arXiv:2305.01152v1 [eess.SP] 2 May 2023

基于测量的带衍射农村远距离通信视距路径损耗建模

朴载敦、全洪培，*IEEE* 研究生会员，赵正浩，*IEEE* 会员，以及蔡赞炳，*IEEE* 会士

摘要—**在本通信快报中，我们基于春季在韩国中部地区（农村地区）进行的测量，研究农村地区的大尺度路径损耗模型。具体而言，我们开发了融入绕射分量的新型近距离（CI）路径损耗模型。测量系统中使用的发射机位于山丘上，并采用工作于1400和2250兆赫频率的全向天线。接收机同样配备全向天线，并分别在1400和2250 MHz下，对总计3,858个（视距1,262个位置，非视距2,596个位置）和4,957个（视距1,427个位置，非视距3,530个位置）位置进行测量。研究表明，所开发的融入绕射分量的CI路径损耗模型显著降低了标准差（STD），且与频率无关，尤其适用于传播超过第一米后的视距场景，因此适合用于最高毫米波频率。**

索引词—**信道模型、绕射、最小二乘、测量、路径损耗、乡村宏蜂窝（RMa）。**

I. 引言

3GPP（第3代合作伙伴计划）和国际电信联盟（ITU）已发布适用于低于 6 GHz 的频率及各种高度的路径损耗模型 [1], [2]。此外，基于此前为低于 6 GHz 的频率开发的模型，3GPP 还开发了适用于高于 6 GHz 的频率 [3], [4] 和 0.5 GHz [5]的新路径损耗模型。3GPP 和 ITU 的这些路径损耗模型建议针对视距/非视距（LOS/NLOS）场景进行建模，适用于城市微蜂窝、城市和乡村宏蜂窝以及室内办公室环境；视距模型适用于断点距离。近距离（CI）路径损耗模型已广泛应用于各种环境，并且在很宽的频率范围内表现出良好的准确性 [6]。与阿尔法-贝塔-伽马模型等其他模型不同，后者包含偏离室外信道传播物理原理甚远的浮动偏移参数，而 CI 模型基于 Friis 和 Bullington 提出的信号传播基本物理原理 [7]。CI 模型中的路径损耗指数（PLE）根据传播环境提供了关于路径损耗的物理洞见。

因此，众多研究人员开始致力于开发近距离（CI）路径损耗模型。其中，

本研究得到了国防发展局的资助。J. Park 和 J. Cho 任职于韩国大田的国防发展局（电子邮箱： {jaedon2, jh.cho}@add.re.kr）。H.-B. Jeon 和 C.-B. Chae（通讯作者）任职于韩国首尔延世大学融合技术学院（电子邮箱： {hongbae08, cbchae}@yonsei.ac.kr）。（*J. Park* 和 *H.-B. Jeon* 为共同第一作者。）

MacCartney 和 Samimi 等人基于在曼哈顿市中心对 28 GHz 和 73 GHz 进行的测量，建立了全向 CI 路径损耗模型。在这两个频率下，视距（LOS）的路径损耗指数（PLE）分别为 2.1 和 2.0，而两个频率下非视距（NLOS）的路径损耗指数均为 3.4 [7], [8]。此外，MacCartney 等人在弗吉尼亚州乡村地区进行了 73 GHz 现场测量，得出了 CI 模型（视距：路径损耗指数 2.16；非视距：路径损耗指数 2.75）和高度相关路径损耗指数（CIH）模型（视距：路径损耗指数 2.31；非视距：路径损耗指数 3.07），这表明路径损耗指数可能与频率无关 [4]。Sun 等人还针对 2 至 73 GHz 的频率范围，以及城市宏蜂窝（UMa）、城市微蜂窝（UMi）和室内热点（InH）场景，提供了 CI 路径损耗模型，以及 alpha-beta-gamma（ABG）模型和频率加权路径损耗指数（CIF）模型。UMa 场景的 CI 模型中，视距路径损耗指数为 2.0，非视距路径损耗指数为 2.9，二者均与频率无关 [9]。

为了更准确地分析路径损耗，国际电信联盟引入了单刀刃（sKE）和德尔塔-布林顿（DB）等绕射损耗模型 [10], [11]。sKE绕射损耗模型将障碍物视为厚度可忽略不计的刀刃 [10], ，而DB绕射损耗模型则将布林顿绕射部分与球形地球绕射结合起来[11]。根据对文献的回顾，可以合理地推断，在CI路径损耗模型中纳入以往研究所忽略的绕射效应 [4],[7], [12], ，能够提高路径损耗模型的准确性。此外，可以推测，在室外环境中，传播损耗初始米数之后，CI 模型的路径损耗指数可能与频率无关。

本文介绍了适用于乡村宏蜂窝（RMa）场景的改进型CI路径损耗模型 [13]–[15]，在其通用形式中纳入了绕射分量。据我们所知，我们的研究团队率先在CI路径损耗模型中考虑了绕射分量。这些模型基于在首尔北部以1400和2250 MHz开展的测量。国际电信联盟正在研究适用于国际移动通信（IMT）的、具有良好无线电特性的新频段，包括10 GHz以下的频段 [16] 以及 1~2 GHz频段 [17]，。因此，我们测试的1400和2500 MHz频率可为进一步开展路径损耗建模研究提供有价值的参考。与不含绕射分量的模型相比，我们提出的模型精度更高。此外，我们发现，与3GPP中的现有模型 [4], [13], [14]不同，所提出的含绕射CI路径损耗模型在传播距离超过第一米后表现出与频率无关的特性。因此，我们

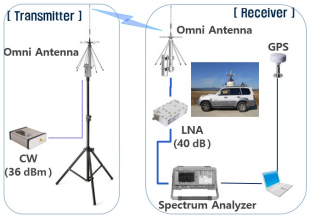


图1. 测量系统的配置。发射机位于山上，接收机安装在车辆上。

可以得出结论：我们提出的模型适用于高频段频谱范围 [18], [19], ，包括毫米波 [20], [21],，在这些频段中，绕射损耗会成为一个重要问题 [22]。

II. 带绕射的CI路径损耗模型

通用 CI路径损耗模型为 [4], [23]

$$\mathrm{PL}^{\mathrm{CI}}(f,d)[\mathrm{dB}] = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi f d_0}{c}\right) + n_{\mathrm{CI}}\cdot 10\cdot\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + \chi_\sigma, \tag{1}$$

其中， d 是发射机与接收机之间以米为单位的路径距离， d_0 是以米为单位的近距离自由空间参考距离， f 是以 Hz 为单位的载波频率， c 是以 m/s 为单位的光速， n_{CI} 是路径损耗指数，而高斯随机变量 χ_σ表示阴影衰落，其均值为零，标准差为 σ dB [7]–[9], [12], [24], [25]。在式 (1) 中，右侧的第一项是参考距离 d_0处的自由空间路径损耗，其表达式为

$$\mathrm{FSPL}(f,d_0)[\mathrm{dB}] = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi f d_0}{c}\right). \tag{2}$$

因此，路径损耗模型可改写为

$$\mathrm{PL}^{\mathrm{CI}}(f_c,d)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + n_{\mathrm{CI}}\cdot 10\log_{10} d + \chi_\sigma \tag{3}$$

其中， f_c 是以GHz为单位的载波频率。

在一般CI模型中加入绕射分量后，带绕射的CI路径损耗模型可表示为

$$\mathrm{PL}^{\mathrm{CI}}(f_c,d,\phi)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + n_{\mathrm{CI}}\cdot 10\log_{10} d + \alpha\cdot\phi + \chi_\sigma, \tag{4}$$

其中， ϕ 是以dB为单位的绕射分量，绕射模型参数 α 是表示路径损耗对绕射依赖性的系数。

III. 线性回归的最小二乘法 我们使用估计向量

$$\mathbf{Y} = A + B\mathbf{X_1} + C\mathbf{X_2} \tag{5}$$

适用于CI路径损耗应用。其中， $A = 32.4 + 20\log_{10} f_c$, $B = n_{\mathrm{CI}}$, $\mathbf{X_1} = [x_{1,1}, x_{1,2}, \cdots, x_{1,N}]^{\mathrm{T}} = 10\log_{10}\mathbf{d}$ 表示距离向量 $\mathbf{d} = [d_1, d_2, \cdots, d_N]^{\mathrm{T}}$, $C = \alpha$, 而 $\mathbf{X_2} = [x_{2,1}, x_{2,2}, \cdots, x_{2,N}]^{\mathrm{T}} = \mathbf{\Phi}$ 表示绕射向量 $\mathbf{\Phi} = [\phi_1, \phi_2, \cdots, \phi_N]^{\mathrm{T}}$。因此，估计向量$\mathbf{Y}$ 的第 n 个元素 y_n 可写为 $y_n = A + Bx_{1,n} + Cx_{2,n}$。根据CI模型，我们将 A 设为常数，并通过最小二乘法估计 B 和 C，具体如下列定理所述：

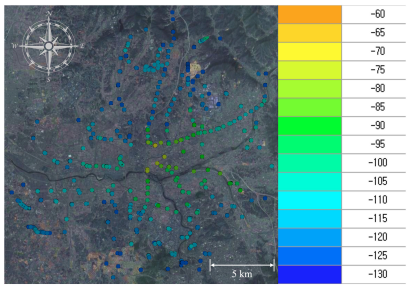


图2. 测量位置示意图。发射机位于地图中心。彩色圆点为接收机的测量点。测量距离最远约为12.5 km。请注意，大多数先前的研究仅在几千米范围内、于有限的位置开展测量。

表I 测量系统参数

参数	值
中心频率	1400、2250（兆赫）
连续波发射机输出功率	36（dBm）
SA 带宽	1（kHz）
LNA	40（dB）
噪声电平	-110（dBm）
有效接收电平	-100 (dBm)

定理1。 解 B 和 C 如下：

$$\begin{pmatrix} B \\ C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^{N} x_{1,n}x_{1,n} & \sum_{n=1}^{N} x_{1,n}x_{2,n} \\ \sum_{n=1}^{N} x_{2,n}x_{1,n} & \sum_{n=1}^{N} x_{2,n}x_{2,n} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \sum_{n=1}^{N} x_{1,n}\widehat{y_n} - \sum_{n=1}^{N} Ax_{1,n} \\ \sum_{n=1}^{N} x_{2,n}\widehat{y_n} - \sum_{n=1}^{N} Ax_{2,} \end{pmatrix}, \tag{6}$$

对于估计向量 $\mathbf{Y} = [y_1, y_2, \cdots, y_N]^{\mathrm{T}}$ 和测量数据 $\widehat{\mathbf{Y}} = [\widehat{y_1}, \widehat{y_2} \cdots, \widehat{y_N}]^{\mathrm{T}}$。

Proof. See Appendix A. □

IV. 测量系统与分析

A. 测量场景

路径损耗是在1400和2250兆赫频率下进行测量的，如图1所示。为开展这些测量，我们使用了一个由连续波发生器、功率放大器、收发天线、低噪声放大器和频谱分析仪组成的系统。在本实验中，我们采用了全向发射和接收天线，并使用RS-232协议将全球定位系统（GPS）与测量系统进行了同步。测量地点位于韩国的一个农村地区，该地区包括农田和低矮山丘。发射机放置在一座山上，位于地面高度以上15 m处；接收机安装在一辆车辆上，其天线位于地面高度以上2 m处。测量系统的详细参数见表I。

测量位置和路径如图2所示，其中虚线圆圈表示测量地点。测量功率在 -60 至 -130 dBm 之间变化，收发机之间的距离最长约为 12.5 km。值得注意的是，在测量功率期间，我们假设车辆处于静止状态。

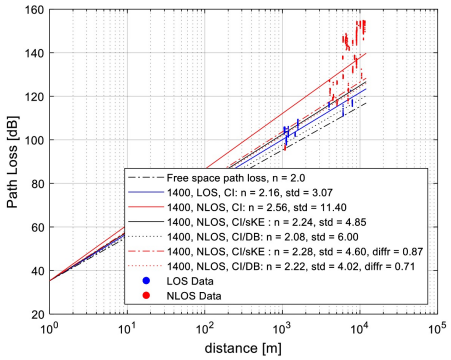


图 3. 春季 1400 MHz 频率下测量数据的 CI路径损耗模型对比，其中 sKE 和德尔塔-布林顿分别表示单刀刃和德尔塔-布林顿绕射。

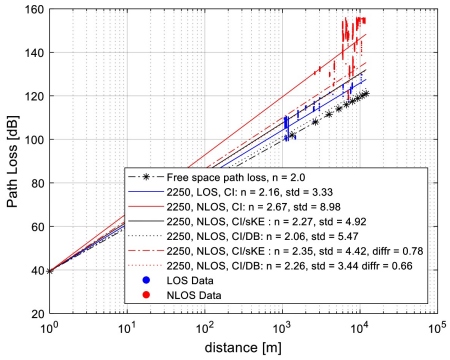


图 4. 2250 MHz 频率下春季测量数据所分析的 CI路径损耗模型比较，其中 sKE 和 DB 分别表示单刀刃和德尔塔-布林顿。

*B. CI*路径损耗模型的分析结果

本节展示基于第三节和第四节测量数据分析得出的 CI 路径损耗结果。

图 3 展示了所分析的路径损耗模型，以及 1400 MHz 频率下测得的路径损耗数据点（散点图）。根据视距测量数据，通用 CI路径损耗模型的路径损耗指数值为 2.16，略高于 2.00 [4], [7]–[9], [12], [24]–[25] 的自由空间路径损耗指数。对于非视距测量数据，该模型的路径损耗指数和标准差分别为 χ_σ of2.56and11.40 dB，显著高于视距情形。原始CI路径损耗模型可概括为

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{LOS}}^{\mathrm{CI}}(f_c,d)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + 21.6\log_{10} d + \chi_\sigma, \quad \text{LOS measurement,} \quad (7)$$

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{NLOS}}^{\mathrm{CI}}(f_c,d)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + 25.6\log_{10} d + \chi_\sigma, \quad \text{NLOS measurement.} \quad (8)$$

将 CI模型扩展至完全包含绕射分量 ϕ （系数为 $\alpha = 1.00$ ）后，对于非视距测量数据，路径损耗指数值降至 2.24 和 2.08；采用 sKE 和德尔塔-布林顿绕射时，阴影衰落的标准差则大幅降至 4.85 和 6.00。这里仅纳入绕射分量，未进行回归。因此，含有 $\alpha = 1.00$ 的 CI路径损耗模型可表示为

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{NLOS}}^{\mathrm{CI,\ sKE}}(f_c,d,\phi)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + 22.4\log_{10} d + \mathbf{1.00}\cdot\phi + \chi_{\sigma_{\mathrm{sKE}}}, \text{with knife-edge and } \alpha = 1.00, \quad (9)$$

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{NLOS}}^{\mathrm{CI,\ DB}}(f_c,d,\phi)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + 20.8\log_{10} d + \mathbf{1.00}\cdot\phi + \chi_{\sigma_{\mathrm{DB}}}, \text{with delta-Bullington and } \alpha = 1.00. \quad (10)$$

纳入绕射回归系数α 和路径损耗指数后，我们观察到路径损耗指数值变为 2.28 和 2.22，而 α 在 sKE 和德尔塔-布林顿中分别回归为 0.87 和 0.71。值得注意的是，sKE 和德尔塔-布林顿的阴影衰落标准差进一步降至 4.60 dB 和 4.02 dB。分析结果表明，当路径损耗回归中不包含绕射分量时，路径损耗指数值趋近于 2.00（自由空间情形）。因此，显然，包含绕射分量的修正 CI路径损耗模型能够有效降低估计误差。采用回归所得 α 的 CI路径损耗模型可表示如下:

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{NLOS}}^{\mathrm{CI,\ sKE}}(f_c,d,\phi)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + 22.8\log_{10} d + \mathbf{0.87}\cdot\phi + \chi_{\sigma_{\mathrm{sKE}}}, \text{with knife-edge and regressed } \alpha, \quad (11)$$

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{NLOS}}^{\mathrm{CI,\ DB}}(f_c,d,\phi)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + 22.2\log_{10} d + \mathbf{0.71}\cdot\phi + \chi_{\sigma_{\mathrm{DB}}}, \text{with delta-Bullington and regressed } \alpha. \quad (12)$$

在 2250 MHz 频率下分析的路径损耗模型，以及测量路径损耗数据的散点图，如图 4 所示。基于 2250 MHz 的测量数据，可得出包含绕射的 CI路径损耗模型，如下所示。

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{NLOS}}^{\mathrm{CI,\ sKE}}(f_c,d,\phi)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + 22.7\log_{10} d + \mathbf{1.00}\cdot\phi + \chi_{\sigma_{\mathrm{sKE}}}, \text{with knife-edge and } \alpha = 1.00, \quad (13)$$

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{NLOS}}^{\mathrm{CI,\ DB}}(f_c,d,\phi)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + 20.6\log_{10} d + \mathbf{1.00}\cdot\phi + \chi_{\sigma_{\mathrm{DB}}}, \text{with delta-Bullington and } \alpha = 1.00, \quad (14)$$

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{NLOS}}^{\mathrm{CI,\ sKE}}(f_c,d,\phi)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + 23.5\log_{10} d + \mathbf{0.78}\cdot\phi + \chi_{\sigma_{\mathrm{sKE}}}, \text{with knife-edge and regressed } \alpha, \quad (15)$$

$$\mathrm{PL}_{\mathrm{NLOS}}^{\mathrm{CI,\ DB}}(f_c,d,\phi)[\mathrm{dB}] = 32.4 + 20\log_{10} f_c + 22.6\log_{10} d + \mathbf{0.66}\cdot\phi + \chi_{\sigma_{\mathrm{DB}}}, \text{with delta-Bullington and regressed } \alpha. \quad (16)$$

此外，为了增强比较的清晰度，我们在图5中绘制了所提模型的路径损耗数据和现有数据。如图4和图5所示，对于原始CI路径损耗模型，2250 MHz下的视距路径损耗指数为 2.16，这与图3中1400 MHz下以及 [4]中73 GHz测量得到的结果完全相同。对于非视距路径损耗模型，2250 MHz下采用sKE和德尔塔-布林顿时的路径损耗指数

表II 韩国农村地区春季1400和2250兆赫频率下测量数据的CI路径损耗模型的路径损耗指数参数和误差统计信息。

模型	PLE	STD	α	频率和备注
$PL^{CI\text{-}Rural}_{LOS,28}$	2.1	3.6	-	28吉赫浮动截距 [7]
路径损耗$^{CI\text{-}Rural}_{NLOS,28}$	2.6	9.6	-	28吉赫浮动截距 [7]
路径损耗$^{CI\text{-}Rural}_{LOS,73}$	**2.16**	1.7	-	73 GHz 农村：14 个视距位置 [4]
路径损耗$^{CI\text{-}Rural}_{NLOS,73}$	2.75	6.7	-	73 GHz 农村：17 个非视距位置 [4]
$PL^{CI\text{-}Rural}_{LOS}$	**2.16**	3.07	-	1400 MHz 农村地区：1,262 个视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{NLOS}$	2.56	11.40	-	1400 MHz 农村：2,596 个非视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{NLOS,\ sKE}$	2.24	4.85	1.00	1400 MHz 农村：2,596 个非视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{NLOS,\ DB}$	2.08	6.00	1.00	1400 MHz 农村：2,596 个非视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{NLOS,\ sKE}$	2.28	**4.60**	**0.87**	1400 MHz 农村：2,596 个非视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{NLOS,\ DB}$	2.22	**4.02**	**0.71**	1400 MHz 农村：2,596 个非视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{LOS}$	**2.16**	3.33	-	2250 MHz 农村：1,427 个视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{NLOS}$	2.67	8.98	-	2250 MHz 农村：3,530 个非视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{NLOS,\ sKE}$	2.27	4.92	1.00	2250 MHz 农村：3,530 个非视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{NLOS,\ DB}$	2.06	5.47	1.00	2250 MHz 农村：3,530 个非视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{NLOS,\ sKE}$	2.35	**4.42**	**0.78**	2250 MHz 农村：3,530 个非视距位置
$PL^{CI\text{-}Rural}_{NLOS,\ DB}$	2.26	**3.44**	**0.66**	2250 MHz 农村：3,530 个非视距位置

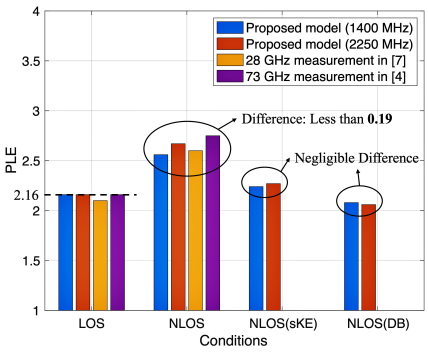


图5。所提模型中针对频率为 1440 和 2250 MHz 的测量数据分析的 CI 路径损耗模型比较，其中 [4] 和 [7], 分别表示单刀刃和德尔塔-布林顿。

与1400 MHz下的结果相比差异很小，最大差值为0.07。此外， [4] 和 [7] 中的测量结果与1400/2250 MHz下获得的结果之间的差值在0.19以内，如图5所示。总之，2250 MHz下CI路径损耗模型的路径损耗指数值与1400 MHz下的几乎相同，与28 GHz和73 GHz下的测量结果相比变化也很小。

论文 [4] 报告称，73 GHz 测量结果与 3GPP [13], 已规定的路径损耗模型相似，并且可外推至 0.5 至 100 GHz 的频率范围，这一范围得到了毫米波频段沿线各种测量的支持 [3], [5], [12], [26], [27]。综合这些结果，我们可以得出结论：在 CI模型中加入衍射分量，可显著提高路径损耗模型的精度，并使其在传播超过第一米后呈现与频率无关的特性，尤其是在视距环境中。

表II总结了1400和2250兆赫频率下农村CI模型的路径损耗指数值和标准差，并与参考文献 [4], [7] 的结果进行了比较。

农村场景中的毫米波。从表中可以观察到，韩国1400和2250兆赫的农村视距路径损耗指数与美国弗吉尼亚州西南部73 GHz的农村视距路径损耗指数相同。此外，与28和73 GHz场景中的9.6和6.7 dB，以及未考虑绕射的测量结果中的11.40和8.98 dB相比，我们所提模型显著降低了非视距测量的标准差，1400和2250兆赫下的标准差分别为4.02和3.44 dB。

五、结论

本通信快报基于春季测量结果，提出了韩国中部农村地区农村宏蜂窝场景的大尺度CI路径损耗模型。测量分别在1400和2250 MHz下进行，我们在1400和2250 MHz下分别从3,858个位置（1,262个视距位置和2,596个非视距位置）以及4,957个位置（1,427个视距位置和3,530个非视距位置）采集了大量数据。1400和2250 MHz下原始CI路径损耗模型的路径损耗指数值相同：视距情况下均为2.16，非视距情况下仅相差0.11。与73 GHz下的CI路径损耗模型相比， [4], [13], 视距情况下的路径损耗指数值同样为2.16，非视距情况下的路径损耗指数差异小于0.19。因此，结合73 GHz下CI模型所得结果与3GPP中的结果相似这一发现， [4], 我们可以得出结论：传播距离超过第一个米之后，CI路径损耗模型具有频率无关特性，因此我们推断，所提出的CI模型可能适用于毫米波频率范围。 [20], [21], [28]–[30]

当我们扩展 CI 模型，在不进行回归的情况下纳入绕射损耗分量时，对于 1400 MHz，sKE 和德尔塔-布林顿的路径损耗指数值分别降至 2.24 和 2.08，标准差也分别大幅降至 4.85 和 6.00。当我们在回归中纳入绕射损耗分量时，sKE 和德尔塔-布林顿的路径损耗指数值分别变为 2.28 和 2.22，标准差进一步分别降至 4.60 dB 和 4.02 dB。对于 2250 MHz，路径损耗指数值和标准差

呈现出与 1400 MHz 非常相似的变化趋势，如图 3 和图 4 所示。根据推导结果可以看出，当绕射分量从整体路径损耗的回归中分离出来时，路径损耗指数值趋近于 2。因此，我们得出结论：引入绕射分量的 CI 模型能够显著提升路径损耗建模的准确性。

附录A 定理1的证明

代价函数 $\mathcal{J}$ 定义为估计向量 $\mathbf{Y}=[y_1,y_2,\cdots,y_N]^{\mathrm{T}}$ 与测量数据 $\widehat{\mathbf{Y}}=[\widehat{y_1},\widehat{y_2},\cdots,\widehat{y_N}]^{\mathrm{T}}$之间的均方误差（MSE）：

$$\mathcal{J}=\frac{1}{N}\|\widehat{\mathbf{Y}}-\mathbf{Y}\|^2=\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\left(\widehat{y_n}-y_n\right)^2. \tag{17}$$

因此，最小化 $\mathcal{J}$ 等价于以下最小二乘问题：

$$\min_{A,B,C,D,\ldots}\|\widehat{\mathbf{Y}}-\mathbf{Y}\|^2=\min_{A,B,C,D,\ldots}\sum_{n=1}^{N}\left(\widehat{y_n}-y_n\right)^2. \tag{18}$$

对式（18）的目标函数分别关于B 和 C 求导，并令结果为零，可得

$$\begin{aligned}\sum_{n=1}^{N}x_{1,n}\widehat{y_n}&=\sum_{n=1}^{N}Ax_{1,n}+\sum_{n=1}^{N}Bx_{1,n}x_{1,n}+\sum_{n=1}^{N}Cx_{1,n}x_{2,n},\\ \sum_{n=1}^{N}x_{2,n}\widehat{y_n}&=\sum_{n=1}^{N}Ax_{2,n}+\sum_{n=1}^{N}Bx_{2,n}x_{1,n}+\sum_{n=1}^{N}Cx_{2,n}x_{2,n},\end{aligned} \tag{19}$$

分别。由于 A 是常数且无需回归，我们可以将式（19）改写为关于 B 和 C的线性系统：

$$\begin{aligned}&\begin{pmatrix}\sum_{n=1}^{N}x_{1,n}x_{1,n} & \sum_{n=1}^{N}x_{1,n}x_{2,n}\\ \sum_{n=1}^{N}x_{2,n}x_{1,n} & \sum_{n=1}^{N}x_{2,n}x_{2,n}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}B\\C\end{pmatrix}\\ &=\begin{pmatrix}\sum_{n=1}^{N}x_{1,n}\widehat{y_n}-\sum_{n=1}^{N}Ax_{1,n}\\ \sum_{n=1}^{N}x_{2,n}\widehat{y_n}-\sum_{n=1}^{N}Ax_{2,n}\end{pmatrix}.\end{aligned} \tag{20}$$

因此，对式 (20) 左侧应用矩阵逆，可得式 (18) 的最小二乘解：

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix}B\\C\end{pmatrix}=&\begin{pmatrix}\sum_{n=1}^{N}x_{1,n}x_{1,n} & \sum_{n=1}^{N}x_{1,n}x_{2,n}\\ \sum_{n=1}^{N}x_{2,n}x_{1,n} & \sum_{n=1}^{N}x_{2,n}x_{2,n}\end{pmatrix}^{-1}\\ &\begin{pmatrix}\sum_{n=1}^{N}x_{1,n}\widehat{y_n}-\sum_{n=1}^{N}Ax_{1,n}\\ \sum_{n=1}^{N}x_{2,n}\widehat{y_n}-\sum_{n=1}^{N}Ax_{2,}\end{pmatrix},\end{aligned} \tag{21}$$

定理得证。 ■

参考文献

[1] 3GPP, 《LTE三维信道模型研究》, 第三代合作伙伴计划 *(3GPP)* 技术报告, 第 TR 36.873 Rel. 12 卷, 2017年。[2] 国际电信联盟, 《IMT-advanced 无线接口技术评估指南》, *ITU-R M* 系列, 第 ITU-R M.2135-1 卷, 2009年。[3] 3GPP, 《6 GHz以上频谱信道模型研究》, 第三代合作伙伴计划 *(3GPP)* 技术报告, 第 TR 38.900 Rel. 15 卷, 2018年。[4] G. R. MacCartney 和 T. S. Rappaport, “用于毫米波无线通信的乡村宏蜂窝路径损耗模型”, IEEE《通信领域精选期刊》, 第35卷, 第7期, 第1663–1677页, 2017年7月。[5] 3GPP, “0.5至100 GHz频段的信道模型研究”, 第三代合作伙伴计划（3GPP）技术报告, 第TR 38.901 Rel. 16卷, 2019年。[6] T. S. Rappaport 等, 《无线通信：原理与实践》。新泽西州普伦蒂斯霍尔 PTR, 2002年, 第2卷。[7] G. R. MacCartney 等, “纽约市28吉赫和73 GHz频段的全向路径损耗模型”, 载于《IEEE个人、室内和移动无线电通信国际研讨会（PIMRC）论文集》, 2014年, 第227–231页。[8] M. K. Samimi 等, “用于毫米波室外通信的概率性全向路径损耗模型”, IEEE《无线通信快报》, 第4卷, 第4期, 第357–360页, 2015年8月。[9] S. Sun 等, “5G无线通信大尺度传播路径损耗模型的预测准确度、敏感度和参数稳定性研究”, IEEE《车辆技术汇刊》, 第65卷, 第5期, 第2843–2860页, 2016年5月。国际电信联盟, “绕射传播”, ITU-R P系列, 第ITU-R P.526 13卷, 2013年。[11] ——, “VHF和UHF频段点到区域地面业务的特定路径传播预测方法”, ITU-R P系列, 第ITU-R P.1812-5卷, 2019年。[12] T. S. Rappaport 等, “面向未来无线通信系统设计的宽带毫米波传播测量与信道模型”, IEEE《通信汇刊》, 第63卷, 第9期, 第3029–3056页, 2015年9月。[13] 3GPP, “无线接入网技术规范组；6 GHz以上频谱的信道模型（第14版）”, 第三代合作伙伴计划（3GPP）技术报告, 第TR 38.900 V14.2.0卷, 2019年。[14] ——, “农村宏蜂窝环境下24 GHz的新测量”, Telstra、爱立信, 第DOC R1-164975号, 2016年。[15] METIS, “METIS信道模型 metis2020”, 交付文件D1.4 v3, 2015年。[16] 国际电信联盟, “世界无线电通信大会-23的ITU-R筹备研究”。[在线]。网址: https://www.itu.int/en/ITU-R/study-groups/rcpm/Pages/wrc-23-studies.aspx [17] ——, “世界无线电通信大会-19，临时最终文件”。 [在线]。网址：https: //www.itu.int/dms pub/itu-r/opb/act/R-ACT-WRC.14-2019-PDF-E.pdf [18] H.-B. Jeon 等, “面向6G无线网络的自由空间光通信：挑战、机遇与原型验证”, IEEE《通信杂志》, 第61卷, 第4期, 第116–121页, 2023年4月。[19] H.-J. Moon 等, “存在指向误差时自由空间光通信中基于无源逆反射器的跟踪性能分析”, IEEE《车辆技术汇刊》, 第1–6页, 2023年3月。[20] Y.-G. Lim 等, “基于地图的毫米波信道模型：概述、B5G评估数据与机器学习”, IEEE《无线通信》, 第27卷, 第4期, 第54–62页, 2020年8月。[21] G. Y. Suk 等, “面向5G新空口的全双工接入与回传一体化：分析与原型测量”, IEEE《无线通信》, 第29卷, 第4期, 第40–46页, 2022年8月。[22] Z. A. Shamsan, “毫米波无线固定系统的降雨与绕射建模”, IEEE《Access》, 第8卷, 第212 961–212 978页, 2020年。[23] S. Sun 等, “5G城市宏蜂窝场景的路径损耗、阴影衰落和视距概率模型”, 载于《IEEE全球通信大会研讨会（GCW）论文集》, 2015年, 第1–7页。[24] A. I. Sulyman 等, “28、60和73 GHz频段毫米波无线网络的定向无线传播路径损耗模型”, IEEE《无线通信汇刊》, 第15卷, 第10期, 第6939–6947页, 2016年10月。[25] T. S. Rappaport 等, 《毫米波无线通信》。培生教育, 2015年。[26] A. Univ. 等, “最高至100 GHz频段的5G信道模型”, 2016年10月。 [在线]。网址: http://www.5gworkshops.com/5GCM.html [27] K. Haneda 等, “办公室和购物中心环境的室内5G类3GPP信道模型”, 载于《IEEE国际通信会议研讨会（ICCW）论文集》, 2016年, 第694–699页。[28] H.-B. Jeon 等, “设备到设备通信系统中基于图论的资源分配与模式选择：全双工的作用”, IEEE《无线通信快报》, 第10卷, 第2期, 第236–240页, 2021年2月。[29] ——, “采用可重构智能表面的节能空中回传系统”, IEEE《无线通信汇刊》, 第21卷, 第8期, 第6478–6494页, 2022年8月。[30] Y. Kim 等, “ 基于分区的 RIS 辅助多址接入：非正交多址解码顺序视角”, IEEE《车辆技术汇刊》, 第71卷, 第8期, 第9083–9088页, 2022年8月。