

doi:10.11959/j.issn.2096-3750.2017.00027

## 综合人体自阻塞和普通阻塞模型的室内毫米波 D2D 通信建模

王磊<sup>1</sup>, 俞晓婷<sup>1</sup>, 陈鸣锴<sup>1</sup>, 钱毅<sup>1,2</sup>

(1. 南京邮电大学通信与网络技术国家工程研究中心, 江苏 南京 210003;

2. 内布拉斯加大学林肯分校, 内布拉斯加州 林肯 NE 68588 )

**摘要:** 毫米波 (mmWave) 技术的高传输速率特性可以满足室内场景下智能设备大数据量通信的需求。但在封闭室内区域, 如何在保证高吞吐量的同时降低传输干扰仍是一个挑战。对于室内的数据传输, 人体被认为是除常规的阻塞之外的最主要的阻塞物。因此, 提出一种新型系统模型, 将人体阻塞构建为自我阻塞模型, 并采用多球 LOS 链路状态模型来描述普通链路阻塞, 将两者结合以更加全面且精确地表达室内阻塞的分布。然后基于所提出的新型阻塞模型, 利用随机几何理论得出覆盖率的闭式表达式, 从而对系统性能进行分析。最后将分析结果与蒙特卡罗仿真做逼近, 数值仿真结果表明, 所提出的模型具有较高的精确度, 能够较为准确地描述室内阻塞的分布。

**关键词:** 毫米波; D2D 通信; 随机几何; 阻塞

中图分类号: TN914

文献标识码: A

## Indoor millimeter-wave D2D communication modeling combining self-blockage and common blockage

WANG Lei<sup>1</sup>, YU Xiao-ting<sup>1</sup>, CHEN Ming-kai<sup>1</sup>, QIAN Yi<sup>1,2</sup>

(1. National Engineering Research Center for Communication and Network Technology,

Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China;

2. University of Nebraska Lincoln, Lincoln NE 68588, USA)

**Abstract:** The high transmission rate characteristic of millimeter wave (mmWave) technology can meet the requirements of large amount of data communications among intelligent devices for indoor scenario. While guaranteeing high throughput, reducing the interference simultaneously in a closed region is still a challenge. For indoor transmission, the human bodies are considered as main blockages besides common blockages. Thus, a new system model is presented, constructing the human body into a self-blockage model, while using multi-ball LOS link state model to describe the conventional blockage. The combination of the two will give a more comprehensive and accurate expression of indoor obstruction. The proposed model uses stochastic geometry to analyze system performance by giving a closed expression of coverage and rate. The simulation results show that the model is accurate to describe the distribution of blockages via the comparison between analysis and Monte Carlo simulations.

**Key words:** millimeter wave, D2D communications, stochastic geometry, blockage

### 1 引言

近年来, 室内网络为越来越多智能设备提供通

信, 成为人们的必备需求之一。随着对电子设备(如智能手机、平板电脑)需求的日益上升, 人们迫切需要提高通信中的数据传输速率<sup>[1,2]</sup>。而作为一个卸

收稿日期: 2017-10-30; 修回日期: 2017-12-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61671253, No.61571240); 江苏省优势学科发展规划基金资助项目; 江苏省高校自然科学研究重大基金资助项目 (No.16KJA510004); 南京邮电大学通信与网络技术国家工程研究中心基金资助项目 (No.TXKY17005)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61671253, No.61571240), Superior Specialties Development Project of Jiangsu Province, The Natural Science Foundation of the Jiangsu Higher Education Institutions of China (No.16KJA510004), NERCCN Foundation of Nanjing University of Posts and Telecommunications (No.TXKY17005)

载流量的方法，基于物理邻近设备通信的 D2D (device-to-device) 利用有限资源，大大提高了系统的吞吐量比<sup>[3-6]</sup>。

由于 60 GHz 网络带宽资源广泛，允许设备实现千兆比特通信业务<sup>[7,8]</sup>，因而能有效提高系统总吞吐量，但其中仍然存在严重的信道衰落问题。为了减少路径损耗，在文献[9~11]中，发射机和接收机都采用高增益定向天线，将主光束与所需信号对准，并在干涉方向上消除噪声以获得高精度的传输，因而定向天线可以在室内通信中减少不必要的干扰。

然而，室内网络的传输容量不仅与系统带宽有关，还与电子设备及阻塞的分布密切关联。利用随机几何，对阻塞及基站的位置进行建模，使其服从均匀的点泊松过程 PPP (Poisson point process) <sup>[12,13]</sup>。由于阻塞的分布状况对于 D2D 能否成功传输至关重要，文献 [14] 引入了包括视距 LOS (line-of-sight)、非视距 NLOS (non-line-of-sight) 和中断状态在内的路径损耗模型，但该模型仅针对有限噪声的场景。在文献[15,16]中，矩形布尔方案证明了尽管有阻塞，但是毫米波网络在覆盖率和数据速率上仍然优于超高频蜂窝系统。另外，文献[17]考虑了新的 D2D 覆盖网络，其特征在于结合了单跳自组织网络，但是并没有给出诸如定向天线或阻塞的特征定义。在文献[18]中，模型场景从广阔的室外移动到封闭的室内区域，此时人体被认为是主要障碍物，也称为自我阻塞，但文中并未基于边界反射条件对有限网络区域进行建模。然而文献[19]中，尽管把天花板对毫米波的反射也列入了考虑因素，还同时定义了人体自阻塞的特征，但并没有给出空间平均信号干扰噪声比 (SINR, signal to interference plus noise ratio) 的闭式分析表达式。

在本文中，为了更有效精确的建模，将多球 LOS 链路状态模型与自我阻塞模型相结合<sup>[20,21]</sup>，改进了干扰和阻塞模型。此外，假设用户位于有限的室内区域且服从均匀的点泊松过程，本文通过研究 SINR 来分析覆盖率以确定系统性能。

## 2 结合自阻塞和多球链路的系统建模

假定本文的智能室内网络中，每个电子设备都配有定向天线，用于数据的发射和接收。定向天线的主要优势在于其主向传播的方式，因为位于其他侧面的波束会分散其能量。与传统的全向

天线相比，这种自适应定向天线的使用在传输带宽较大时将带来降低附加噪声的效果，并降低了毫米波频率下较大的路径损耗。由此，本文结合网络随机几何，详细阐述了基于定向天线的阻塞和干扰模型。

### 2.1 网络模型

定义一个有限区域  $\mathcal{Y}$ ，其中包含一个参考发射设备对以及若干个干扰源。而位于  $\mathcal{Y}$  内的用户均服从密度为  $\lambda$  的均匀点泊松过程。假设参考发射设备与对应的接收设备的距离固定为  $R_0$ ，其位置可由  $g_k = x_k + jy_k$  表示。同时，定义干扰源的位置为  $g_i = x_i + jy_i$ ，则干扰源离远点的距离为  $R_i = \sqrt{x_i^2 + y_i^2}$ 。

如图 1 所示，包括人体在内的每个阻塞物体都被定义为一个直径为  $W$  的圆形。与参考发射设备相关的人体阻塞用  $B_k$  表示，面向  $g_k$  的方位角为  $\theta_k$ 。而与干扰节点相关的人体阻塞为  $B_i$ ，以角度  $\theta_i$  面向  $g_k$ 。

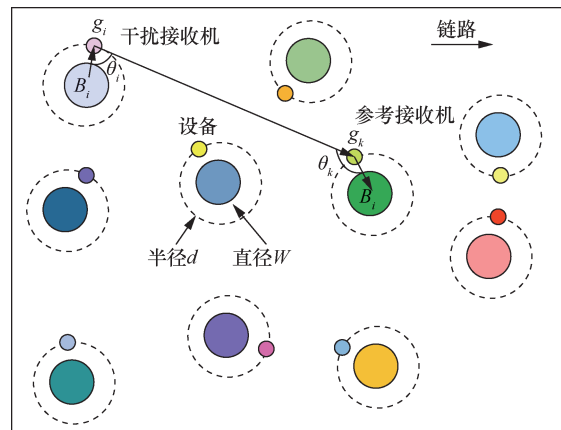


图 1 阻塞轨道模型

**假设 1** 假定轨道模型与阻塞和干扰的位置相关。显然当用户手持电子设备时，发射设备或接收设备一般位于人体周围。因此，假设将  $g_k$  放在以  $B_k$  为中心的圆周上，其半径  $d > \frac{W}{2}$ ，从而得出一个轨道模型。由于在室内场景下用户大都随身携带电子设备，显然室内毫米波模型中自我阻塞是无法避免的。

### 2.2 信号模型

由于每个设备都配有定向天线，因此，定向波束成形便于数据的对准与传输。其中以主瓣宽度  $\theta'$ 、主波瓣增益 ( $G_f$ ) 和后波瓣增益 ( $G_b$ ) 表征的天线增益  $G$  可表示为

$$G = \begin{cases} G_f G_f, \text{w.p.} \left(\frac{\theta'}{\pi}\right)^2 \\ G_f G_b, \text{w.p.} 2 \left(\frac{\theta'}{\pi}\right) \left(\frac{\pi - \theta'}{\pi}\right) \\ G_b G_b, \text{w.p.} \left(\frac{\pi - \theta'}{\pi}\right)^2 \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中, 假设在发射天线主波瓣与接收天线主波瓣完美对准的条件下, 具有增益  $G_f G_f$ , 则其概率表示为  $\left(\frac{\theta'}{\pi}\right)^2$ 。同理得出, 若发射天线后波瓣恰好偏至接收天线的后波瓣处, 则增益  $G_b G_b$  的概率为  $\left(\frac{\pi - \theta'}{\pi}\right)^2$ 。由于增益  $G_f G_b$  存在 2 种情形, 发射主波瓣偏至接收后波瓣处或发射后波瓣偏至接收主波瓣处, 因而增益概率可表示为  $2 \left(\frac{\theta'}{\pi}\right) \left(\frac{\pi - \theta'}{\pi}\right)$ 。

一般在毫米波通信链路上, 信号被阻挡定义为非视距 NLOS, 未阻挡被定义为视距 LOS。为了降低模型的复杂性, 假定传输过程中存在 Nakagami 衰落且衰落随参数  $M$  变化。因而, 在  $M \rightarrow \infty$  的情况下, 衰落将在固定的平均值周围上下浮动, 但当  $M=1$  时, 则会表现为瑞利衰落。

### 2.3 阻塞和干扰模型

由于毫米波的高衰耗性, 通信链路状态将完全取决于室内环境, 尤其与阻塞的分布状况密切相关。除了普通的阻塞之外, 人体是室内毫米波通信中最主要的阻塞物。在参考设备对传输期间,  $g_k$  不仅可能被  $B_i$  阻挡, 更大的可能是被与其自身相关的人体阻塞  $B_k$  阻挡。也就是说, 传输链路被用户自己阻挡的可能性更大, 这被定义为自我阻塞, 且与  $g_k$  是否直面朝向  $g_i$  有关。

**假设 2** 阻塞的位置服从独立均匀的点泊松过程。由于在这个有限区域内已经假设有 2 种阻塞, 包括常见的阻塞物和人体阻塞。即通信链路也许会被常规的阻塞阻挡但有更大的可能是被人体阻挡。但是仍需对普通阻塞加以定义, 与人体阻塞分开讨论。

除了  $B_i$  和  $B_k$  之外, 还假定信号链路也有可能被假设 2 中提到的普通阻塞  $B_j(j \neq i)$  阻挡。而自阻塞与这些普通阻塞的明显区别在于是否与  $g_k$  和  $g_i$  的位置相关。实际上, 当  $g_k$  不直接面向  $g_i$  时, 就会发生自我阻塞。与之不同的是, 普通阻塞没有这方面的

限制。因此, 当信号链路并非处于自我阻塞时, 才会被普通  $B_j(j \neq i)$  阻挡。

**假设 3** 如图 2 所示, 假设当传输链路落入确定的空间角时则定义为被用户的身体阻挡。 $\theta$  被设定为阻挡角, 与人体的宽度及其位置的分布有关。由此推测阻挡角周围的恒定信号必会衰减。也就是说, 如果信号路径落入阻塞角内, 则接收功率  $F$  会有部分衰减。



图2 阻挡角

如果从参考发射设备到接收设备之间没有任何阻塞, 就称之为强干扰,  $g_i$  被定义为强干扰源。否则, 链路为弱干扰,  $g_i$  为弱干扰源。如图 3 所示, 干扰源  $g_i$  被阻塞  $B_j$  所挡, 则位于  $B_j$  后的区域  $C_j$  为阻挡区, 得到  $g_i \in C_j$ , 从而判定  $g_i$  是弱干扰源。因而当链路没有发生自阻塞时, 定义  $C_j \in \Upsilon$  为被普通  $B_j(j \neq i)$  阻挡的阻塞角区域

$$C_j = \left\{ g_i \in \Upsilon : |g_i - B_j| > \frac{W}{2}, \forall j \neq i, |\angle z - \angle B_j| \leq \sin^{-1} \left( \frac{W}{2B_j} \right) \right\} \quad (2)$$

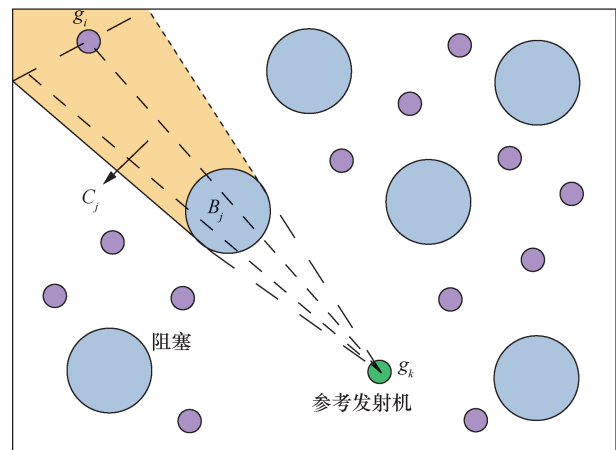


图3 阻塞区域

### 2.4 干扰准则

针对是否能够同时无干扰的进行数据传输，本文给出 2 种判断准则：1)参考接收设备是否位于波束宽度即主瓣  $\theta$  内；2) 位于波束宽度内的参考接收设备是否在阈值范围内。这里，事先计算出阈值  $R_B$  去判断  $g_i$  是否为强干扰源。如果接收设备位于波束宽度外，但满足  $|g_k - g_i| \leq R_B$ ，则  $g_i$  仍是强干扰源，反之则为弱干扰源。在这种假设下，一旦确定  $g_i$  是一个弱干扰源，参考设备对之间存在阻塞的可能性将增大。

假设在模型中存在  $S$  种不同链路状态，其中包括 LOS 和 NLOS。那么，可以利用多球 LOS 链路状态去进一步探讨普通阻塞  $B_j(j \neq i)$  的分布状况。如图 4 所示，将参考设备对之间的距离划分为  $C$  个半径为  $r_0$  的 LOS 链路区域。

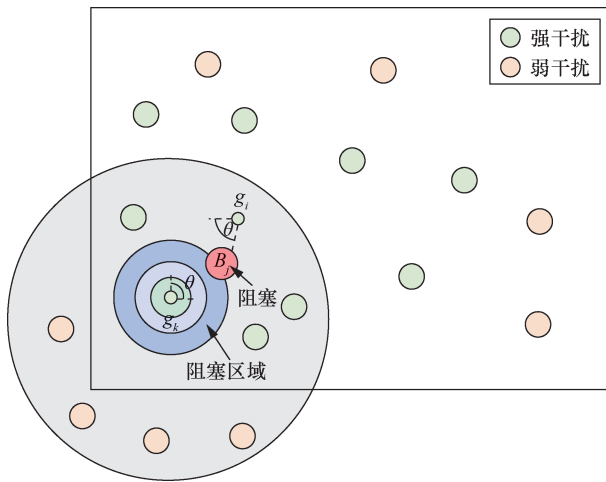


图 4 多球 LOS 链路状态

逐个判断阻塞  $B_j(j \neq i)$  是否位于球内，也就是判断位于这个圆形区域内的链路状态，给定  $P_s(\cdot)$  表示设备处于状态  $S$  的概率

$$P_s(r) = \sum_{c=1}^{C+1} q_s^{[D_{c-1}, D_c]} 1_{[D_{c-1}, D_c]}(r) \quad (3)$$

其中， $\sum_{s \in S} p_s(r) = 1$ ， $C$  表示球链路状态的个数，若  $D_0 = 0$  且  $D_{c+1} = +\infty$ ， $D_c$  表示第  $C$  个球的半径，而  $q_s^{[D_{c-1}, D_c]}$  则为处于状态  $S$  且满足  $r \in [D_{c-1}, D_c)$  的概率，且  $\sum_{s \in S} q_s^{[D_{c-1}, D_c]}(r) = 1$ 。如果  $r \in [x, y)$  成立，则指示函数  $1_{[D_{c-1}, D_c]}(r)$  返回 1，否则返回 0。

为了进一步明确是否存在  $B_j(j \neq i)$ ，给定  $\mathfrak{S}$  来表

示参考发射设备与干扰源之间球链路的区域范围。由于  $B_j(j \neq i)$  也同样服从点泊松过程，因此，区域内没有阻塞的概率  $e^{-\lambda|\mathfrak{S}|}$  可以轻易算出。如图 4 所示，区域  $\mathfrak{S}$  的估计值为

$$\mathfrak{S} = \frac{\pi D_c^2}{2} \quad (4)$$

根据式(4)得到区域估计值，从而可以算出  $\mathfrak{S}$  内没有任何用户的概率为

$$p_b(g_k) = 1 - e^{-\lambda(\mathfrak{S})} \quad (5)$$

一旦  $p_b(g_k)$  确定，则阈值  $R_B$  可通过求强干扰源的平均数相应算出。没有被阻挡的干扰源即强干扰源，其平均数可以通过对区域内求  $p_b(g_k)$  积分算出

$$\begin{aligned} \rho(g_k) &= -\lambda \int_{g \in \Upsilon} (1 - p_b(g_k)) dg \\ &= \frac{e^{-\frac{\lambda W^2}{4}}}{W^2} (1 - e^{-\lambda W r} (1 + \lambda W r)) \end{aligned} \quad (6)$$

由于位于球形区域内的强干扰源平均数确定为  $\lambda \pi R_B^2$ ，所以在得出  $\rho(g_k)$  后，阈值  $R_B$  可以表示为

$$R_B = \left[ \frac{\rho(g_k)}{\pi} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

### 3 SINR 的闭式表达式分析

在研究随机几何模型中阻塞和用户的分布状况时，SINR 表示的是信号干扰噪声比，在接收端表示如下

$$SINR = \frac{P_t M_0 h_0 r^{-\alpha_L}}{\sigma^2 + \sum_{i \in \Phi} P_i M_0 h_0 l(r)} \quad (8)$$

其中， $P_t$  是发射功率， $M_0$  是主瓣对准时的天线增益， $\sigma^2$  为参考发射设备的噪声功率。由于已假定在数据传输过程中存在 Nakagami 衰落，则与之相关的  $h_0$  和  $h_i$  都被定义为归一化的 Gamma 函数，随自变量  $M$  而改变。

#### 3.1 覆盖率

鉴于室内用户服从均匀的点泊松过程，覆盖率用  $\beta$  表示，当 SINR 的互补累积函数大于一个阈值时可以得到

$$P_c = \{\beta \geq \gamma\} \quad (9)$$

将定量分别代入，重新计算得出

$$\begin{aligned}
 P_c &= \mathbb{P} \left\{ \frac{P_t M_0 h_0 r^{-\alpha_0}}{\sigma^2 + \sum_{i \in \Phi} P_t M_i h_i l(r)} \geq \gamma \right\} \\
 &= \mathbb{P} \left\{ h_0 \geq \frac{\gamma r^{\alpha_0}}{P_t M_0} \left( \sigma^2 + \sum_{i \in \Phi} \frac{P_t M_i h_i}{l(r)} \right) \right\} \\
 &= \mathbb{P} \left\{ h_0 \geq \frac{\gamma r^{\alpha_0}}{P_t M_0} (\sigma^2 + I_\Phi) \right\} \quad (10)
 \end{aligned}$$

其中， $I_\Phi = I_\Phi^W + I_\Phi^S$  表示强弱干扰源的干扰之和，而强弱干扰的不同取决于路径损耗的多少。因为与传统蜂窝系统相比，室内毫米波通信最大的不同就是阻塞数目可以为 0、1 或 2，但蜂窝系统阻塞数目一般为 0 或 1，所以，自阻塞模型所表现出的是即使是强干扰带来的影响也会被大幅度减弱。显而易见，这种特性下弱干扰源带来的影响几乎可以忽略不计。此时，LOS 和 NLOS 链路中的路径损耗因子分别给定为  $\alpha_L$  和  $\alpha_N$ ，显然  $\alpha_N > \alpha_L$ 。由于自阻塞模型的特殊性，其阻塞物数目一般可以确定，所以在此基础上基于 LOS/NLOS 的特点的路径损耗的表达式为

$$l(r) = \begin{cases} |r|^{-\alpha_L} B_L^{-s} \\ \left( |r|^2 + 4d_0^2 \right)^{\frac{-\alpha_L}{2}} \mathbf{1}_{\{s=0\}} + |r|^{-\alpha_N} \mathbf{1}_{\{s \neq 0\}} \end{cases} \quad (11)$$

其中， $|r|^{-\alpha_L} B_L^{-s}$  表示的是遭遇强干扰源的路径损耗，而后者则利用一个指示函数来判别阻塞的数目从而确定是否遭遇弱干扰源。事实上，当参考设备对遭遇弱干扰源时，即使造成干扰的影响并不大，仍会引起区域内的散射和衍射。进一步将路径损耗代入公式，由于  $P(\partial < \Theta) < [1 - e^{-\bar{\eta}\Theta}]$  具有严格的上界，所以推导得出

$$\begin{aligned}
 P_c &= \mathbb{P} \left\{ h_0 \geq \frac{\gamma r^{\alpha_0}}{P_t M_0} (\sigma^2 + I_\Phi) \right\} \\
 &= 1 - E \left[ \left( 1 - e^{-\bar{\eta} \left( \sigma^2 + \sum_{i \in \Phi} P_t M_i h_i l(r) \right)} \right)^N \right] \quad (12)
 \end{aligned}$$

其中， $\bar{\gamma} = \frac{\gamma r_0^{\alpha_L}}{P_t M_0}$  且  $\bar{\eta} = N(N!)^{-\frac{1}{N}}$ 。利用二项式定理，式(12)可以得到一个新的近似表达式

$$P_c \approx \sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \binom{N}{n} e^{-k\bar{\eta}\bar{\gamma}\sigma^2} E_\Phi \left[ e^{-k\bar{\eta}\bar{\gamma}I_\Phi^S} \right] E_\Phi \left[ e^{-k\bar{\eta}\bar{\gamma}I_\Phi^W} \right] \quad (13)$$

鉴于式(7)所计算出的阈值  $R_B$ ，为了获得更精确的结果，针对 LOS 和 NLOS 进行拉普拉斯变换，得到以下拉普拉斯变换函数

$$E_\Phi \left[ e^{-k\bar{\eta}\bar{\gamma}I_\Phi^S} \right] = e^{-2\pi\lambda \sum_{k=1}^3 G_k \left( \frac{R_B^2}{2} \int_0^{R_B} (1-r')rd r' \right)} \quad (14)$$

$$E_\Phi \left[ e^{-k\bar{\eta}\bar{\gamma}I_\Phi^W} \right] = e^{-\lambda(q(g_k, \theta_k)A_1 + (1-q(g_k, \theta_k)A_2))} \quad (15)$$

$$A_1 = |\nu| - \int_{g \in \nu} \left( 1 + \frac{k\bar{\eta}\bar{\gamma}}{\left( |g|^2 + 4d_0^2 \right)^{\frac{\alpha_L}{2}}} \right) dg \quad (16)$$

$$A_2 = |\nu| - \int_{g \in \nu} \left( 1 + \frac{k\bar{\eta}\bar{\gamma}}{\left( |r| \right)^{-\alpha_N}} \right)^{-N} dg \quad (17)$$

其中， $r' = 1 + \left( \frac{k\bar{\eta}\bar{\gamma}}{r^{\alpha_L} B_L^s} \right)^{-N}$ ，且式中每一个拉普拉斯

变化都较易得出，但是由于  $q(g_k, \theta_k) = \frac{\Xi_k}{\Upsilon - |\Upsilon \cap \Xi_k|}$ ，

其自身随着天线增益而变换，因而需要事先确定  $\theta_k$ 。此后基于用户的关联准则，将式(14)和式(15)代入式(13)，可以得到一个平均 SINR 覆盖率的表达式

$$\begin{aligned}
 P_c &\approx \sum_{n=1}^N (-1)^{n+1} \binom{N}{n} \cdot \\
 &\left[ 1 - \lambda \left( 2\pi U = \frac{R_B^2}{2} - \int_0^{R_B} (1-r')rd r' \right) + V \right] + \lambda^2 (2\pi U + V)^2 \quad (18)
 \end{aligned}$$

其中， $U = \frac{R_B^2}{2} - \int_0^{R_B} (1-r')rd r'$ ，且  $V = -\lambda(q(g_k, \theta_k)A_1 + (1-q(g_k, \theta_k)A_2))$ 。

利用麦克劳林公式  $e^x \approx 1 + x + \frac{x^2}{2}$  估计式(18)，从而使  $P_c$  无限接近与 1。实际上， $U$  和  $V$  分别与 LOS 和 NLOS 干扰有关，但本文预料的情况是发生 LOS 将更有利。并且， $U$  和  $V$  都是基于其天线增益的多项式，因此，将其分解后更易得出 SINR 的总体互补积累函数。

### 3.2 面积频谱效率(ASE)

比起单个给定密度下的覆盖率，面积频谱效率可以更综合的估计网络性能，因而 ASE 是一个判断模型的重要指标。假定 SINR 是  $\Gamma$ ，则每个信道的频谱效率为

$$\eta = \text{lb}(1 + \Gamma) \quad (19)$$

根据式(19)，频谱效率的互补积累函数可以准确地给出

$$(\beta > \Gamma) \Leftrightarrow \underbrace{\text{lb}(1 + \beta)}_{\{\beta > 2^{\Gamma} - 1\}} > \eta \quad (20)$$

左边等式即为  $P_c$ ，而右边等式则与频谱效率的互补积累函数有关，鉴于以上等式的概率相同，则可以得到

$$P_{\eta} = P_c (2^{\eta} - 1) \quad (21)$$

当满足  $X \geq 0$  时， $E[X] = \int_0^{\infty} (1 - F(x)) dx$ 。由此，可得出各态遍历的频谱效率为

$$E[\eta] = \frac{1}{\log(2)} \int_0^{\infty} \frac{P_c}{1 + \Gamma} d\Gamma \quad (22)$$

其中，变量  $\Gamma = 2^{\eta} - 1$  改变致使求导参数也发生变化

$$d\eta = \frac{1}{\log(2)} \frac{d\Gamma}{1 + \Gamma}$$

但是，在实际应用中上述公式中的积分存在范围，用最大值  $\beta_{\max}$  和最小值  $\beta_{\min}$  进行积分限制。因此，各态遍历的频谱效率在积分范围内的近似表示如下

$$E[\eta] = \int_{\beta_{\min}}^{\beta_{\max}} \frac{P_c}{\text{lb}(1 + \Gamma)} d\Gamma \quad (23)$$

## 4 数值仿真结果

本节要讨论的是系统性能的仿真和数值结果。用于仿真的参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

参数	数值
$\alpha_L$	2
$\alpha_N$	4
$\delta^2$	-100
$N, m, M$	7, 0.125, 8
$\theta$	6
$P_t$	1W

首先，为了论证模型的优越性与精确性，给出以 SINR 为自变量的覆盖率曲线。图 5 所示是密度分别为  $\lambda=1$  和  $\lambda=2$  的 SINR 分布，其分析结果与蒙特卡洛仿真对比后发现两者差异较小。而且在定向天线的主方向传播优点的基础上事先对阈值范围  $R_B$  进行了计算，模型的精确度将得到提升。实际上，随着阻塞密度的不断提高，参考发射设备遭遇干扰源的风险也将不断增加。

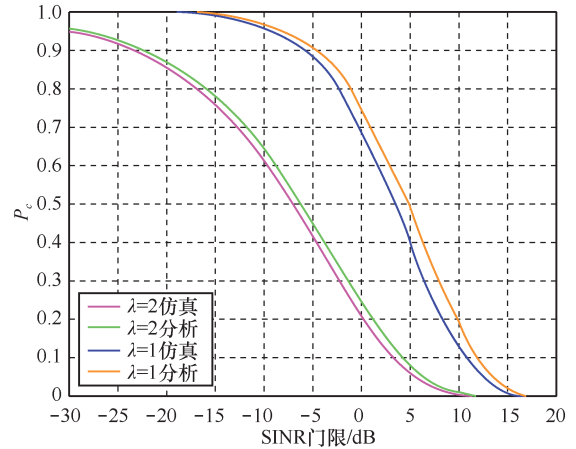


图 5 SINR 覆盖率

ASE 可以通过 2 种方式进行：1)使用蒙特卡罗仿真；2) 分析。前一种方法中，计算平均频谱效率：首先定义  $\kappa$  个服从二项点过程 (BPP) 的潜在干扰用户，并且精确地计算每个网络实现的相关 ASE。为了得出高精度的 ASE 从而获得空间平均，需要进行多次重复计算。随着实验次数逼近无限次，将会得到无限接近精确的空间平均性能，但由于其高复杂性结果很难实现。另一种方法只需要考虑瑞利衰落。在这种方法中，空间平均中断概率可以通过无条件地调节干扰源和阻塞位置的结果来预先确定。简而言之，通过确认干扰源和障碍物的密度，就能得到空间平均中断概率。使用这种方法，可以轻易地获得 SINR 的空间平均互补积累函数的近似表达式，得到图 6。显而易见，给出的 ASE 曲线也表明本文模型具有较高精确度。

## 5 结束语

本文提出了一种室内毫米波 D2D 通信的系统模型，并将 LOS 球链路状态与自阻塞模型相结合。为了改进毫米波室内阻塞和干扰模型的精确度，根据链路是否被阻塞，引入了不同的路径损耗和小规模衰落参数。应用所提出的模型，得到一个 SINR 分布的闭式表达式。

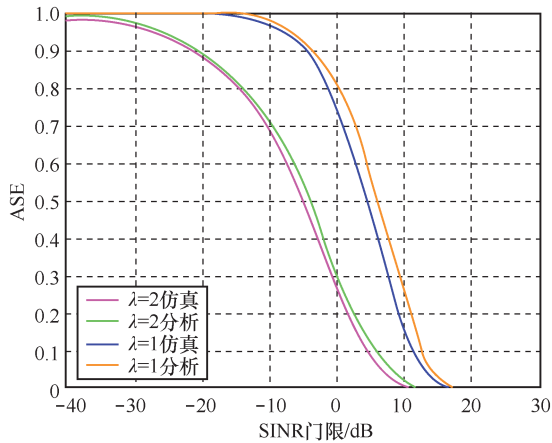


图6 ASE曲线

对于未来的工作方向,可以把旁瓣干扰因素也列入室内场景的分析,同时考虑毫米波信号多次反射带来的衰落问题,重新规划干扰与阻塞模型。

#### 参考文献:

- [1] MA B, SHAH-MANSOURI H, WONG V W S. Multimedia content delivery in millimeter wave home networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(7):4826-4838.
- [2] SAITO N. Ecological home network: an overview[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(11):2428-2435.
- [3] FODOR G, DAHLMAN E, MILDH G, et al. Design aspects of network assisted device-to-device communications[J]. IEEE Communications Magazine, 2012, 50(3):170-177.
- [4] YU C H, TIRKKONEN O, DOPPLER K. Power optimization of device-to-device communication underlying cellular communication[C]// IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2009:1-5.
- [5] ZHOU L. Mobile device-to-device video distribution: theory and application[M]. ACM, 2016.
- [6] ZHOU L. QoE-driven delay announcement for cloud mobile media[M]. IEEE Press, 2017.
- [7] WU D, ZHOU L, CAI Y. Social-aware rate based content sharing mode selection for D2D content sharing scenarios[J]. IEEE Transactions on Multimedia, 2017, PP(99):1-1.
- [8] YONG S K, XIA P, VALDES-GARCIA A. 60 GHz Technology for gbps WLAN and WPAN: from theory to practice[M]. Wiley Publishing, 2011.
- [9] BAI T, HEATH R W. Coverage and rate analysis for millimeter-wave cellular networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(2):1100-1114.
- [10] LU W, RENZO M D. Stochastic geometry modeling of cellular networks: analysis, simulation and experimental validation[C]// ACM International Conference on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems. 2015:179-188.
- [11] THORNBURG A, BAI T, HEATH R W. MmWave ad hoc network coverage and capacity[C]// IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2016:1310-1315.
- [12] RENZO M D. Stochastic geometry modeling and analysis of multi-tier millimeter wave cellular networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(9):5038-5057.
- [13] THORNBURG A, BAI T, HEATH R W. Performance analysis of outdoor mmwave ad hoc networks[J]. IEEE Transactions on Signal

Processing, 2016, 64(15):4065-4079.

- [14] RENZO M D. Stochastic geometry modeling and performance evaluation of mmWave cellular communications[J]. arXiv:1506.05222v1.
- [15] ANDREWS J G, BAI T, KULKARNI M N, et al. Modeling and analyzing millimeter wave cellular systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(1):403-430.
- [16] GOWAIKAR R, HOCHWALD B, HASSIBI B. Communication over a wireless network with random connections[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(7):2857-2871.
- [17] LEE N, LIN X, ANDREWS J G, et al. Power control for D2D underlaid cellular networks: modeling, algorithms, and analysis[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 33(1):1-13.
- [18] VENUGOPAL K, HEATH R W. Location based performance model for indoor mmWave wearable communication[C]// IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2016:1-6.
- [19] GEORGE G, LOZANO A. Performance of enclosed mmWave wearable networks[C]// IEEE Int'l Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP). 2015.
- [20] ABOULSEUD M, CHARLTON G. The effect of human blockage on the performance of millimeter-wave access link for outdoor coverage[C]// Vehicular Technology Conference. IEEE, 2013:1-5.
- [21] VENUGOPAL K, VALENTI M C, HEATH R W. Device-to-device millimeter wave communications: interference, coverage, rate, and finite topologies[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 15(9):6175-6188.

#### 作者简介:



王磊(1977-),男,南京邮电大学副教授、硕士生导师,主要研究方向为无线通信与信号处理、智能信号处理、毫米波通信、D2D通信等。



俞晓婷(1994-),女,南京邮电大学硕士生,主要研究方向为D2D、毫米波传输等。



陈鸣锴(1989-),男,南京邮电大学博士生,主要研究方向为D2D传输、多媒体信号处理等。

钱毅(1962-),男,美国内布拉斯加大学终身教授,主要研究方向为计算机通信网络和无线通信网络及国际互联网安全。