

基于大规模MIMO技术的 5G无线信道建模及仿真

Modeling and Simulation of 5G Wireless Channel Based on Massive MIMO Technology

信雪梅, 南作用(中国联通网络技术研究院, 北京 100048)

Xin Xuemei, Nan Zuoyong (China Unicom Network Technology Research Institute, Beijing 100048, China)

摘要:

作为5G关键技术之一, Massive MIMO技术通过提供更灵活的空间复用能力可以有效提高系统容量和频谱利用率。但Massive MIMO信道更加复杂的传播特性使Massive MIMO信道模型的研究成为难点, 大多数算法存在复杂度过高的问题, 系统性建模仿真非常缺乏。对大规模MIMO无线信道建模的研究现状进行了介绍和分析, 提出了一种适用于实际网络规划的Massive MIMO信道建模方法, 并进行系统级仿真验证。

关键词:

Massive MIMO; 5G; 信道建模; 无线仿真

doi: 10.12045/j.issn.1007-3043.2020.07.009

文章编号: 1007-3043(2020)07-0046-06

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Abstract:

As one of the 5G key technologies, Massive MIMO technology can effectively improve system capacity and spectrum utilization by providing more flexible spatial multiplexing capability. However, the more complex propagation properties of the Massive MIMO channel make the research and development of the Massive MIMO channel model difficult, and system simulation on channel modeling is also very lacking. It introduces and analyzes the existed studies of Massive MIMO wireless channel models. A Massive MIMO channel modeling method suitable for realistic network planning is proposed and system level simulation is performed.

Keywords:

Massive MIMO; 5G; Channel models; Wireless simulation

引用格式: 信雪梅, 南作用. 基于大规模MIMO技术的5G无线信道建模及仿真[J]. 邮电设计技术, 2020(7): 46-51.

0 引言

在过去30多年间, 移动通信经历了从语音业务到移动宽带数据业务的飞跃式发展, 不仅深刻地改变了人们的生活方式, 也极大地促进了社会和经济的发展。而人们对无线通信数据业务需求的爆发式增长也促进了5G的研发和标准化工作, 在2015年的日内瓦ITU-R大会上5G被正式命名为IMT-2020。5G涉及连续广域覆盖、热点大容量、低时延高可靠和低功耗大连接等场景。技术挑战包括0.1~1 Gbit/s的用户

体验速率, 数十Gbit/s的峰值速率, 一百万平方公里的连接数密度, 毫秒级的端到端时延等。为满足更多样化的场景和更极致的性能体验, 稀疏码分多址(SCMA)、多图样分割多址(PDMA)、用户共享接入(MUSA)等新型多址技术、大规模天线、超密集组网和全频谱接入都被认为是5G的关键使能技术。MIMO技术已经在4G系统中广泛应用, 面对5G在传输速率和系统容量等方面的性能挑战, 天线数量进一步增加将是MIMO技术继续演进的重要方向。通过大规模天线, 基站可以在三维空间形成具有高空间分辨能力的高增益窄波束, 提供更灵活的空间复用能力, 改善接收信号强度并更好地抑制用户间干扰, 大大提高系统

收稿日期: 2020-05-15

容量和频谱利用率,从而被作为5G物理层的关键技术之一。

文章主要研究Massive MIMO信道建模,首先介绍了无线信道的衰落特征,Massive MIMO信道条件所具有球面波特性和非平稳特性,其次对当前无线信道建模的一般方法进行了阐述和探讨,并提出一种适用于实际网络规划仿真的Massive MIMO信道建模方法。

1 无线信道衰落特征

信道建模是对信道衰落特征的数学描述,通常将信道衰落分为大尺度衰落(如路损和阴影衰落)和小尺度衰落。路损反映与传播环境、距离等的关系,阴影衰落一般服从一个对数正态随机变量。小尺度衰落对应的参数包括时延、功率、到达角和离开角等。

1.1 路损与阴影衰落模型

最简单情况下平均路径损耗服从自由空间损失,一般传播损耗表示为:

$$L_p(d) = (4\pi df/c)^2$$

式中:

- c ——光速
- f ——信号频率

当发射机和接收机在LOS条件下:

$$PL(\text{dB}) = 20\lg(4\pi f/c) + 10n\lg d + X_\sigma$$

在NLOS条件下,常采用ABG模型:

$$PL(\text{dB}) = 20\alpha\lg d + \beta + 10\gamma\lg f + X_\sigma$$

式中:

- n ——路径损耗指数
- d ——收发两端间距(m),等式右边第1项为相距1 m处的路径损耗

X ——阴影衰落影响,均值为0,标准差为 σ 的正态分布的随机变量

1.2 Massive MIMO信道传播特性

根据电磁波远场平面波传播条件,移动端到基站之间的瑞利距离为 $R = 2L^2/\lambda$,其中 L 和 λ 分别是天线阵列的尺寸和波长。在大规模天线阵列中,随着天线阵元数目增大、天线尺寸增大,瑞利距离也将随之增大,所以移动端到基站之间的空间距离可能不超出瑞利距离范围,即意味移动端可能处于阵列的近场区域中,即存在近场效应。近场区域,天线不同阵元的电波会呈现球面波特性和非远场平面波特性和,需考虑球面波前建模。图1给出了近场球面波前传输模型。

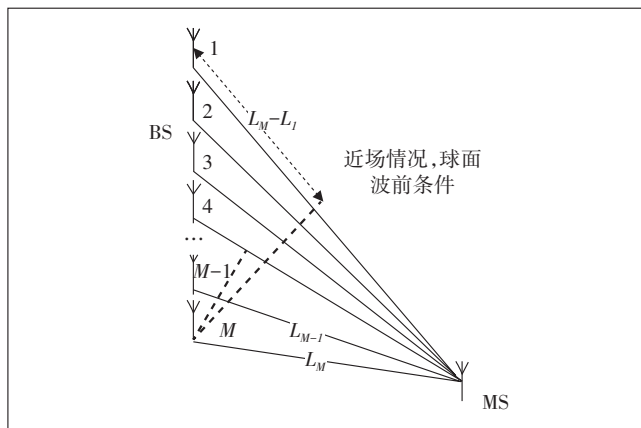


图1 近场球面波前传播模型

Massive MIMO信道在不同阵元上可以观察到散射簇的出现和消失。在同一个阵元上观测到的簇的数量将不同,散射簇集合在天线阵列轴上会动态变化,即Massive MIMO呈现非平稳特性,所以广义平稳假设并不适用于Massive MIMO信道。另外,研究与数据分析表明,随着天线阵元数量的增加,接收端信道之间的相关系数也会变小,当阵元数量很大时,Massive MIMO可以有效减小用户间的干扰。

2 无线信道建模办法

针对信道小尺度衰落特性,常用的无线信道建模方法主要有基于几何的随机信道模型(GBSM)、基于相关性的随机信道模型(CBSM)和射线追踪模型等。基于几何的随机信道模型包括常用的3GPP SCM和COST2100 2种,其原则是模拟无线信道的随机特性,通过几何关系,将具有不同小尺度参数的多径分量叠加,附加阴影衰落和路损的影响,可得到某一收发天线阵元对间的信道冲激响应。通过统计分析无线信道测量数据得到参数的概率分布,进而比较准确地描述不同场景不同天线类型下的信道无线传播特征。但5G高频采用的超大带宽带来的超高时延分辨率使得GBSM模型并不适用于5G应用,因为GBSM模型建模的基础是簇内射线,具有相同的时延和功率,而在5G高频条件下,簇内射线的时延和功率分布都不相同。此外,GBSM也不能刻画Massive MIMO信道球面波带来的影响,因为其未考虑沿阵列轴簇的生灭现象。因此GBSM模型不能用于模拟5G信道的传播特性。基于相关性的CBSM模型根据信道矩阵元素间的相关性来统计MIMO信道矩阵,方便用于系统容量与性能理论分析和算法的链路级仿真评估,但其存在的

问题是过于简化无线信道作用机理,使结果与实际测试差距比较大。

测量和开发信道模型的METIS项目组完成了众多高频段测量工作,其提出的图谱模型基于射线追踪技术建模信号的衍射、散射、漫反射等各种传播机制,包含路损、阴影衰落、交叉极化比等大尺度、小尺度三维参数,利 Massive MIMO 的俯仰角信息,可以有效解决球面波前和阵列空间非平稳效应对信道建模带来的影响。另外, METIS 模型致力于满足所有 5G 场景和信道需求,支持 2~100 GHz 频率范围,但该模型存在的问题是实现复杂度极高,无论是从仿真时间还是成本角度,都不适合应用于实际场景中的算法仿真。为了能有效指导 5G 网络规划中 Massive MIMO 技术的实际部署和应用效果,需要寻求能将关键建模参数与实测参数结合的低复杂度建模方式。

3 3D Massive MIMO 信道建模

综合考虑算法的复杂性与准确性,本文介绍一种适用于系统仿真的 Massive MIMO 建模方法以指导实际网络规划。仿真需要完成实际网络方向角倾角工参与仿真计算参数的转换。在 3D 空间中,天线方向图取决于天线的方向,而发射机需要根据发射机天线坐标系中发射天线到接收机路径上的方向角和倾角进行水平和垂直极化方向的天线衰减计算。

3.1 方向角和倾角的计算

为计算天线方向角与倾角,图 2 定义了 3 个坐标系,全局坐标系 $S_{0(x,y,z)}$ 、沿着水平极化和垂直极化构建的发射机天线坐标系 $S_{(x',y',z')}$ 以及辅助坐标系 $S_{(x'',y'',z'')}$ 。辅助坐标系 $S_{(x',y',z')}$ 用于推算全局坐标系 $S_{0(x,y,z)}$ 与坐标系 $S_{(x'',y'',z'')}$ 的关系。根据全局坐标系 $S_{0(x,y,z)}$ 中发射机天线的方向和接收机相对于发射机的位置,来确定发射机天线坐标系中沿着发射机-接收机方向的接收机的位置。 a_{Tx} 和 e_{Tx} 分别是全局坐标系中的发射机(Tx)天线方向角和倾角。 a_{Rx} 和 e_{Rx} 分别是全局坐标系中接收机(Rx)的方向角和倾角。 d 是发射机天线(Tx)和接收机(Rx)的距离。

在全局坐标系 $S_{0(x,y,z)}$ 中,接收机坐标表示为:

$$\begin{bmatrix} x_{Rx} \\ y_{Rx} \\ z_{Rx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(e_{Rx}) \times \sin(a_{Rx}) \times d \\ \cos(e_{Rx}) \times \cos(a_{Rx}) \times d \\ -\sin(e_{Rx}) \times d \end{bmatrix}$$

定义 a_z 和 e_l 分别为发射机天线坐标系中接收机的

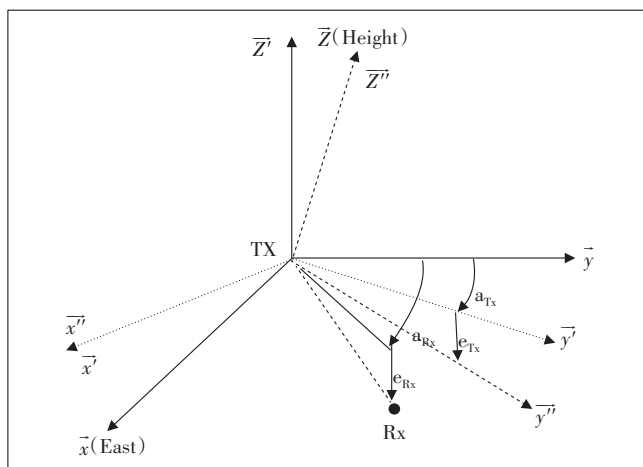


图 2 全局坐标系中各方向角与倾角定义

方向角和倾角。这 2 个角度参数描述了发射机天线坐标系中发射机-接收机路径上的方向性。因此,在 $S_{(x',y',z')}$ 坐标系中,接收机坐标为

$$\begin{bmatrix} x'_{Rx} \\ y'_{Rx} \\ z'_{Rx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(e_l) \times \sin(a_z) \times d \\ \cos(e_l) \times \cos(a_z) \times d \\ -\sin(e_l) \times d \end{bmatrix}$$

根据图 2,可以得到

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(a_{Tx}) & -\sin(a_{Tx}) & 0 \\ \sin(a_{Tx}) & \cos(a_{Tx}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}$$

经过旋转计算,可以得到

$$\begin{bmatrix} x'' \\ y'' \\ z'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(a_{Tx}) & -\sin(a_{Tx}) & 0 \\ \sin(a_{Tx}) \cos(e_{Tx}) & \cos(a_{Tx}) \cos(e_{Tx}) & -\sin(e_{Tx}) \\ \sin(e_{Tx}) \sin(a_{Tx}) & \sin(e_{Tx}) \cos(a_{Tx}) & \cos(e_{Tx}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix}$$

由此完成由 $S_{0(x,y,z)}$ 坐标系到坐标系 $S_{(x'',y'',z'')}$ 的参数转换,可以得到:

当 $a_{Rx} = a_{Tx}$ 时,则 $a_z = 0, e_l = e_{Rx} - e_{Tx}$;

当 $a_{Rx} \neq a_{Tx}$ 时,

$$a_z = \tan^{-1} \left[\frac{1}{\frac{\cos(e_{Tx})}{\tan(a_{Rx} - a_{Tx})} + \frac{\sin(e_{Tx}) \times \tan(e_{Rx})}{\sin(a_{Rx} - a_{Tx})}} \right]$$

$$e_l = \tan^{-1} \left[\sin(a_z) \times \left\{ \frac{-\sin(e_{Tx})}{\tan(a_{Rx} - a_{Tx})} + \frac{\cos(e_{Tx}) \times \tan(e_{Rx})}{\sin(a_{Rx} - a_{Tx})} \right\} \right]$$

若 $\sin(a_z) \times \sin(a_{Rx} - a_{Tx}) < 0, a_z = a_z + 180$ 。

3.2 天线衰减计算

前面已经得出 a_z 和 e_1 , 可进一步计算发射机天线在垂直极化和水平极化衰减, 定义参数:

$H(a_z)$: 方向角 a_z 的水平极化方向下的衰减;

$H(a_0)$: 电调方向角 a_0 在水平极化方向下的衰减;

$V(e_1)$: 倾角 e_1 在垂直极化方向下的衰减;

$V(e_0)$: 电调倾角 e_0 在垂直极化方向下的衰减。

进而计算天线总衰减 $L_{antTx}(a_z, e_1)$:

当 $|e_1| \neq 90^\circ$ 时

$$L_{antTx}(a_z, e_1) = H(a_z) - \left[\frac{180 - |a_z - a_0|}{180} \times (H(a_0) - V(e_1)) + \frac{|a_z - a_0|}{180} \times (H(180 + a_0) - V(180 - e_1)) \right]$$

当 $|e_1| = 90^\circ$ 时

$$L_{antTx}(a_z, e_1) = V(e_1)$$

3.3 3D Beamforming 建模

3D 波束赋形天线建模需设置以下特征参数:

M : 共极化或交叉极化阵元的列数;

N : 共极化或交叉极化阵元的行数;

P : 共极极或交叉极化配置;

d_v : 阵元间垂直距离, 以波长倍数表示;

d_h : 阵元间水平距离, 以波长倍数表示。

所有天线阵元通常使用相同材料, 具备相同物理属性, 因此假设波束赋形天线板上的所有天线阵元具有相同的阵元辐射模型。波束赋形天线选用部分阵元子集 (m 垂直阵元 \times n 水平阵元) 生成天线波束, 包含不同方向上的多个定向天线模式, 即不同的方向角和倾角。在建模过程中, 会从现有的 3D Beamforming 天线波瓣图中选择能够为指定位置提供最佳服务的波束。最佳波束指能够为服务用户提供最高增益的最佳波束, 即:

$$Beam_{Best} = Beam|_{Max(G_{Beam} - L_{Beam}^H - L_{Beam}^V)}$$

式中:

G_{Beam}, L_{Beam}^H 和 L_{Beam}^V —— 波束增益、水平衰减和垂直衰减

发射机天线的增益和损耗由所选的最佳波束确定。

3.4 3D Beam 生成

在建模过程中可以通过直接导入赋形后不同角度的控制信道或业务信道波瓣图来合成 Massive MIMO 天线模型, 也可以导入单个天线阵元波瓣图, 通过一定算法来生成控制信道或业务信道波束赋形后的波瓣图。3D Beam 的生成基于由 N 个水平阵元和 M 个垂直阵元构成的 2D 平面阵元天线。X-Z 轴定义水平面, Z 轴以发射机位置为起点, X-Y 这个在垂直方向的 2D 平面表征 3D 波束赋形天线, 用户位置以一个矢量 V 表示, θ 表示方向角, φ 表征倾角, 如图 3 所示。

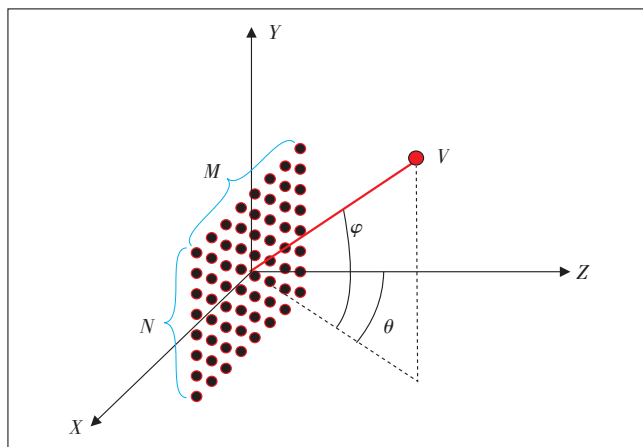


图3 用户矢量三维位置示意图

因此, V 单位矢量的 X, Y 和 Z 分量分别为 $\sin\theta\cos\varphi, \sin\varphi, \cos\theta\cos\varphi$ 。

对于 $m \times n$ 组合的任意方向 (θ, φ) 的矢量可表示为:

$$\vec{S}_{(\theta, \varphi)} =$$

$$\left[1 \dots e^{j2\pi(nd_h\sin\theta\cos\varphi + md_v\sin\varphi)} \dots e^{j2\pi\{(N-1)d_h\sin\theta\cos\varphi + (M-1)d_v\sin\varphi\}} \right]^T$$

其在第 (n, m) 天线方向上的波束赋形为:

$$w_{(n, m)} = e^{-j2\pi(nd_h\sin\theta\cos\varphi + md_v\sin\varphi)}$$

其在 (θ, φ) 方向上的权重为:

$$\vec{w}_{(\theta, \varphi)} =$$

$$\left[1 \dots e^{-j2\pi(nd_h\sin\theta\cos\varphi + md_v\sin\varphi)} \dots e^{-j2\pi\{(N-1)d_h\sin\theta\cos\varphi + (M-1)d_v\sin\varphi\}} \right]^T$$

阵列因子 AF 为上述 2 个向量的标量积:

$$AF = \left| \vec{S}_{(\theta, \varphi)} \times \vec{w}_{(\theta, \varphi)} \right|$$

通过阵列因子乘以单个阵元模型即可计算波束模型。当 $\varphi = 0$ 时, 可以简化成线性波束天线阵列。

4 建模仿真与结果

无线信道建模是将直接测量数据与基于传播理

论基础的分析结合,对信号传播特征建立确定性或统计性的数学描述以用于无线通信系统的评估和优化研究。完成天线衰减和波束赋形建模之后可以计算仿真中路损矩阵,实现对信号传播特征的建模。路损矩阵除与天线衰减有关外,还受地图精度以及所采用的传播模型的影响。下面进行系统级仿真配置与结果验证。

4.1 天线衰减仿真计算

采用上述天线衰减计算方法,以天线水平阵元 $m=8$ 、垂直阵元 $n=8$,电调方位角 $\alpha_z=-45^\circ$,电调倾角 $e_l=5^\circ$ 时为例,可以得到(0~359°)范围内的天线水平极化和垂直极化衰减值,考虑到文章篇幅,仅截取(0~29°)、(340°~359°)范围数值。

在(0~29°)、(340°~359°)上的水平极化衰减值如表1所示。

表1 水平极化衰减值($m=8, n=8, \alpha_z=-45^\circ, e_l=5^\circ$)

Angle/°	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Att./dB	11.52	13.71	18.73	18.08	13.68	11.71	10.56	9.85	9.44	9.27
Angle/°	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Att./dB	9.31	9.56	10.04	10.78	11.88	13.55	16.5	31.75	16.98	14.11
Angle/°	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
Att./dB	12.59	11.67	11.1	10.8	10.7	10.79	11.04	11.48	12.14	13.04
Angle/°	330	331	332	333	334	335	336	337	338	339
Att./dB	9.59	11.49	15.04	21.11	13.46	11	9.59	8.68	8.09	7.75
Angle/°	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349
Att./dB	7.61	7.65	7.87	8.31	9	10.03	11.63	14.47	27.95	14.96
Angle/°	350	351	352	353	354	355	356	357	358	359
Att./dB	11.98	10.4	9.42	8.81	8.47	8.35	8.46	8.77	9.32	10.19

在(0~29°)、(340°~359°)上的垂直极化衰减值如表2所示。

得出水平极化方向图与垂直极化方向图,如图4

表2 垂直极化衰减值($m=8, n=8, \alpha_z=-45^\circ, e_l=5^\circ$)

Angle/°	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Att./dB	7.4	6.77	6.32	6.02	5.85	5.8	5.89	6.1	6.44	6.93
Angle/°	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Att./dB	7.58	8.43	9.53	10.99	13.06	16.54	28.98	16.93	14.62	13.59
Angle/°	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
Att./dB	13.14	13.09	13.36	13.95	14.9	16.33	18.6	23.42	24.13	19.57
Angle/°	330	331	332	333	334	335	336	337	338	339
Att./dB	20.4	24.27	26.18	20.47	18.09	16.66	15.75	15.21	14.99	15.11
Angle/°	340	341	342	343	344	345	346	347	348	349
Att./dB	15.6	16.65	18.74	25.12	20.64	16.78	14.81	13.59	12.84	12.44
Angle/°	350	351	352	353	354	355	356	357	358	359
Att./dB	12.41	12.77	13.69	15.68	22.31	16.96	13	10.82	9.33	8.22

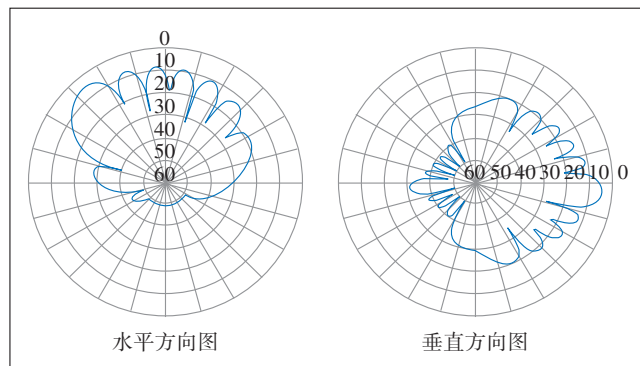


图4 水平与垂直极化方向图

所示。

4.2 仿真结果统计

以实际工程为例,对上述 Massive MIMO 建模方法进行系统级仿真。仿真区域为合肥市主城区,该城区属于密集城区,仿真面积约为 59.56 km²,内有居民区、商业区、校区等多种环境类型。为保证仿真的准确性,应用三维射线跟踪 Aster 模型,配合 5 m 精度地图。天线水平阵元 $m=8$ 、垂直阵元 $n=8$,中心频点 3.3 GHz,带宽 100 MHz。通过仿真,可以得到系统的下行吞吐量和覆盖情况,分别如图5和图6所示。仿真区域系统下行吞吐量在 50~750 Mbit/s,大于 350 Mbit/s 的区域达 50% 左右。RSRP>110 dBm 范围约 93.8%,系统吞吐量及覆盖情况良好。

5 结束语

目前在 Massive MIMO 信道系统性建模仿真非常缺乏的,文章首次给出系统级建模方法及仿真结果,需要说明,本文所选案例虽然是来自现网,但所选区域难免会存在一定的特殊性,同时仿真软件算法及传播模型、地图精度也会带来一定误差,因此案例结果数据仅供参考,但是 Massive MIMO 信道建模的思路和方法是值得参考的,希望对 5G 新技术体系下的天线部署方法提供指导性意见。

参考文献:

- [1] ZHENG M A, ZHANG Z Q, DING Z G, et al. Key techniques for 5G wireless communications: network architecture, physical layer and MAC layer perspectives [J]. Science China, 2015, 58 (4) : 41301-041301.
- [2] KUTTY S, SEN D. Beamforming for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18(2):949-973.
- [3] LARSSON E G, EDLUND O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO

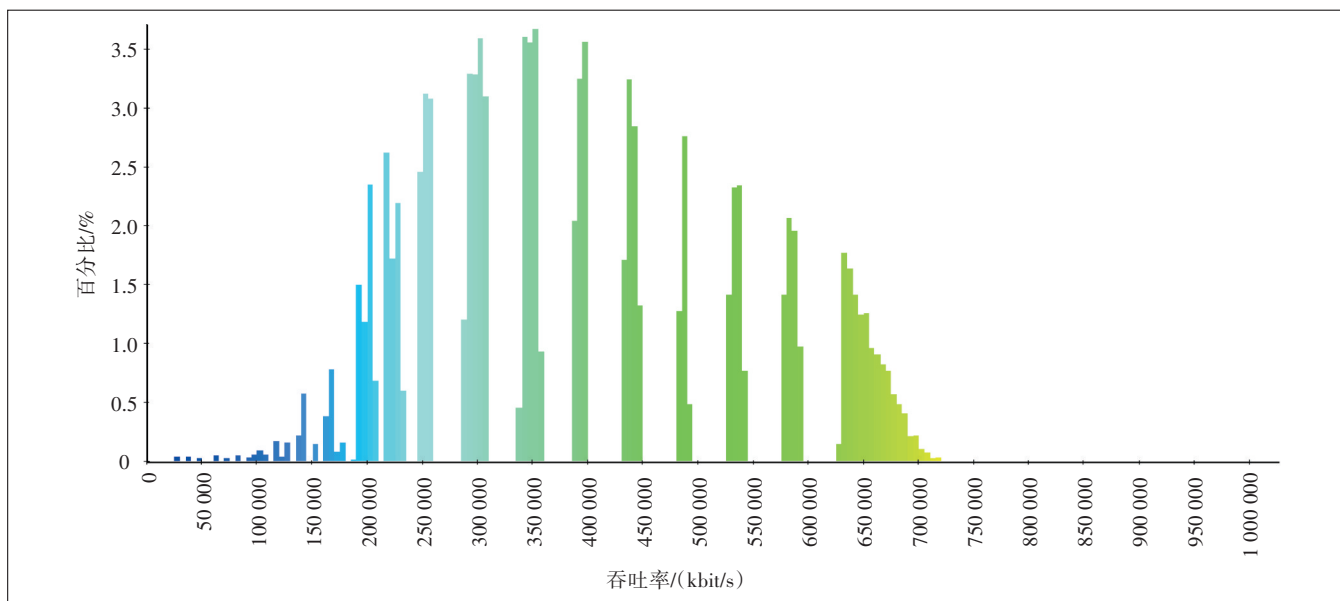


图5 Peak RLC Allocated Bandwidth Throughput柱状分布图

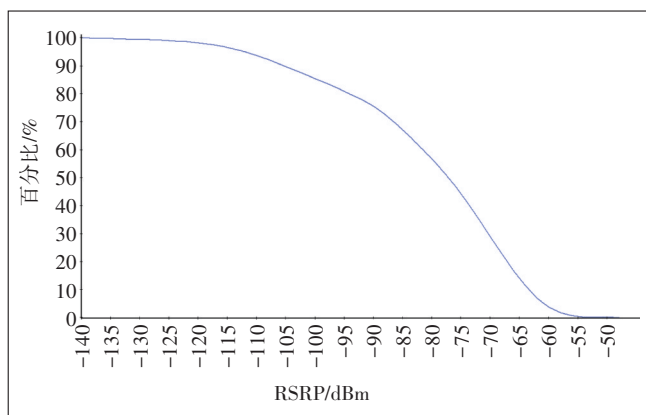


图6 SS-RSRP 累计分布曲线图

for Next Generation Wireless Systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2013, 52(2): 186-195.

[4] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, et al. Scaling up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays [J]. Signal Processing Magazine IEEE, 2012, 30(1): 40-60.

[5] NURMELA V. METIS Channel Models, document ICT-317669/D1.4 [EB/OL]. [2020-03-24]. https://www.researchgate.net/publication/282807948_METIS_Channel_Models_D14.

[6] HUANG J, WANG C X, FENG R, et al. Multi-Frequency MmWave Massive MIMO Channel Measurements and Characterization for 5G Wireless Communication Systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017: 1-1.

[7] PAYAMI S, TUFVESSON F. Channel measurements and analysis for very large array systems at 2.6 GHz [C]//European Conference on Antennas and Propagation. IEEE, 2012: 433-437.

[8] GAO X, TUFVESSON F, EDFORS O, et al. Measured propagation characteristics for very-large MIMO at 2.6 GHz [C]//Signals, Systems

and Computers. IEEE, 2012: 295-299.

[9] METIS D1.2: Initial channel models based on measurements [EB/OL]. [2020-03-24]. https://www.researchgate.net/publication/262160344_METIS_D12_Initial_channel_models_based_on_measurements.

[10] GAO X, TUFVESSON F, EDFORS O. Massive MIMO channels—Measurements and models [C]//Signals, Systems and Computers, 2013 Asilomar Conference on. IEEE, 2013: 280-284.

[11] LOPEZ C F, WANG C X, FENG R. A novel 2D non-stationary wide-band massive MIMO channel model [C]//IEEE, International Workshop on Computer Aided Modelling and Design of Communication Links and Networks. IEEE, 2016.

[12] LARSSON E G, EDFORS O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 186-195.

[13] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, et al. Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays [J]. Signal Processing Magazine IEEE, 2012, 30(1): 40-60.

[14] IWHIDA A, KABLAN M, ABU-ELLA O. Massive MIMO Modeling for the Next Generation Wireless Communication Systems [C]//LICEET 2018: libyan international conference on electrical engineering and technologies. 2018.

作者简介:

信雪梅,毕业于北京邮电大学,工程师,硕士,主要从事无线网络规划与仿真研究工作;南作用,毕业于西安电子科技大学,高级工程师,学士,主要研究方向为移动通信网络、卫星通信咨询规划咨询。

