): 218–226.
- 15 苏萌. 天线近场快速测量系统的超宽带探头设计[硕士学位论文]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.
- 16 Gao X, Tufvesson F, Edfors O. Massive MIMO channels—measurements and models. 2013 Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA, USA. 2013.
- 17 赵雄文,高波. MIMO 信道仿真模型比较及其验证. 电信科学, 2016, 32(2): 75–82.
- 18 Liu LF, Oestges C, Poutanen J, *et al.* The COST 2100 MIMO channel model. IEEE Wireless Communications, 2012, 19(6): 92–99. [doi: 10.1109/MWC.2012.6393523]
- 19 Wu SB, Wang CX, Aggoune EM, *et al.* A non-stationary 3-D wideband twin-cluster model for 5G massive MIMO channels. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1207–1218. [doi: 10.1109/JSAC.2014.2328131]
- 20 Wu SB, Wang CX, Haas H, *et al.* A non-stationary wideband channel model for massive MIMO communication systems. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(3): 1434–1446. [doi: 10.1109/TWC.2014.2366153]
- 21 林一川,钟章队,官科,等. 基于射线跟踪的毫米波大规模天线车地间信道特性研究. 电波科学学报, 2017, 32(5): 595–601.
- 22 关晓伟,郭立新,王亚姣,等. 一种结合数字高程地图的射线跟踪建模方法. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2018, 45(3): 35–39, 135. [doi: 10.3969/j.issn.1001-2400.2018.03.007]
- 23 杨晋生,赵月秋,邱光染,等. 一种改进的射线跟踪路径搜索算法. 计算机工程与科学, 2017, 39(11): 2049–2053. [doi: 10.3969/j.issn.1007-130X.2017.11.012]
- 24 Fuschini F, Häfner S, Zoli M, *et al.* Analysis of in-room mm-wave propagation: Directional channel measurements and ray tracing simulations. Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2017, 38(6): 727–744. [doi: 10.1007/s10762-017-0366-1]
- 25 Xu F, Jin YQ. Bidirectional analytic ray tracing for fast computation of composite scattering from electric-large target over a randomly rough surface. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(5): 1495–1505. [doi: 10.1109/TAP.2009.2016691]
- 26 ICT-317669-METIS/D1.4, METIS Channel Models, 2015.