

26 GHz 室外微蜂窝毫米波信道测量与建模研究

李树¹, 赵雄文^{1,2,3}, 王琦¹, 王蒙军², 孙韶辉², 洪伟³

(1. 华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206;

2. 电信科学技术研究院无线移动通信国家重点实验室, 北京 100191;

3. 东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏 南京 210096)

摘 要: 在 26 GHz 室外微蜂窝场景测量数据的基础上, 研究了毫米波段路径损耗、阴影衰落和大尺度参数的建模方法, 提出优化的分簇方法和莱斯因子计算方法, 比较了参数化和非参数化方法对信道建模的差异, 对比分析了不同微蜂窝场景环境对路径损耗和大尺度参数的影响。结果表明, 非参数化方法对路径损耗影响较小, 对大尺度参数影响较大, 如均方根角度扩展。建筑物上的玻璃窗和环境中的树木对大尺度参数有较大影响, 对路损影响较小。毫米波频段簇的数目比 6 GHz 以下频段更少。为 26 GHz 室外微蜂窝场景毫米波链路和系统仿真以及系统设计提供了信道基础数据和模型。

关键词: 毫米波信道建模; 微蜂窝信道测量; 路径损耗; 分簇算法; 莱斯因子; 参数化建模

中图分类号: TN928

文献标识码: A

Research on 26 GHz mm-wave channel measurements and modeling for outdoor microcells

LI Shu¹, ZHAO Xiong-wen^{1,2,3}, WANG Qi¹, WANG Meng-jun², SUN Shao-hui², HONG Wei³

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

2. State Key Laboratory of Wireless Mobile Communications, China Academy of Telecommunications Technology (CATT), Beijing 100191, China;

3. State Key Laboratory of Millimeter Wave, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Based on the outdoor microcell measurement campaign at 26 GHz, the path-loss model, shadow fading and other large scale parameters (LSPs) in mm-wave band were studied. An optimized clustering algorithm and Ricean K -factor extraction method was proposed. Differences between parametric and non-parametric modeling methodologies, and the impacts on path-loss and LSPs due to the measurement environments were investigated. The results show that non-parametric modeling method can enlarge the LSPs, especially the RMS angular spread. Glass windows on building surface and trees have significant effect on LSPs but have little effect on path-loss. The cluster number has significant reduction at millimeter wave band compared to the frequencies below 6 GHz. The channel models and parameters developed and extracted in proposed work are useful for the link and system level simulations as well as planning of 5G radio systems at 26 GHz.

Key words: mm-wave channel modeling, microcell channel measurement, path-loss, clustering algorithm, Ricean K -factor, parametric modeling

1 引言

毫米波频段的应用是第五代移动通信(5G)系统无线接入和回传系统中的研究热点。第三代合作

伙伴计划(3GPP, 3rd Generation Partnership Project)于 2016 年 7 月发布了面向 5G 信道标准化报告^[1]。国际电信联盟(ITU, International Telecommunication Union)在全球无线电通信会议(WRC-15, World

收稿日期: 2016-10-10; 修回日期: 2017-01-24

通信作者: 赵雄文, zhaoxw@ncepu.edu.cn

基金项目: 电信科学技术研究院无线移动通信国家重点实验室开放基金资助项目(No.DTimo.15.094); 毫米波国家重点实验室开放课题基金资助项目(No.K201517)

Foundation Items: CATT State Key Laboratory of Wireless Mobile Communications Program (No.DTimo.15.094), State Key Laboratory of Millimeter Waves Program (No.K201517)

Radio Communication Conference) 将 24.25~27.5 GHz 作为 5G 主要候选频段之一^[2]。在美国、日本和韩国, 28 GHz 频段被确定为首先实现商用化的 5G 候选频段。欧洲无线电频谱政策组 (RSPG, Radio Spectrum Policy Group) 拟将 26 GHz 作为首选频段^[3], 26 GHz 同样是我国首先考虑的 5G 候选频段。国际上, 28 GHz 信道测量和建模工作成果较多^[4-6], 而 26 GHz 则相对匮乏。纽约大学在该研究领域起步较早, 积累了经验和成果^[7-10], 但这些工作在研究大尺度参数时采用的是非参数化建模方法。文献[11]研究表明, 非参数化建模方法无法将天线方向图“去嵌入”, 导致角度扩展偏大, 所以, 采用参数化建模方法很有必要。为了弥补毫米波的大传播损耗, 目前, 信道测量主要采用高增益喇叭天线旋转的方式逐点进行, 称为旋转扫描测量 (DSS, directional-scan-sounding) 系统。其中, 根据发射和接收天线类型, 又分为“喇叭—喇叭”和“全向—喇叭”这 2 种。前者的优势是测量距离远, 劣势是实际信道测试中喇叭旋转测量过于耗时, 通常配合射线追踪 (RT, ray tracing) 技术开展测量工作^[12]; 后者可测量距离短, 常用于室内环境和距离较短的室外环境信道测量。

相比欧洲第四代移动通信 (4G) 项目 WINNER (wireless world initiative new radio)^[13]信道测试所用的 PropSOUND 时域系统, 毫米波信道测试系统有很大的局限性, 测试大多在发射端采用全向天线, 接收端采用喇叭在水平和垂直面旋转的定点测量方式。测量方式的改变导致之前的参数提取和建模方法不再完全适用于毫米波信道。例如, 计算莱斯因子常用的矩量法^[14]不再适用^[15]; 采用参数化建模方法时, 由于 DSS 系统下信号模型的变化, 提取多径分量参数的高分辨率算法如 SAGE (space-alternating generalized expectation-maximization) 也需做出相应的参数调整。现有文献中还难以发现较为全面的总结和分析毫米波信道中参数提取和建模新方法。本文基于 26 GHz 频段室外微蜂窝场景测量数据, 对路径损耗、阴影衰落以及大尺度参数建模方法展开研究。基于 DSS 系统信号模型提出了适用于高频段信道测试的 SAGE 算法、优化分簇方法以及莱斯因子计算方法; 比较了参数化和非参数化建模方法计算时延扩展和角度扩展时的差异, 对比分析了微蜂窝场景环境 (如建筑表面镜面反射体和植被等) 对路径损耗和大尺度参数的影响。本文

为 26 GHz 室外微蜂窝场景 5G 毫米波链路和系统仿真以及系统设计提供了信道基础数据和模型。

2 测量环境与测量系统

本文毫米波室外信道测量工作在华北电力大学 (简称“华电”) 校园内开展, 选取的 2 个微蜂窝场景分别位于华电学生公寓区和留学生公寓区。学生公寓建筑表面窗户很少, 树木剪密度高; 留学生公寓建筑表面窗户多, 树木剪密度相对较低。在每个场景下分别构造了一条视距 (LoS, line-of-sight) 路径和一条非视距 (NLoS, non-line-of-sight) 测试路径, 如图 1 所示。发射端 (Tx) 采用全向天线, 高 6.10 m; 接收端 (Rx) 采用喇叭天线, 高 1.85 m, 其半波功率角 (HPBW, half-power beamwidth) 为 10°。喇叭天线通过精密步进电机转台控制, 可在其在水平面和垂直面进行旋转扫描测量。为得到完备的三维电波到达角信息, 兼顾测量时间和效率, 喇叭天线在选定的若干仰角下以 5° 为步长进行水平旋转扫描, 仰角间隔为 10°。对于距离发射端较近的测量位置, 所测仰角数较多, 随着收发端距离增大, 电波到达角主要集中在水平面附近, 此时所测仰角

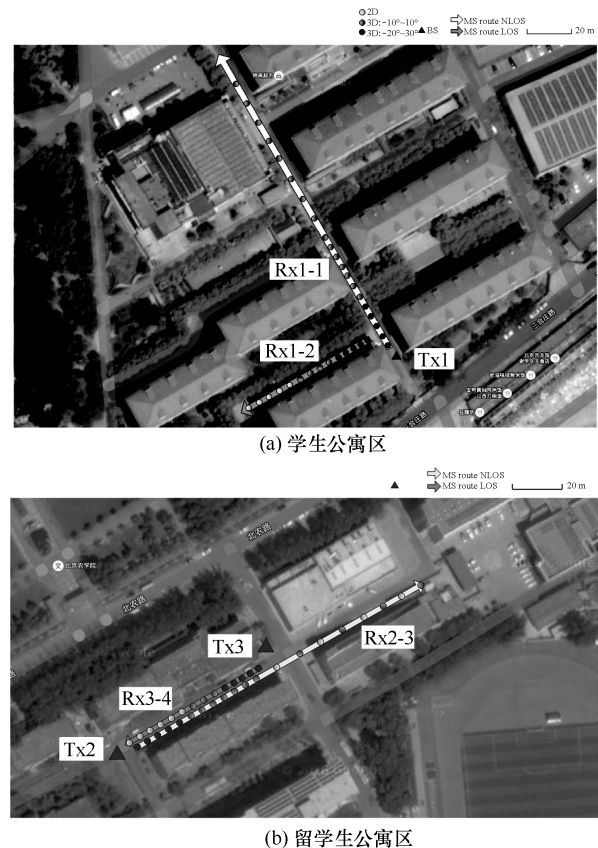


图 1 场景测量规划示意

数相应减少。测试系统采用 Keysight 开发的时域滑动相关信道探测仪^[16]。测量系统参数如表 1 所示。测量时, 为消除行人走动对信道的影响, 测量主要在周末和晚上等行人较少时段进行。

表 1 测量系统参数

参数	数值
载频	26 GHz
带宽	1 GHz
码长	4 096 chip
时延分辨率	1 ns
发射/接收天线	全向天线/喇叭天线
发射/接收天线增益	3 dB/24 dB
发射/接收天线高度	6.10 m / 1.85 m

3 毫米波信道建模与信道参数提取方法

3.1 方向性路损和全向路损建模

在毫米波信道测试中, 一般在接收端采用喇叭天线旋转的方法, 所以路径损耗的建模相对于传统路径损耗建模^[13]采用全向—全向天线有所不同。由 DSS 测量系统的特点, 天线直接在各个方向扫描得到该方向的信道冲激响应 (CIR, channel impulse responses), 一个测量位置由诸多方向性 CIR 组成, 其中, 损耗最低者被称为方向性路损。由于 5G 通信系统中高增益窄波束智能天线和波束赋形技术的应用, 方向性路损在系统设计中具有较高的参考价值。全向路损则利用方向性路损按式(1)合成^[17], 单位为 dB。

$$PL_i = P_{t_i} - 10 \lg \left[\sum_{az} \sum_{el} P_{r_i}(\theta_{el}, \varphi_{az}) \right] \quad (1)$$

其中, $P_{r_i}(\theta_{el}, \varphi_{az})$ 表示 Rx 在测量位置 i 的水平角 φ_{az} 和垂直角 θ_{el} 方向接收到的功率 (去除天线增益后), P_{t_i} 表示发射端全向天线发射功率。方向性路损和全向路损均可采用固定截距 (CI, close-in) 和浮动截距 (FI, floating intercept) 2 种路损模型进行拟合, CI 模型中固定截距参考距离取 1 m, 路径损耗指数为变量, 便于与国际上的测量结果进行比较^[7-10]。FI 模型中路损指数和截距均为变量。

3.2 大尺度参数提取

在 3GPP 空间信道模型 (SCM, spatial channel model) 和 WINNER II 模型中^[13], 大尺度参数 (LSP, large-scale parameters) 包括时延扩展 (DS, delay spread)、角度扩展 (AS, angular spread) 和莱斯因子

K 等。计算这些参数有 2 种途径, 一是利用 CIR 直接进行计算; 二是利用高分辨率提取算法提取多径参数。前者称为非参数建模方法, 后者称为参数化建模方法。DS 和 AS 的计算方法参照 3GPP TR 25.996^[18], 通常来说, DS 使用非参数和参数化方法均可计算; 而到达角 (AoA, angle of arrival) 和离开角 (AoD, angle of departure) 等角度域参数的估计则依赖多输入多输出 (MIMO, multiple-input multiple-output) 或虚拟 MIMO 测量系统和高分辨率提取算法。在 DSS 系统下, 按照每个旋转角度接收到的功率也可计算 AS, 即 DSS 系统下 AS 的非参计算方法。单天线和阵列天线的连续时间测量系统中, K 因子的估计通常使用矩量法。在 DSS 测量系统中, 采用定点测量的方式, 因此, 矩量法估计 K 因子不再适用。本文利用 SAGE 算法和分簇结果, 提出适用于 DSS 系统的 K 因子计算方法, 将在 3.4 节中介绍。

3.3 DSS 系统下的 SAGE 算法

在 WINNER MIMO 信道建模过程中, 利用 SAGE 算法提取多径参数, 采用参数化建模方法对大尺度参数统一建模^[13], 详细的 SAGE 算法见文献[19,20]。在阵列天线系统下, 对于 M 个接收天线单元, 设其位置为 r_1, r_2, \dots, r_M , 则目标函数为

$$\begin{aligned} s(t; \boldsymbol{\rho}) &= [s_1(t; \boldsymbol{\rho}), \dots, s_M(t; \boldsymbol{\rho})]^T \\ &= \mathbf{c}(\theta_l, \varphi_l) \alpha_l \exp(j2\pi v_l t) u(t - \tau_l) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $\boldsymbol{\rho} = [\tau_l, \theta_l, \varphi_l, v_l, \alpha_l]$ 是待估计的第 l 径参数集, 导向矢量 $\mathbf{c}(\theta, \varphi)$ 为

$$\begin{aligned} \mathbf{c}(\theta, \varphi) &= \begin{bmatrix} c_1(\theta, \varphi) \\ \vdots \\ c_M(\theta, \varphi) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} f_1(\theta, \varphi) \exp\left\{j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\langle \mathbf{e}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_1 \rangle\right\} \\ \vdots \\ f_M(\theta, \varphi) \exp\left\{j\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\langle \mathbf{e}(\theta, \varphi), \mathbf{r}_M \rangle\right\} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{e}(\theta, \varphi)$ 为旋转方向单位矢量。

接收信号 $\mathbf{Y}(t) = [Y_1(t), \dots, Y_M(t)]^T$ 计算如下

$$\mathbf{Y}(t) = \sum_{l=1}^L s(t; \boldsymbol{\rho}_l) + \sqrt{\frac{N_0}{2}} \mathbf{N}(t) \quad (4)$$

其中, N_0 是正常量, $\mathbf{N}(t) = [N_1(t), \dots, N_M(t)]^T$ 是 M 维复高斯白噪声。

目前,毫米波信道测量主要采用 DSS 系统^[21],在如图 2 所示的 DSS 测量系统中,假设测量时信道不随时间变化,则可将天线旋转的不同位置看作虚拟天线阵列。由于测量时收发端静止,且不考虑移动散射体影响,因此多普勒频偏为 0,则目标函数 $s(t; \rho)$ 可写为

$$s(t; \rho) = c(\theta_i, \varphi_i) \alpha_i u(\tau - \tau_i) \quad (5)$$

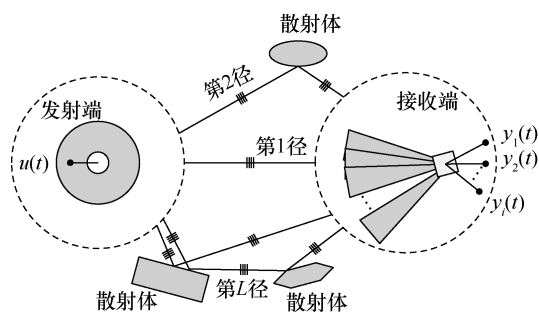


图 2 旋转扫描测试系统下的信号模型

假设测试时馈点保持在旋转中心,则导向矢量 $c(\theta, \varphi)$ 为

$$c(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} c_1(\theta, \varphi) \\ \vdots \\ c_M(\theta, \varphi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f(\theta - \bar{\theta}_1, \varphi - \bar{\varphi}_1) \\ \vdots \\ f(\theta - \bar{\theta}_M, \varphi - \bar{\varphi}_M) \end{bmatrix} \quad (6)$$

这样,在 DSS 系统下的 SAGE 算法实现与传统 SAGE 算法一致。

3.4 基于 MCD 的分簇算法和莱斯因子计算方法

在 3GPP 和 WINNER 等 6 GHz 以下频段的基于几何基础的随机模型以及超宽带 SV (Saleh-Valenzuela)模型中,多径分量(MPC, multipath components)被分成若干个簇(cluster)。簇的个数、簇时延扩展和簇角度扩展等参数是 WINNER 仿真模型中重要的输入参数。目前,主要的分簇算法有人工观察法、KPM(K-power-means)法和基于多径分量距离(MCD, multipath component distance)的分簇算法^[21]。人工观察法主要应用于时延域分簇,即根据经验在时延功率谱(PDP, power-delay-profile)上确定簇的数目,如果同时考虑多径的角度域参数,簇的判定将变得不直观,这种方法不适用于多维参数空间的分簇。KPM 法需要预先设定簇数的估计值,因目前毫米波段测量结果较少,该估计值难以得到。MCD 法是多径分量在时延域和角度域上的欧式距离,物理含义直观明确,常用来定量描述多径在空时参数空间上的差异程度。然而,实测结果表明,传统的基于 MCD 的

分簇算法在视距场景下没有考虑视距径的因素,使用统一的阈值进行分簇,会导致包含视距径的簇能量明显偏大。在本文建模工作中,提出了一种改进的基于 MCD 的分簇算法,在视距场景下采用双阈值进行分簇,并在此基础上,解决了 DSS 系统下传统的矩量法难以计算 K 因子的问题。

定义任意 2 个 MPC (i 和 j) 之间的 MCD 为

$$MCD_{i,j} = \sqrt{MCD_{AoA,ij}^2 + MCD_{\tau,ij}^2} \quad (7)$$

其中, $MCD_{AoA,ij}$ 和 $MCD_{\tau,ij}$ 分别是到达角度域和时延域的多径分量距离,定义为

$$\begin{cases} MCD_{AoA,ij} = \|\Omega_j - \Omega_i\| \\ MCD_{\tau,ij} = \zeta \frac{|\tau_j - \tau_i| \sigma_\tau}{\Delta \tau_{\max}^2} \end{cases} \quad (8)$$

其中, Ω_i 和 τ_i 分别表示第 i 个 MPC 的 AoA 方向单位矢量和时延, σ_τ 表示 τ 的标准差, $\Delta \tau_{\max}$ 表示最大附加时延, ζ 表示时延域和角度域的比例因子。分簇算法分为以下 3 步。

- 1) 选择所有 MPC 中功率最大径,定义为参考径。
- 2) 计算参考径与其他所有径的 MCD,若小于阈值 MCD_{th} 则归为一个簇。
- 3) 将已分配簇的径从全集中移除,重复步骤 1)和步骤 2),直到所有径均被分配完。

要注意的是在视距场景下功率最强径是直射径,阈值 MCD_{th} 在第一次循环时应小于后续循环,这是由于在视距传播中,视距径作为信道的“固定分量”,应尽量避免周围散射和反射多径并入该簇,此时采用阈值 MCD_{th-LoS} 。

基于该分簇结果,视距路径中的 K 因子定义为 LoS 分量和 NLoS 分量的功率比

$$K = 10 \lg \left(\frac{P_1}{\sum_{n=2}^N P_n} \right) \quad (9)$$

其中, N 表示簇的总数, P_1 和 P_n 表示第一个簇(视距径)和第 n 个簇中 MPC 的总功率。

4 信道建模结果与分析

4.1 路径损耗和阴影衰落

根据 3.1 节所介绍的方向性路损模型与全向路损模型对室外微蜂窝场景进行建模,场景 1 和场景 2 的路损模型分别如图 3(a)和图 3(b)所示。由图中可以看出,场景 1 和场景 2 的路损指数和阴影衰

落结果十分接近；视距路径的方向性路损与全向路损在 CI 和 FI 2 种拟合方式下和自由空间路损模型均十分接近；FI 模型中阴影衰落比 CI 路损模型略小，但差别在 2 dB 以内，符合模型特征和文献[17]中的评估结果。方向路损比全向路损大，因为在全向路损计算中接收功率考虑了喇叭旋转各个方向上的多径贡献。在场景 1 中视距和非视距的测试距离分别为 141 m 和 66 m，在场景 2 中视距和非视距的测试距离分别为 141 m 和 72 m。

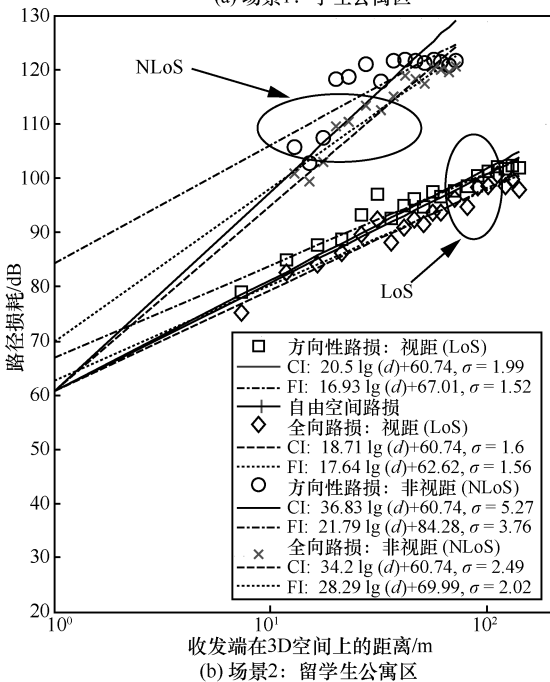
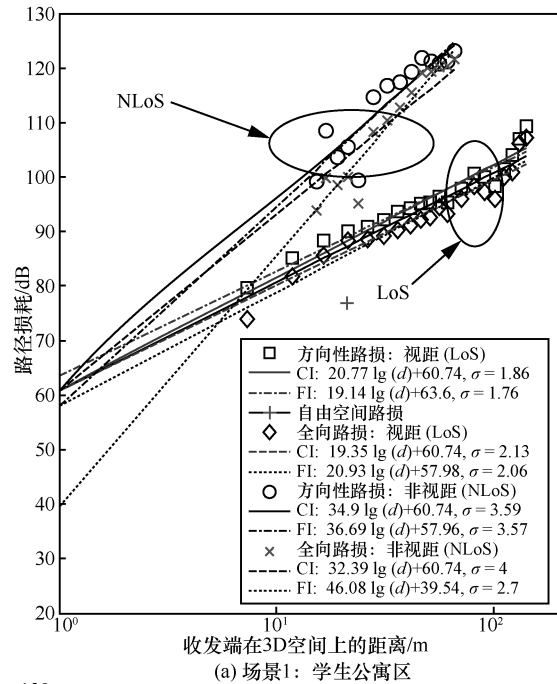


图 3 路径损耗模型

4.2 多径参数的提取

根据 DSS 下的信号模型与假设，利用 SAGE 算法在所测 CIR 中提取以下多径参数：时延、幅值和水平到达角。由于在收发端距离较远时垂直面信号较弱，喇叭在垂直面旋转测试仅在收发天线距离较近的测试位置开展，所测垂直面角度样本数有限，故本文垂直面到达角仍采用非参数方法进行计算。水平面角度样本密集，水平面到达角采用 SAGE 方法进行计算。对于水平 360°旋转测得 CIR，SAGE 估计参数设置如下：最大多径数为 200，迭代次数为 10。

图 4(a)所示为场景 2 视距路径第 3 个接收位置在水平面测得的原始归一化角度时延功率谱；图 4(b)所示为对应的 SAGE 提取多径参数结果。可以看到，视距径出现的角度约在 360°，所有 30 dB 动态范围下的多径均被提取。

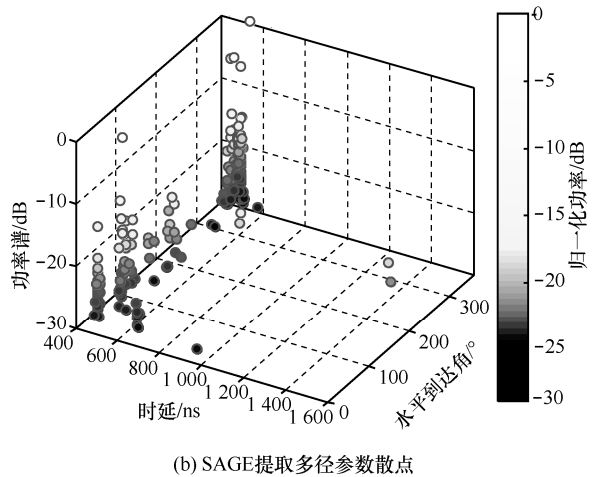
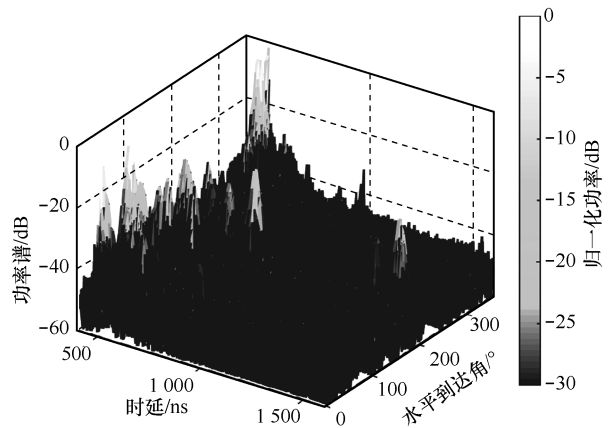


图 4 SAGE 算法多径参数提取结果

4.3 时延和角度扩展

均方根时延扩展和角度扩展是信道仿真中十分重要的大尺度参数，分别描述信道对传输信号在

时延域和角度域上造成的色散程度。对于本文所测的 2 种典型微蜂窝环境，采用了基于 SAGE 结果的参数化方法和非参数化方法对时延扩展和角度扩展进行了计算。噪底计算是通过平均 PDP 中最后 200 ns 噪声功率来估计。考虑到噪声信号的波动，非参数化方法所取噪声门限为噪底+5 dB，SAGE 提取的多径以相同的噪声功率值作为门限进行了筛选。所得场景 1 和场景 2 的 DS 结果分别如图 5(a)和图 5(b)所示。类似地，均方根水平到达角扩展 (ASA, azimuth spread of arrival) 结果如图 6 所示。

由图 5 可发现，DS 在参数化和非参数化 2 种建模方式下差别不大，其中非参数化建模方法得到的 DS 稍大于参数化方法，这和文献[11]研究结果一致；非视距场景的 DS 大于视距场景，该结果和 6 GHz 以下传统信道测量结果和模型保持一致，符合实际传播环境规律；场景 2 的 DS 远大于场景 1，体现了建筑表面镜面反射体和植被的影响。场景 1 中建筑表面基本没有窗户，来自墙体漫反射和植被散射的多径射线能量较弱且分散，导致可测得的多径射线额外附加时延小、功率弱。而场景 2 中建筑表面窗户密度高，并且在 180°方向存在 2 层楼高的落地窗，造成了具有高的额外时延的强反射径。环境的差异导致了 DS 在 2 种微蜂窝环境下不同的统计特性。

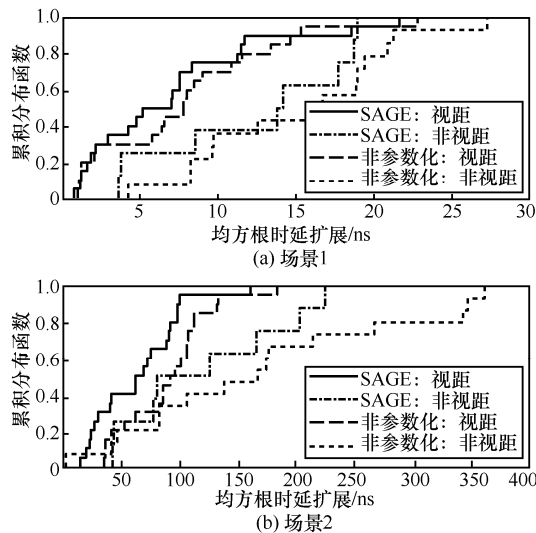


图 5 均方根时延扩展

图 6(a)和图 6(b)分别为在场景 1 和场景 2 下水平角度扩展累计概率分布情况。参数化方法得到的 AS 小于非参数化方法，这是由于参数化

方法 SAGE 具有天线去耦效应，去除了喇叭天线方向图波瓣能量重叠的效应。此外，场景 2 的 AS 大于场景 1，这说明建筑表面镜面反射体和植被等环境差异同样会对 AS 的统计特性有较大影响。

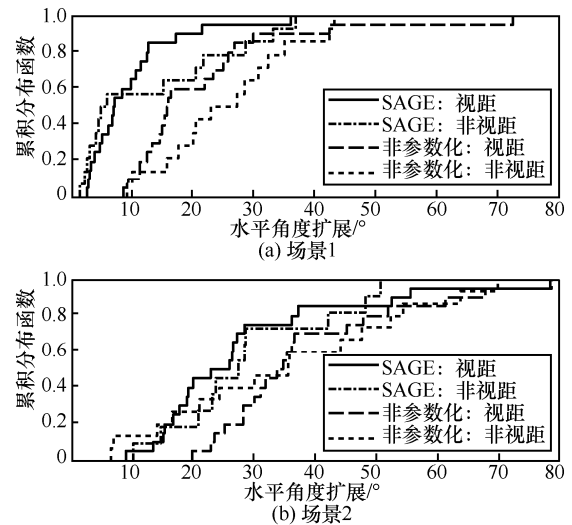


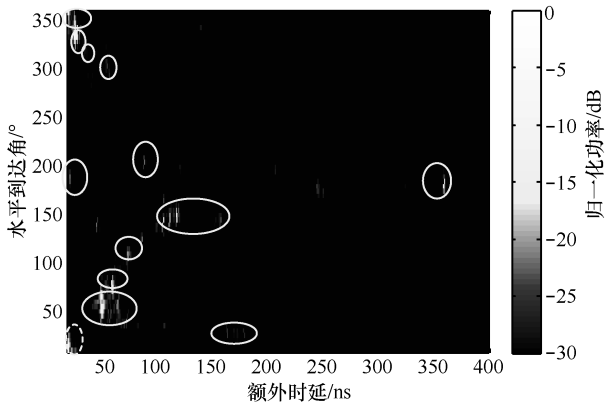
图 6 水平角度扩展

4.4 莱斯因子和簇参数提取

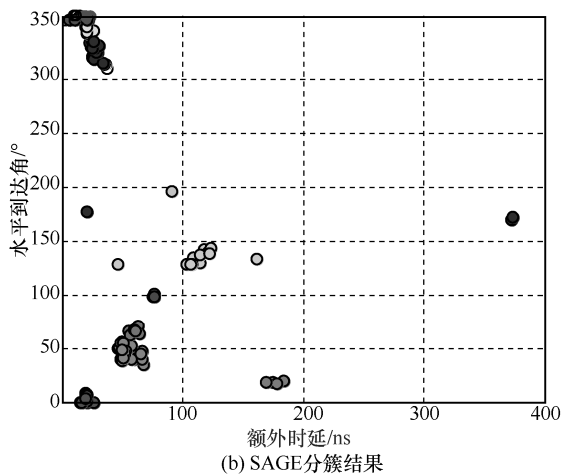
本文中簇的个数、簇内时延扩展、簇内角度扩展以及莱斯因子的提取都基于对多径射线的分簇结果。根据 3.4 节提出的基于 MCD 的分簇算法，信道参数提取的准确性主要取决于分簇算法中控制参数值的确定。控制参数值的确定需遵循以下 2 点经验准则：第一，簇的边界在时延—角度功率谱上清晰可辨；第二，分簇结果能够映射真实物理环境。本文中，通过对大量分簇结果的反复检验，控制参数取值如下：比例因子 $\zeta=5$ ，视距径阈值 $MCD_{th-LoS} = 0.12$ ，常规阈值 $MCD_{th} = 0.25$ ，其中， MCD_{th} 的取值与文献[21~23]一致。作为示例，图 7(a)所示为场景 2 视距路径第 3 个接收位置在水平面测试得到的原始归一化角度—时延功率谱以及实际环境散射体在谱面上对应的位置，虚线圈为发射端，实线圈为主要的建筑结构和停放车辆等散射体。图 7(b)所示为分簇结果，簇之间用不同灰度进行区分。可以看出，图 7 所示的分簇结果较为合理，边界清晰可辨，体现了实际散射体的空间的分布情况。

前面已提到，视距场景下的分簇算法应考虑视距径的因素，在提取视距簇时采用视距径阈值 MCD_{th-LoS} 。这里分析了当 MCD_{th-LoS} 取值分别为

0.12、0.17、0.21 和 0.25（等同于单阈值）时的分簇结果以及 K 因子计算结果，如表 2 所示，其中， μ 表示均值， σ 表示方差。由表 2 可发现， MCD_{th-LoS} 取值对簇的个数影响较小，随着 MCD_{th-LoS} 取值增大，簇数均值略减小；由单阈值分簇结果计算得到的 K 因子明显偏大，不符合 3~10 dB 的经验均值^[15]，随着 MCD_{th-LoS} 取值减小， K 因子会迅速减小。图 8 所示为当 MCD_{th-LoS} 取值分别为 0.12 和 0.25 时场景 1 和场景 2 视距路径下 K 因子的建模结果。由图 8 可见， K 因子的统计分布符合正态分布，当 MCD_{th-LoS} 取 0.12 时， K 因子符合 3~10 dB 的经验均值；场景 1 的 K 因子大于场景 2，这是由于场景 2 来自建筑物玻璃窗等散射体的“非固定”多径分量丰富，而场景 1 环境散射体较少，接收功率主要来自视距径。图 9 为 MCD_{th-LoS} 取值为 0.12 时簇的个数的统计结果，图中仅画出场景 1 和场景 2 中视距和非视距路径簇的正态分布的拟合曲线。由图 9 可发现，簇的个数（平均值最大小于 10）相比 6 GHz 以下更少^[13]，这体现了毫米波段室外环境簇的稀疏性。



(a) Rx2-3 路径 Location 3 垂直角为 0° 时原始归一化时延角度功率谱



(b) SAGE 分簇结果

图 7 基于 MCD 的分簇结果示例

表 2 MCD_{th-LoS} 不同取值对 K 因子和簇个数统计结果的影响

项目	场景	参数	MCD_{th-LoS} =0.12	MCD_{th-LoS} =0.17	MCD_{th-LoS} =0.21	MCD_{th-LoS} =0.25
K 因子/dB	场景 1 (Rx1-1)	μ	8.4	13.9	16.0	18.4
		σ	5.5	6.0	7.0	6.4
	场景 2 (Rx2-3)	μ	4.3	8.0	10.2	10.7
		σ	3.5	2.4	2.5	2.5
簇个数	Rx1-1	μ	7.4	7.0	6.7	6.4
		σ	4.4	4.5	4.7	4.6
	Rx1-2	μ	9.8	9.5	9.0	8.9
		σ	4.9	5.2	5.2	5.1
	Rx2-3	μ	8.9	8.2	7.7	7.6
		σ	3.6	3.4	3.5	3.4
	Rx3-4	μ	7.3	6.8	6.5	6.5
		σ	3.8	3.6	3.4	3.4

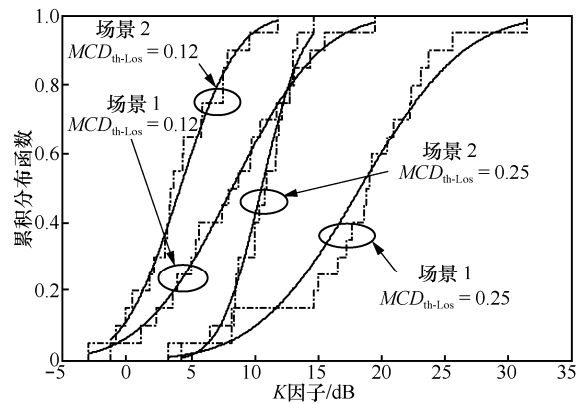


图 8 MCD_{th-LoS} 取值分别为 0.12 和 0.25 时，场景 1 和场景 2 视距路径下 K 因子的建模结果

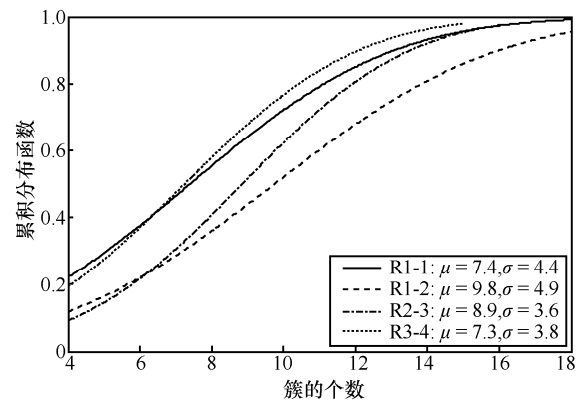


图 9 簇的个数统计结果

4.5 本文模型和参数与现有文献结果的比较

表 3 给出了本文、文献[12]中 28 GHz、mmMAGIC^[24]和 3GPP^[1]高频段频率相关模型与参数在 26 GHz 载频与室外微蜂窝场景下的模型与参数的比较。由表 3 可见，全向路损 CI 模型，包含

表 3 本文 26 GHz 毫米波模型与参数与现有文献结果的比较

统计特征	参数	本文 26 GHz 室外微蜂窝				文献[12] 28 GHz 室外微蜂窝				文献[24] 26 GHz in mmMAGIC		文献[1] 26 GHz in 3GPP TR 38.900	
		场景 1		场景 2		Daejeon		纽约大学校园		市区微蜂窝		市区微蜂窝	
		LoS	NLoS	LoS	NLoS	LoS	NLoS	LoS	NLoS	LoS	NLoS	LoS	NLoS
PL/dB	A	1.94	3.24	1.87	3.42	1.90	3.15	1.81	3.03	1.98	3.48	2.10	3.19
	B	32.4	32.4	32.4	32.4	32.4	32.4	32.4	32.4	32.4	21.0	32.4	32.4
	C	20	20	20	20	20	20	20	20	20	23.4	20	20
SF/dB	σ_{SF}	2.1	4.0	1.6	2.5	0.6	22.1	2.1	18.0	3.1	7.8	4.0	8.2
lg(DS)	μ_{DS}	-8.32	-7.98	-7.27	-7.00	-7.67	-7.31	-7.05	-6.91	-8.16	-7.41	-7.48	-7.17
	σ_{DS}	0.42	0.30	0.27	0.28	0.30	0.60	0.44	0.54	0.38	0.36	0.38	0.51
lg(ASA)	μ_{ASA}	0.87	1.09	1.38	1.43	1.23	1.35	1.51	1.48	1.18	1.45	1.62	1.70
	σ_{ASA}	0.32	0.49	0.24	0.23	0.34	0.42	0.27	0.43	0.34	0.31	0.30	0.37
lg(ESA)	μ_{ESA}	0.76	0.82	0.81	0.93	0.61	0.59	0.59	0.34	0.66	0.76	0.59	0.86
	σ_{ESA}	0.11	0.15	0.10	0.13	0.51	0.40	0.22	0.35	0.4	0.4	0.28	0.31
簇数	N	7	10	9	7	6	6	6	6	6	13	12	19
K 因子/dB	μ	8.4	N/A	4.3	N/A	8.54	N/A	6.82	N/A	8.8	N/A	9	N/A
	σ	5.5	N/A	3.5	N/A	6.57	N/A	6.96	N/A	4	N/A	5	N/A

参数 A、B、C，具体表达式为 $PL_{dB} = 10A \lg(d) + B + C \lg(f_c)$

视距场景的路损指数，即路损模型中的参数 A 均处于 1.8~2.2 区间，与自由空间路损指数接近；非视距场景的路损指数与 mmMAGIC、3GPP 这 2 个模型接近，略高于 28 GHz 建模结果。阴影衰落 SF 稍低于 mmMAGIC 和 3GPP。时延扩展 DS、水平角度扩展 ASA 和垂直角度扩展 ESA 与文献结果差别不大。场景 2 的 K 因子较其他结果偏低，这与场景 2 环境中存在大量镜面反射体有关。此外，由表 3 可以看出，本文 2 个场景的实测结果与 mmMAGIC 与 3GPP 结果中的不少参数均存在一定程度的差异，如 3GPP 模型簇的数目偏大、28 GHz 测量结果的阴影衰落很大等，这些差异可能是由测试环境、测试平台能力和测试方法等的不同所引起，所以需要在 5G 毫米波典型场景开展更多的信道测试与建模工作。

5 结束语

本文介绍了毫米波候选频段 26 GHz 室外微蜂窝信道测量工作，基于测量数据对高频段测试系统下该频段的路径损耗、阴影衰落以及大尺度参数建模和参数提取方法展开研究。基于 DSS 系统信号模型的提出，推导了适用于毫米波高频段信道测试数据的 SAGE 算法，提出了适用于该系统

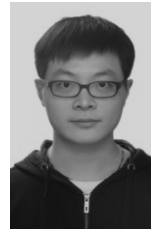
的分簇方法以及莱斯因子计算方法，比较了参数化和非参数化建模方法计算 DS 和 AS 时的差异，对比分析了微蜂窝场景环境（如建筑表面镜面反射体和植被等）对路径损耗和大尺度参数的影响。结果表明，视距路径的方向性路损与全向路损在 CI 和 FI 这 2 种拟合方式下和自由空间路损模型均十分接近。FI 模型中阴影衰落比 CI 路损模型略小，但差别在 2 dB 以内。非参数化得到的 DS 略大于参数化结果；非参数化得到的 AS 大于参数化结果，统计值约高 10°。建筑表面镜面反射体和植被对大尺度参数 AS、DS 和 K 因子等影响较大，更多的镜面反射体和更稀疏的植被会造成更大的 DS 和 AS 以及更小的 K 因子。簇的数目相比 6 GHz 以下高频段信道要更少，均值在 10 个以下，体现了毫米波室外信道的稀疏性。本文建模结果与现有文献及国际标准模型吻合较好，信道建模和参数提取方法对毫米波信道研究有较重要的参考价值，所建模型和参数为我国和欧洲 5G 毫米波 26 GHz 候选频段信道仿真和系统设计提供有用信息。

参考文献:

[1] 3GPP. Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz[R]. TR 38.900 Release 14, 2016.

- [2] World radio communication conference (WRC-15)[R]. ITU 500-E, Geneva, 2015.
- [3] RSPG. Responses to RSPG public consultation on 5G[N]. Radio Spectrum Policy Group, 2016.
- [4] PSYCHOUDAKIS D, ZHOU H, BIGLARBEGLIAN B, et al. Mobile station radio frequency unit for 5G communications at 28GHz[C]//2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS). San Francisco, CA, 2016: 1-3.
- [5] KIM M, LIANG J, LEE J, et al. Directional multipath propagation characteristics based on 28 GHz outdoor channel measurements[C]//2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 2016:1-5.
- [6] WANG G, LIU Y, QI X. Study on the propagation characteristics of 28 GHz radio wave in outdoor microcellular[C]//2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). 2015: 1-3.
- [7] RAPPAPORT T S, MACCARTNEY G, et al. Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(9): 3029-3056.
- [8] SULYMAN A I, ALWARAFY A, MACCARTNEY G, et al. Directional radio propagation path loss models for millimeter-wave wireless networks in the 28, 60 and 73 GHz bands[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(10): 6939-6947.
- [9] MACCARTNEY G R, RAPPAPORT T S, SAMIMI M K, et al. Millimeter-wave omnidirectional path loss data for small cell 5G channel modeling[J]. IEEE Access, 2015(3): 1573-1580.
- [10] MACCARTNEY G R, RAPPAPORT T S. 73 GHz millimeter wave propagation measurements for outdoor urban mobile and backhaul communications in New York City[C]//2014 IEEE International Conference on Communications (ICC). Sydney, NSW, 2014: 4862-4867.
- [11] JI Y, YIN X, WANG H, et al. Antenna-de-embedded characterization for 13-17 GHz wave propagation in indoor environments[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16(99): 42-45.
- [12] HUR S, BAEK S, KIM B, et al. Proposal on millimeter-wave channel modeling for 5G cellular system[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(3): 454-469.
- [13] IST-4-027756 WINNER II, D1.1.2 ver 1.2. Final report on link level and system level channel models[R]. WINNER, 2008.
- [14] GREENSTEIN L J, MICHELSON D G, ERCEG V. Moment-method estimation of the Ricean K -factor[J]. IEEE Communications Letters, 1999, 3(6): 175-176.
- [15] 胡诗维. 基于测量的宽带 MIMO 信道建模研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2010.
- HU S W. Broadband MIMO channel modeling research based on radio channel measurement[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2010.
- [16] WEN Z, KONG H. mmWave MIMO channel sounding for 5G[C]//The 1st International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity (5GU). Akaslompolo, 2014: 192-197.
- [17] MACCARTNEY G R, RAPPAPORT T S, SUN S, et al. Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks[J]. IEEE Access, 2015(3): 2388-2424.
- [18] 3GPP. Spatial channel model for MIMO simulations[S]. TR 25.996 V6.1.0, 2003.
- [19] FLEURY B H, TSCHUDIN M, HEDDERGOTT R. Channel parameter estimation in mobile radio environments using the SAGE algorithm[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(3): 434-450.
- [20] 高远. 基于 SAGE 算法的宽带信道参数提取方法的应用研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2013.
- GAO Y. Parameter estimation for broadband channel system based on SAGE algorithm[D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2013.
- [21] YIN X, LING C, KIM M D. Experimental multipath-cluster characteristics of 28 GHz propagation channel[J]. IEEE Access, 2015(3): 3138-3150.
- [22] GUSTAFSON C, HANEDA K, WYNE S, et al. On mm-wave multipath clustering and channel modeling[J]. IEEE Transactions Antennas and Propagation, 2014, 62(3): 1445-1455.
- [23] KIM M, TAKADA J I, CHANG Y, et al. Large scale characteristics of urban cellular wideband channels at 11 GHz[C]//EuCAP. Lisbon, Portugal, 2015: 1-4.
- [24] mmMagic. mm-wave based mobile radio access network for 5G integrated communications, W2.1, 6-100 GHz Channel modelling for 5G: measurement and modelling Plans in mmMAGIC[R]. 2016.

作者简介:



李树 (1991-), 男, 湖南娄底人, 华北电力大学博士生, 主要研究方向为 3D-MIMO 信道建模、毫米波信道建模、高分辨率提取算法、时变信道建模和 D2D 通信。

赵雄文 (1964-), 男, 陕西清涧人, 华北电力大学教授、博士生导师, 主要研究方向为 MIMO 无线信道建模和实验、无线通信系统、电磁场理论及其应用、频谱管理和干扰协调技术等。

王琦 (1990-), 女, 新疆呼图壁人, 华北电力大学博士生, 主要研究方向为毫米波无线通信、大规模 MIMO 信道建模等。

王蒙军 (1973-), 男, 河北沧州人, 电信科学技术研究院高级工程师, 主要研究方向为移动通信、高频段通信、MIMO 传输技术等。

孙韶辉 (1972-), 男, 广东韶关人, 电信科学技术研究院高级工程师、硕士生导师, 主要研究方向为 LTE 和 5G 关键技术等。

洪伟 (1962-), 男, 河北张家口人, 东南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为微波毫米波理论与技术、无线通信射频与天线技术、计算电磁学等。