

室内场景亚太赫兹信道测量与混合信道建模

王洋¹, 周雪¹, 郑相全², 廖希¹, 周贤蓉¹, 陈前斌¹

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 军事科学院系统工程研究院, 北京 100141)

摘要: 针对当前确定性信道模型不能准确地描述室内场景亚太赫兹信道特性的问题, 提出一种基于确定性的亚太赫兹混合信道建模模型。首先, 基于亚太赫兹信道多径稀疏簇特性, 利用镜像法追踪视距径和低阶反射径建模确定性部分。其次, 结合 220 GHz 室内大厅及 132 GHz 走廊场景测量数据, 利用扩展的 SV 模型分别统计确定簇和随机簇内的散射径, 对数正态分布描述簇内多径数分布, 完成随机性部分建模。确定性信道冲激响应 h_D 和随机性信道冲激响应 h_S 相加获得混合信道冲激响应 h 。最后, 通过科尔莫戈罗夫-斯米尔诺夫检验混合模型准确性, 以及与扩展的 SV 模型小尺度参数的均方根误差和结构相似性比较验证混合模型的有效性, 结果表明, 所提出的模型能够准确有效地描述亚太赫兹信道特性。

关键词: 亚太赫兹信道; 混合信道建模; 信道测量; 信道特性

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2024152

Sub-THz channel measurement and hybrid channel modeling for indoor scenarios

WANG Yang¹, ZHOU Xue¹, ZHENG Xiangquan², LIAO Xi¹, ZHOU Xianrong¹, CHEN Qianbin¹

1. School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

2. Institute of Systems Engineering, Academy of Military Science of PLA, Beijing 100141, China

Abstract: In response to the challenge posed by the limitations of traditional Quasi-Deterministic channel models in accurately characterizing the properties of indoor sub-THz channels, a Quasi-Deterministic hybrid channel modeling model for the sub-terahertz band was proposed. Firstly, considering the multipath sparse cluster characteristics of the sub-THz channel, the deterministic part was modeled by tracking the line-of-sight path and the low-order reflection path using the mirror method. Then, combining 220 GHz hall and 132 GHz corridor indoor scene measurements, using the extended SV (Saleh Valenzuela) model, the scattering paths within deterministic clusters and random clusters were separately counted, with a log-normal distribution describing the multipath distribution within clusters, thus completing the modeling of the stochastic component. The impulse response of the hybrid channel h was obtained by adding the deterministic channel impulse response h_D and the random channel impulse response h_S . Generally, the accuracy of the hybrid model was verified by Kolmogorov-Smirnov test, and its validity was confirmed by comparing the root-mean-square error and structural similarity indices of the small scale parameters of the extended SV model. The results demonstrate that the proposed model can accurately and effectively characterize the sub-THz channel.

Keywords: sub-THz channel, hybrid channel modeling, channel measurement, channel characteristic

收稿日期: 2024-06-05; 修回日期: 2024-07-29

通信作者: 郑相全, zxqcy99@163.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 62271095, No. 62171071); 重庆市自然科学基金资助项目 (No. cstc2021jcyj-msxmX0634, No. CSTB2022NSCQ-MSX1125); 重庆市教委科学技术研究基金资助项目 (No. KJZD-K202300607); 重庆市自然科学基金创新发展联合基金资助项目 (No. CSTB2022NSCQ-LZX0037)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 62271095, No. 62171071), The Natural Science Foundation of Chongqing (No. cstc2021jcyj-msxmX0634, No. CSTB2022NSCQ-MSX1125), The Science and Technology Research Program of Chongqing Municipal Education Commission (No. KJZD-K202300607), The Natural Science Foundation Innovation and Development Joint Fund Project of Chongqing (No. CSTB2022NSCQ-LZX0037)

0 引言

太赫兹波是指频率在 0.1 ~10 THz 的电磁波, 位于电子学和光子学交叉领域, 频段远超过 5G 毫米波频段 (30~300 GHz)。作为 6G 的潜在关键技术之一, 太赫兹通信技术融合了微波通信与光通信的优势, 被认为是满足移动异构网络系统实时流量需求的关键无线技术, 有望解决当前无线系统频谱稀缺和容量限制等问题^[1]。太赫兹通信具有数据传输速率高、容量大、方向性好、保密性强和抗干扰能力强等特点, 在 6G 网络中有着广阔的应用场景, 包括高速率、短距离、空间无线传输、大规模用户接入和无线感知等, 可提供更快速、更稳定和更安全的通信服务^[2]。100~300 GHz 频段被定义为亚太赫兹, 该频段作为太赫兹频谱资源的大气窗口频段^[3], 相较于超高频段太赫兹展现出较低的大气衰减, 因此具有优越的开发潜力和利用价值, 当前受到广泛关注。准确的信道模型是无线通信网络设计的基础, 亚太赫兹信道建模对于满足未来 6G 巨大的传输能力需求具有重要意义。

现有确定性信道建模、随机性信道建模和混合性信道建模三大类方法。确定性信道建模精确度高, 结构分辨率高, 能较好补充数据集, 但计算复杂度随环境精细程度呈指数增长, 应用场景相对局限, 普适性欠缺。文献[4]提出了一种考虑大气衰减的射线追踪室内太赫兹信道模型。文献[5-6]以高性能射线追踪技术为核心, 用有限测量数据校准仿真器, 获得了大量全维度信道数据。随机性信道建模具有计算复杂度低、适用范围广, 但依赖于大量测量数据拟合统计结果, 精确度较低。文献[7]将宽带频率信道建模与时-空域信道建模结合, 利用频率相关路径增益模型和 Saleh Valenzuela (SV)^[8]模型, 首次提出了 300 GHz 的亚太赫兹随机性信道模型, 进一步研究了二阶式参数建模均方根时延扩展 (RMS DS, root mean square delay spread) 和角度扩展^[9]。但是该方法无法提供表征无线信道随时间、移动或频率变化快慢程度的相关函数。为解决此问题, 文献[10]提出了一种亚太赫兹二维“同心扇区”几何传播模型, 在此基础上, 得到基于正弦的宽带亚太赫兹信道仿真模型^[11]。考虑到模型的维度, 文献[12]结合球体和椭圆柱模型, 构建了三维的亚太赫兹基于几何随机模型 (GBSM, geometric-based stochastic model) 的信道模型, 研究了

300 GHz 频段下的功率时延分布 (PDP, power delay profile)、角度扩展、RMS DS 等信道特性, 并与实测数据^[13]对比验证了模型的可行性。进一步考虑亚太赫兹波的散射特性, 提出了一种新型时-空域非平稳 GBSM^[14-15]。鉴于亚太赫兹信道传播路径的稀疏性, 文献[16-18]引入时间簇-空间瓣方法开发了空间统计信道模型, 完成了 140 GHz 室内楼层场景的信道建模。关于混合性信道建模, 该方法具有低复杂度、不需要详细环境信息和材料信息的优点, 可由于亚太赫兹测量数据集的稀缺, 混合建模相对较少。文献[19]基于统计模型中的多径簇与确定性模型中的散射体必然存在某种映射关系的特征, 建立了基于簇核的混合模型。文献[20]基于 140 GHz 室内亚太赫兹信道测量, 构建了基于射线追踪和统计方法的混合信道模型, 研究了路径损耗、功率分布、信道相关性和时空特性。基于射线追踪和混合信道建模方法, 提出了包含视距 (LoS, line-of-sight) 径和地面反射径、随机分布的非视距 (NLoS, non-line-of-sight) 径的亚太赫兹空地信道模型^[21]。文献[22]提出了一种适用于室内亚太赫兹通信的三维混合动态信道模型, 表征了多径簇的生灭特性。

随着 6G 新技术的出现, 为降低信道模型的复杂度并提高精度, 同时适用于具体无线传播环境, 混合性信道建模会被优先选择。典型的混合性信道建模有射线追踪-时域有限差分混合方法和确定性-随机性混合方法, 其中, 确定性-随机性混合方法中的准确定性 (Q-D, quasi-deterministic) 信道模型^[23]被认为是一种高性能的毫米波混合信道模型。由于亚太赫兹信道具有强稀疏性, 信号功率主要集中在 LoS 簇以及墙壁等主要散射体引起的低阶反射簇中^[24], 故室内亚太赫兹信道混合建模具有可行性, 可采用射线追踪确定性的主导径和概率统计随机性的次要径。然而, 传统的 Q-D 信道模型中假定了每个簇内存在 20 条路径, 并未考虑 LoS 簇和随机簇, 尽管具有较低复杂度但不能准确地描述室内亚太赫兹信道特性。

综上所述, 本文提出一种基于 Q-D 的亚太赫兹混合信道建模框架, 基于室内亚太赫兹实测数据验证模型的准确性。首先, 利用镜像法追踪 LoS 径和三阶以内反射径, 作为确定簇中的“光标”径; 接着, 利用扩展的 SV 模型对确定簇内的散射径进行

建模;然后,根据簇间参数建模随机簇中的“光标”径,并利用扩展的SV模型确定散射径,采用对数正态分布获得簇内多径数量;最后,先利用实测值,通过科尔莫戈罗夫-斯米尔诺夫(KS, Kolmogorov-Smirnov)指标,验证提出模型的准确性,进一步,与扩展的SV模型对比,通过均方根误差(RMSE, root mean square error)和结构相似性(SSIM, structural similarity)指标,验证提出模型的准确性和有效性。

1 亚太赫兹混合信道建模

本节构建了基于Q-D的亚太赫兹混合信道模型,建模流程如图1所示。通过结合确定性和统计性建模方法来生成信道模型。使用基于镜像法的射线追踪算法,输入三维场景模型以及发射机(Tx, transmitter)和接收机(Rx, receiver)的位置,追踪确定簇中的“光标”径。接下来使用统计性建模方法补充建模墙壁以及其他散射体反射簇中的子路径。进一步地,对所提出的信道模型的性能进行评估,并与扩展的SV模型对比,以验证提出模型的准确性和有效性。

混合信道的冲激响应 $h(\tau, \theta, \phi, f)$ 由物理方法构建的确定性信道冲激响应 h_D 和基于统计法构建的随机信道冲激响应 h_S 共同构成,表示为

$$h(\tau, \theta, \phi, f) = h_D(\tau, \theta, \phi, f) + h_S(\tau, \theta, \phi, f) \quad (1)$$

其中, τ 、 θ 、 ϕ 分别表示多径的时延、俯仰到达角

(EoA, elevation angle of arrival) 和方位到达角(AoA, azimuth angle of arrival)。

1.1 基于镜像法的确定径建模

鉴于亚太赫兹信道的强稀疏特性以及算法准确性和复杂性的综合考虑,本文采用射线追踪算法中的镜像法对确定径进行追踪。由于亚太赫兹频段路径损耗显著,本文忽略三阶以上的反射和衍射,主要关注LoS径及三阶以内的反射径,以此构建混合模型中的确定性信道冲激响应。

由镜像法描述的确定信道冲激函数 $h_D(\tau, \theta, \phi, f)$ 表示为

$$h_D(\tau, \theta, \phi, f) = A_{LoS}(f) \delta(\tau - \tau_{LoS}) \delta(\theta - \theta_{LoS}) \cdot \delta(\phi - \phi_{LoS}) + \sum_{m=1}^{M_D} A_{m,0}(f) \delta(\tau - \tau_{m,0}) \cdot \delta(\theta - \theta_{m,0}) \delta(\phi - \phi_{m,0}) \quad (2)$$

其中, $A_{LoS}(f)$ 、 τ_{LoS} 、 θ_{LoS} 、 ϕ_{LoS} 分别表示LoS径的复振幅、时延、EoA和AoA; $A_{m,0}(f)$ 、 $\tau_{m,0}$ 、 $\theta_{m,0}$ 、 $\phi_{m,0}$ 分别表示三阶以内镜面反射径的复振幅、时延、EoA和AoA; 0指簇内的“光标”路径; M_D 表示射线追踪到的确定径数量。

1) 基于镜像法的射线追踪算法

首先需明确Tx与Rx的具体位置,然后将电波在传播方向上简化为射线,并结合几何光学以及解析几何等理论来预测室内电波传播路径。

2) 确定径的信道参数计算

路径长度定义为射线自Tx至Rx的传播距离,

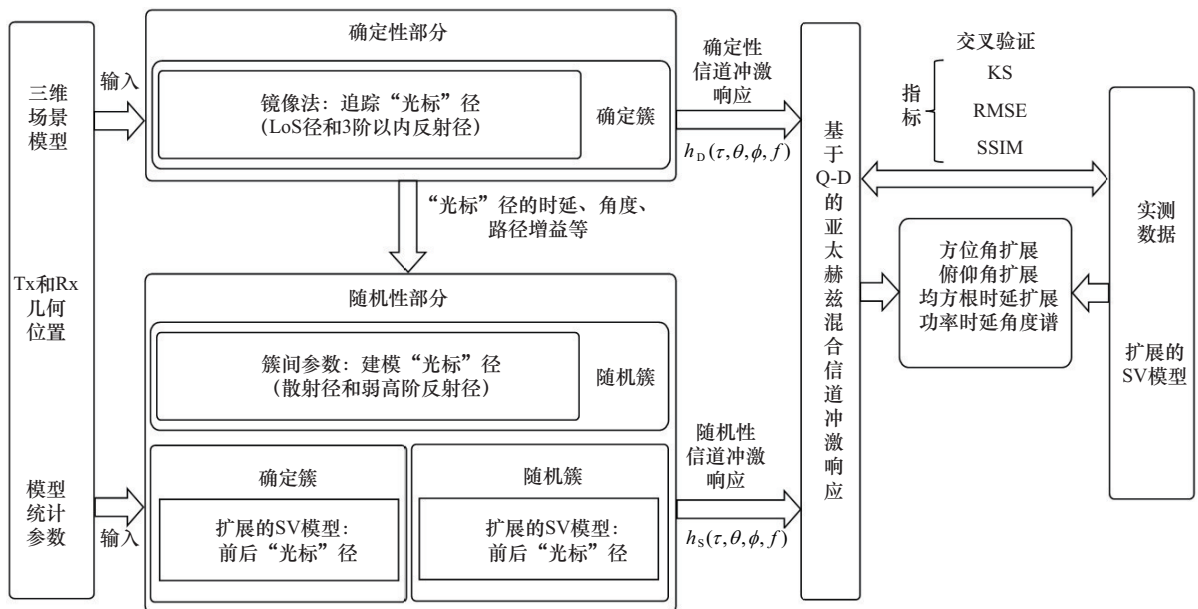


图1 基于Q-D的亚太赫兹混合信道模型的建模流程

路径增益可以由弗里斯 (Friis) 传输方程计算。

$$PG_{\text{LoS,dB}} = 10\lg(A_{\text{LoS}})^2 = 20\lg\left(\frac{c}{4\pi f_c d}\right) \quad (3)$$

$$PG_{m,0,\text{dB}} = 10\lg(A_{m,0})^2 = PG_{\text{LoS,dB}} - \mu_{\text{RL}} \quad (4)$$

其中, f_c 是载波频率; c 表示自由空间中的波速; d 表示收发端间的实际距离; $PG_{\text{LoS,dB}}$ 和 $PG_{m,0,\text{dB}}$ 分别是 LoS 径与反射径的路径增益, 由复振幅确定; μ_{RL} 是给定反射面的平均损耗, 根据测量数据统计获得。

本文将一条镜面反射路径与一个确定簇对应, 反射损耗定义为

$$RL_{\text{dB}} = \frac{1}{RG_{m,\text{max}}^c} = 10\lg\left(\frac{1}{p_{m,\text{max}}^c (4\pi f_c \tau_{m,0})^2}\right) \quad (5)$$

其中, $p_{m,\text{max}}^c$ 表示第 m 个簇中最强路径的接收功率, $RG_{m,\text{max}}^c$ 表示第 m 个簇中最强路径与镜面反射径的路径增益差。

1.2 基于统计法的随机径建模

除确定簇外, 墙壁等物体引起的弱高阶反射和散射体产生的散射形成的随机簇, 在功率贡献上也不可忽略。本节介绍了如何用统计法补充建模确定簇中的前“光标”和后“光标”径, 以及由散射体(如椅子、桌子等)和墙壁多阶反射等产生的随机簇中的多径。其中确定簇内的散射径采用扩展的 SV 模型进行建模; 随机簇中的“光标”径基于簇间参数建模得到, 再利用扩展的 SV 模型确定随机簇中的散射径。

随机信道的冲激响应函数表示为

$$h_s(\theta, \phi, \tau, f) = \sum_{m=1}^{M_D} \sum_{l=-N_{D,\text{post}}}^{N_{D,\text{post}}} A_{m,l} \delta(\tau - \tau_{m,l}) \cdot \delta(\theta - \theta_{m,l}) \delta(\phi - \phi_{m,l}) + \sum_{p=1}^{M_S} \sum_{q=-N_{S,\text{pre}}}^{N_{S,\text{post}}} A_{p,q} \delta(\tau - \tau_{p,q}) \delta(\theta - \theta_{p,q}) \delta(\phi - \phi_{p,q}) \quad (6)$$

其中, $N_{D,\text{pre}}$ 和 $N_{D,\text{post}}$ 分别表示确定簇中前“光标”和后“光标”多径数量, $A_{m,l}$ 、 $\tau_{m,l}$ 、 $\theta_{m,l}$ 和 $\phi_{m,l}$ 分别表示第 m 个确定簇中的第 l 条随机径的复振幅、时延、EoA 和 AoA, M_D 表示确定簇的数量; $N_{S,\text{pre}}$ 和 $N_{S,\text{post}}$ 分别表示随机簇中前“光标”和后“光标”多径数量, $A_{p,q}$ 、 $\tau_{p,q}$ 、 $\theta_{p,q}$ 和 $\phi_{p,q}$ 分别表示第 p 个随机簇中的第 q 条随机径的复振幅、时延、EoA 和 AoA, M_S 表示随机簇的数量。

1) 确定簇参数建模

簇内特性通过路径增益、时延、角度等参数在

时间域和空间域内建模来表征。如图 2 所示, 在时间域中, 簇内特性可由“光标”径有效建模, “光标”径即簇内路径增益最大的路径, 前“光标”径和后“光标”径通过多径数量 $N_{\text{pre/post}}$ 、 K 因子 $K_{\text{pre/post}}$ 、簇内功率衰减系数 $\gamma_{\text{pre/post}}$ 、簇内功率标准差 $S_{\text{pre/post}}$ 等参数实现参数化, 增益与这些参数在时域上的关系如后文所提到的式(13)所示。在空间域内, 簇内特性可通过簇内多径分量的角度扩展参数化表示。

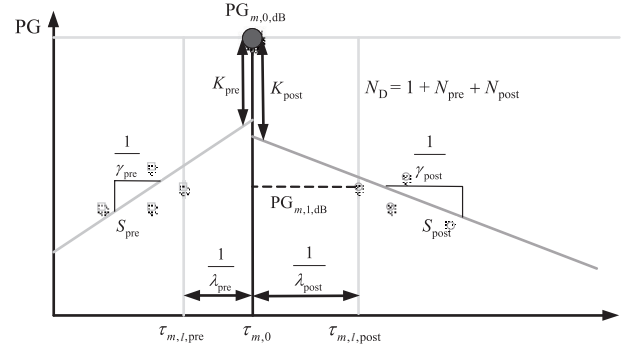


图 2 簇内时间域参数建模

一个独立的确定簇是由一条“光标”径, 以及若干前“光标”径和后“光标”径构成的集合。对于确定簇而言, 其包含的多径总数可表示为

$$N_D = N_{D,\text{pre}} + N_{D,\text{post}} + 1 \quad (7)$$

根据测量数据统计建模可分别得到 $N_{D,\text{pre}}$ 、 $N_{D,\text{post}}$ 。

簇内多径到达时延遵循泊松分布, 到达间隔时延服从独立的指数分布。前“光标”径、后“光标”径的时延 $\tau_{m,l,\text{pre}}$ 、 $\tau_{m,l,\text{post}}$ 分别是根据到达时间间隔 $\Delta_{m,l,\text{pre}}$ 、 $\Delta_{m,l,\text{post}}$ ($\Delta_{m,l,\text{pre/post}} = \tau_{m,l,\text{pre/post}} - \tau_{m,l-1,\text{pre/post}}$) 确定的随机变量, $\Delta_{m,l,\text{pre/post}}$ 服从指数分布随机生成, 表示为

$$\Delta_{m,l,\text{pre/post}} | \tau_{m-1,l,\text{pre/post}} \sim \mathcal{E}(\lambda_{\text{pre/post}}) \quad (8)$$

其中, 簇内到达率遵循对数正态分布 $\lambda_{\text{pre/post}} \sim \text{LN}(\mu_{\lg \lambda_{\text{pre/post}}}, \sigma_{\lg \lambda_{\text{pre/post}}})$ 。根据式(8), 前“光标”径和后“光标”径的到达时延 $\tau_{m,l,\text{pre}}$ 、 $\tau_{m,l,\text{post}}$ 可分别表示为

$$\tau_{m,l,\text{pre}} = \tau_{m,l-1,\text{pre}} + \Delta_{m,l,\text{pre}} = \tau_{m,0} + \sum_{j=1}^l \Delta_{m,j,\text{pre}} \quad (9)$$

$$\tau_{m,l,\text{post}} = \tau_{m,l-1,\text{post}} + \Delta_{m,l,\text{post}} = \tau_{m,0} + \sum_{j=1}^l \Delta_{m,j,\text{post}} \quad (10)$$

在 NLoS 传播条件下, 周围的随机径紧密围绕镜面反射径分布, 形成漫散射光线。当 $n > 1$, 第 n

阶反射光线的路径增益表示为

$$PG_{m,0,\text{dB}} = 20\lg\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right) - \sum_{i=1}^n RL_{i,\text{dB}} \quad (11)$$

其中, λ_c 表示载波波长, $RL_{i,\text{dB}}$ 是根据第 i 个反射面的材料特性产生的随机损耗因子, 该因子遵循莱斯分布。

K 因子被定义为确定径的功率与所有前“光标”和后“光标”路径功率之和的比值, 表示为

$$K_{\text{pre/post}} = \frac{10^{\left(\frac{PG_{m,0,\text{dB}}}{10}\right)}}{\sum_{l=1}^{N_{\text{pre/post}}} (A_{m,l,\text{pre/post}})^2} \quad (12)$$

其中, $A_{m,l,\text{pre/post}}$ 表示第 m 个确定簇中 l 条路径的复振幅, $l = 1, 2, \dots, N_{\text{pre/post}}$, 第 m 个确定簇中 l 条路径增益 $PG_{m,l,\text{pre/post}} = 10\lg(A_{m,l,\text{pre/post}})$ 由式(13)表示。

$$PG_{m,l,\text{pre/post}} = PG_{m,0,\text{dB}} - K_{\text{pre/post,dB}} - \left(\frac{\left|\tau_{m,l,\text{pre/post}} - \tau_{m,0}\right|}{\gamma_{\text{pre/post}}} - S_{\text{pre/post}}\right)(10\lg e) \quad (13)$$

其中, K 因子遵循莱斯分布, 簇内功率衰减系数 γ 服从对数正态分布, 簇内功率标准差 S 则服从标准正态分布。

多径分量在方位角和俯仰角方向的 DoA 可以表示为

$$\text{DoA}_{\phi/\theta} = \text{DoA}_{m,0} + \alpha_{\text{DoA}_{\phi/\theta}} \quad (14)$$

其中, $\text{DoA}_{m,0}$ 是确定簇内“光标”径的 DoA; $\alpha_{\text{DoA}_{\phi/\theta}}$ 按照扩展的 SV 模型建模, 服从拉普拉斯分布 $\alpha_{\text{DoA}_{\phi/\theta}} \sim \mathcal{L}(0, \sigma_{\phi/\theta})$; $\sigma_{\phi/\theta}$ 表示簇内的方位角/俯仰角角度扩展, 服从对数正态分布 $\sigma_{\phi/\theta} \sim \text{LN}(\mu_{\lg \sigma_{\phi/\theta}}, \sigma_{\lg \sigma_{\phi/\theta}})$ 。

2) 随机簇参数建模

采用基于簇间参数统计生成随机簇中的“光标”径, 簇间到达时延服从指数分布, 功率呈指数衰减, 角度呈均匀分布。采用 SV 模型确定随机簇中的散射径。随机簇的簇内参数建模方式与确定簇相同, 通过随机模型添加时延和角度色散。随机簇的内部时延特征分布同确定簇类似, 簇内多径数量为前“光标”径与后“光标”径之和加 1。

针对簇间到达时延和簇内到达时延, 采用泊松分布模型, 相邻簇时延和簇内相邻路径时延分别由指数分布表示

$$\tau_{p+1,0} = \tau_{p,0} + \Delta_p, \Delta_p \sim \mathcal{E}(A) \quad (15)$$

$$\Delta_{p,q,\text{pre/post}} | \tau_{p,q-1,\text{pre/post}} \sim \mathcal{E}(\lambda_{\text{pre/post}}) \quad (16)$$

其中, Δ_p 是随机簇的簇间到达时间间隔, 簇到达率 A 是服从对数正态分布 $A \sim \text{LN}(\mu_{\lg A}, \sigma_{\lg A})$ 的随机变量, $\Delta_{p,q,\text{pre/post}}$ 是随机簇 p 中的簇内达到时间间隔。

针对簇功率和簇内多径功率, 采用指数功率衰减建模, 表示为

$$PG_{p,0,\text{dB}} = PG_{m,0,\text{dB}} - \left(\frac{\left|\tau_{p,0} - \tau_{\text{LoS}}\right|}{\Gamma} - S_c\right)(10\lg e) \quad (17)$$

其中, 簇功率衰减系数服从对数正态分布 $\Gamma \sim \text{LN}(\mu_{\lg \Gamma}, \sigma_{\lg \Gamma})$; 功率标准差服从正态分布 $S_c \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{S_c}^2)$, σ_{S_c} 服从莱斯分布 $\sigma_{S_c} \sim \mathcal{R}(S_{\sigma_{S_c}}, \sigma_{\sigma_{S_c}})$ 。

随机簇内路径增益建模与式(13)所示的确定簇内路径增益建模类似, 表示为

$$PG_{p,q,\text{dB,pre/post}} = PG_{p,0,\text{dB}} - K_{\text{pre/post,dB}} - \left(\frac{\left|\tau_{p,q,\text{pre/post}} - \tau_{p,0}\right|}{\gamma_{\text{pre/post}}} - S_{\text{pre/post}}\right)(10\lg e) \quad (18)$$

此外, SV 模型采用均匀分布建模簇间 DoA, 即簇间方位角 ϕ 和俯仰角 θ 分别在 $[0, 2\pi]$ 和 $\left[-\frac{\pi}{9}, \frac{\pi}{9}\right]$ 均匀分布。即 $\phi_{p,0} \sim \mathcal{U}[0, 2\pi)$, $\theta_{p,0} \sim \mathcal{U}\left[-\frac{\pi}{9}, \frac{\pi}{9}\right]$ 。类似于确定簇, 如式(14)所示, 随机簇内的多径到达角服从拉普拉斯分布 $\text{DoA}_{\phi/\theta} \sim \mathcal{L}(\phi_{p,0}/\theta_{p,0}, \sigma_{\phi/\theta})$, $\sigma_{\phi/\theta}$ 服从对数正态分布 $\sigma_{\phi/\theta} \sim \text{LN}(\mu_{\lg \sigma_{\phi/\theta}}, \sigma_{\lg \sigma_{\phi/\theta}})$ 。

2 亚太赫兹信道测量

2.1 亚太赫兹信道测量系统

将 132 GHz 走廊和 220 GHz 大厅作为典型测量场景, 搭建基于矢量网络分析仪 (VNA, vector network analyzer) 的频域信道测量平台。该平台的主要设备包括 VNA、矢量信号发生器、功率分配器 (以下简称功分器)、射频前端及智能云台。系统采用高增益窄波束喇叭天线在水平和俯仰方向上进行角度旋转来精确捕获多径。Tx 和 Rx 均安装在三脚架上, 距离地面高度分别为 1.61 m 和 1.50 m。

以 132 GHz 走廊场景为例, 发射天线垂直 (E, elevation) 面和水平 (H, horizontal) 面的半功率波束宽度 (HPBW, half power beam width) 分别为 52° 和 49° ; 接收天线 E 面和 H 面的 HPBW 分别为 10° 和 9° 。在 Tx 端, 信号发生器产生的 10.667 GHz 本振 (LO, local oscillator) 信号经倍频器放大 12 倍

后, 与 VNA 产生的 1.5~7 GHz 中频 (IF, intermediate frequency) 信号混频, 从而上变频至 129.5~135 GHz。信号测量带宽 B_W 为 5.5 GHz, 时延分辨率 $\Delta\tau = \frac{1}{B_W}$ 为 0.182 ns, 路径长度分辨率 $\Delta L = c\Delta\tau$ 为 5.46 cm, 可分离路径长度差大于 5.46 cm 的多径分量。此外, 扫频间隔 Δf 设置为 5 MHz, 可获得扫频点数 $N = \frac{B_W}{\Delta f}$ 为 1 101, 最大剩余时延 (路径的最大延迟) $\tau_{\max} = \frac{1}{\Delta f}$ 为 200 ns, 可得最大路径长度 $L_{\max} = c\tau_{\max}$ 为 60 m, 在 Rx 端, 采用与 Tx 端相同的 LO 信号, 将亚太赫兹信号下变频为 IF 信号, 发送回 VNA 的 2 端口获得 S_{21} 参数。亚太赫兹信道测量系统具体参数如表 1 所示。

表 1 亚太赫兹信道测量系统具体参数

设置参数	符号	取值	
中心频率/GHz	f_c	132	220
LO 信号频率/GHz	f_{LO}	10.667	13.125
IF 信号频率/GHz	f_{IF}	1.5~7	5~15
带宽/GHz	B_W	5.5	10
扫频点数/个	N	1 101	2 001
时延分辨率/ns	$\Delta\tau$	0.182	0.1
距离分辨率/cm	ΔL	5.46	3
Tx HPBW	$HPBW_{Tx}$	52°/49°	49°/46°
Rx HPBW	$HPBW_{Rx}$	10°/9°	9°/8°
Rx 旋转角度	ϕ	$\phi \in [0^\circ:10^\circ:350^\circ]$	
	θ	$\theta \in [-20^\circ:10^\circ:20^\circ]$	
最大剩余时延/ns	τ_{\max}	200	
最大路径长度/m	L_{\max}	60	
Tx 增益/dBi	G_{Tx}	10	
Rx 增益/dBi	G_{Rx}	25	

为了保证测量数据的准确性, 需要对亚太赫兹信道测量系统进行校准, 从而消除 VNA、线缆和 Tx、Rx 侧射频前端对本次测量数据的影响。先使用“短路-开路-负载-直通”的方法校准 VNA 和线缆。测量后再采用数字可调衰减器直连 Tx 和 Rx 射频前端进行系统校准。

2.2 亚太赫兹信道测量场景部署

1) 走廊场景

本文选定重庆邮电大学实验楼的 11 层的走廊作为典型测量场景, 该走廊的实际场景布局如图 3(a)

所示, 长 25.67 m, 宽 2.1 m, 高 2.7 m, 其两侧为混凝土墙, 嵌有 5 扇木门, 每扇宽 1 m, 以及两扇铁门, 每扇宽 1.5 m。

走廊场景的测量部署如图 3(b) 所示, 共有 28 个测量点。LoS 传播情况下, Tx 位于 Tx-A 的位置, Rx 依次位于 $A_1 \sim A_{14}$ 的 14 个位置。 $A_1 \sim A_9$ 依次分别间隔 0.5 m, $A_9 \sim A_{14}$ 依次分别间隔 1 m。在每个 Tx-Rx 对中, Tx 的主瓣指向 Rx。NLoS 传播情况下, Tx 位于 Tx-B 的位置, 位于短走廊的转角 (墙 3 和墙 4 之间), 并指向墙 2, Rx 依次位于 $B_1 \sim B_{14}$ 的 14 个位置。

2) 大厅场景

为了更全面了解亚太赫兹波在室内不同环境下的传播特性, 本文还选择重庆邮电大学实验楼 1 层的大厅作为另一测量场景。该大厅的实际场景布局如图 4(a) 所示, 面积为 50 m², 天花板高 2.83 m, 西侧和南侧为混凝土墙, 北侧和东侧呈开放式。北侧有 4 根覆盖着瓷砖的柱子, 中间两根柱子间连接着一组楼梯, 2 个矩形木桌位于南墙 (墙 B) 附近, 而西墙 (墙 A) 上嵌有一面玻璃窗。

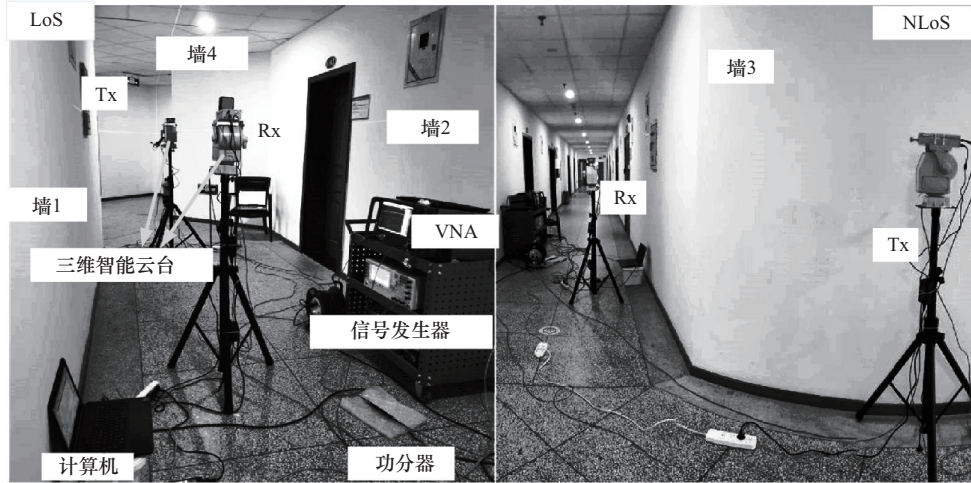
大厅场景的测量部署如图 4(b) 所示, 共有 25 个测量位置。LoS 传播情况下, Tx 位于靠近柱子的 Tx-C, 并指向 $C_1 \sim C_{14}$ 的 Rx 位置, Tx-Rx 对间距为 1.5~8 m, 依次间隔 0.5 m。NLoS 传播情况下, Tx 位于大厅拐角处的 Tx-D, 指向墙 B, 而 Rx 位于 $D_1 \sim D_{11}$ 的位置, 形成 NLoS 的传播。

2.3 亚太赫兹信道测量数据处理

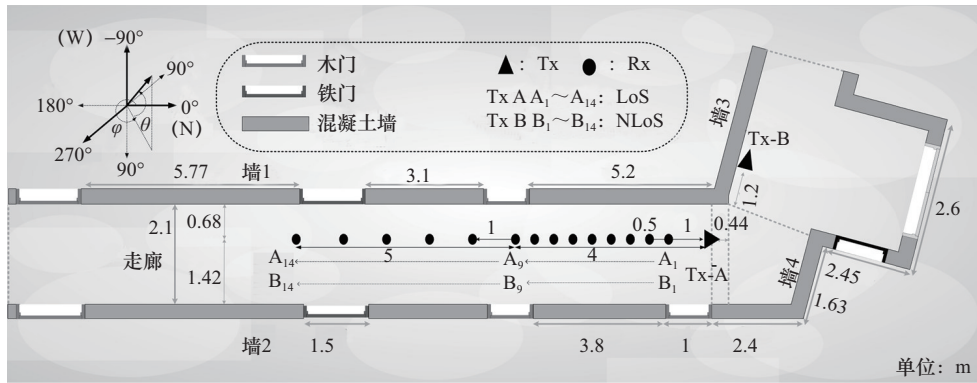
本文采用基于多径分量距离^[25] (MCD, multipath component distance) 与基于噪声应用的密度空间聚类 (DBSCAN, density-based spatial clustering of applications with noise) 结合的分簇方法进行亚太赫兹信道多径分簇。多径分簇实际上是将具有相似时延、DoA 的多径分量划分为一簇。目前广泛采用测度 MCD 来衡量路径 i 和 j ($i \neq j$) 的时-空域聚集程度, 计算为

$$MCD_{ij} = \sqrt{MCD_{DoA,ij}^2 + \zeta MCD_{\tau,ij}^2} \quad (19)$$

其中, ζ 为比例因子, 用于平衡路径 i 和 j 之间的角度差 $MCD_{DoA,ij}$ 和时延差 $MCD_{\tau,ij}$ 的权重, 通过观察多径分量的密度分布, 选择合适的比例因子, 本次测量中, 取 $\zeta = 3$ 以达到最优聚类效果。角度差



(a) 走廊实际场景布局



(b) 走廊场景的测量部署

图3 走廊场景部署

MCD_{DoA,ij} 计算式为

$$MCD_{DoA,ij} = \frac{1}{2} \left\| \begin{pmatrix} \cos(\theta_i)\cos(\phi_i) - \cos(\theta_j)\cos(\phi_j) \\ \cos(\theta_i)\sin(\phi_i) - \cos(\theta_j)\sin(\phi_j) \\ \sin(\theta_i) - \sin(\theta_j) \end{pmatrix} \right\|_2 \quad (20)$$

其中, θ_{ij} 和 ϕ_{ij} 分别表示路径 i 和 j 的 EoA 和 AoA。时延差 MCD _{τ_{ij}} 计算式为

$$MCD_{\tau,ij} = \frac{\tau_{std}}{(\Delta\tau_{max})^2} |\tau_i - \tau_j| \quad (21)$$

其中, τ_i 和 τ_j 分别表示路径 ij 的时延; τ_{std} 表示多径时延的标准差; $\Delta\tau_{max} = \max(\tau_i) - \min(\tau_i)$ 。

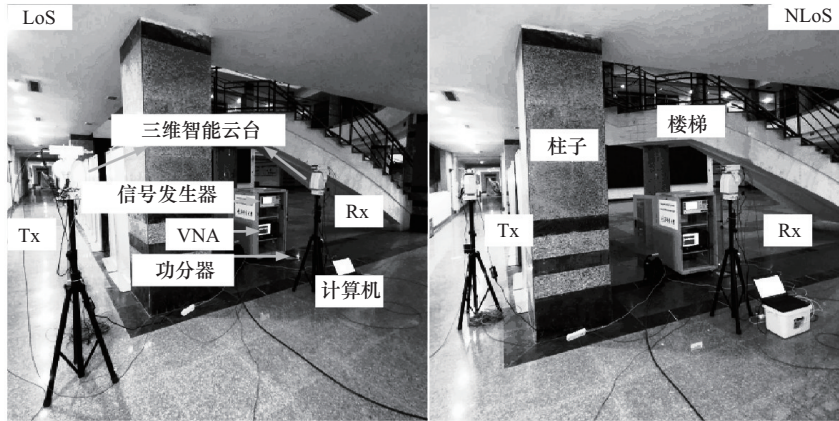
基于 MCD 的 DBSCAN 聚类算法, 需要连接阈值 ϵ 、最小簇样本数量 MinPts 及每条路径与其他所有多径间的 MCD 距离。该算法的核心思想是根据样本的连续性来评估样本间的密度, 并通过连接邻近样本扩展簇, 从而得到最终的聚类结果。

3 结果分析

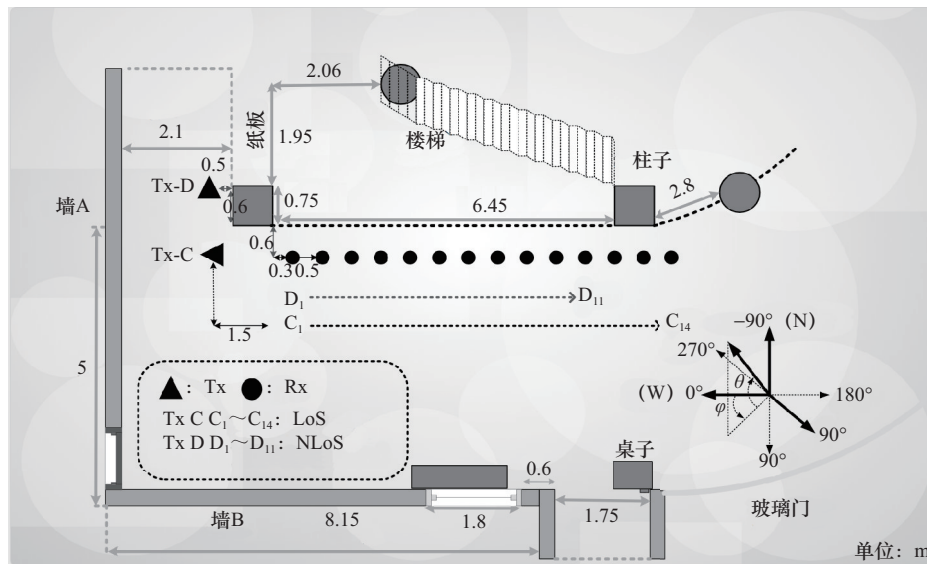
3.1 确定簇参数确定

通过聚类分析识别出多径簇的主要来源, 包括 LoS、墙 1 和墙 2 的多径簇, 利用混合模型提取相应簇的参数。图 5 展示了 132 GHz 走廊 LoS 情况下 A₄ 测量点的二维功率时延角度谱 (PDAP, power delay angular profile) 及分簇结果。与墙 1 和墙 2 的一阶反射簇相比, LoS 簇的多径功率显然更高, 对比图 5(a) 和图 5(b), 可以发现多径传播分量得到有效提取和分簇, 且该聚类方法准确识别出了多径簇的来源。

图 6 展示了 132 GHz 走廊所有测量点中墙 1 产生的多径簇的 K 因子 ($K_{pre/post}$)、簇内功率衰减系数 ($\gamma_{pre/post}$) 等参数的累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function) 及其随机分布拟合的结果。在传统 Q-D 信道模型^[23]中, 材料反射损耗 (RL)、 K 因子 ($K_{pre/post}$)、簇内功率衰减系数



(a) 大厅实际场景布局



(b) 大厅场景的测量部署

图4 大厅场景部署

$(\gamma_{pre/post})$ 、簇内功率标准差 ($\sigma_{S_{pre/post}}$)、簇内到达率 ($\lambda_{pre/post}$) 均符合莱斯分布。本节采用赤池信息量准则和贝叶斯信息准则评估不同随机方法的拟合质量和潜在不足, 通常, 上述 2 个准则的数值越小, 意味着模型对数据的拟合效果越理想。经过对实测数据的不同统计建模分析, 发现 $K_{pre/post}$ 、 $\sigma_{S_{pre/post}}$ 满足莱斯分布, 而 $\gamma_{pre/post}$ 、 $\lambda_{pre/post}$ 、RL 和 $N_{pre/post}$ (簇内多径数量) 等参数则更符合对数正态分布。总结以上参数特性可得, 对于确定簇中不同的簇内统计参数, 分别采用满足非中心参数 s 、尺度参数 σ 的莱斯分布拟合和均值为 μ_{lg} 、标准差为 σ_{lg} 的对数正态拟合。

3.2 随机簇参数确定

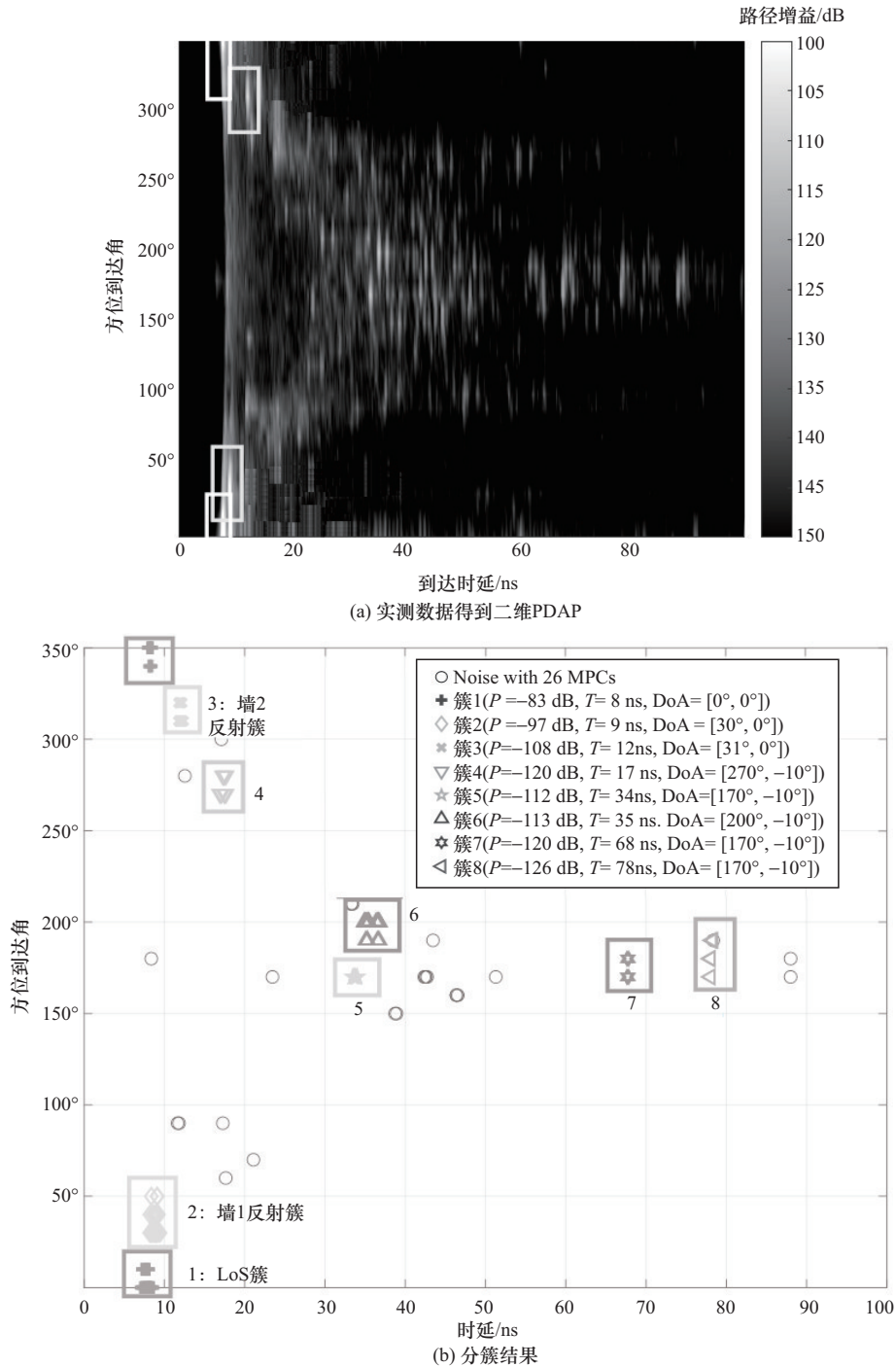
图 7 显示了 132 GHz 走廊 LoS 情况下 A_4 测量点的随机簇簇间和簇内 PDP 曲线和基于扩展的 SV 模

型参数提取结果。经 95% 置信水平的 KS 检验, 数据满足理论分布, 验证了模型的准确性。220 GHz 的亚太赫兹信道相较于 132 GHz 更为稀疏, 衰减更严重。在此频段下, 随机簇的功率贡献并不显著, 故仅需重构确定簇即可满足信道中功率要求。因此, 在构建 220 GHz 混合信道模型时, 不考虑随机簇的影响。

3.3 模型性能验证

图 8 展示了 132 GHz 走廊和 220 GHz 大厅中基于镜像法确定径的追踪结果, 即所有 LoS 径和三阶以内镜面反射径的传播轨迹。

图 9 展示了 132 GHz 走廊场景及 220 GHz 大厅场景中基于镜像法确定径的追踪结果, 其中, 图 9(a) 表示走廊场景中追踪的所有 LoS 径和三阶以内镜面反射径的传播轨迹示意图, 图 9(b) 呈现了对应的二维



PDAP。考虑到实际测量的三维坐标系中Tx的覆盖范围 ($\phi_{Tx} \in [155^\circ, 205^\circ]$ 和 $\theta_{Tx} \in [-20^\circ, 20^\circ]$) 和Rx的覆盖范围 ($\phi_{Rx} \in [0^\circ, 350^\circ]$ 和 $\theta_{Rx} \in [-20^\circ, 20^\circ]$)，所以超出此范围的仿真多径被忽略，得到如图9(b)所示的有效多径的二维PDAP。通过对比图9(b)与图5(a)可以发现，基于镜像法的射线追踪确定的“光标”径与实测二维PDAP中多径的空时位置高

度一致，且在该Rx位置观察到7条“光标”径，说明最多可形成7个确定簇。同样的，可以观察到图9(d)中显示220 GHz大厅该Rx位置也有7条“光标”径，最多可形成7个确定簇。

图10展示了提出的混合模型对多径的重构结果，并与实测数据进行了对比，其中，在图10(a)和图10(c)中，被圈住的部分表示确定簇，其余部

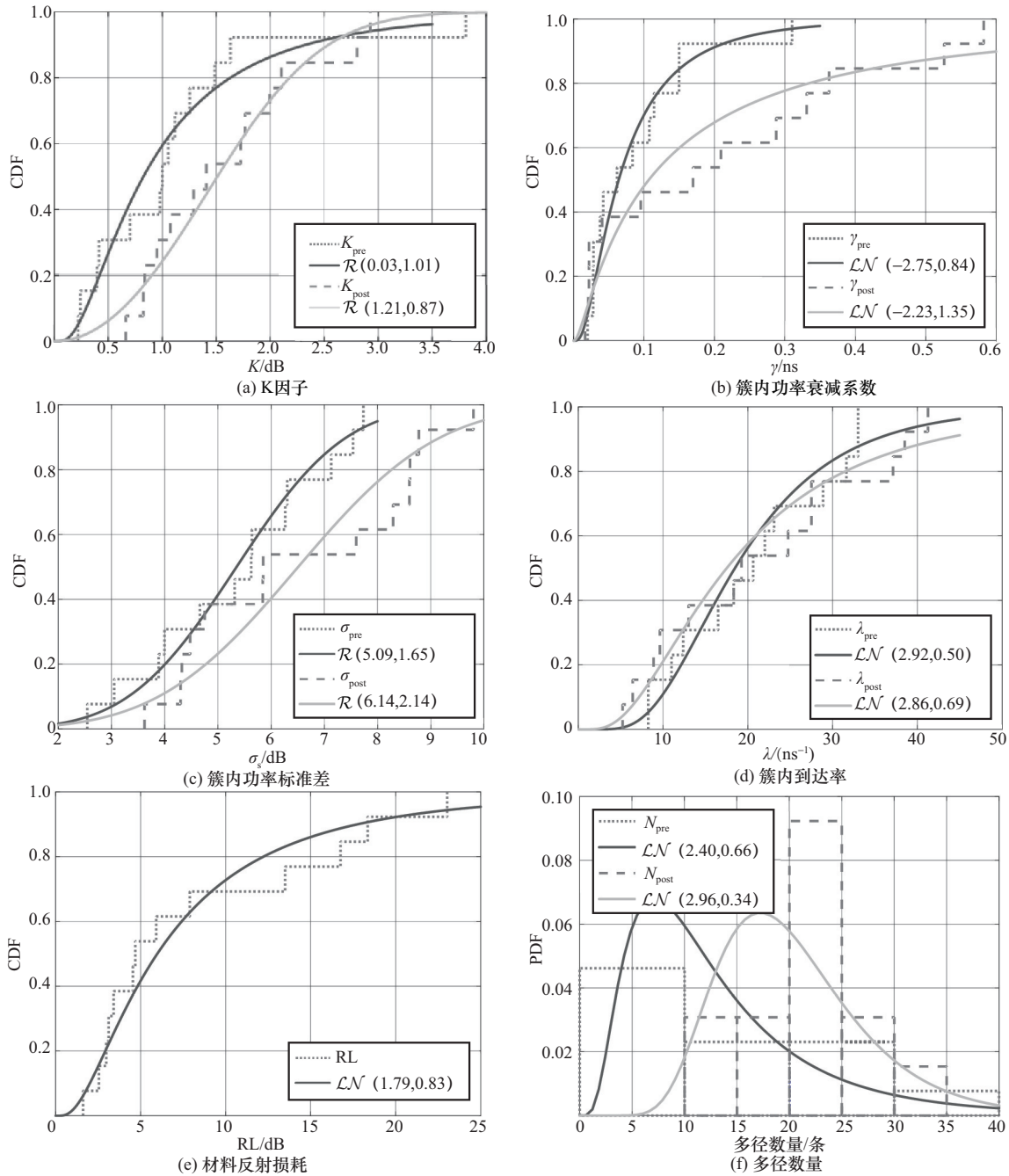


图6 132 GHz 墙壁1的簇内参数 CDF 以及随机分布拟合结果

分表示随机簇；图 10(b)和图 10(d)对比了测量数据与提出的混合模型分别仅含有确定径、仅含有确定簇以及同时包含确定簇和随机簇的路径增益的情况。图 10(a)中的混合模型重构的确定簇在时空位置与实测数据高度一致，且占据信道的主要功率贡献，而散射簇位置则较为随机。图 10(b)进一步表明，混合模型中同时包含确定簇和随机簇的路径增益更接近实测数据，凸显了 132 GHz 信道中随机簇对信道增益的有效补充。本文利用 KS 测试量化重

构多径与实测数据之间的差异 (D_{KS} 介于 0 和 1 之间，数值越小表示两者越相似)。图 10(b)中测量数据与仅含有确定径之间的 D_{KS} 值为 0.46、与仅含有确定簇情况的 D_{KS} 值为 0.18、与同时包含确定簇和随机簇的 D_{KS} 是 0.15，这表明提出的混合模型重构的 132 GHz 信道与测量信道基本一致。图 10(d)中测量数据与仅含有确定径之间的 D_{KS} 为 0.50，与含有确定簇的 D_{KS} 为 0.099 4，说明仅考虑确定簇便能充分重构 220 GHz 的亚太赫兹信道，且与测量信道

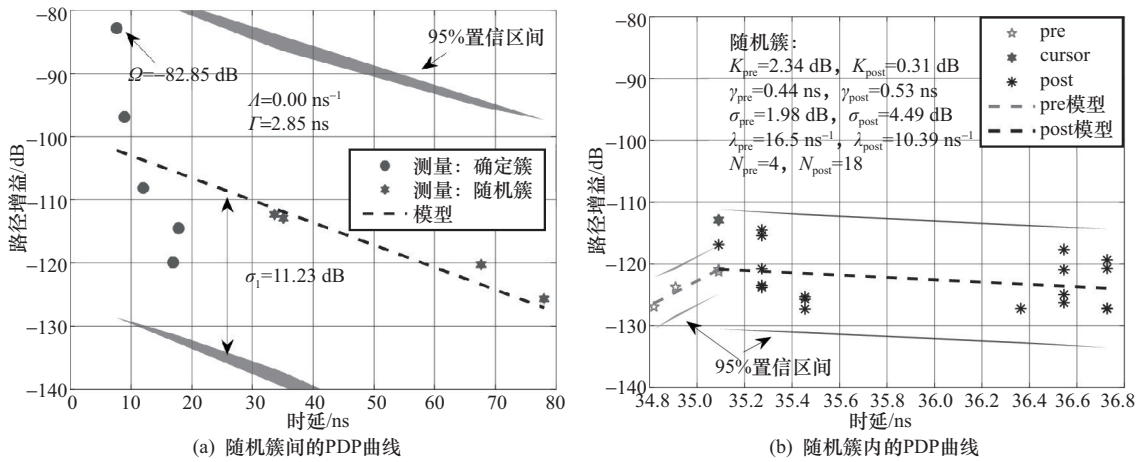


图 7 132 GHz 簇间时间域参数建模

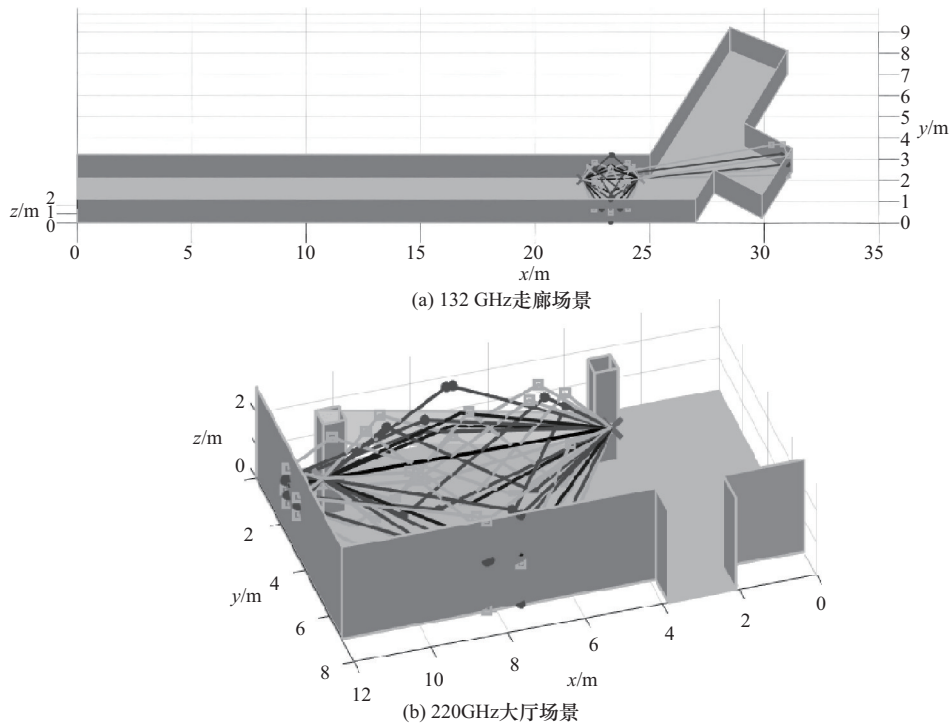


图 8 所有 LoS 和三阶以内镜面反射径的传播轨迹

基本保持一致。

将本文提出的混合信道模型与扩展的 SV 模型进行对比, 引入 RMSE 和 SSIM 这 2 个指标, RMSE 用于计算仿真值与实测值之间的绝对误差, 较小的 RMSE 值表明模型可以更好地表征信道冲激响应。SSIM 是图像相似度的度量, 其取值范围为 0~1, 表示从完全不同到完全相同。从表 2 中的对比数据可以看出, 2 种模型均能表征亚太赫兹信道特性, 但本文提出的混合模型的 RMSE 值低于 SV 统计模型, 说明混合模型重构的信道冲激响应与实测值的绝对误差更小; 同时, 混合模型的 SSIM 值更接近

于 1, 这说明混合模型重构的信道冲激响应与实测值更相似。另外, 在表 2 中, 方位角扩展相对时延扩展的误差较大, 主要原因是未对簇内角度进行类似于图 2 所示簇内时延的更精确建模, 而俯仰角扩展的误差较小, 是因为俯仰角范围为 $[-20^\circ, 20^\circ]$, 相对于方位角更集中。

总体而言, 本文所提出的混合模型在准确性上显著优于扩展的 SV 模型。这是因为 SV 信道模型不需要传播环境的几何形状作为先验信息, 而是通过统计法随机生成时延、角度等信道参数。相比之下, 所提出的混合模型基于传播环境的几何形状,

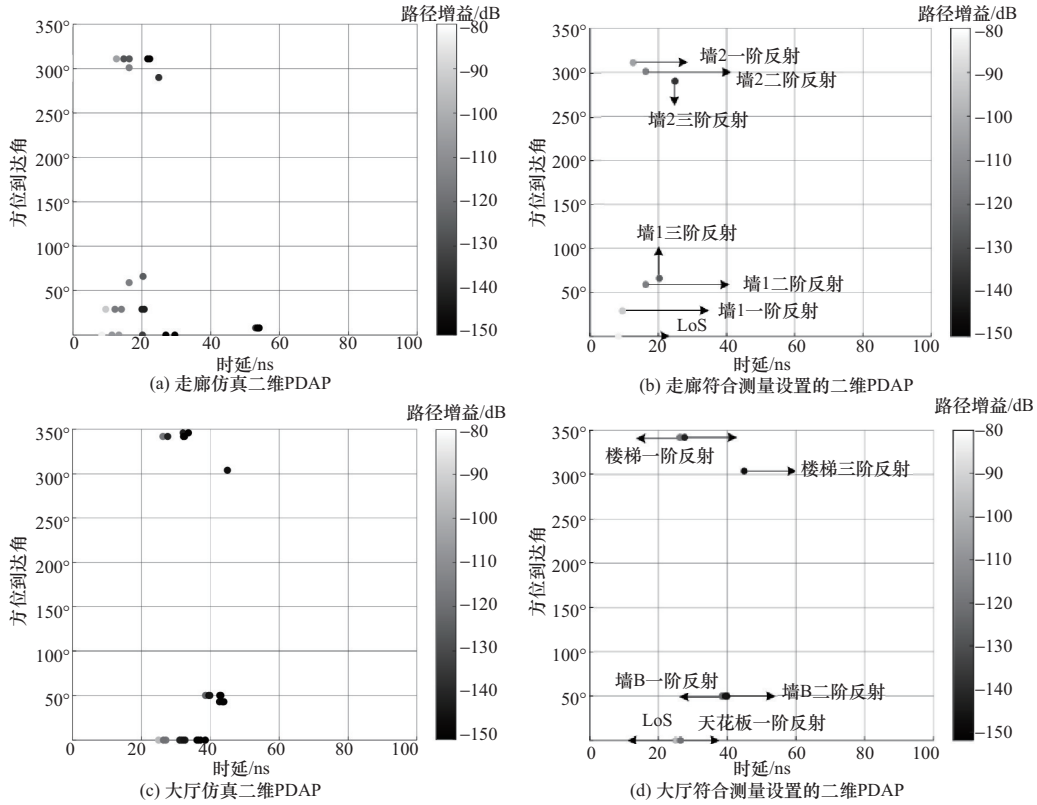


图9 132 GHz走廊及220 GHz大厅环境下基于镜像法追踪确定径

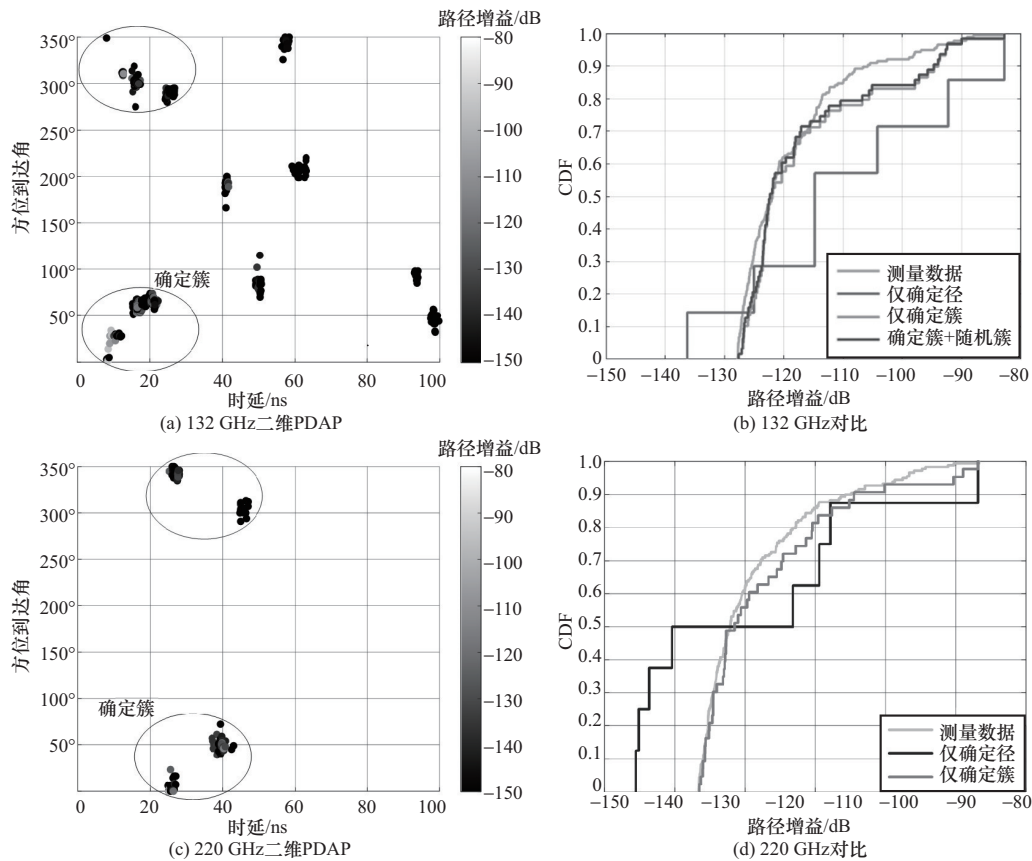


图10 混合模型重构多径的二维PDAP及重构多径与测量数据对比

利用镜像法追踪确定簇保持了空间一致性,并在亚太赫兹信道增益中占主导地位;同时,利用随机法实现的统计部分补充了多径特性。因此,相对于统计模型,提出的混合模型具有更高的准确性。

表 2 混合模型与扩展的 SV 模型性能对比

信道	指标	模型	RMS DS	ASA	ESA
132 GHz	RMSE	扩展的 SV 模型	3.203 9	16.534 5	3.148 9
		混合模型	2.364 2	9.508 3	2.986 3
	SSIM	扩展的 SV 模型	0.305 4	0.012 9	0.125 0
		混合模型	0.619 4	0.055 0	0.573 4
220 GHz	RMSE	扩展的 SV 模型	2.741 3	14.661 8	4.229 2
		混合模型	1.729 6	9.772 3	3.267 3
	SSIM	扩展的 SV 模型	0.513 8	0.043 7	0.463 7
		混合模型	0.804 6	0.171 3	0.651 9

4 结束语

本文提出了基于 Q-D 的亚太赫兹混合信道建模方法。首先,利用镜像法建模了确定径信道模型,该部分包括基于镜像法的射线追踪原理的介绍、确定径的搜索以及确定径参数的计算;其次,利用统计法及扩展的 SV 模型建模了随机径,包括扩展的 SV 模型原理介绍以及确定簇和随机簇参数的确定;最后,仿真重构了 132 GHz 走廊和 220 GHz 大厅的信道冲激响应函数,进一步获得了重构亚太赫兹信道的信道特性。结果表明,仿真与测量的二维 PDAP 基本一致。另外,与扩展的 SV 统计模型相比,本文提出的混合信道模型与实测数据具有更好的一致性,证明了提出模型能够准确地描述室内亚太赫兹信道特性,为室内亚太赫兹通信系统的设计和关键技术评估提供了有力支撑。

下一步可进行以下 3 个方面的工作:1)当前的模型和算法更适合静态或变化较慢的环境,对于人员移动不频繁、家具布局固定的场景,能够提供较好的信道预测。未来可进一步研究动态环境下的信道建模,以提升模型在实际应用中的可靠性和适用性;2)本文利用峰值检测算法实现了有效多径参数提取,虽然有效降低了处理复杂度,但准确度尚存提升空间,未来工作可以改进超高分辨率参数估计算法,以提升参数提取的准确性;3)本文基于实测数据通过人工统计分析构建了混合模型,但模型参数提取的复杂度尚需优化。下一步工作可探索具有自学习和自适应能力的机器学习技术,以应对海量非平稳信道数据。

参考文献:

- [1] AKYILDIZ I F, HAN C, HU Z F, et al. Terahertz band communication: an old problem revisited and research directions for the next decade[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(6): 4250-4285.
- [2] 徐慧敏, 蒋弢, 黄美思. 太赫兹通信技术应用场景浅析[J]. *通信与信息技术*, 2023(S1): 40-43.
XU H M, JIANG T, HUANG M S. Analysis of application scenarios for terahertz communication technology[J]. *Communication & Information Technology*, 2023(S1): 40-43.
- [3] 罗德与施瓦茨公司. 6G 太赫兹技术基础研究报告[R]. 2023.
ROHDE & SCHWARZ. Fundamentals of THz technology for 6G[R]. 2023.
- [4] SHEIKH F, EL-HADIDY M, KAISER T. Terahertz band: Indoor ray-tracing channel model considering atmospheric attenuation[C]//*Proceedings of the 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1782-1783.
- [5] GUAN K, HE D P, AI B, et al. Channel characterization and capacity analysis for THz communication enabled smart rail mobility[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(5): 4065-4080.
- [6] GUAN K, PENG B L, HE D P, et al. Channel sounding and ray tracing for train-to-train communications at the THz band[C]//*Proceedings of the 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [7] PRIEBE S, KURNER T. Stochastic modeling of THz indoor radio channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(9): 4445-4455.
- [8] SALEH A A M, VALENZUELA R. A statistical model for indoor multipath propagation[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1987, 5(2): 128-137.
- [9] PRIEBE S, JACOB M, KURNER T. Angular and RMS delay spread modeling in view of THz indoor communication systems[J]. *Radio Science*, 2014, 49(3): 242-251.
- [10] KIM S, ZAJIĆ A. Statistical modeling and simulation of short-range device-to-device communication channels at sub-THz frequencies[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(9): 6423-6433.
- [11] KIM S, ZAJIĆ A G. Statistical characterization of 300-GHz propagation on a desktop[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2015, 64(8): 3330-3338.
- [12] HUANG Y L, CHANG H T, HUANG J, et al. A 3D wideband GBSM for THz communications in indoor scenarios[C]//*Proceedings of the 2019 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.
- [13] KIM S, KHAN W T, ZAJIĆ A, et al. D-band channel measurements and characterization for indoor applications[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, 63(7): 3198-3207.
- [14] WANG J, WANG C X, HUANG J, et al. A novel 3D space-time-frequency non-stationary channel model for 6G THz indoor communication systems[C]//*Proceedings of the 2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-7.
- [15] WANG J, WANG C X, HUANG J, et al. A general 3D space-time-frequency non-stationary THz channel model for 6G ultra-massive MIMO wireless communication systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(6): 1576-1589.
- [16] JU S H, XING Y C, KANHERE O, et al. 3-D statistical indoor channel model for millimeter-wave and sub-terahertz bands[C]//*Proceedings of*

the GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-7.

- [17] JU S H, XING Y C, KANHERE O, et al. Millimeter wave and sub-terahertz spatial statistical channel model for an indoor office building[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2021, 39(6): 1561-1575.
- [18] XING Y C, RAPPAPORT T S, GHOSH A. Millimeter wave and sub-THz indoor radio propagation channel measurements, models, and comparisons in an office environment[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(10): 3151-3155.
- [19] ZHANG J H. The interdisciplinary research of big data and wireless channel: a cluster-nuclei based channel model[J]. China Communications, 2016, 13(2): 14-26.
- [20] CHEN Y, LI Y B, HAN C, et al. Channel measurement and ray-tracing-statistical hybrid modeling for low-terahertz indoor communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(12): 8163-8176.
- [21] LI Y B, LI N, HAN C. Ray-tracing simulation and hybrid channel modeling for low-terahertz UAV communications[C]//Proceedings of the ICC 2021 - IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1-6.
- [22] ZHANG Y, ZHAO L, HE Z W. A 3-D hybrid dynamic channel model for indoor THz communications[J]. China Communications, 2021, 18(5): 50-65.
- [23] LECCI M, POLESE M, LAI C, et al. Quasi-deterministic channel model for mmWaves: mathematical formalization and validation[C]//Proceedings of the GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [24] PENG B L, REY S, KÜRNER T. Channel characteristics study for future indoor millimeter and submillimeter wireless communications[C]//Proceedings of the 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-5.
- [25] DU F, ZHANG Y, ZHAO X W, et al. Millimeter channel clustering by self-organizing maps with time-varying topological structure[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2023, 71(2): 1736-1746.

[作者简介]



王洋 (1986-), 男, 重庆人, 博士, 重庆邮电大学副教授、博士生导师, 主要研究方向为 6G、毫米波太赫兹信道测量与建模、涡旋电磁波、智能反射面等。



周雪 (2000-), 女, 贵州安顺人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为太赫兹信道建模。



郑相全 (1972-), 男, 四川内江人, 博士, 军事科学院高级工程师, 主要研究方向为无线通信。



廖希 (1988-), 女, 四川绵阳人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为 6G 毫米波太赫兹通信感知、6G 涡旋电磁波通信、散射反射通信等。



周贤蓉 (1998-), 女, 重庆人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为室内亚太赫兹信道测量、特性与建模。



陈前斌 (1967-), 男, 四川营山人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信网理论与技术、无线通信、多媒体信息传输与处理等。