



室内X波段离体信道传播特性的测量与建模

常浩飞, 孙 君

Measurement and modeling of X-band indoor vitro channel

CHANG Hao-fei and SUN Jun

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.12265/j.cjors.2022053>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

超短波频段复杂城区场景的信道测量与建模

Channel measurement and modeling for VHF bands in typical urban scenarios

电波科学学报. 2020, 35(4): 542–550

39 GHz室外微蜂窝信道测量、建模与仿真研究

Millimetre-wave channel measurements, modeling and simulation for outdoor microcells at 39 GHz

电波科学学报. 2017, 32(5): 498–506

28 GHz室内毫米波信道路径损耗模型研究

Path loss models of millimeter-wave channel in indoor environment at 28 GHz

电波科学学报. 2017, 32(5): 602–611

5G毫米波频段不同天线形式信道参数测量及对比分析

Measurement and comparative analysis of channel parameters of different antenna forms in 5G millimeter wave frequency band

电波科学学报. 2021, 36(3): 422–429

基于测量的6 GHz频段大规模多天线信道容量的研究

Capacity on channel measurement at 6 GHz for massive MIMO system

电波科学学报. 2017, 32(5): 545–552

基于改进射线跟踪法和BP神经网络算法的室外微蜂窝毫米波信道特性研究

Millimeter wave channel characteristics of outdoor microcellular based on improved ray tracing method and BP neural network algorithm

电波科学学报. 2021, 36(3): 430–442, 452



关注微信公众号, 获得更多资讯信息

常浩飞, 孙君. 室内 X 波段离体信道传播特性的测量与建模[J]. 电波科学学报, 2023, 38(2): 195-204. DOI: [10.12265/j.cjors.2022053](https://doi.org/10.12265/j.cjors.2022053)
CHANG H F, SUN J. Measurement and modeling of X-band indoor vitro channel[J]. Chinese journal of radio science, 2023, 38(2): 195-204. (in Chinese).
DOI: [10.12265/j.cjors.2022053](https://doi.org/10.12265/j.cjors.2022053)

室内 X 波段离体信道传播特性的测量与建模

常浩飞 孙君*

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003)

摘 要 研究了在 X 波段以人体为中心环境的无线信道衰落模型建模方法, 围绕可穿戴天线在体表不同部位的无线信道进行了实验和分析. 分别在离体与无体场景下测量视距 (line-of-sight, LoS) 和非视距 (non-line-of-sight, NLoS) 两种路径的信道衰落, 对比分析人体不同部位的阴影效应和穿透损耗, 结果表明改变天线穿戴部位, 信道衰落曲线的损耗指数和截距均会发生变化; 人体穿透损耗与信道频率、收发端天线之间的距离无关. 基于现有的模型对实验数据进行拟合, 提出一种与人体不同部位相关的带有体表阴影效应、穿透损耗修正因子的离体信道衰落模型. 该模型细化了人体不同部位的信道特性, 与通用模型相比能更加精确地描述离体信道传播环境.

关键词 信道测量; 无线体域网; 路径损耗; 人体穿透损耗; 人体阴影效应

中图分类号 TN911.4

文献标志码 A

文章编号 1005-0388(2023)02-0195-10

DOI [10.12265/j.cjors.2022053](https://doi.org/10.12265/j.cjors.2022053)

Measurement and modeling of X-band indoor vitro channel

CHANG Haofei SUN Jun*

(College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of
Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract In this paper, we study the wireless channel fading model in X-band with a human-centric environment, and the antennas worn on different parts of the body surface are tested. The channel fading of line-of-sight (LoS) or non-line-of-sight (NLoS) links is measured at off-body or no-body scene. We analyze the shadow data and penetration data measured in different parts of the body. The results show that both the loss index and intercept of the channel fading curve will change when the wearing part of the antenna is changed; the penetration loss of the human body has nothing to do with the channel frequency or the distance between the transceiver antennas. We fit the experimental data based on the existing model. Finally, a new off-body channel fading model is proposed, which includes the shadow effect of the body surface and the correction factor of penetration loss for different parts of the human body. The model distinguishes the channel transmission of different parts of the human body. Compared with the general model, it can describe the characteristics of the isolated channel more accurately.

Keywords channel measurement; wireless body area network (WBAN); path loss; body penetration loss; body shadow effect

引 言

近年来, 无线体域网 (wireless body area network, WBAN) 一直是通信领域的重点研究对象, 现代医疗、活动监测和个人通信等行业的进步带动了可穿

戴设备的发展. 比如现在新兴的元宇宙概念, 在其描绘的愿景中存在大量的人机接口和穿戴设备^[1], 都需要通过无线网络与终端设备相连, 对体域网无线信道研究的重要性不言而喻. 随着科技的进步, 电子设备向小型化发展, 未来类似于智能手表、手环、眼

收稿日期: 2022-03-24

资助项目: 江苏省重点研发计划(产业前瞻与关键核心技术)(BE2022067, BE2022067-1, BE2022067-2)

通信作者: 孙君 E-mail: sunjun@njupt.edu.cn

镜、头盔等穿戴设备会越来越多,将带来巨量的信息传输,数据的处理量也将呈指数级增加.个人穿戴设备属于处理能力有限的小型终端机,依靠云计算处理大量数据需要超高的传输速度,对物理信道的性能提出了很大的挑战^[2].为满足用户使用的舒适性和移动性,和有线信道相比,无线信道更合适未来使用场景,WBAN的研究很有必要.但现有的研究并没有得出统一的信道模型,具体表现为研究者得出的信道参数不确定,不同的频率上或者不同的测试者得到的结果差别非常大,这种情况普遍存在.至今人体穿透损耗的衰减因子方面没有得出公认的一般化结论^[3].

根据电气与电子工程师协会 (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE) 521-2019 标准^[4], X 波段是指频率为 8~12 GHz 的无线电波波段,在电磁波谱中属于微波.由于现在的通信频段已非常拥挤,即便 5G 包括了两个超宽的频段 FR1 和 FR2,分别对应 450~6 000 MHz 和毫米波段 24 250~52 600 MHz,但是我国分配到的频段号 n41、n78、n79 的最大带宽仅有 160 MHz,从 FR1 频段上划分 WBAN 频谱比较紧张.而毫米波频段 FR2 虽然宽阔,但是毫米波的穿透性极差^[5],高频段的毫米波无法在人体遮挡的情况下进行传输;且其方向性强,难以适应动态的人体活动环境,所以 FR2 频段应用在穿戴天线上同样不太现实.相比之下, X 波段是很好的选择,传输速率高的同时能够穿透人体遮挡,且可以使用体积较小的微带天线等优点,此方面已有相关研究^[6].将 X 波段应用于体域网环境同样符合 IEEE 标准化小组对 WBAN 信道物理层的规定^[7].

在无线信号传播中,人体是一个复杂环境,因此对 WBAN 信道的准确描述对可穿戴无线设备的设计和优化有着至关重要的作用.由若干个传感器和天线组成的体域网^[8]可以在结构上分类为体内信道、体上信道、体对体信道还有离体信道^[9],这几类信道均已有了不同程度的研究^[10-20].本文在离体信道测量过程中出现了与文献中不同的现象,针对离体信道进一步展开测试,围绕人体的阴影效应、穿透损耗因子 (penetration loss factor, PLF) 和信道衰落系数等参数展开实验和研究,并提出了一种离体信道衰落模型.该模型细化了人体不同部位的信道特性,与通用模型相比能更加精确地描述离体信道传播环境.

1 测量系统和测试方法

1.1 信道数据采集环境

本测试在实验室模拟的普通室内环境下进行,如图 1 所示.环境为长 8 m、宽 6 m 的长方形房间的中心区域,天花板高度为标准高度 3.6 m,实验区域

内的物品陈列位置如图 2 所示.本次测量贴合实际环境,房间的布局和大小符合一般化室内环境.经过测试,此区域存在功率均值为 -80 dBm 的环境噪声,远低于测试设备的发射信号功率.测试频段为 8~12 GHz,在此环境中有良好的传输特性,本测试频段拥有足够宽的带宽,可以在 X 波段采集到所有的频率信息.根据傅里叶变换可知时域的分辨率等于带宽的倒数,4 GHz 的带宽可以得到足够精细的时延分辨率.



图 1 实验室实拍环境

Fig. 1 Laboratory environment

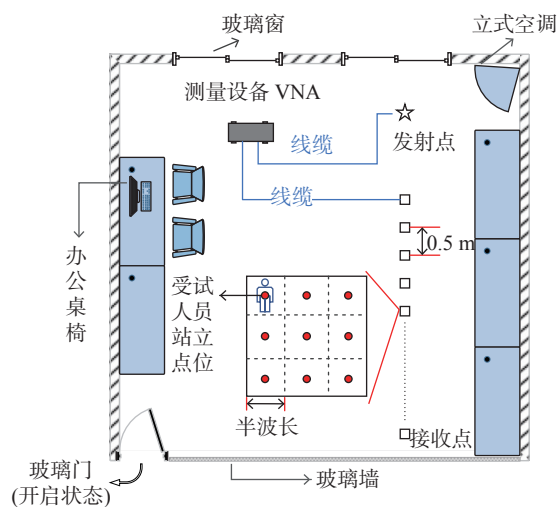


图 2 实验室平面模拟图

Fig. 2 Mockup of the laboratory

1.2 测量设备

本文采用两种测量天线:全向式微带天线和喇叭天线.第一种是采用反旋向平面端射圆极化天线^[21-23]作为穿戴分集天线的体域抗多径接收天线,辐射方向图如图 3 所示.工作频率范围 100 MHz~18 GHz,半功率波束宽度大于 180°,天线尺寸为 25 mm×25 mm×1 mm,此天线具有良好的阻抗匹配,反射波的损耗低于 10 dB^[24],优化了远近场效应,适用于在视距 (line-of-sight, LoS) 链路下测量离体信道,其宽波束可以接收足够多的多径信息,有利于正确描述人体的阴影效应.微带天线在受试者的穿戴部位如图 4 所示,分别佩戴在头部、颈部、胸部、腹部、

腕部、大臂、小臂、大腿、小腿、脚腕部位对人体的无线信道环境进行测量。

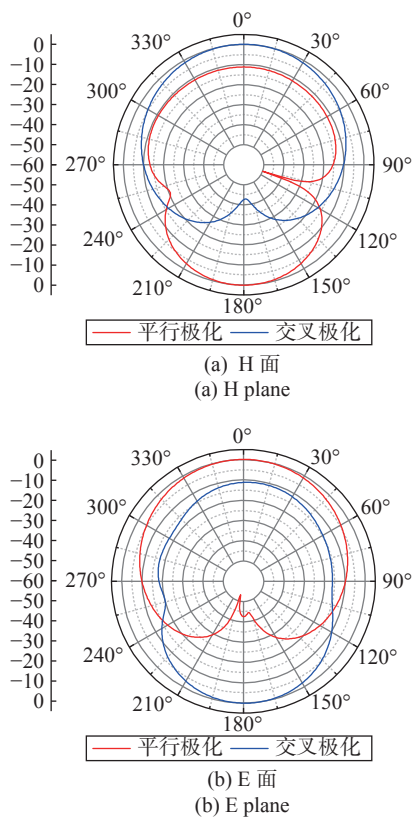


图 3 微带天线辐射方向图
Fig. 3 Microstrip antenna radiation pattern

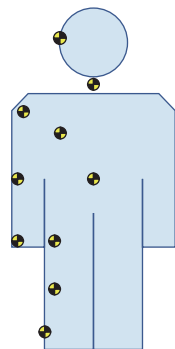


图 4 天线佩戴位置示意图
Fig. 4 Antenna wearing position diagram

第二种是采用波瓣窄、信号能量集中的喇叭天线来测量人体 PLF. 实验表明在非视距 (non-line-of-sight, NLoS) 链路下离体信道功率衰减较大, 在接收段容易出现信号功率低于测试系统阈值的情况, 不能显示出正确的信道参数. 因此本测量使用的是 X 波段的双脊喇叭天线, 型号为 HD-100HA20N, 性能指标见表 1.

本测试系统由矢量网络分析仪 (vector network analyzer, VNA)、天线、线缆和计算机构成, 如图 5 所示. VNA 由 KEYSIGHT 生产, 型号为 N5222B, 参数

设置见表 2. 通过频域测量的方式直接得到信道频域衰减情况, 使用傅里叶算法间接得到信道的时域脉冲响应. VNA 以扫频的方式测量无线信道的 S 参数, 得到待测频段的频率响应.

表 1 双脊喇叭天线性能指标	
Tab. 1 Double ridge horn antenna index	
参数	指标
频率范围	8~12 GHz
平均功率增益	20 dB
平均波束宽度	E面 1.8°, H面 2.3°
阻抗	50 Ω
尺寸	28 mm×245 mm×159 mm
质量	1.24 kg
斐斯涅尔区域半径	≈0.4 m

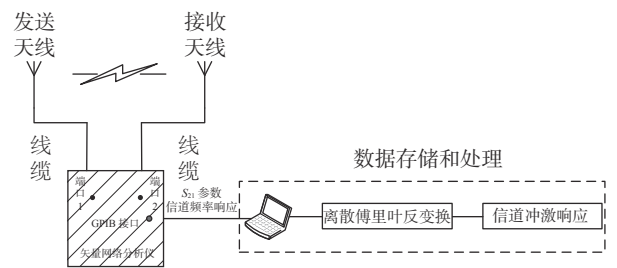


图 5 数据采集和处理流程图
Fig. 5 Flowchart of data acquisition and processing

表 2 测量设备 VNA 参数	
Tab. 2 Model and parameters of VNA	
参数	指标
扫频范围	8~12 GHz
扫频点数	2 001
扫频间隔	2 MHz
校准后的线缆延迟	0.02 ns
发射端功率	17.9 dBm

1.3 测量方法

测量的信道传播路径有三种: 一是无人体路径, 对实验室环境本身的信道参数进行测量; 二是离体信道 LoS 链路; 三是离体信道 NLoS 链路, 如图 6(a)~(c) 所示. 以无体信道衰落为基准, 与两个离体信道链路的信号做对比, 得出人体对路径损耗产生的阴影效应和 PLF. 具体测量方式为发射天线固定位置不变, 逐渐增大接收天线到发射天线的距离, 以 0.5 m 为间隔从 1~6 m 依次测量, 运动轨迹如图 6(d) 所示. 采用准静态方式进行实验, 在测量数据时刻人体保持静止, 等待数据采集完毕再进行下一个点位. 测量数据暂存在 VNA 中等待后续处理. 由于在接收端受试人体不必要的动作、微小的移动或环境的变化等会带来小尺度衰落的变化^[25], 这对平

均路径损耗的准确性带来不利影响. 为此在每一个测试点位做 3×3 的空间网格阵列模拟阵列天线^[26], 根据信道的不相关性, 阵列间距为半波长即 $\lambda/2$, 以降低不必要因素的变化对测量结果的影响.



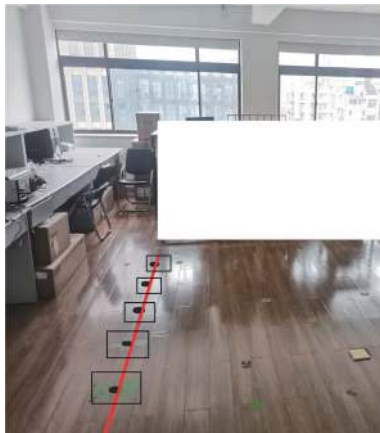
(a) 无体路径场景
(a) Path scene of no-body



(b) 离体信道 LoS 链路场景
(b) Off-body channel LoS link scenario



(c) 离体信道 NLoS 链路场景
(c) Off-body channel NLoS link scenarios



(d) 测量接收端移动轨迹
(d) Moving track of receiver

图6 无线信道链路和测试场景实拍图

Fig. 6 Picture of wireless channel link and test scene

2 路径损耗模型

利用傅里叶逆变换将 VNA 获得的信道频率响应 S_{12} 参数转换为时域信号. 由于 VNA 是在频域截取特定频段率信息, 存在功率从主瓣向旁瓣扩散的缺陷. 首先对频域信号做加窗处理, 选用旁瓣衰减更快的汉宁窗减小旁瓣功率的泄露; 再用二项分布的系数作为权值的加权移动平均滤波器滤除高频噪声; 最后对功率时延谱 (power delay profile, PDP) 做归一化处理, 得到信道脉冲响应:

$$h(\tau, t) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(\tau - \tau_k) e^{j\theta_k(t)}. \quad (1)$$

式中: K 是可分辨的多径数目; $a_k(t)$ 是第 k 个路径在 t 时刻的幅度; δ 是单位脉冲函数; τ_k 是第 k 个多径分量的相对时延; $\theta_k(t)$ 是第 k 个路径在 t 时刻的相位值.

统计路径损耗随距离变化的关系, 在测量频段上的平均路径损耗为 $PL(d)$, 根据本次测量的实施办法, 得出:

$$PL(d) = 20 \times \lg \left\{ \frac{1}{9} \frac{1}{M} \frac{1}{N_f} \sum_{i=1}^9 \sum_{j=1}^M \sum_{n=1}^{N_f} |H_{i,j}^d(n)| \right\}. \quad (2)$$

式中: d 是收发天线之间的距离; M 是实验重复测量次数; N_f 是 VNA 频域采样点数. 根据 1.3 节中的测量方法, 依次对 3×3 空间网格阵列中的 9 个采样点进行测量取均值, $|H_{i,j}^d(n)|$ 表示在距离 d 、频点 n 、第 i 个采样点处、第 j 次重复实验得出的信道参数测量值.

基于实测数据, 可以得出针对所测环境的经验模型, 相比于自由空间路径损耗或者是射线跟踪模型, 这类统计模型用于反映特定环境的信道信息更为准确, 更具实际意义. 本文所提出的模型是基于 WINNER II 信道模型和“第三代合作伙伴计划” (the 3rd Generation Partnership Project, 3GPP) 38.901 所规定的浮动截距 (floating intercept, FI) 标准信道模型^[27] 进行一系列的修正和扩展, 表达式如下:

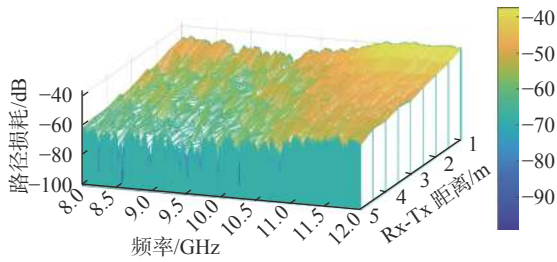
$$PL(d) = \beta_{\text{part}} + 10n_{\text{part}} \lg \frac{d}{d_0} + PLF_{\text{part}} + \psi_{\sigma, \text{part}}. \quad (3)$$

式中: part 表示人体不同部位; β 是 LoS 链路下信道模型的 FI; n 是路径损耗指数; d_0 是天线的远场参考距离, 本实验取 $d_0 = 0.5 \text{ m}$, 远大于天线远场参考距离 $2D^2/\lambda$, D 是天线尺寸; ψ 是人体的阴影效应. 由于所测实验环境是非恒参信道, 且人体是非绝对静止的, 在统计概率理论上, ψ 是均值为 0 方差为 σ^2 的随机变量, 其概率密度函数符合高斯分布.

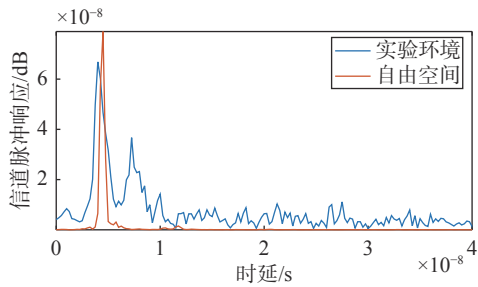
3 数据采集和分析结果

从按照图 6(b) 离体信道 LoS 链路场景下采集的

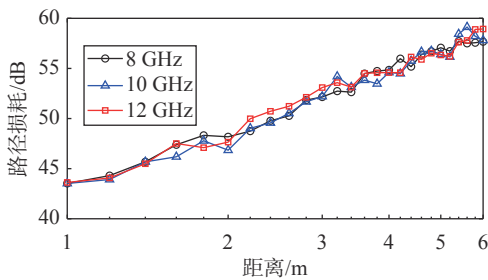
原始数据中选出一组数据进行路径损耗测试, 结果如图 7 所示. 测试条件如下, 图 7(a) 和图 7(b) 是扫频测量, 天线佩戴在胸部, VNA 按照表 2 中的参数进行设置. 图 7(c) 是点频测量, 天线佩戴部位不变, VNA 发射端设置带宽为 10 MHz 的窄带信号, 中心频率分别设为 8 GHz、10 GHz、12 GHz. 从图 7(a) 看出测试距离不变的情况下, 8 ~ 12 GHz 频段上的信道衰减具有频率选择性、随机性的特点; 图 7(b) 中自由空间和所在实验环境的信道脉冲响应的变化体现出多径效应, 表明测试环境中存在比较多的反射物体; 从图 7(c) 可以看出总体上呈现线性变化, 大致符合一般对数损耗模型和经验损耗模型的特点.



(a) 路径损耗随距离和频率的联合变化
(a) Variety of path loss with distance and frequency



(b) 实验环境与自由空间的信道脉冲响应对比
(b) Comparison of channel impulse responses in the laboratory and in free space



(c) 不同测试频点下的路径损耗曲线
(c) Path loss curves at different measurement frequencies

图 7 离体信道在 LoS 链路下路径损耗实测结果

Fig. 7 Measured result of path loss with LoS link at off-body scene

通过对实验环境的大量测试, 发现了该环境信道的多径效应明显, 时延分布大都呈现分簇现象, 以天线佩戴在胸部为例, VNA 按照表 2 中的参数进行设置, 在距离为 3 m 处得出的时延分布如图 8(a) 所

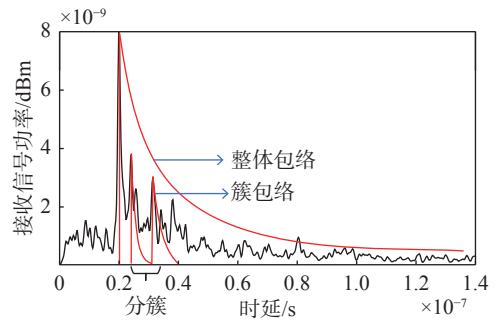
示. 记第 m 簇中第一条射线到达时间为 T_m , 将其建模为平均到达率为 Λ 的泊松过程, 而每一簇内其他射线的到达时间是平均到达率为 λ 的泊松过程. 簇间到达时间和簇内射线间到达时间间隔分布分别服从式 (4) 和式 (5) 的指数分布. 在一个距离点位上重复测量 100 次, 将 100 个快拍的功率时延谱合成对比, 结果如图 8(b) 所示.

$$f_{T_m}(T_m|T_{m-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_m - T_{m-1})], \quad (4)$$

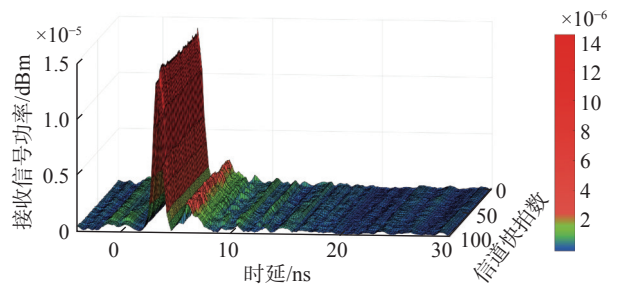
$$f_{\tau_{r,m}}(\tau_{r,m}|\tau_{(r-1),m}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{r,m} - \tau_{(r-1),m})]. \quad (5)$$

式中, $\tau_{r,m}$ 表示第 m 簇中第 r 条射线的到达时间. 第 m 簇的第一条射线到达时间 $\tau_{0,m}$ 定义为第 m 簇的到达时间 T_m , 即 $\tau_{0,m} = T_m$.

由于本测试使用 VNA 频域测量法, 随着扫频点数的增多, 完整扫描整个测试带宽需要较长时间, 因此只适合于静态或者是准静态的信道环境. 从图 8(b) 可以看出多径信号分簇清晰, 对比 100 个快拍的信道, 主径信号在时延和幅度上都比较稳定, 可以看作是准静态信道. 分簇在幅度和相位上围绕均值波动, 具有一定的随机性. 大尺度衰落只与主径信号的路径损耗和阴影效应有关, 小尺度衰落与多径衰落和多普勒频移有关. 本次实验只对离体信道的大尺度衰落进行建模, 不对小尺度衰落建模, 按照 1.3 节中的方法对信道重复测量以得到更加准确的数据, 保证对所设环境中的人体阴影效应和穿透损耗得出较为准确的结果.



(a) 接收信号功率时延曲线
(a) The PDP of received signal curve



(b) 100 个快拍的功率时延谱
(b) 100 snapshots of the PDP

图 8 X 波段离体信道的归一化功率时延分布

Fig. 8 Normalized power delay distribution of X-band in off-body channel

3.1 LoS 人体阴影效应

阴影效应是一种随机现象,因此只能用概率分布来描述.假设测量得到的数据记为 $S_{12}(d)$,对测量数据进行拟合,得到关于距离 d 变化的线性回归方程,即路径损耗方程 $PL(d)$.统计测量值和回归方程之间的误差,记为集合 ε ,则集合 ε 的概率密度分布情况就是路径损耗的阴影效应:

$$\varepsilon = \{PL(d) - S_{12}(d)\}, d = 1, 2, \dots, 6 \text{ m}. \quad (6)$$

测量结果表明路径损耗不仅和传播媒介有关,且与天线所处环境也有很大关系.在体域网环境中,穿戴天线安置在人体不同部位,路径损耗的结果表现出一定的差别,根据图6(b)设置测试环境和方法得出的测试结果如图9所示.通过图9可以看出本次测试所采集的人体不同部位的离体信道在LoS路径下的路径损耗指数 n 接近2,变化范围最大为0.563; β 的变化范围约为8.8 dB.对比图9中的FI模型曲线,相对于 n 来说,在1~6 m范围内路径损耗受到FI的影响更大.

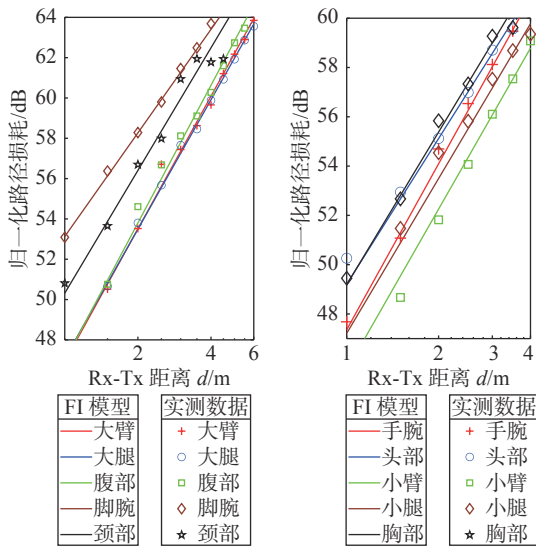


图9 不同部位离体信道在LoS链路下的路径损耗

Fig. 9 Path loss of off-body channels in different parts of LoS link

测量得到的基于身体不同部位的路径损耗模型参数见表3.确定系数是指拟合的回归函数和测量值的符合程度,最大值为1,最小值为0,越接近1说明拟合的回归函数可信度越高. μ_ψ 是阴影效应统计平均值, σ_ψ 是阴影效应标准差.

由于衰落的随机性,须增加一定的功率储备来确保接收信号的强度达到期望水平.在发射天线功率设计中须留有一定衰落余量,以保证在目标范围内接收信号的功率大于给定阈值的概率(如98%~99%).信道模型的大尺度衰落链路预算^[28]如图10所示.从表3和图10可以看出,人体不同部位最小的路

径损耗为小臂,最大为脚腕.在距离1 m处差距8.8 dB,约为6.3倍,在距离6 m处差距3.8 dB,约为2.4倍.除去损耗最大的脚腕,头部、颈部和胸部的路径损耗同样比小臂大3 dB以上,从链路预算角度讲,这极大地影响了体域网中人体不同部位的功率分配策略.为保证传输质量,损耗较大的部位必须提供更高的功率,或者选择更高增益的天线.脚腕的 β 最大,衰减指数 n 最小甚至低于2这一现象,可能是由于在测量过程中此部位接近地面,产生了波导效应,电磁波不再以直线传输,而是沿着地板和空气之间的介质以表面波形式传输^[29].综上所述,微带天线穿戴在人体不同部位会使离体信道衰落产生明显变化,其中路径损耗指数 n 的变化较小,截距 β 的变化较大.

表3 基于身体不同部位的路径损耗模型参数

Tab. 3 Path loss model parameters based on different parts of the body

部位	β/dB	n	确定系数	μ_ψ/dB	σ_ψ
大臂	40.33	2.188	0.996 3	-0.004 1	0.463 6
大腿	40.65	2.133	0.999 1	-0.003 9	0.261 6
腹部	40.13	2.270	0.994 2	0.004 7	0.554 5
脚腕	47.99	1.707	0.949 9	0.003 4	1.240 4
颈部	44.23	2.022	0.989 0	0.003 1	0.910 8
手腕	40.63	2.236	0.997 8	-0.001 9	0.399 0
头部	43.30	1.963	0.995 3	0.004 2	0.481 8
小臂	39.19	2.170	0.991 3	0.003 0	0.646 1
小腿	40.93	2.087	0.992 7	-0.000 1	0.573 5
胸部	42.99	2.058	0.997 0	-0.008 5	0.435 7
无体	39.74	2.172	0.998 9	0.023 2	0.113 9

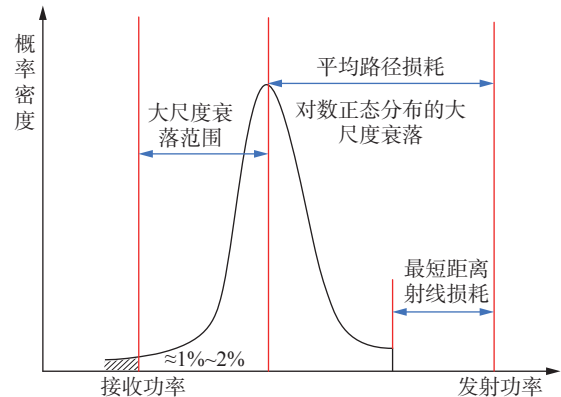


图10 大尺度衰落信道的链路预算

Fig. 10 Link budget for large-scale fading channels

所提出的路径损耗模型中的人体阴影效应因子 ψ 是均值为0的随机变量,累积分布函数(cumulative distribution function, CDF)符合高斯分布,如图11所示.可以看出不同部位的 ψ 因子CDF曲线存在以下特点:拟合曲线的方差不同,均值都约为0;0值的CDF值约为0.5,左右两侧CDF曲线相对称,且呈指数分布,属于高斯型的随机分布,说明人体的阴影损耗随机概率与天线的佩戴部位有一定的关联.

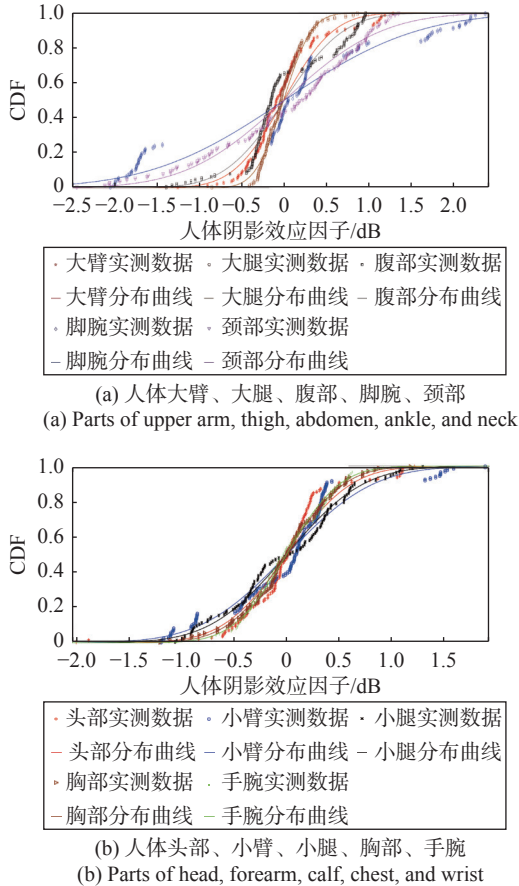


图 11 不同部位的阴影效应

Fig. 11 Shadow effect of different parts

3.2 NLoS 人体穿透损耗

人体穿透损耗存在随机性和不确定性,本文用统计概率来描述,对数据的处理可参照 3.1 节中阴影效应的计算方法。

NLoS 路径下的物体遮挡衰减因子因材质和介电性质不同有很大差别,很难得出一般化结论^[8]。目前,对人体穿透损耗一直在不断探索研究中^[10-13]。其中文献[9]采用频段 3~8 GHz,通过 VNA 测试了体对体和离体链路下的遮挡损耗和距离的关系,并和 LoS 下的测试结果做对比,得出以下结论:在其他条件不变的情况下 LoS 路径的信道损耗指数 n 比 NLoS 路径下的要大。文献[10]测试频段为 9.5~10.5 GHz,得出遮挡物和天线的距离有一定的关系,近距离下损耗较大,距离较远时损耗逐渐趋于一个常数,且 NLoS 和 LoS 的路径损耗指数相同。可以看出文献[9]和[10]在路径损耗指数 n 与距离关系问题上的结论是相悖的,本节针对此问题做测试,测量设备和相关参数见表 4。

复现文献[9]、[10]中的测试过程,针对路径损耗指数 n 进行测试。测试环境为室内短距离移动场景,测试部位为人体胸部附近,文献[9]中使用全向天线,文献[10]中使用喇叭天线。复现场景后的测试结

果如图 12 所示。与文献[9]、[10]中的数据对比可以看出,NLoS 场景下天线的不同直接影响了实验结果,LoS 路径下对比数据并没有太大区别。在 NLoS 路径下,使用全向天线的测试结果与文献[9]相吻合,使用喇叭天线的测试结果除了在较短距离的情况下与文献[10]相吻合。原因一是可能受 VNA 测量阈值限制,全向天线的功率向旁瓣发散,在距离增大时,天线的衰减大再加上人体的衰减就导致接收信号功率过低,超出测试系统正常显示范围;二是喇叭天线存在近场效应,若遮挡物距离喇叭天线发射端开口过近,会有部分表面电磁波自喇叭内侧边缘绕射至外壁,导致喇叭天线的电气性能有所降低^[30]。因此文献[10]中得出了近距离下损耗较大,距离较远时损耗逐渐趋于一个常数,且 NLoS 和 LoS 的路径损耗指数相同的结论。

表 4 测试设备及参数

Tab. 4 Test equipment and parameters

测试平台	VNA
天线	喇叭天线
频率	8~12 GHz
测试距离	1~6 m
空间分辨率	0.5 m
采集次数	100

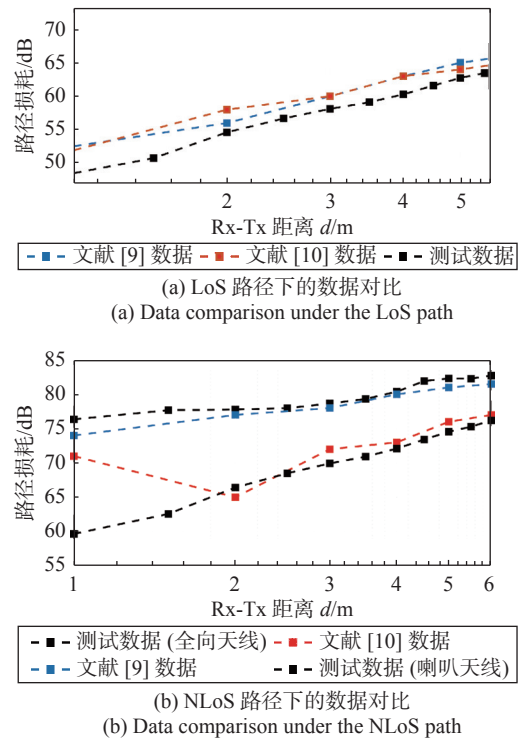


图 12 文献[9]、[10]与本次测试数据的对比

Fig. 12 Comparing the test data with references [9] and [10]

假设路径损耗指数 n 只与无线信道环境物理特性有关,人体遮挡不会对 n 造成影响。按照控制变量

的方法改变人体遮挡状态,在其余因素不变的情况下,无体路径和离体路径的信道衰落曲线的斜率相同.测量方法可以根据图6(a)得出无体遮挡信道衰落,根据图6(c)得出任意一人体部位遮挡的信道衰落,以腹部遮挡与无体为例,结果如图13所示,其他部位同理.

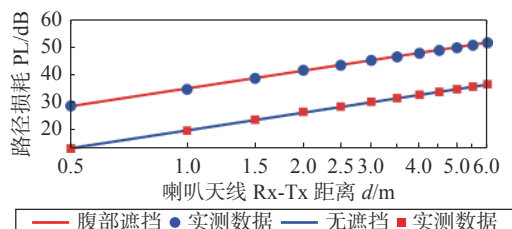


图13 有无遮挡的路径损耗对比

Fig. 13 Comparison of path loss with and without occlusion

图13中两条曲线拟合度均达到0.9997以上,路径损耗指数 n_1 和 n_2 分别为:

$$n_1 \approx n_2 = 2.1471. \quad (7)$$

忽略误差的情况下可以认为两条曲线的斜率相同,截距 β 不同.这种现象表明人体遮挡损耗不随距离的变化而变化,即有无体遮挡的情况下路径损耗指数 n 均不变.

文献[11]在750 MHz~5.8 GHz频段上测量的人体穿透损耗值为5.8~20 dB,且高频段人体穿透损耗普遍高于低频段人体穿透损耗;文献[12]同样认为穿透损耗有频率依赖性,测量频段0~30 GHz,采用3GPP38.901所提出的外墙损耗模型[27],但文献[14]和[12]实验数据并没有很好地验证结论中的结果,比如文献[11]中1800 MHz的穿透损耗与5800 MHz处的相同,类似现象在其他文献中也有体现.基于以上原因,本文认为外墙损耗模型不能直接适用人体穿透损耗.针对此问题本文对人体的穿透损耗做了测量,测试方式为图6(a),场景选择图6(c),对有人体遮挡和无体遮挡下的路径损耗指数进行定量分析,采用多点位、多数量的方法以减小其他因素对实验的影响,测试结果如图14所示,其他部位同理.可以看出,人体的穿透损耗和频率无明显相关性,与文献[13]类似.因此将人体穿透损耗看作是一个均值为常数的随机变量,更符合实际情况[26],即

$$PLF_{part} \sim N(\mu_{PLF,part}, \sigma_{PLF,part}^2). \quad (8)$$

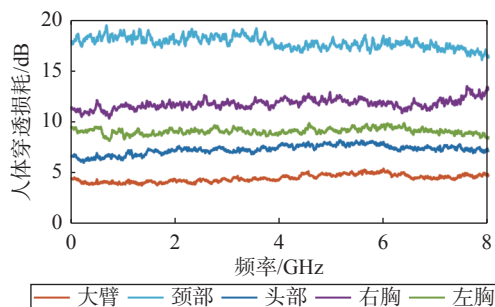


图14 人体不同部位穿透损耗随频率的变化

Fig. 14 Variation of penetration loss of different parts of human body with frequency

基于式(3)的人体穿透损耗模型,经过实际测量发现人体不同部位的损耗均值和分布概率有明显差别,其概率分布函数(probability density function, PDF)如图15所示,具体数据见表5.

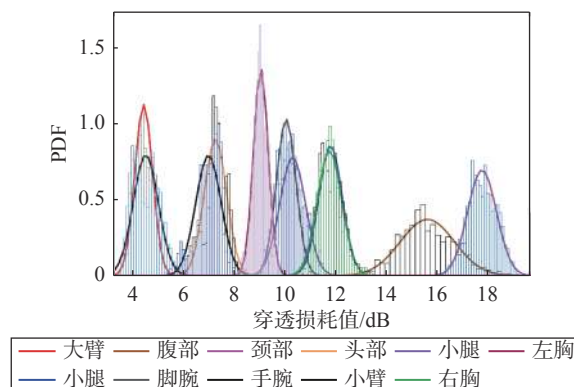


图15 人体不同部位的穿透损耗PDF

Fig. 15 PDF of penetration loss in different parts of human body

表5 人体不同部位的PLF

Tab. 5 Penetration loss factors of different parts of human body

部位	均值	方差
大臂	4.491 5	0.124 1
大腿	11.855 7	0.214 3
腹部	15.678 4	1.140 4
脚腕	10.112 8	0.148 2
颈部	17.834 1	0.324 6
手腕	4.573 2	0.248 6
头部	7.319 8	0.195 6
小臂	7.043 6	0.250 5
小腿	10.365 1	0.258 7
右胸	11.814 5	0.232 1
左胸	9.113 8	0.084 5

4 总 结

本文在室内环境中对人体不同部位在X波段的离体信道特性进行了测量,得到LoS和NLoS路径下的离体信道路径损耗、阴影效应和穿透损耗模型,并得出路径损耗模型参数的参考数值.发现在X波段中3GPP38.901给出的通用模型不能很好地描述实际的人体穿透损耗,与其他文献中的观点不同,故对人体穿戴设备可能存在的一些部位进行了测量和研究,最终提出了一种新的离体信道衰落模型并得出结论:1)离体信道中人体不同部位之间的衰减幅度有较大差别,路径损耗模型截距 β 变化较大,衰减指数 n 变化较小;2)LoS链路下人体部位存在不同阴影效应,且呈现均值为0的高斯分布;3)LoS链路和NLoS链路下的路径损耗指数不变,即人体遮挡不对路径损耗指数 n 产生影响,只会造成路径损耗截距 β 不同,人体穿透损耗测量数据符合均值为常数的随机变量.本文的研究结果对未来WBAN在医疗保健、消费电子、娱乐等领域的应用有着重要的参考价值.下一步工作将围绕本文中涉及到的不同人体部位做小尺度衰落分析,研究离体信道的小尺度衰落与人体不同部位之间的相关度.

参考文献

- [1] PARK S M, KIM Y G. A metaverse: taxonomy, components, applications, and open challenges[J]. IEEE access, 2022, 10(4): 4209-4251.
- [2] GUIM F, METSCH T, MOUSTAFA H, et al. Autonomous lifecycle management for resource-efficient workload orchestration for green edge computing[J]. IEEE transactions on green communications and networking, 2021, 6(1): 571-582.
- [3] GOLDSMITH A. Wireless communications[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005: 45.
- [4] IEEE standard 521-2019: IEEE standard letter designations for radar-frequency bands[S]. IEEE Aerospace & Electronics Systems Society, 2020.
- [5] LEE J, KIM K W, KIM M D, et al. Millimeter-wave large cubicle office propagation characteristics based on measurements at 28, 38 and 71 GHz[C]//The 15th European Conference on Antennas and Propagation. Dusseldorf: IEEE, 2021: 1-5.
- [6] 杨钦, 杨丽花, 任露露, 等. 10 GHz 室内无线体域网无线信道测量与建模[J]. 物联网学报, 2022, 6(1): 82-90.
YANG Q, YANG L H, REN L L, et al. Wireless channel measurement and modeling of 10 GHz indoor wireless body area network[J]. Chinese journal on internet of things, 2022, 6(1): 82-90. (in Chinese)
- [7] IEEE standard 802.15. 6-2012: Wireless body area Networks[S]. IEEE standard for local and metropolitan area networks, 2012: 1-271.
- [8] 李少华, 聂泽东, 李景振, 等. 人体通信不同信道传播特性的研究[J]. 计算机工程与应用, 2017, 53(18): 67-72.
LI S H, NIE Z D, LI J Z, et al. Study on propagation characteristics of different channels of human communication[J]. Computer engineering and application, 2017, 53(18): 67-72. (in Chinese)
- [9] BHARADWAJ R, KOUL S K. Experimental analysis of ultra-wideband body-to-body communication channel characterization in an indoor environment[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2019, 67(3): 1779-1789.
- [10] 刘加欢, 杨丽花, 张捷, 等. 室内办公室场景10 GHz频段传播特性研究[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2021, 41(1): 17-24.
LIU J H, YANG L H, ZHANG J, et al. Study on propagation characteristics of 10 GHz band in indoor office scene[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications, 2021, 41(1): 17-24. (in Chinese)
- [11] 周峰, 张小雨, 韩皓, 等. 无线通信频段上人体的穿透损耗测量[J]. 现代电信科技, 2012, 42(8): 20-22.
ZHOU F, ZHANG X Y, HAN H, et al. Measurement of penetration loss of human body in wireless communication frequency band[J]. Modern telecommunication technology, 2012, 42(8): 20-22. (in Chinese)
- [12] 刘蕾. 建筑物穿透和室内人体运动的信道测量和特性研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2019.
LIU L. Research on channel measurement and characteristics of building penetration and indoor human motion[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2019. (in Chinese)
- [13] OCCHIUZZI C, VENTURI F R, LORETI P, et al. Backscattering-based communication links for body area network in the 5G S-band[C]//IEEE International Conference on RFID Technology and Applications. Delhi: IEEE, 2021: 97-100.
- [14] AMBROZIAK S J, CORREIA L M, KATULSKI R J, et al. An off-body channel model for body area networks in indoor environments[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2016, 64(9): 4022-4035.
- [15] GARCIA-SERNA R G, GARCIA-PARDO C, MOLINA-GARCIA-PARDO J M. Effect of the receiver attachment position on ultrawideband off-body channels[J]. IEEE antennas and wireless propagation letters, 2015, 14: 1101-1104.
- [16] ROY S V, QUITIN F, LIU L F, et al. Dynamic channel modeling for multi-sensor body area networks[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2012, 61(4): 2200-2208.

- [17] KHAN M M, ABBASI Q H, ALOMAINY A, et al. Experimental characterisation of ultra-wideband off-body radio channels considering antenna effects[J]. IET microwaves, antennas & propagation, 2013, 7(5): 370-380.
- [18] CATHERWOOD P A, SCANLON W G. Off-body UWB channel characterisation within a hospital ward environment[J]. *International journal of ultra wideband communications and systems*, 2010, 1(4): 263-272.
- [19] TORRE V P, VALLOZZI L, JACOBS L, et al. Characterization of measured indoor off-body MIMO channels with correlated fading, correlated shadowing and constant path loss[J]. IEEE transactions on wireless communications, 2011, 11(2): 712-721.
- [20] OGAWA K, HONDA K. BAN shadowing properties of an arm-waving dynamic phantom[C]//The 6th European Conference on Antennas and Propagation. Prague: IEEE, 2012: 515-519.
- [21] LYU W J, SHI J W, TONG K F, et al. Planar end-fire circularly polarized antenna using combined magnetic dipoles[J]. IEEE antennas wireless propagation letters, 2015, 14(9): 1263-1266.
- [22] YOU M, LYU W J, XUE B, et al. A novel planar endfire circularly polarized antenna with wide axial ratio beamwidth and wide impedance bandwidth[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2016, 6(10): 4554-4559.
- [23] SHE J, YU Y, CUI P F, et al. Reverberation time and power model in indoor wireless scenarios[J]. Radio engineering, 2018, 27(2): 485.
- [24] 吕文俊, 何华斌. 简明天线理论与设计应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2014.
LYU W J, HE H B. Concise antenna theory and design application[M]. Beijing: The People's Posts and Telecommunications Press, 2014. (in Chinese)
- [25] 凌壮. 基于能量收集的无线体域网信息不确定性与新鲜度研究[D]. 长春: 吉林大学, 2021.
- LING Z. Research on information uncertainty and freshness of wireless body area network based on energy harvesting[D]. Changchun: Jilin University, 2021. (in Chinese)
- [26] 余雨. 小蜂窝场景中室内短距离无线信道传播特性研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2017.
YU Y. Research on propagation characteristics of indoor short-range wireless channel in small cell scene[D]. Nanjing: Nanjing University of Posts and telecommunications, 2017. (in Chinese)
- [27] 3GPP TR 38.901 V16.1. 0, Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz[S]. 3GPP Radio Access Network Working Group, 2019.
- [28] BALAMURUGAN G, BALANKUTTY A, HSU C M. 56G/112G link foundations standards Link budgets & models[C]//IEEE Custom Integrated Circuits Conference. Austin: IEEE, 2019: 1-95.
- [29] 宋心刚, 李行政, 赵志民, 等. 5G 大气波导干扰分析与测试[J]. 电信科学, 2022, 38(1): 112-120.
SONG X G, LI X Z, ZHAO Z M, et al. Interference analysis and measurement of 5G atmospheric waveguide[J]. Telecommunications science, 2022, 38(1): 112-120. (in Chinese)
- [30] 王磊. 平面喇叭天线的研究与应用[D]. 南京: 东南大学, 2015.
WANG L. Research and application of planar horn antenna[D]. Nanjing: Southeast University, 2015. (in Chinese)

作者简介

常浩飞 (1996—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为无线通信中的信道测量与建模. E-mail: 1727384107@qq.com

孙君 (1980—), 女, 副研究员, 博士, 主要研究方向为无线网络资源的管理策略和无线网络频谱理论. E-mail: sunjun@njupt.edu.cn