

窦建武, 陈艺戩, 张楠, 等. 智能可控电磁表面信道建模[J]. 电波科学学报, 2021, 36(3): 368-377. DOI: 10.12265/j.cjors.2020195

DOU J W, CHEN Y J, ZHANG N, et al. On the channel modeling of intelligent controllable electro-magnetic-surface[J]. Chinese journal of radio science, 2021, 36(3): 368-377. (in Chinese) DOI: 10.12265/j.cjors.2020195

智能可控电磁表面信道建模

窦建武^{1,2} 陈艺戩^{1,2} 张楠^{1,2} 方敏^{1,2} 彭琳^{1,2}

(1. 中兴通讯股份有限公司, 深圳 518055; 2. 移动网络和移动通讯多媒体技术国家重点实验室, 深圳 518055)

摘 要 通过部署智能电磁表面来实现无线传播环境的智能重构是目前 6G 研究的一个关键, 其信道建模是后续进行智能电磁表面规划部署、覆盖/容量及其他网络性能分析的基础. 在基于地图 (map-based) 混合信道模型基础上, 基于射线追踪及可控智能电磁表面反射模型给出了一种适用于智能电磁表面部署在复杂实际场景中的信道建模方法. 该方法通过把电磁表面建模为由不同来波所激励的多个虚拟逻辑基站, 在保持较高精度的基础上, 简化了模型算法, 降低了运算量, 为 6G 无线传播环境的智能重配研究打下了基础.

关键词 6G; 超表面; 电磁表面; 可重配; 射线追踪; 信道模型; 基于地图的混合信道模型

中图分类号 TN929.5

文献标志码 A

文章编号 1005-0388(2021)03-0368-10

DOI 10.12265/j.cjors.2020195

On the channel modeling of intelligent controllable electro-magnetic-surface

DOU Jianwu^{1,2} CHEN Yijian^{1,2} ZHANG Nan^{1,2} FANG Min^{1,2} PENG Lin^{1,2}

(1. ZTE Corp. Ltd., Shenzhen 518005, China; 2. State Key Laboratory of Mobile Network and Multimedia Technology, Shenzhen 518005, China)

Abstract One of the crucial aspects in the 6G research is to realize the intelligent reconfiguration of radio channel by deploying intelligent electro-magnetic-surfaces and the channel modeling in this area is the fundamental for future deployment and planning of electro-magnetic-surfaces as well as the analysis of coverage, capacity and other performance of network. In this article, the methodology of channel modeling is presented based on map-based hybrid channel model, ray tracing technology and the model of electro-magnetic surface reflection, which is suitable for the electro-magnetic-surface being deployed in a complex scenario. The proposed algorithm simplifies the modeling procedure and decreases the calculation loaded by modeling the intelligent electro-magnetic-surfaces as the multi-virtual logical base stations stimulated by multi-impinging waves, which establishes the basis for the research of intelligent reconfiguration on radio propagation environment.

Keywords 6G; meta-surface; electro-magnetic-surface; reconfiguration; ray tracing; channel modeling; map-based hybrid channel model

引 言

通过信道编码、自适应调制编码控制 (adaptive modulation control, AMC)/混合自动重传请求 (hybrid

automatic repeat request, HARQ)、多天线和无线资源管理等方法来利用或克服无线信道环境的衰落特性, 提高覆盖/容量/频谱效率等性能是目前无线通信系统主要采用的方法. 在 6G 研究中, 由于超材料/智

收稿日期: 2020-09-07

资助项目: “新一代宽带无线移动通信网”国家科技重大专项(2016ZX03001014)

联系人: 窦建武 E-mail: dou.jianwu@zte.com.cn

能可控电磁表面 (intelligent controllable electromagnetic-surface, ICES) 等领域研究的快速进展,智能控制和主动重构无线传播环境也成为可能^[1],为6G研究开拓了一个新的思路^[2-3]。

自然材料的电容率与磁导率通常与电磁波的频率有关,表征均匀介质在电磁场作用下的宏观响应,通常情况下均为正值。电容率反映了介质在电场中发生极化对原电场的影响,磁导率反映了介质在磁场中发生的磁化对原磁场的影响。而通过在关键物理尺度和微结构的周期(或非周期)设计(这些微结构远小于工作波长),可以获得等效电容率 ϵ_{eff} 或等效磁导率 μ_{eff} 为负的人工材料^[3-7]。当 ϵ_{eff} 和 μ_{eff} 均为负值时被称为左手材料,此时波矢 \mathbf{k} 与Poynting矢量 \mathbf{S} 的方向相反;当 ϵ_{eff} 或 μ_{eff} 其一为负值时,介质表现出抑制传输波的行为和类似等离子体的现象^[8],以这种材料构成的表面等离子体元能够与结构表面的外加电场强烈耦合,产生许多新颖的电磁现象。当超材料Z方向的尺寸远小于波长,而XY方向的尺寸与波长可比拟时,称其为超表面^[9]。被动超表面在结构确定后,其频率响应特性及等效电参数等就基本固定了,如果需要调控超表面的反射和透射系数以控制反射波的幅度、相位、频率、极化和波束方向等,则需要在超表面基础上设计主动调控方案,通过改变超表面控制单元的等效电参数、材料属性和机械方位等来灵活进行调控。目前的常用调控方法包括^[9-17]:

1) 控制等效电路中的等效阻抗,如通过PIN管/微机电系统(micro electro mechanical system, MEMS)开关/变容二极管控制;

2) 控制材料参数,如通过外加电场来调节液晶的介电常数(频带可调)、在基底材料中引入钇铁石榴石,通过磁场来调节基底材料的磁导率等;

3) 机械控制,通过MEMS,利用微马达步进电机控制辐射单元的方向以改变辐射相位;

4) 其他,比如光控/光电联合控制等。

ICES的部署会使得原来基站(base station, BS)与终端(user equipment, UE)之间的信道关系发生变化,增加了BS与ICES、ICES与UE及ICES之间的传播路径,实现了对无线传播环境的主动控制和重构,是6G无线信道研究领域的一个新方向,亟需开展相关的信道建模和研究工作^[2]。

基于几何的统计信道模型(geometry based stochastic models, GSCM)^[18-24]和基于地图的混合信

道模型(map-based hybrid channel model, MHCM)被国际标准化组织第三代伙伴计划(The 3rd Generation Partnership Project, 3GPP)和国际电信联盟(International Telecommunication Union, ITU)采纳^[18-19],用于5G的方案选择和性能评估,且给出了BS与UE之间的大尺度及小尺度信道特性,支持0.5~100 GHz频段/大带宽/大规模多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)及空间一致性/阻挡/氧衰/时变Doppler Shift/绝对时延/双移动等特性的建模^[18-19]。其中, MHCM^[18-19,25-29]在信道模型准确性与计算量之间进行了均衡,分为确定性部分和统计部分:通过射线追踪技术进行确定性计算,反映信道的确定性分量;通过统计部分补充因为地图误差、配置简化和粗糙表面散射带来的影响,反映信道的统计分量。

由于ICES的部署需要结合实际场景的环境特性进行,以便所部署的ICES可以有效增强覆盖和容量并减少不必要的干扰。本文在MHCM基础上开展相关的研究,使得ICES的部署更具有实际的物理意义,本文思想对基于GSCM的信道建模也是有效的。在MHCM基础上,当BS作为Tx信号辐射源,UE作为Rx接收点,ICES作为无源可控反射节点时,Tx与Rx之间的信道模型,除了考虑现有模型Tx与Rx之间的无线信道链路,还应考虑Tx-ICESs-Rx之间的链路,其关键在于1)Tx-ICES信道模型;2)ICES在调控模型基础上对不同来波方向入射信号激励的响应模型;3)ICES-ICES信道模型;4)ICES-Rx信道模型。

1 信道模型

基于收发天线之间距离的远近,天线的场可以划分为三个区域:电抗近场区、辐射近场区(或Fresnel区)和辐射远场区(Fraunhofer区)。辐射近场与辐射远场的分界半径 R 为

$$R = \frac{2L^2}{\lambda}. \quad (1)$$

式中: L 为天线的最大尺寸; λ 为波长。

从工程角度来看,辐射远场平面波在垂直于来波方向的目标最大横截面积上的入射电磁波相位差小于 $\pi/8$,目标区域内观测天线增益偏差不超过0.5 dB。

当辐射远场条件满足时,接收端所接收到的电磁波可以近似为平面波。假设Tx-UE/Tx-ICES/ICES-ICES/ICES-Rx之间均满足辐射远场条件。

如图1所示,接收侧(Rx侧)收到的信号来自以

下几个逻辑链路:

$Tx \rightarrow Rx$;

$Tx \rightarrow ICES_i \rightarrow Rx$;

...

$Tx \rightarrow ICES_i \rightarrow \dots \rightarrow ICES_j \rightarrow Rx$.

式中: $i, j \in \{1, 2, \dots, N\}$; N 为 ICES 可选面板数量.

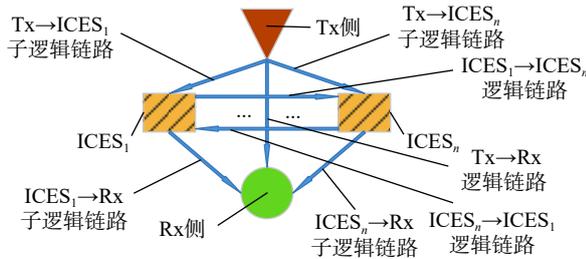


图1 收发信道逻辑链路有向图

Fig. 1 Directional graph of the logic channel link between Tx and Rx

考虑到计算量及信道准确性要求,并不需要包含所有可能的逻辑链路组合,可基于 ICES 部署的原则、调控目标来具体确定,这是因为只有 ICES 接收到的信号有足够强度时,ICES 对最终信道才有显著影响.例如,当 $N=2$ 时,ICES 的部署调控目标是通过 ICES 一次可控反射来增强 Tx 非直视 (non-line-of-sight, NLoS) 区域的覆盖时,仅需要考虑如下链路:

$Tx \rightarrow Rx$;

$Tx \rightarrow ICES_1 \rightarrow Rx$;

$Tx \rightarrow ICES_2 \rightarrow Rx$.

对于 $Tx \rightarrow Rx$ 而言,可以直接采用 3GPP 或 ITU 的 MHCM 模型;对于 $Tx \rightarrow ICES_i \rightarrow Rx$ 或 $Tx \rightarrow ICES_i \rightarrow \dots \rightarrow ICES_j \rightarrow Rx$ 而言,其中的第一段子逻辑链路 $Tx \rightarrow ICES_i$ 可采用 3GPP 或 ITU 的 MHCM 模型,而中间段和最后一段子逻辑链路则需要基于前置子逻辑链路的信道脉冲响应 (channel impulse response, CIR)、来波方向等并结合 ICES 的配置调控参数来确定.在远场假设下,不同来波方向的无线信号的 ICES 反射信号的方向图不同,考虑到计算量与精度的均衡,在相关逻辑链路中可以仅考虑功率较强的波达径,例如:高于最强波达径功率 X dB 的波达径.

图2给出了 ICES 的建模流程.

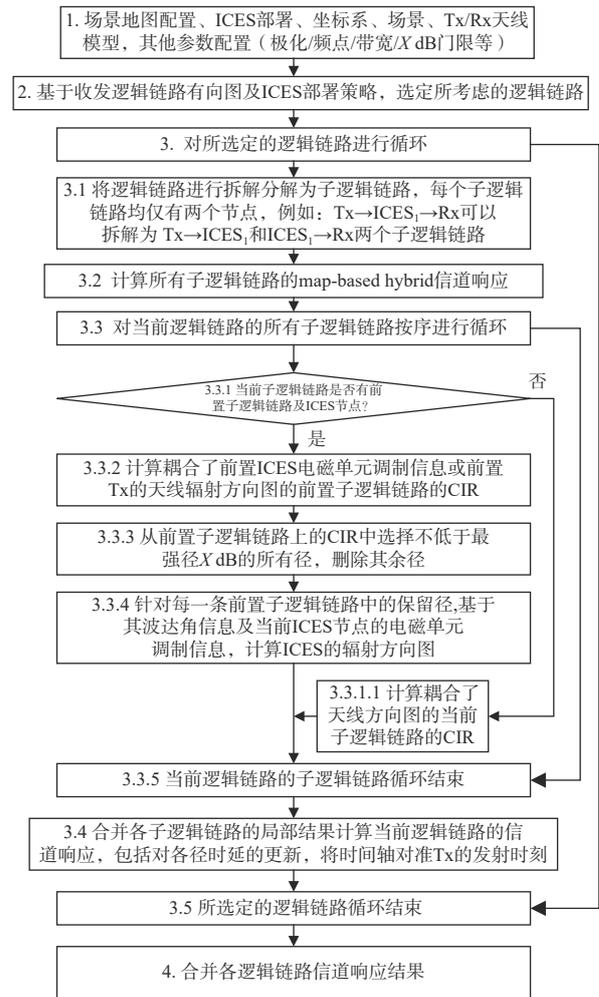


图2 ICES 信道建模流程

Fig. 2 The channel modeling flowchart of ICES

1.1 场景配置

信道模型相关配置包括场景地图, ICES 的方位及参数配置, Tx/Rx 天线的方位、频点、带宽及有效径判决门限 X dB. 其中方位包含 3 个位置参数和 3 个方向参数. ICES 的配置参数参见 1.4 节.

坐标系、模型场景及 Tx/Rx 天线模型参考文献 [18] 的第 8 章.

1.2 基于收发逻辑链路有向图选定逻辑链路

ICES 和 Tx 或 Rx 的逻辑附属关系与 ICES 的部署位置及部署目的有关, 可以附属与 Tx 或 Rx, 且附属关系可以是固定或动态的, 这是一个需要专门研究的方向, 下述 Tx-Rx 建立逻辑链路有向图中所涉及的 ICES 均指与 Tx 或 Rx 有附属关系的 ICES.

每一对 Tx-Rx 可建立逻辑链路有向图, 如图 1. 基于 ICES 部署的相对位置/部署目标, 选定对 Tx-Rx 无线信道有显著影响的逻辑链路.

1.3 逻辑链路拆解

针对 Tx-Rx 间每条选定的逻辑链路进行子逻辑链路拆解. 具体如下:

输入逻辑链路: $Tx \rightarrow ICESs_1 \rightarrow \dots \rightarrow ICESs_N \rightarrow Rx$.

输出子逻辑链路:

$Tx \rightarrow ICESs_1$;

$ICESs_1 \rightarrow ICESs_2$;

...

$ICESs_N \rightarrow Rx$.

1.4 ICES 反射模型及方向图

1.4.1 ICES 概念及定义

ICES 面板: 即智能可控电磁单元反射面板, 由 ICES 控制单元组成, 通过对 ICES 控制单元的控制, 可以生成特定的方向图, 或将主波束指向目标方位.

ICES 控制单元: 由超材料原子组成, 每个 ICES 控制单元可以看作是可控粒度的最小单位, 比如相位控制等, ICES 控制单元的尺寸一般小于波长.

超材料原子: 是组成 ICES 控制单元的基本单位, 这是一个虚拟的概念, 并不是物理意义上的原子, 其尺寸远小于波长, 具有基本的物理属性, 如等效介电常数 ϵ_{eff} 、等效磁导率 μ_{eff} 等.

ICES 控制单元的反射方向图可以基于高频近似^[30-32]或全波方法^[31]得到. 高频近似方法如物理光学、几何光学、几何绕射理论和物理绕射理论, 计算速度快, 对存储需求不高, 能够满足蜂窝无线系统的需求.

ICES 各控制单元反射相位可以基于控制策略进行独立控制.

不同来波方向的平面波所激励的 ICES 控制单元反射方向图是不同的, 其归一化方向性系数如下:

$$\begin{bmatrix} f_{\text{hh},k,l}(\vartheta_i, \varphi_i, \theta_r, \phi_r) & f_{\text{vh},k,l}(\vartheta_i, \varphi_i, \theta_r, \phi_r) \\ f_{\text{hv},k,l}(\vartheta_i, \varphi_i, \theta_r, \phi_r) & f_{\text{vv},k,l}(\vartheta_i, \varphi_i, \theta_r, \phi_r) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

式中: k, l 表示第 k 行、第 l 列 ICES 控制单元编号; ϑ_i, φ_i 分别表示入射波反向矢量相对于全局坐标系 Z 轴和 X 轴的角度; θ_r, ϕ_r 表示反射波矢量相对于全局坐标系 Z 轴和 X 轴的角度; f 表示 ICES 控制单元反射的方向性幅度系数; hh、hv、vh 和 vv 表示入射波与反射波不同极化的组合, 其中 v 表示垂直极化, h 表示水平极化.

当频点为 28 GHz, 在极化方向平行于入射面, 入

射角为 45° 平面入射波激励下, 对于几何尺寸为 $\frac{\lambda}{10} \times \frac{\lambda}{10}$ 超材料原子的反射功率和相位空间分布如图 3 所示; 对于几何尺寸为 $\frac{\lambda}{2} \times \frac{\lambda}{2}$ ICES 控制单元的反射功率和相位空间分布如图 4 所示. 以上反射面法向量均指向 Z 轴正方向.

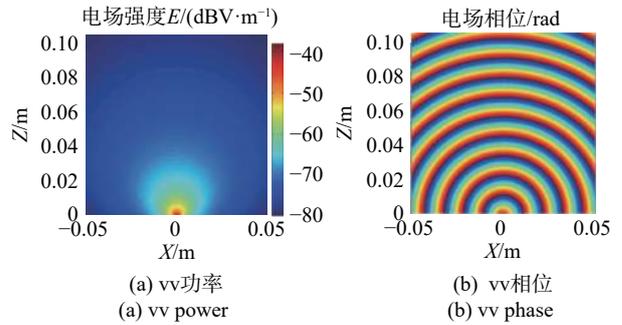


图 3 超材料原子反射功率和相位分布图

Fig. 3 Reflection radiation pattern of meta-atom

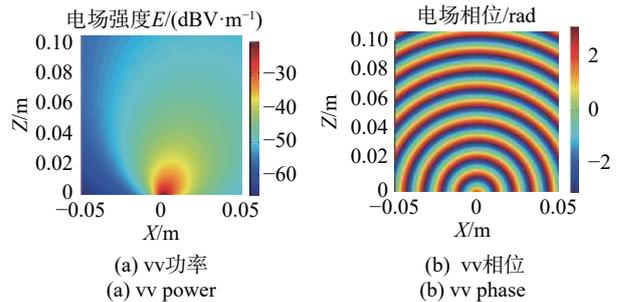


图 4 ICES 控制单元反射功率和相位分布

Fig. 4 Reflection pattern of ICES control element

1.4.2 ICES 面板配置参数

ICES 面板由 ICES 控制单元组成, 每个 ICES 控制单元的相位等参数可基于 ICES 控制策略独立进行控制, 本文主要考虑 ICES 的相位可控, 但所述方法的思路亦可用于对幅度/极化的控制.

ICES 面板的配置参数包括:

ICES 面板尺寸: $K \times L$, K 为长度方向控制单元数目, L 为宽度方向控制单元数目.

ICES 控制单元尺寸: $a \cdot \lambda \times b \cdot \lambda$, λ 为载频的波长; a, b 为常数, 表示波长的倍数.

ICES 控制单元相位控制粒度: $\text{lb}B$ bit 表示控制单元调整的粒度为 $2\pi/B$, B 为控制相位的分段数.

1.4.3 ICES 面板反射方向图

ICES 面板的远场反射方向图由组成面板的所有 ICES 控制单元方向图及控制相位综合而成, 各反射单元的控制相位 $\psi_{pq,k,l}$ 由 ICES 控制中心基于控制策略确定, 一个可选配置为

$$\psi_{pq,k,l} \in \left[0, \frac{2\pi}{B}, \frac{2 \cdot 2\pi}{B}, \dots, \frac{(B-1) \cdot 2\pi}{B} \right], \quad (3)$$

$p, q \in \{h, v\}$.

实际上,对于每一个 ICES 控制单元的控制相位 $\psi_{pq,k,l}$ 的可选集合并不限于式 (3), 也不要求完全相同, 可基于控制策略确定。

ICES 面板的反射方向性系数如下:

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{vv}(\vartheta_i, \varphi_i, \theta_r, \phi_r) & \Gamma_{hv}(\vartheta_i, \varphi_i, \theta_r, \phi_r) \\ \Gamma_{vh}(\vartheta_i, \varphi_i, \theta_r, \phi_r) & \Gamma_{hh}(\vartheta_i, \varphi_i, \theta_r, \phi_r) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

具体计算如下:

$$\Gamma_{pq}(\vartheta_i, \varphi_i, \theta_r, \phi_r) = \sqrt{4\pi KLab} \sum_{k,l=1}^{k=K,l=L} f_{pq,k,l}(\vartheta_i, \varphi_i, \theta_r, \phi_r) \cdot \exp(j\psi_{pq,k,l}) \exp\left(\frac{j2\pi(\hat{\mathbf{r}}_{in}^T \cdot \bar{\mathbf{d}}_{ices,k,l})}{\lambda}\right) \sqrt{\eta}. \quad (5)$$

式中: Γ 表示 ICES 面板的方向性系数; η 是 ICES 的反射效率; $\bar{\mathbf{d}}_{ices,k,l}$ 是第 k 行、第 l 列 ICES 控制单元中心的位置矢量^[18-19]; $p, q \in \{h, v\}$;

$$\hat{\mathbf{r}}_{in} = \begin{bmatrix} \sin \vartheta_i \cos \varphi_i \\ \sin \vartheta_i \sin \varphi_i \\ \cos \vartheta_i \end{bmatrix}. \quad (6)$$

1.5 子逻辑链路 MHCM 模型

MHCM 模型^[18-19]中考虑了超宽带、氧衰及阻挡等的影响,可直接应用.但对于超宽带场景,考虑到超材料或电磁表面电参数可能的频率依赖性,需要基于频率分段(bin)对式(2)~(5)进行更新。

当子逻辑链路根据 MHCM^[18-19]模型进行信道系数计算时,需要基于收发节点的类型进行分类。

当 Tx 节点为 ICES 面板时,需基于当前 ICES 的所有前置子逻辑链路来波进行 Tx 节点的拆分,每径对应一个来波方向,同时也对应当前子逻辑链路的两个 Tx 分支节点(分别对应 h 极化来波和 v 极化来波),所有这些 Tx 分支节点的位置相同,但发射天线的方向性系数各自独立,基于来波方向的结果计算见式(5).对于第 x 条逻辑链路的第 y 条子逻辑链路,其第 n 簇、第 m 径所对应的 Tx 分支节点的发射天线的幅度方向性系数如下:

$$\begin{bmatrix} F_{Tx,s,\theta}^{x,y,h}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \\ F_{Tx,s,\phi}^{x,y,h}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{vv}(\vartheta_{i,x}, \varphi_{i,y}, \theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \\ \Gamma_{vh}(\vartheta_{i,x}, \varphi_{i,y}, \theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} F_{Tx,s,\theta}^{x,y,h}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \\ F_{Tx,s,\phi}^{x,y,h}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{hv}(\vartheta_{i,x}, \varphi_{i,y}, \theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \\ \Gamma_{hh}(\vartheta_{i,x}, \varphi_{i,y}, \theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

式中: $\vartheta_{i,x}$ 、 $\varphi_{i,y}$ 分别对应于前置子逻辑链路来波的天顶角 (zenith angle of arrival, ZOA) 和到达角 (angle of arrival, AOA)。

当 Tx 或 Rx 节点为 BS 或 UE 时,采用 BS 或 UE 实际发射天线的方向性系数 $F_{Tx,s,\theta}^{x,l,*}$ 或 $F_{Rx,u,\phi}^{x,y,last,*}$ ^[18-19], 其中: * 表示 h 或 v; ** 表示 θ 或 ϕ ; y_{last} 表示当前逻辑链路最后一段子逻辑链路的编号。

当 Rx 节点为 ICES 面板时,接收天线的幅度方向性系数为 $F_{Rx,u,\theta}^{x,y,*} = F_{Rx,u,\phi}^{x,y,*} = \sqrt{\cos \Theta}$, 其中, Θ 为 ICES 面板法向量与入射波反向矢量 $\hat{\mathbf{r}}_{in}$ 的夹角, $\hat{\mathbf{r}}_{in}$ 见式 (6). 由于 ICES 为单面反射, 当 $\Theta \geq \pi/2$ 时, $F_{Rx,u,\theta}^{x,y,*} = F_{Rx,u,\phi}^{x,y,*} = 0$ 。

设氧衰和阻挡衰减为 0, 频率分段为 1, 基于 MHCM 模型, 第 s 号发射天线、第 u 号接收天线、第 n 簇、第 m 条 NLoS 径的信道系数和时延分别为^[18-19]:

$$\mathbf{H}_{u,s,n,m,l}^{x,y,*}(t) = \begin{bmatrix} F_{Rx,u,\theta}^{x,y,*}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}) \\ F_{Rx,u,\phi}^{x,y,*}(\theta_{n,m,ZOA}, \phi_{n,m,AOA}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\theta}) & \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\theta\phi}) \\ \sqrt{\kappa_{n,m}^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{\phi\theta}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{\phi\phi}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{Tx,s,\theta}^{x,y,*}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \\ F_{Tx,s,\phi}^{x,y,*}(\theta_{n,m,ZOD}, \phi_{n,m,AOD}) \end{bmatrix} \exp\left(j2\pi \frac{f_1}{c} (\hat{\mathbf{r}}_{Rx,n,m}^T \cdot \bar{\mathbf{d}}_{Rx,u} + \hat{\mathbf{r}}_{Tx,n,m}^T \cdot \bar{\mathbf{d}}_{Tx,s})\right) \exp\left(j2\pi \frac{f_1}{c} \hat{\mathbf{r}}_{Rx,n,m}^T \cdot \bar{\mathbf{v}}t\right) \cdot \sqrt{P_{n,m,l}}; \quad (9a)$$

$$\tau_{u,s,n,m} = \tau_n + \tau'_{n,m} - \frac{1}{c} \hat{\mathbf{r}}_{Rx,LoS}^T \cdot \bar{\mathbf{d}}_{Rx,u} - \frac{1}{c} \hat{\mathbf{r}}_{Tx,LoS}^T \cdot \bar{\mathbf{d}}_{Tx,s}. \quad (9b)$$

当子逻辑链路的 Tx 为 ICES 时, $\{x,y,*\}$ 表示其前置子逻辑链路的第 x 簇、第 y 径的 h 或 v 极化的来波激励; f_1 表示载波频率; c 为光在真空中的速度; $\theta_{n,m,ZOA}$ 、 $\phi_{n,m,AOA}$ 表示相对于 Z 轴和 X 轴的两个波达角参数; $\theta_{n,m,ZOD}$ 、 $\phi_{n,m,AOD}$ 表示相对于 Z 轴和 X 轴的两个波离角参数; $\{\Phi_{n,m}^{\theta\theta}, \Phi_{n,m}^{\theta\phi}, \Phi_{n,m}^{\phi\theta}, \Phi_{n,m}^{\phi\phi}\}$ 表示 4 个不同的极化组合的初始随机相位; $\kappa_{n,m}$ 表示交叉极化功率比; $\hat{\mathbf{r}}_{Rx,n,m}$ 是波达径的球面坐标单位矢量; $\hat{\mathbf{r}}_{Tx,n,m}$ 是波离径的球面坐标单位矢量^[18-19]; $P_{n,m,l}$ 表示接收功率; $\bar{\mathbf{d}}_{Rx,u}$ 是接收天线

u 的位置矢量^[18-19]; $\bar{\mathbf{d}}_{\text{Tx},s}$ 是发射天线 s 的位置矢量^[18-19]; $\bar{\mathbf{v}}$ 是 Rx 的运动速度矢量, 当 Rx 为 ICES 时, $\bar{\mathbf{v}}$ 为 $\mathbf{0}$.

对于存在视距 (line-of-sight, LoS) 径的情况, 第 s 号发射天线、第 u 号接收天线的 LoS 径的信道系数和时延分别为^[18-19]:

$$\mathbf{H}_{u,s,m=1}^{x,y,*}(t) = \begin{bmatrix} F_{\text{Rx},u,\theta}(\theta_{\text{LoS,ZOA}}, \phi_{\text{LoS,AOA}}) \\ F_{\text{Rx},u,\phi}(\theta_{\text{LoS,ZOA}}, \phi_{\text{LoS,AOA}}) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{\text{LoS}}) & 0 \\ 0 & -\exp(j\Phi_{\text{LoS}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{\text{Tx},s,\theta}^{x,y,*}(\theta_{\text{LoS,ZOD}}, \phi_{\text{LoS,AOD}}) \\ F_{\text{Tx},s,\phi}^{x,y,*}(\theta_{\text{LoS,ZOD}}, \phi_{\text{LoS,AOD}}) \end{bmatrix} \exp\left(j2\pi\frac{f_c}{c}(\hat{\mathbf{r}}_{\text{Rx,LoS}}^T \cdot \bar{\mathbf{d}}_{\text{Rx},u} + \hat{\mathbf{r}}_{\text{Tx,LoS}}^T \cdot \bar{\mathbf{d}}_{\text{Tx},s})\right) \exp\left(j2\pi\frac{f_c}{c}\hat{\mathbf{r}}_{\text{Rx,LoS}}^T \cdot \bar{\mathbf{v}}t\right) \cdot \sqrt{P_{1,1}}; \quad (10a)$$

$$\tau_{u,s,m=1} = \tau_n - \frac{1}{c}\hat{\mathbf{r}}_{\text{Rx,LoS}}^T \cdot \bar{\mathbf{d}}_{\text{Rx},u} - \frac{1}{c}\hat{\mathbf{r}}_{\text{Tx,LoS}}^T \cdot \bar{\mathbf{d}}_{\text{Tx},s}. \quad (10b)$$

式中: $\theta_{\text{LoS,ZOA}}$ 、 $\phi_{\text{LoS,AOA}}$ 表示当前逻辑子链路的 LoS 径相对于 Z 轴和 X 轴的两个波达角参数; $\theta_{\text{LoS,ZOD}}$ 、 $\phi_{\text{LoS,AOD}}$ 表示当前逻辑子链路的 LoS 径相对于 Z 轴和 X 轴的两个波离角参数; ϕ_{LoS} 表示基于 LoS 径光程计算的初始相位; $\hat{\mathbf{r}}_{\text{Rx,LoS}}^T$ 表示 LoS 波达径的球面坐标单位矢量; $\hat{\mathbf{r}}_{\text{Tx,LoS}}^T$ 表示 LoS 波离径的球面坐标单位矢量^[18-19]; $P_{1,1}$ 表示接收功率.

1.6 合并各子逻辑链路结果计算当前逻辑链路的信道响应

本小节基于 1.5 小节各逻辑子链路的结果合并计算各逻辑链路 Tx 信号辐射源 (BS) 与 Rx 接收点 (UE) 的无线信道.

参考 1.3 节, 设逻辑链路为: Tx → ICES_{s₁} → … → ICES_{s_N} → Rx. 子逻辑链路为:

- Tx → ICES_{s₁};
- ICES_{s₁} → ICES_{s₂};
- ...
- ICES_{s_N} → Rx.

如图 5 所示, Tx 为垂直极化 (v-pol), 实线表示通过 X dB 筛选的有效径, 虚线表示未通过 X dB 筛选的径. 设 Tx 为第 0 层, Rx 为第 $N+1$ 层, ICES 分别为第 1 层至第 N 层. 针对每个逻辑子链路, 发射天线的每一个极化 (h-pol 或 v-pol) 方向或 ICES 面板前置子逻辑链路来波激励的每个 Tx 分支节点的一个极化方向 (h-pol 或 v-pol), 对其相应接收节点中所有簇的所有径进行统一编号, 原 (n 簇, m 径) 统一编号后为第 k 号径, 即 (n 簇, m 径) → k 径.

对第 L 层中的任一节点定义如下节点编号: $\{\{k_0, k_1, \dots, k_L\}, \{p_0, p_1, \dots, p_L\}\}$, 其中, $L \in \{1, 2, \dots, N+1\}$ 表示当前节点的层号, k_L 表示当前节点的编号, $k_0 \sim k_{L-1}$ 表示当前节点各父节点编号, $p_l \in \{h, v\} (l=0, 1, \dots, L)$ 表示当前节点在第 l 层的父节点的极化方向, 如图 6 所示. 图 5 中节点 $\{\{1, 1, 3, 2\}, \{v, v, h, v\}\}$ 的父节点及关联关系如图中红色实线所示.

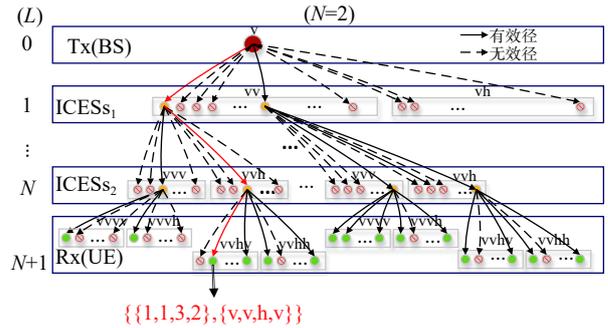


图 5 子逻辑链路多径循迹

Fig. 5 The tracing of multi-ray in sub logical link

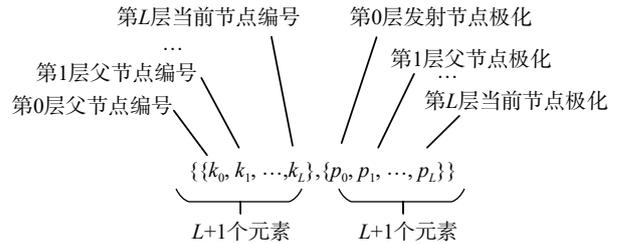


图 6 节点编号

Fig. 6 Numbering of node

以新的节点标识表示子逻辑链路的信道系数和时延, 则 (9a)~(10b) 更新为;

$$\left. \begin{matrix} \mathbf{H}_{u,s,m,1}^{x,y,*}(t) \\ \mathbf{H}_{u,s,m=1}^{x,y,*}(t) \end{matrix} \right\} \Rightarrow \mathbf{H}_{u_L, s_L, \{\{k_0, k_1, \dots, k_L\}, \{p_0, p_1, \dots, p_L\}\}, 1}(t); \quad (11a)$$

$$\left. \begin{matrix} \tau_{u,s,m} \\ \tau_{u,s,m=1} \end{matrix} \right\} \Rightarrow \tau_{u_L, s_L, \{\{k_0, k_1, \dots, k_L\}, \{p_0, p_1, \dots, p_L\}\}}. \quad (11b)$$

对于基站节点-第 s 号发射天线, 终端节点-第 u 号接收天线, 其第 Λ 条逻辑链路从 BS 到 UE 需经过 N 个 ICES 面板, 则在 BS 与 UE 之间的有效径信道系数和时延为:

$$\begin{aligned} & H_{u,s}^{\Lambda, \{\{k_0, k_1, \dots, k_{N+1}\}, \{p_0, p_1, \dots, p_{N+1}\}\}, 1}(t) \\ &= \prod_{l=1}^{N+1} H_{u_L, s_L, \{\{k_0, k_1, \dots, k_L\}, \{p_0, p_1, \dots, p_L\}\}, \Lambda}(t); \end{aligned} \quad (12a)$$

$$\begin{aligned} & \tau_{u,s}^A \{ \{k_0, k_1, \dots, k_{N+1}\}, \{p_0, p_1, \dots, p_{N+1}\} \} \\ &= \sum_{L=1}^{N+1} \tau_{u,s,L}^A \{ \{k_0, k_1, \dots, k_L\}, \{p_0, p_1, \dots, p_L\} \}. \end{aligned} \quad (12b)$$

式中:

当 $L=1$ 时, $s_L = s$, 其他情况, $s_L = 1$;

当 $L = N+1$ 时, $u_L = u$, 其他情况, $u_L = 1$.

所以, 第 A 号逻辑链路各径的信道系数及时延如下:

$$\begin{aligned} & H_{u,s}^A \{ \{k_0, k_1, \dots, k_{N+1}\}, \{p_0, p_1, \dots, p_{N+1}\} \}, 1(t); \\ & \tau_{u,s}^A \{ \{k_0, k_1, \dots, k_{N+1}\}, \{p_0, p_1, \dots, p_{N+1}\} \}. \end{aligned}$$

式中: $\{ \{k_0, k_1, \dots, k_L\}, \{p_0, p_1, \dots, p_L\} \}$ 信号强度满足 X dB 门限的所有有效径组合结果, 参见图 5.

各径的波离角为第一条子逻辑链路对应的波离角, 各径的波达角为最后一条子逻辑链路对应的波达角.

1.7 合并各逻辑链路信道响应结果

如图 1 所示, Tx 与 Rx 间有效逻辑链路如下:

第 0 号: Tx → Rx;

第 1 号: Tx → ICES_{*i*} → Rx;

...

第 A 号: Tx → ICES_{*i*} → ... → Rx;

...

第 K 号: Tx → ICES_{*i*} → ... → ICES_{*j*} → Rx.

Tx 与 Rx 间的无线信道为以上所有逻辑链路总有效子径的集合:

$$\begin{aligned} & \left\{ H_{u,s}^0 \{ \{k_0\}, \{p_0\} \}, 1(t), \tau_{u,s}^0 \{ \{k_0\}, \{p_0\} \}; \right. \\ & H_{u,s}^1 \{ \{k_0, k_1\}, \{p_0, p_1\} \}, 1(t), \tau_{u,s}^1 \{ \{k_0, k_1\}, \{p_0, p_1\} \}; \\ & \dots \\ & H_{u,s}^A \{ \{k_0, k_1, \dots, k_{N_A+1}\}, \{p_0, p_1, \dots, p_{N_A+1}\} \}, 1(t), \\ & \tau_{u,s}^A \{ \{k_0, k_1, \dots, k_{N_A+1}\}, \{p_0, p_1, \dots, mp_{N_A+1}\} \}; \\ & \dots \\ & H_{u,s}^K \{ \{k_0, k_1, \dots, k_{N_K+1}\}, \{p_0, p_1, \dots, p_{N_K+1}\} \}, 1(t), \\ & \left. \tau_{u,s}^K \{ \{k_0, k_1, \dots, k_{N_K+1}\}, \{p_0, p_1, \dots, p_{N_K+1}\} \} \right\}. \end{aligned} \quad (13)$$

以上 $\{ \{k_*, \dots\}, \{p_*, \dots\} \}$ 组合为各逻辑链路的有效径组合.

2 数值仿真

考虑在某城市密集街区部署 BS 并通过一块

ICES 面板来提高 NLoS 区域的覆盖.

2.1 仿真场景及参数配置

仿真区域面积为 160 000 m², BS 部署在 43 m 高的建筑屋顶, 见图 7. 仿真参数见表 1 所示.

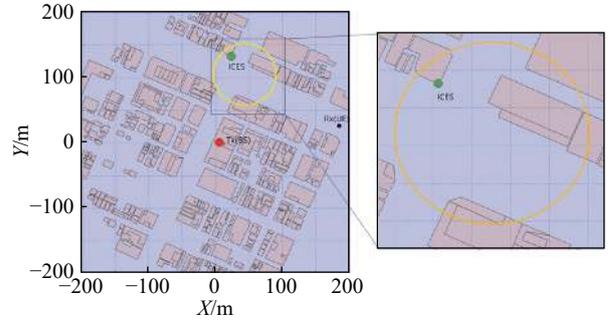


图 7 仿真场景三维地图

Fig. 7 3D map of simulation scenario

表 1 仿真参数表

Tab. 1 Simulation parameter table

参数	取值
BS 坐标	[0, 0, 43] m
BS 主波瓣机械方位角	120°
BS 主波瓣下倾角	10°
ICES 坐标	[21.67, 133.2, 36.2] m
ICES 法向量方位角	-60°
ICES 法向量下倾角	0°
载频 f_c	2.6 GHz
BS 发射天线极化	垂直极化
BS 等效全向辐射功率 EIRP	43 dBm
BS 半功率波瓣角 HPBW	14°
BS 波束赋型方向	由 BS 指向 ICES 面板中心
ICES 面板尺寸	14×14 (ICES 控制单元)
ICES 控制单元尺寸	$\frac{\lambda}{3} \times \frac{\lambda}{3}$
ICES 反射效率	0.8
ICES 相位控制粒度	2-bits
ICES 控制单元可调相位	$[0, \pi/2, \pi, 3\pi/2]$
ICES 指向目标终端 UE 坐标	[184, 26, 1.5] m
覆盖仿真区域距地面高度	1.5 m

2.2 逻辑链路选取及拆解

如图 8 所示, 由 BS 到 UE 的逻辑链路共有 2 条,

其拆解结果如下:

L1: BS→UE

拆解:

L1-1:BS→UE.

L2: BS→ICES₁→UE

拆解:

L2-1:BS→ICES₁;

L2-2:ICES₁→UE.

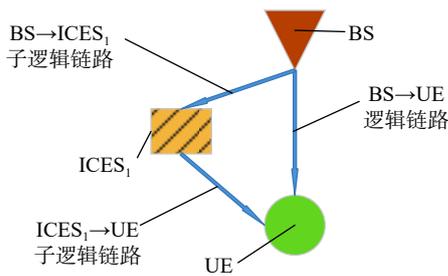


图 8 逻辑链路拆解

Fig. 8 Disassembling of logical channel link

2.3 子逻辑链路 MHCM 模型

MHCM 模型中配置 $p_0=0.999$ 9.

将 BS→ICES₁ 的有效径 X dB 门限配置为 20 dB, 由于 BS 的最强波束指向 ICES₁, 因此只有一条有效径 (LoS 径), 如图 9 所示.

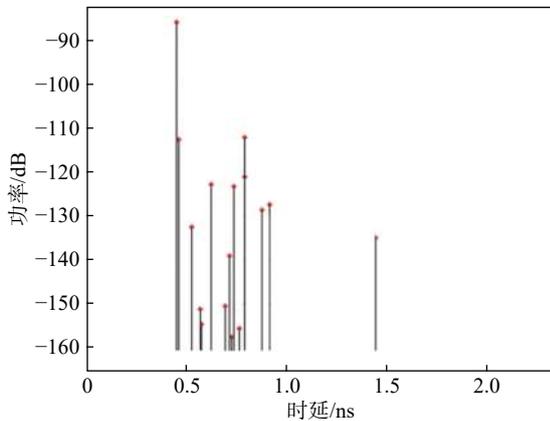


图 9 BS→ICES₁ 子逻辑链路无线信道功率时延谱

Fig. 9 Wireless channel power delay profile of the sub logic link from BS to ICES₁

基于射线追踪和 MHCM 模型, 计算出如下三条拆解子逻辑链路的 MHCM 信道系数: BS→UE、BS→ICES₁、ICES₁→UE.

2.4 ICES 反射方向图

基于 2.3 节的结论可知, BS 至 ICES₁ 仅有一条垂直极化的有效径, 且 ICES₁ 反射波束的目标指向为 [184, 26, 1.5], 经过 ICES 控制单元相位调控算

法的计算, 可知 ICES 的相位分布如图 10 所示.

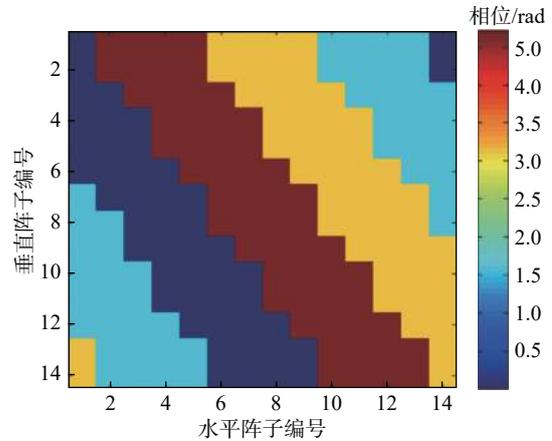


图 10 ICES 控制单元相位控制结果

Fig. 10 Phase control result of ICES control element

ICES 来波反射所对应的 vv 及 vh 反射功率方向图如图 11 所示.

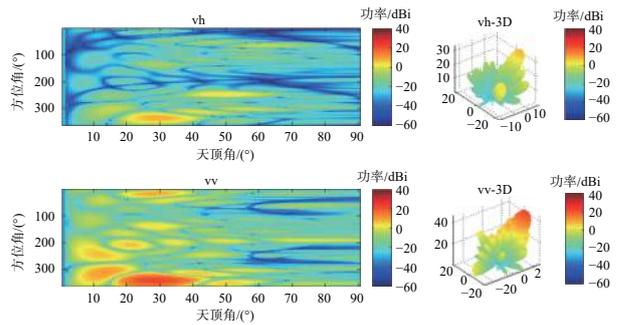


图 11 ICES 反射面功率方向图

Fig. 11 Power pattern of ICES reflection surface

2.5 BS+ ICES₁ 覆盖结果

BS+ ICES₁ 覆盖结果如图 12 所示, 相关标识的意义如下:

- Ia:逻辑链路 L2 (v-pol+h-pol) 功率覆盖;
- Iv:逻辑链路 L2 (v-pol) 功率覆盖;
- Ih:逻辑链路 L2 (h-pol) 功率覆盖;
- Ga:逻辑链路 L1 (v-pol+h-pol) 功率覆盖;
- Gv:逻辑链路 L1 (v-pol) 功率覆盖;
- Gh:逻辑链路 L1 (h-pol) 功率覆盖;
- Ca:逻辑链路 L1+L2 (v-pol+h-pol) 功率覆盖;
- Cv:逻辑链路 L1+L2 (v-pol) 接收覆盖;
- Ch:逻辑链路 L1+L2 (h-pol) 接收覆盖.

从仿真结果可以看出: 当未部署 ICES 时, BS 在目标 UE 所处街道的覆盖非常弱 (图 12-Ga); 当部署 ICES 之后, 由于 ICES 的可控波束指向目标 UE 所处街道 (图 12-Ia), 显著增强了相关街道的覆盖 (图 12-Ca).

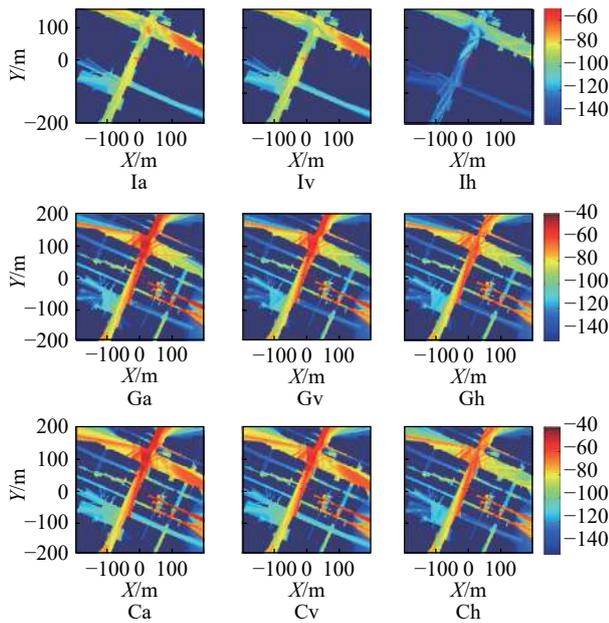


图 12 BS+ICES₁ 覆盖结果
Fig. 12 Coverage of BS+ICES₁

2.6 终端目标位置的功率时延谱

目标终端的功率时延谱如图 13 所示, 其中最直径 (红色径) 为从 BS→ICES→UE 逻辑链路抵达的径。由 2.4 节及 2.5 节的仿真结果来看, ICES 对于提高 NLoS 区域的覆盖有立竿见影的效果。

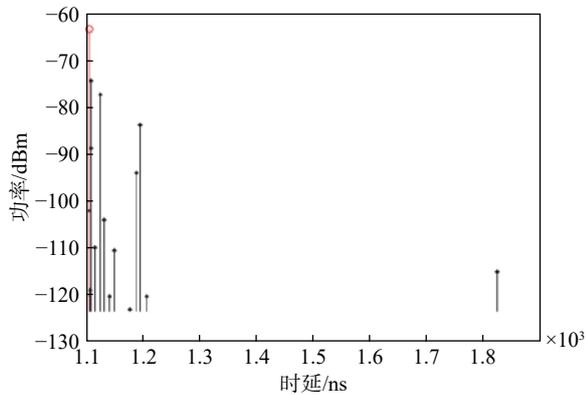


图 13 ICES 波束指向终端的功率时延谱
Fig. 13 Power delay profile of the target UE directed by ICES beam

3 结论

ICES 为实现无线信道传播环境的控制和重构提供了一种可行的手段。本文在基于 MHCM 和远场假设基础上, 给出了在网络中部署 ICES 时的信道建模方法, 通过仿真证明了本文方法的可行性及 ICES 部署对于提升无线网络覆盖的能力。对于 BS 与 ICES 或 ICES 与 UE 之间不满足远场假设的情况, 需要考

虑非平面波入射时不同 ICES 控制单元的反射方向图的差异及合适的相位控制策略。基于本文的思想, 对于基于统计信道模型 GSCM 相关场景下考虑部署 ICES 的信道模型亦有启发, 将另文研究。

参考文献

- [1] PITSILLIDES A, LIASKOS C, TSIOLARIDOU A, et al. Wireless communication paradigm: realizing programmable wireless environments through software-controlled metasurfaces: USA, US10547116B2 [P]. 2018-07-30.
- [2] 王承祥, 黄杰, 王海明, 等. 面向 6G 的无线通信信道特性分析与建模[J]. 物联网学报, 2020, 4(1): 19-32.
WANG C X, HUANG J, WANG H M, et al. 6G oriented wireless communication channel characteristics analysis and modeling[J]. Chinese journal on internet of things, 2020, 4(1): 19-32. (in Chinese)
- [3] DI RENZO M, ZAPPONE A, DEBBAH M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: how it works, state of research, and road ahead[J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2020, 38(11): 2450-2525.
- [4] 张世全, 魏兵, 曾俊. 电磁超材料理论及应用[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2019.
- [5] 张明习. 超材料概论[M]. 北京: 国防工业出版社, 2016.
- [6] PENDRY J B, HOLDEN A J, STEWART W J. Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures[J]. Physical review letters, 1996, 76(25): 4337-4776.
- [7] PENDRY J B, HOLDEN A J, ROBBINS D J, et al. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena[J]. Physical review letters, 1999, 47(11): 2075-2084.
- [8] 赵晓鹏, 刘亚红. 微波超材料与超表面中波的行为[M]. 北京: 科学出版社, 2019.
- [9] 杨帆, 许慎恒, 刘骁, 等. 基于界面电磁学的新型相控阵天线[J]. 电波科学学报, 2018, 33(2): 256-265.
YANG F, XU S H, LIU X, et al. Novel phased array antennas based on surface electromagnetics[J]. Chinese journal of radio science, 2018, 33(2): 256-265. (in Chinese)
- [10] WU R Y, CUI T J. Microwave metamaterials: from exotic physics to novel information systems[J]. Front information technology & electronic engineering, 2020, 21(1): 4-26.
- [11] HUM S V, P-CARRIER J. Reconfigurable relectarrays and array lenses for dynamic antenna beam control[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 2014, 62(1): 183-198.
- [12] TANG W K, DAI J Y, CHEN M Z, et al. Programmable metasurface-based RF chain-free 8PSK wireless transmit-

- ter[J]. *Electronics letters*, 2019, 55(7): 417-420.
- [13] CHEN K, FENG Y J, MONTICONE F, et al. A reconfigurable active Huygens' metalens[J]. *Advanced materials*, 2017, 29(17): 14606422.
- [14] 杨帆, 许慎恒, 毛艺霖, 一种基于数字相控电磁表面的新型相控阵: 中国, CN106848588 B[P], 2017.
- [15] 蒋卫祥, 张信歌, 柏林, 等. 一种基于数字编码表征的方向图可重构平面阵列天线及其控制方法: 中国, CN110148838 A[P], 2019.
- [16] KAMODA H, IWASAKI T, TSUMOCHI J, et al. 60-GHz electronically reconfigurable large reflectarray using single-bit phase shifters[J]. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 2011, 59(7): 2524-2531.
- [17] 许新秀. 超表面电磁调控机理与功能器件应用研究[M]. 北京: 科学出版社, 2019.
- [18] 3GPP TR38.901 V16.0. 0 Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz[S], 2019.
- [19] ITU-R M. 2412 Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-2020[S], 2017.
- [20] PEKKA K. IST-WINNER II deliverable 1.1. 2 v. 1.2, "WINNER II channel models" [R]. IST-WINNER2, Tech. Rep., 2007.
- [21] ZHAO X W, ABDO A M A, XU C, et al. Dimension reduction of channel correlation matrix using CUR- decomposition techniques for 3-D massive antenna system[J]. *IEEE access*, 2018, 6: 3031-3039.
- [22] ZHAO X W, DU F, GENG S Y, et al. Playback of 5G and beyond measured MIMO channels by an ANN-based modeling and simulation framework[J]. *IEEE journal on selected areas in communications*, 2020, 38(9): 1945-1954.
- [23] ZHAO X W, ZHANG Y, GENG S Y, et al. Hybrid precoding for an adaptive interference decoding swipt system with full-duplex IoT devices[J]. *IEEE internet of things journal*, 2020, 7(2): 1164-1177.
- [24] ZHAO X W, LIANG X L, LI S, et al. Two-cylinder and multi-ring GBSSM for realizing and modeling of vehicle-to-vehicle wideband MIMO channels[J]. *IEEE transactions on intelligent transportation systems*, 2016, 17(10): 2787-2799.
- [25] HEKKALA A, KYÖSTI P, DOU J W, et al. Map-based channel model for 5G wireless communications[C]//The 32nd URSI GASS. Montreal, 19-26 August, 2017.
- [26] LESZEK R. ICT-317669-METIS/D1.4: "METIS channel model, METIS 2020, Feb, 2015" [R], 2015.
- [27] ZHANG J H, TANG P, YU L, et al. Channel measurements and models for 6G: current status and future outlook[J]. *Front information technology & electronic engineering*, 2020, 21(1): 39-61.
- [28] GLASSNER A S. An introduction to ray tracing[M]. Elsevier, 1989.
- [29] ITU-R P. 2040-1: effects of building materials and structures on radiowave propagation above about 100 MHz[S], 2015.
- [30] 郭立新, 张民, 吴振森. 随机粗糙面与目标复合电磁散射的基本理论和方法[M]. 北京: 科学出版社, 2015.
- [31] 何国瑜, 卢才成, 洪家才, 等. 电磁散射的计算和测量[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006.
- [32] STRATTON J A, CHU L J. Diffraction theory and electromagnetic waves[J]. *Physical review*, 1939, 56: 99-107.

作者简介

窦建武 (1973—), 男, 山西人, 中兴通讯股份有限公司算法部资深算法专家, 博士, 研究方向为无线信道建模、NTN 通信网络、智能电磁表面、超材料及应用、系统仿真和无线资源管理等。

陈艺戩 (1984—), 男, 湖南人, 中兴通讯股份有限公司算法部资深算法专家, 研究方向为大规模 MIMO、智能反射通信、OAM 传输和分布式协作网络等。

张楠 (1990—), 男, 甘肃人, 中兴通讯股份有限公司技术预研高级工程师, 硕士, 研究方向为无线信道建模、NOMA、MIMO、NTN 通信网络、超材料及应用等。