

## 基于改进的狭窄街道 MIMO 多散射信道模型分析

唐登洪<sup>1</sup>, 周杰<sup>1,2</sup>, 邵根富<sup>3</sup>, 袁梅<sup>1</sup>, 范倩莹<sup>1</sup>

(1. 南京信息工程大学气象探测与信息处理重点实验室, 江苏 南京 210044;

2. 日本国立新潟大学工学部电气电子工学科, 日本 新潟 950-2181;

3. 杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310000)

**摘 要:** 为建立更高效的移动端对端 (mobile to mobile) 通信系统, 针对城市狭窄街道多入多出系统 (MIMO, multiple input multiple output) 移动传播环境, 在经典椭圆模型 (EBSBM, ellipse based single bounce model) 基础上引入等效散射点概念, 提出了改进的多跳散射信道模型。此模型将多跳散射路径通过几何变换等效为单点椭圆散射路径, 研究了模型的空时频统计特性, 推导出发射角 (AOD, angle of departure)、到达角 (AOA, angle of arrival) 及多普勒频移 (Doppler shift) 等随机参数的概率密度函数 (PDF, probability density function) 的解析表达式, 并进一步分析天线圆形阵列 (uniform circular array) 分布下的 MIMO 信道空间相关性及信道容量。仿真实验与以往模型及数据对比验证了所提出模型的有效性。

**关键词:** 移动端通信; 多入多出; 经典椭圆模型; 到达角; 多普勒频移

中图分类号: TN911.6

文献标识码: A

## Analysis of a modified MIMO multi-bounced channel model for narrow street environment

TANG Deng-hong<sup>1</sup>, ZHOU Jie<sup>1,2</sup>, SHAO Gen-fu<sup>3</sup>, YUAN Mei<sup>1</sup>, FAN Qian-ying<sup>1</sup>

(1. Key Laboratory of Meteorological Observation and Information Processing,

Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China;

2. Department of Electronic and Electrical Engineering, Niigata University, Niigata 950-2181, Japan;

3. Department of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310000, China)

**Abstract:** To establish scattering models that match realistic street transmission scenarios for more efficient M2M mobile communication systems, existing models mainly focus on single-scattering and double-scattering, while for narrow urban street environment, single-scattering assumption is rather restrictive. To overcome this problem, a modified multi-bounced channel model based on EBSBM was provided, in which the concept of equivalent scattering point is assumed. The multi-bounced propagation paths are considered as an one-bounced ellipse scattering path and characteristics of the model were further analyzed. General formulations of several important parameters such as the probability density function (PDF) of the angle-of-departure (AOD), angle-of-arrival (AOA) and Doppler shift were derived, which were applied to the performance of multiple-input-multiple-output (MIMO) system employing a circular array antenna. Doppler frequency distribution was also taken into account. The results show good agreement with the previously models, which validates the rationality of proposed model.

**Key words:** M2M communication, MIMO, EBSBM, angle of arrival, Doppler shift

### 1 引言

近年来, MIMO M2M 无线通信技术飞速发展,

已成为 5G 移动通信技术的一个主要研究对象, 为了建立更高效的 M2M 通信系统, 匹配现实通信场景的 MIMO 衰落信道模型设计及其空间特征的准

收稿日期: 2016-12-06; 修回日期: 2017-05-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(No.61471153); 江苏省高校自然科学基金研究重大计划基金资助项目(No.14KJA510001)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61471153), Jiangsu Provincial Research Scheme of Natural Science for Higher Education Institute (No.14KJA510001)

确认知尤为重要<sup>[1]</sup>。针对移动通信环境，研究者提出了一系列聚焦在 2D 平面的基于几何统计的散射信道模型，如经典的散射体空间分布圆模型（GBSBM, geometrically based single bounce model）和椭圆 EBSBM 模型等<sup>[2-5]</sup>。Qu<sup>[6]</sup>推导了一个三维空间模型的多普勒频谱概率分布，Nawaz 等<sup>[7]</sup>提出了由定向天线基站（BS）构成的三维散射模型，其中考虑了由于街道建筑、地面和其他垂直对象相互作用产生的高层平面角度散射。同样是基于微小区环境，文献[8]推导出了一个一般性的 3D 散射信道模型，此模型中假定散射体均匀分布于 BS 周围，拓展了信道模型在空间角度方面的研究。一个基于 M2M 无线传播环境的 3D 椭圆模型在文献[9]中被提出，研究者总结出位于移动站（MS）的相对方向上多路径波形的到达角（AOA, angle of arrival）出现频率最多。随着城市建设的不断发展以及汽车的普及，越来越多的研究者将城市街道传播场景的信道建模作为研究对象。Ghoraishi 等<sup>[10]</sup>运用极坐标分析了一个基于 2.2 GHz 频率的城市街道通信场景的非可视化传播信道模型数据。Cheng<sup>[11]</sup>提出了一个改进型的各向异性 M2M 通信几何散射模型，该模型仅聚焦在单散射和双散射，多跳散射的情况没有详细讨论。Cartney 等<sup>[12]</sup>在城市微小区环境中进行了 2 次测量实验并由此提出了适用于 5G 标准的路径损耗模型，该模型对于 5G 通信发展有重要的推动作用。Avazov<sup>[13]</sup>设计了一个基于室外通信环境的 LOS 和 NLOS 传播条件下的几何街道散射模型，同样未考虑到波达信号的多跳散射传播路径。文献[14]提出了一个街道车对车（M2M）模型，结合了双环模型和由 LOS 单双散射线构成的多个共焦椭圆模型。

在信道建模的研究中，经典椭圆模型的主要缺陷就是对于波达信号的传播路径只考虑了单跳散射，而多跳散射传播路径未考虑。根据 Ghoraishi 等<sup>[10]</sup>对东京和横滨市中心的测量数据，射频跟踪接收器检测到了大量散射体信号，可以判断，对于较为狭窄的密集城市街道环境而言，仅考虑单点散射不太切合实际，因为有效街道宽度<sup>[15]</sup>往往不足以匹配模型的最大散射区域。对于这样的街道微小区场景，单点散射假设的实现要求相当严格，而当考虑了波达信号的多散射传播路径之后，以往的散射信道模型将不再适用。

本文针对城市狭窄街道 M2M 移动通信环境提出了一个改进的多跳散射信道模型。从经典椭圆模

型出发，考虑了波达信号的多跳散射路径。为了更符合现实场景，模型中引入了等效散射点的概念，将散射路径从单点和双跳推广到多跳散射，着重详细研究了提出的等效参考模型的时空统计特性，推导出了发射角（AOD, angle of departure）和到达时间（TOA, time-of-arrival）的联合概率密度函数以及发射角和到达角的边缘联合概率密度函数的解析表达式。为了便于分析接收端（MR, mobile receiver）更可靠的位置，模型中还充分考虑了街道环境中移动发射端（MT, mobile transmitter）的非对称定向天线的影响，并进一步结合接收端全向圆形天线阵列分析了 MIMO 系统空间相关性和信道容量。数值仿真结果表明本文提出的模型可用来模拟狭窄城市街道环境 M2M 通信，与一些经典的模型及实验数据相比，模型的有效性和一般性得到证实，为街道移动通信环境下的信道建模提供了创新性研究。

## 2 狭窄街道移动通信传播场景

图 1 描绘了狭窄城市街道 M2M 移动通信环境。路径  $P_1$  是单点散射路径，对应的是传统的 EBSBM 模型，点  $S^1$  表示单点模型上的一个散射点；传统的椭圆模型已经被证实适用于室外微小区无线传播环境，然而，本文研究的是狭窄的密集城市街道，在此环境下，街道两边的散射分布仍然呈现椭圆形，只是由于模型中考虑了多跳散射，所以大部分实际散射体是沿着街道两边密集分布的。同时，由于散射次数的不确定性，直接分析街道模型中的多跳散射路径很难实现，因此，为了使提出的模型与城市街道环境更接近，本文在传统的椭圆模型基础上进行了改进，将多跳散射通过几何变换近似等效为单点散射分析。 $S^2$  表示双跳散射模型的一个等效散射点，此时的等效模型发生了倾斜，发射端  $MT$  由等效发射端  $MT'$  近似表示；路径  $P_3$  为三跳散射路径， $S^3$  表示这个三跳散射路径的一个等效散射点；同样地，推广到多跳散射路径， $P_N$  可用相应的等效单点散射路径表示，这些等效散射点组成了改进的椭圆散射模型。

图 2 显示的是等效信道模型接收端的位置变化。可以看出，当接收端从  $MR_1$  变化到  $MR_3$  时，等效椭圆模型从左往右倾斜，此时的散射模型呈现带有旋转角度的椭圆形状<sup>[7]</sup>。可以很明显地看出，当接收端位于  $MR_2$  时，等效椭圆模型可以用描述奇数次传播路径的等效情况，如图 3 所示；当接收端位

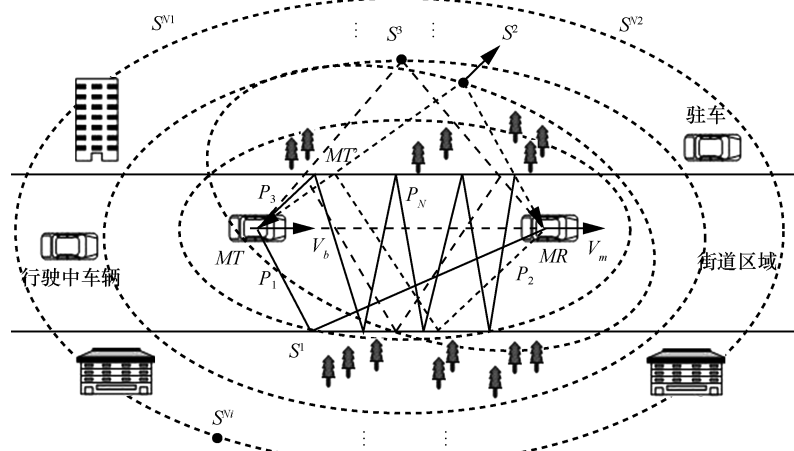


图 1 城市狭窄街道 M2M 移动通信环境

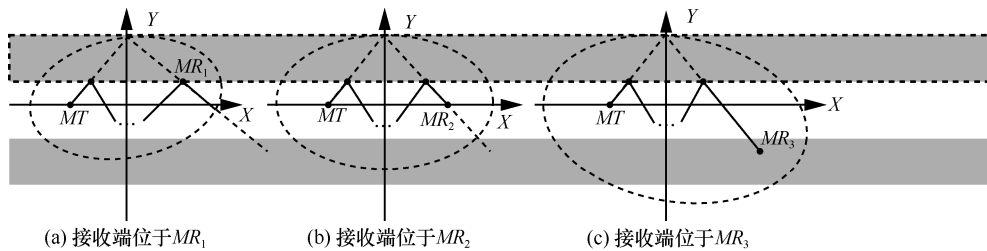


图 2 等效散射信道模型接收端位置变化

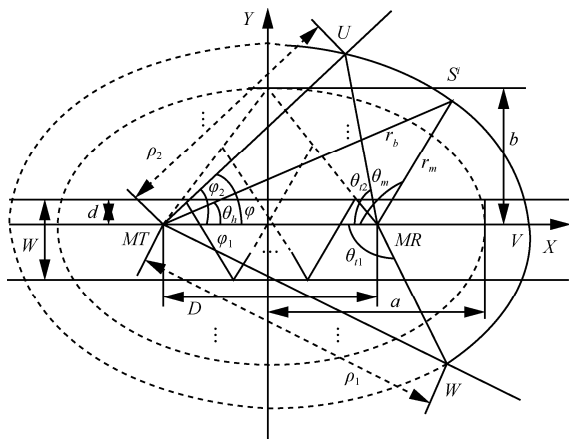


图 3 奇数次散射传播路径及其等效单点模型

于  $MR_1$  时，等效椭圆模型可用来描述偶数次传播路径的等效情况，如图 4 所示。由于接收端位置的变化，有必要将散射路径分为奇数次和偶数次分别讨论其信道特征。输入信号的散射次数  $N$  往往由输入角度  $\varphi = \arctan\left(2\frac{NW}{D}\right)$  决定，其中， $D$  表示  $MT$  到  $MR$  间的距离， $W$  是街道宽度，当散射次数  $N$  定义为奇数时，输入信号经历奇数次散射传播路径，当散射次数  $N$  定义为偶数时，输入信号经历偶数次散射传播路径。对于狭窄的密集

街道环境， $MT$  和  $MR$  之间的距离很短，意味着信道的主要损耗来自于多跳散射损耗，为了分析的简便，本文模型建立在 2D 平面上，同时假设各散射路径之间相互独立且具有相同的路径损耗。

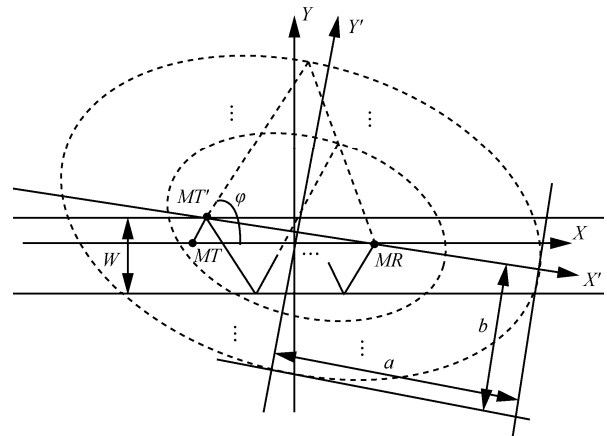


图 4 偶数次散射传播路径及其等效单点模型

### 3 等效信道模型理论

#### 3.1 奇数次多跳散射传播路径

图 3 表示的是奇数次散射传播路径及其等效单点模型，模型中假设  $MR$ 、 $MT$  和焦点均在平行于街

道两边的  $X$  轴上, 如图 2 (b) 所示。此外, 考虑到 MR 的实际位置, 信道模型假定  $MT$  上部署角度范围为  $[-\varphi_1, \varphi_2]$  的不对称定向天线,  $MR$  端部署全向圆形天线阵列, 这种情况下等效散射信道模型的一般方程可以表示为

$$\frac{(D - 2r_b \cos \theta_b)^2}{4a^2} + \frac{(r_b \sin \theta_b)^2}{b^2} = 1 \quad (1)$$

其中, 椭圆的长轴  $a$ 、短轴  $b$  和半焦距  $c$  可以表示为  $\varphi$  的表达式

$$r_b(\theta_b) = \frac{\left\{ Db^2 \cos \theta_b + \sqrt{D^2 b^4 \cos^2 \theta_b - (b^2 \cos^2 \theta_b + a^2 \sin^2 \theta_b)(D^2 b^2 - 4a^2 b^2)} \right\}}{2(b^2 \cos^2 \theta_b + a^2 \sin^2 \theta_b)} \quad (5)$$

$$r_m(\theta_b) = \sqrt{D^2 + r_b^2 - 2Dr_b \cos \theta_b}, \quad -\varphi_1 \leq \theta_b \leq \varphi_2 \quad (6)$$

基于图 3 中的模型, 由非对称天线波束决定的散射区域边界距离由  $\rho_1$  和  $\rho_2$  表示如下

$$\rho_1 = r_b(\theta_b) \Big|_{\theta_b = \varphi_1} = \frac{\left\{ Db^2 \cos \varphi_1 + \sqrt{D^2 b^4 \cos^2 \varphi_1 - (b^2 \cos^2 \varphi_1 + a^2 \sin^2 \varphi_1)(D^2 b^2 - 4a^2 b^2)} \right\}}{2(b^2 \cos^2 \varphi_1 + a^2 \sin^2 \varphi_1)} \quad (7)$$

$$\rho_2 = r_b(\theta_b) \Big|_{\theta_b = \varphi_2} = \frac{\left\{ Db^2 \cos \varphi_2 + \sqrt{D^2 b^4 \cos^2 \varphi_2 - (b^2 \cos^2 \varphi_2 + a^2 \sin^2 \varphi_2)(D^2 b^2 - 4a^2 b^2)} \right\}}{2(b^2 \cos^2 \varphi_2 + a^2 \sin^2 \varphi_2)} \quad (8)$$

### 3.2 偶数次多跳散射传播路径

图 4 显示了偶数次多跳散射传播路径及其等效单点模型, 很显然, 这时仍然定义  $MT$  和  $MR$  的连线在  $X$  轴上很不合理, 于是通过将坐标  $(x, y)$  转化为  $(x', y')$  来解决散射路径不对称的问题, 这时等效发射端  $MT$  和  $MR$  的连线组成了新的坐标轴  $X'$ , 从坐标  $(x, y)$  到  $(x', y')$  的转化角用  $\varphi_0$  表示, 且

$$\varphi_0 = \arctan \left\{ \frac{d}{D - d \cot \varphi} \right\} \quad (9)$$

此时, 等效散射模型的一般方程可以变换为

$$\frac{(2x - d \cot \varphi_0)^2 (\cos \varphi_0 - \sin \varphi_0)^2}{4a^2} + \frac{(2y - d)^2 (\cos \varphi_0 + \sin \varphi_0)^2}{b^2} = 1 \quad (10)$$

其中, 椭圆模型的长短轴  $a$ 、 $b$  及半焦距  $c$  分别表示为

$$a = (2nW - d) \csc \varphi \quad (11)$$

$$b = nW - d \quad (12)$$

$$c = (2nW - d) \cot \varphi, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (13)$$

$$a = (d + (n-1)W) \csc \varphi \quad (2)$$

$$b = (n-1)W + d \quad (3)$$

$$c = (d + (n-1)W) \cot \varphi, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (4)$$

在式(2)~式(4)中,  $d$  表示街道上边缘建筑和  $MT$  之间的距离, 将式(2)和式(3)代入式(1)中, 可以得出奇数次多跳散射路径的标准方程。经过数学推算,  $MT$  和  $MR$  到椭圆边的距离可以用发射角的函数形式分别表示出来。

## 4 参考模型空间特性分析

### 4.1 波达信号 AOD 和 TOA 的联合概率密度

从图 1 中看出, 散射区域随着散射次数增加而扩大, 散射体分布密度随着与发射端和接收端距离的增加逐渐减少, 因此, 考虑采用散射体非均匀的椭圆分布来描述街道环境, 又因为考虑了多跳散射, 模型中大部分散射体是沿着街道两边分布的, 所以不同于传统的椭圆散射模型。结合 Ghorraishi<sup>[16]</sup> 等对城市街道微小区环境研究的实验测量报告对传统的椭圆模型进行了改进, 得出本文模型的信号散射功率分布为

$$p(x, y) = \exp \left\{ -\sqrt{A_x (x-c)^2 + A_y y^2} - \sqrt{A_x (x+c)^2 + A_y y^2} + C \right\} \quad (14)$$

其中,  $A_x$  和  $A_y$  分别是  $x$  和  $y$  轴方向的损耗系数,  $c$  是等效椭圆的半焦距,  $C$  是一个常数, 经过雅可比变换后的 AOD 的概率分布可以表示为

$$p(r_b, \theta_b) = \frac{p(x, y)}{|J(x, y)|} \Big|_{\substack{x=r_b \cos \theta_b - \frac{D}{2} \\ y=r_b \sin \theta_b}}$$

$$= r_b \exp \left\{ -\sqrt{A_x \left( r_b \cos \theta_b - \frac{D}{2} - c \right)^2 + A_y (r_b \sin \theta_b)^2} - \sqrt{A_x \left( r_b \cos \theta_b - \frac{D}{2} + c \right)^2 + A_y (r_b \sin \theta_b)^2} + C \right\} \quad (15)$$

同样地, AOA 的概率分布可以表示为

$$p(r_m, \theta_m) = \frac{p(x, y)}{\left| J(x, y) \right|_{\substack{x = \frac{D}{2} - r_m \cos \theta_m \\ y = r_m \sin \theta_m}}} \\ = r_m \exp \left\{ -\sqrt{A_x \left( \frac{D}{2} - r_m \cos \theta_m - c \right)^2 + A_y (r_m \sin \theta_m)^2} - \sqrt{A_x \left( \frac{D}{2} - r_m \cos \theta_m + c \right)^2 + A_y (r_m \sin \theta_m)^2} + C \right\} \quad (16)$$

由于考虑了多跳散射, 研究波达信号从  $MT$  传播到  $MR$  的时间延迟十分必要, 模型的时延函数可以表示为

$$\tau = \frac{1}{v} (r_b + \sqrt{D^2 + r_b^2 - 2Dr_b \cos \theta_b}) \quad (17)$$

其中,  $v$  表示波达信号的传播速度, 而波达信号的 AOD 和 TOA 联合概率密度函数则可以表示为

$$p(\tau, \theta_b) = \frac{p(r_b, \theta_b)}{\left| J(r_b, \theta_b) \right|} = \frac{D^2 v + \tau^2 v^3 - 2\tau v^2 D \cos \theta_b}{2(D \cos \theta_b - \tau v)^2} p(r_b, \theta_b) \quad (18)$$

### 4.2 波达信号 AOD 的边缘概率密度

模型中发射角的边缘 PDF 可以通过联合 PDF 在角度区间  $\theta_b$  上的积分得出

$$p(\theta_b) = \frac{1}{A} \int_0^{r_b(\theta_b)} p(r_b, \theta_b) dr_b \quad (19)$$

其中,  $A$  表示发射端的定向天线产生的整个散射区, 表示为

$$r_{m2}(\theta_m) = \frac{\left\{ Db^2 \cos \theta_m + \sqrt{D^2 b^4 \cos^2 \theta_m - (b^2 \cos^2 \theta_m + a^2 \sin^2 \theta_m)(D^2 b^2 - 4a^2 b^2)} \right\}}{2(b^2 \cos^2 \theta_m + a^2 \sin^2 \theta_m)} \quad (26)$$

3)  $2\pi - \theta_{i1} \leq \theta_m \leq 2\pi$

$$p_3(\theta_m) = \frac{1}{A} \int_0^{r_{m3}(\theta_m)} p(r_m, \theta_m) dr_m \quad (27)$$

其中, 散射区域 TRW 的边界线由式(28)表示, 再式(20)代入式(27)得出第三种情况 AOA 的边缘 PDF。

$$r_{m3}(\theta_m) = D \sin(\varphi_2) \csc(\varphi_2 + \theta_m) \quad (28)$$

$$A = \int_{-\varphi_1}^{\varphi_2} p(r_b, \theta_b) d\theta_b \\ = \int_{-\varphi_1}^{\varphi_2} r_b \exp \left\{ -\sqrt{A_x \left( r_b \cos \theta_b - \frac{D}{2} - c \right)^2 + A_y (r_b \sin \theta_b)^2} - \sqrt{A_x \left( r_b \cos \theta_b - \frac{D}{2} + c \right)^2 + A_y (r_b \sin \theta_b)^2} + C \right\} d\theta_b \quad (20)$$

### 4.3 波达信号 AOA 的边缘概率密度

定义图 3 中的到达角度  $\theta_{i1}$  和  $\theta_{i2}$  为方位阈值角度, 用来将散射区域划分为 3 部分, 分别为 TRU、UVWR 和 TRW, 经过数次数学简化, 可以表示为

$$\theta_{i1} = \arctan \left\{ \frac{\rho_1 \sin(\varphi_1)}{D - \rho_1 \cos(\varphi_1)} \right\} \quad (21)$$

$$\theta_{i2} = \arctan \left\{ \frac{\rho_2 \sin(\varphi_2)}{D - \rho_2 \cos(\varphi_2)} \right\} \quad (22)$$

此时接收端的 AOA 的 PDF 在  $0 \leq \theta_m \leq 2\pi$  上分以下 3 种情况。

1)  $0 \leq \theta_m \leq \theta_{i2}$

$$p_1(\theta_m) = \frac{1}{A} \int_0^{r_{m1}(\theta_m)} p(r_m, \theta_m) dr_m \quad (23)$$

其中, 散射区域 TRU 的边界线由式(24)表示, 再将式(20)代入式(23)中即得出第一种情况的 AOA 的边缘 PDF。

$$r_{m1}(\theta_m) = D \sin(\varphi_1) \csc(\varphi_1 + \theta_m) \quad (24)$$

2)  $\theta_{i2} \leq \theta_m \leq 2\pi - \theta_{i1}$

$$p_2(\theta_m) = \frac{1}{A} \int_0^{r_{m2}(\theta_m)} p(r_m, \theta_m) dr_m \quad (25)$$

其中, 区域 UVWR 的边界线由式(26)表示, 再将式(20)代入式(25)中即得出第二种情况的 AOA 的边缘 PDF。

### 4.4 多普勒频谱分布

模型中的  $MT$  和  $MR$  都处在运动之中, 定义  $v_b$  为  $MT$  的移动速度,  $\phi_{vb}$  表示  $MT$  相对于  $X$  轴的移动方向, 定义  $v_m$  为  $MR$  的移动速度,  $\phi_{vm}$  表示  $MR$  相对于  $X$  轴的移动方向,  $c_1$  表示光速,  $f_{c1}$  和  $f_{c2}$  分别表示载波信号和基带信号, 此时正弦波达信号的多普

勒频移可以表示为

$$f_b = \frac{v_b}{c_l} f_{c1} \cos(\phi_{vb} - \theta_b) = f_{m1} \cos(\phi_{vb} - \theta_b) \quad (29)$$

$$f_m = \frac{v_m}{c_l} f_{c2} \cos(\phi_{vm} - \theta_m) = f_{m2} \cos(\phi_{vm} - \theta_m) \quad (30)$$

其中,  $f_{m1}$  和  $f_{m2}$  分别代表发射端和接收端波达信号多普勒频率的峰值, 在式(19)AOD 的边缘概率密度函数基础上可以得到 MT 端波达信号多普勒频谱分布函数为

$$p(f_b) = \frac{p\left(\phi_{vb} - \arccos\left(\frac{f_b}{f_{m1}}\right)\right) + p\left(\phi_{vb} + \arccos\left(\frac{f_b}{f_{m1}}\right)\right)}{f_{m1} \sqrt{1 - \left(\frac{f_b}{f_{m1}}\right)^2}} \quad (31)$$

其中,  $f_b$  满足  $f_{m1} \cos(\phi_{vb} - \varphi_2) \leq f_b \leq f_{m1} \cos(\phi_{vb} + \varphi_1)$ , 以往的研究已经证明了多普勒频谱概率分布跟 MT 和 MR 的相对运动有关<sup>[17]</sup>, 为简单起见, 分析中引入相对运动速度的概念, 假设 MT 是静止的, 而 MR 相对于 MT 运动, 方向为  $\phi_v$ 。因此, 在式(23)、式(25)和式(27)AOA 的边缘概率分布基础上可以推导出多普勒频谱分布函数为

$$p(f_m) = \begin{cases} \frac{p_3\left(\phi_v - \arccos\left(\frac{f_m}{f_{m2}}\right)\right) + p_1\left(\phi_v + \arccos\left(\frac{f_m}{f_{m2}}\right)\right)}{f_{m2} \sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f_{m2}}\right)^2}}, & f_{m2} \cos(\theta_{i1}) \leq f_m \leq f_{m2} \\ \frac{p_2\left(\phi_v - \arccos\left(\frac{f_m}{f_{m2}}\right)\right) + p_1\left(\phi_v + \arccos\left(\frac{f_m}{f_{m2}}\right)\right)}{f_{m2} \sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f_{m2}}\right)^2}}, & f_{m2} \cos(\theta_{i2}) \leq f_m \leq f_{m2} \cos(\theta_{i1}) \\ \frac{p_2\left(\phi_v - \arccos\left(\frac{f_m}{f_{m2}}\right)\right) + p_2\left(\phi_v + \arccos\left(\frac{f_m}{f_{m2}}\right)\right)}{f_{m2} \sqrt{1 - \left(\frac{f_m}{f_{m2}}\right)^2}}, & -f_{m2} \leq f_m \leq f_{m2} \cos(\theta_{i2}) \end{cases} \quad (32)$$

### 5 MIMO 空间衰落相关性和信道容量

MIMO 多天线系统的性能与多径散射分布及

阵列空间结构 2 个因素密切相关, 研究表明将这两者结合起来更有利于 MIMO 系统的分析。模型中 MR 端部署如图 5 所示的圆形天线阵列, 分析提出的改进的多跳散射信道模型下的 MIMO 系统性能。由于提出的模型基于二维平面, MR 端为圆形天线阵列时入射信号空间导向矢量表示为

$$\Psi(\theta) = \left[ e^{\frac{j2\pi r \cos(\theta - \theta_0)}{\lambda}}, \dots, e^{\frac{j2\pi r \cos(\theta - \theta_{L-1})}{\lambda}} \right]^T \quad (33)$$

其中,  $[\cdot]^T$  表示矩阵转置,  $r$  表示圆形阵列半径,  $\lambda$  为入射信号波长,  $\theta_l = 2\pi \frac{l}{L}$ ,  $l = 1, 2, \dots, L-1$ ,  $L$  为接收端天线数目。

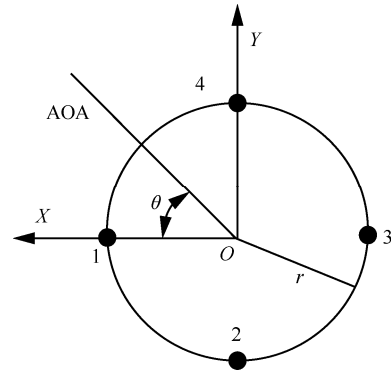


图 5 MIMO 多天线圆形阵列结构

根据文献[18]对于圆形阵列结构的 MIMO 系统的研究结论, 阵元  $m$  与  $n$  之间的空间衰落相关函数 (SFC, spatial fading correlation function) 可表示为

$$\rho(m, n) = \frac{\int_{\theta} \Psi_m(\theta) \Psi_n^*(\theta) f(\theta) d\theta}{\sqrt{\int_{\theta} |\Psi_m(\theta)|^2 f(\theta) d\theta} \sqrt{\int_{\theta} |\Psi_n(\theta)|^2 f(\theta) d\theta}} \quad (34)$$

其中,  $\Psi_m(\theta)$  是第  $m$  个阵元的导向矢量,  $f(\theta)$  是多径信道对应方位角平面内的 AOA 概率密度函数。信道的容量能全面表征多天线系统的接收性能, 对系统设计具有重要的意义。MIMO 天线接收系统通过使用多阵列天线增加系统容量, 根据文献[19]的研究结果, 利用互补累积分布函数与各态历经容量描述随机 MIMO 信道容量的统计特性, 假设发射功率均匀分配在每一个天线元上, 此时一个突发时间内信道容量的平均值表示为

$$\bar{C} = E \left[ \text{lb} \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \frac{S_{NR}}{N_t} \mathbf{R}_r^2 \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t \mathbf{H}_w^H \left( \mathbf{R}_r \right)^{-1} \right) \right] \right] \quad (35)$$

其中,  $[\cdot]^H$  表示矩阵的共轭专转置,  $N_t$  是发射端天线数,  $N_r$  是接收端天线数,  $S_{NR}$  表示信道的信噪比;  $R_r$  为接收端阵元间的  $N_r \times N_r$  维相关矩阵;  $R_t$  为发送端阵元间的  $N_t \times N_t$  维相关矩阵, 此处不考虑发射端的相关性, 故  $R_t$  应为单位矩阵,  $H_w$  为独立同分布 (IID, independent identically distributed) 信道的  $R_r \times R_t$  维的复高斯随机矩阵;  $I_{N_r}$  为  $N_r \times N_r$  维的单位矩阵。

## 6 仿真结果与数据分析

### 6.1 信号 AOD 和 TOA 的联合概率分布

为验证本文提出的模型的可靠性和一般性, 本文将对模型的主要理论结果进行仿真与分析, 并将其与一些典型信道模型和实验测量数据进行比较。

信号的 AOD 和 TOA 的联合概率分布如图 6 所示。从图中可以发现, 波达信号的 PDF 基本上集中在最小角度  $\theta_b = 0^\circ$  和最小时间延迟  $\tau = \frac{D}{v}$  处, 散射模型的对称性使 AOD 和 TOA 联合概率分布缺失部分同样处于对称状态。图 6 的仿真结果符合经典的 GBSBM 模型<sup>[3]</sup>的研究结果, 表明此结果适用于描述城市街道环境的信道参数。

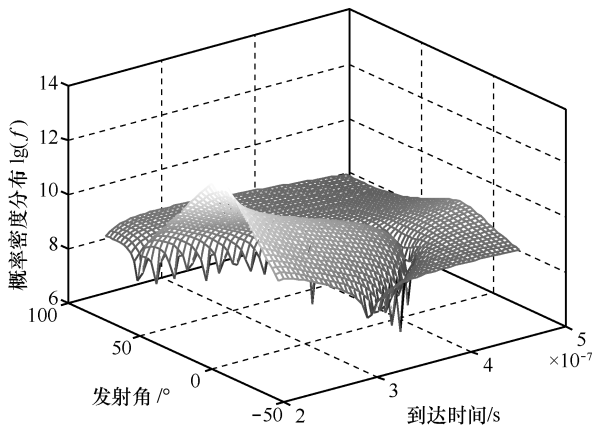


图 6 AOD 和 TOA 的联合概率分布曲线( $D=60$  m,  $N=5$ )

### 6.2 AOD 的边缘概率分布

发射角的边缘概率分布随波束宽度  $(\varphi_1, \varphi_2)$  及街道宽度  $W$  的变化曲线如图 7 所示。很明显, PDF 幅值随  $W$  减小而减小, 且在  $-\varphi_1 \leq \theta_b \leq 0$  呈上升趋势, 在  $0 \leq \theta_b \leq \varphi_2$  呈现下降趋势。当 MT 端装备全向天线时, PDF 分布与 Jiang<sup>[2]</sup>模型以及 Petrus<sup>[4]</sup>的 EBSBM 模型实验数据基本一致, 并且在大角度范

围上更加优越, 从而证实了本文提出模型描述密集城市街道环境的合理性。

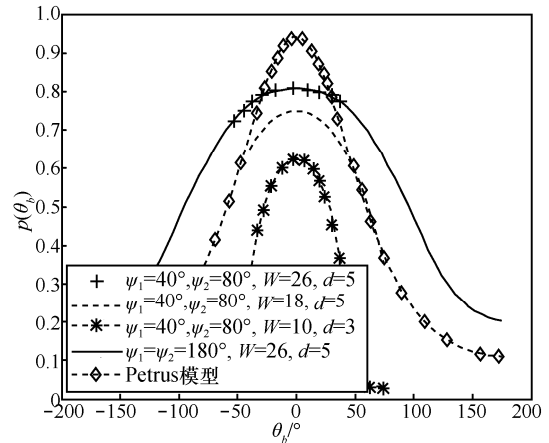


图 7 PDF 分布随波束宽度及街道宽度的变化曲线( $D=60$  m,  $N=5$ )

图 8 描述的是固定街道宽度时, 偶散射次数对 MT 端发射角概率分布的影响, 可以观察到, PDF 幅值随着  $N$  增加而增大, 图形关于零点对称并且在  $\theta_b = -\frac{\pi}{2}$  和  $\theta_b = \frac{\pi}{2}$  处有 2 个波谷, 而后在  $\frac{\pi}{2} \leq \theta_b \leq \pi$  和  $-\pi \leq \theta_b \leq -\frac{\pi}{2}$  区间呈上升趋势。PDF 在零点处达到最大值, 这一点也跟直达路径概率密度最大的经验所吻合。PDF 分布与周杰等<sup>[20]</sup>构建的室外街道三维参考信道模型的发射角概率密度函数分布走势类似, 同时也和 Jiang<sup>[2]</sup>及文献<sup>[21]</sup>的模型有相似走势。

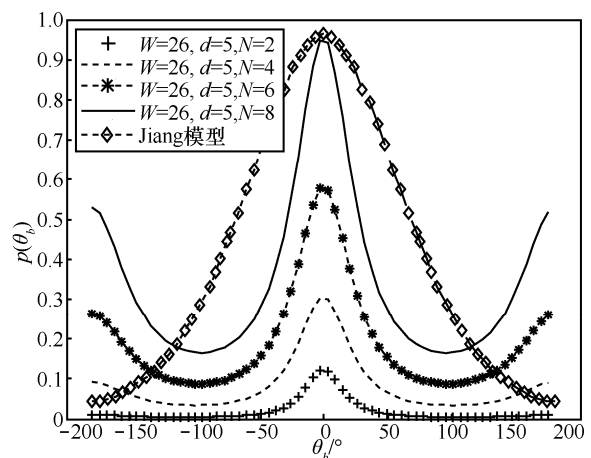


图 8 PDF 分布随偶散射次数的变化曲线( $D=60$  m,  $W=26$  m,  $d=5$  m)

Ghoraishi<sup>[22,23]</sup>等对日本东京和横滨两大城市市中心街道的传播信道进行了测量, 得出了一系列的实验数据。尽管分析是在单点散射的理论基础之

上，但是接收探测器仍然识别到了大量的散射体信号，这一结果表明了考虑多跳散射的必要性。图 9 是位于日本横滨市中心的一处测量场景检测到的发射端功率分布，可以看出，其走势与图 8 中 MT 端的发射角 PDF 的分布有类似的走势，再次验证了所提模型的可行性。

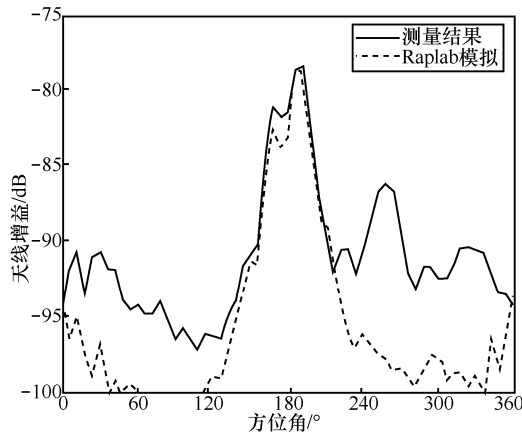


图 9 实验测量发射端功率分布

### 6.3 AOA 的边缘概率分布

考虑现实场景中 MR 的位置，不同波束宽度 ( $\varphi_1, \varphi_2$ ) 对于 AOA 的概率分布的影响如图 10 所示。可以发现，随着波束宽度增加，丢失部分图形慢慢扩大，结果并不是按照  $-\theta_m$  和  $\theta_m$  对称，似乎只取决于街道多跳散射模型。曲线在左右两边有 2 处极小值，分别位于  $\theta_m = -\theta_{i1}$  和  $\theta_m = \theta_{i2}$  处，减小波束宽度，即减少被照射的散射体，PDF 在零点两边曲线值减小，而在零点处往往是相等的。将以上分析结果和文献[16]中的实验数据做比较，表明了本文提出的模型的一般性。

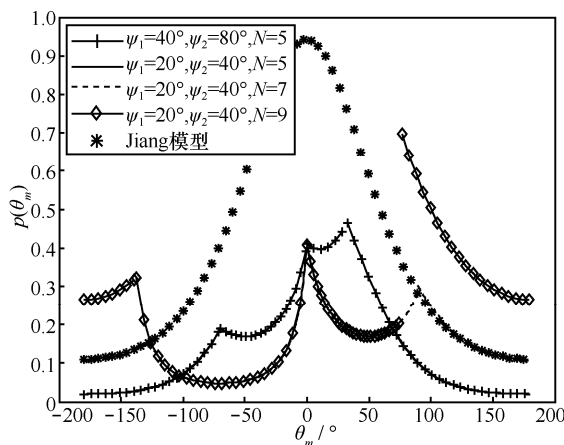


图 10 PDF 分布随波束宽度和散射次数的变化曲线 ( $W=18\text{ m}, d=5\text{ m}, D=60\text{ m}$ )

图 11 描述的是改变街道宽度和散射次数对 MR 端到达角概率分布的影响，可以看出，PDF 正半轴从零点增加到局部最大值，然后逐渐减小，在  $\theta_m = \theta_{i2}$  到达极小值，之后继续呈现上升趋势。负半轴逐渐减小到局部最小值，而后基本呈上升趋势。当  $D$  固定在 60 m 时，PDF 值在  $0 \leq \theta_m \leq \theta_{i2}$  上趋于相等，而在区间  $\theta_{i2} \leq \theta_m \leq \pi$  上 PDF 值随着散射次数的增加明显变大。在全向天线时，不考虑微小小区环境，PDF 分布和周等[8]的模型有相同走势；图 10 和图 11 的仿真结果与周杰等[20]构建的室外街道三维参考信道模型到达角的概率密度分布走势相符合，验证了此模型的合理性。

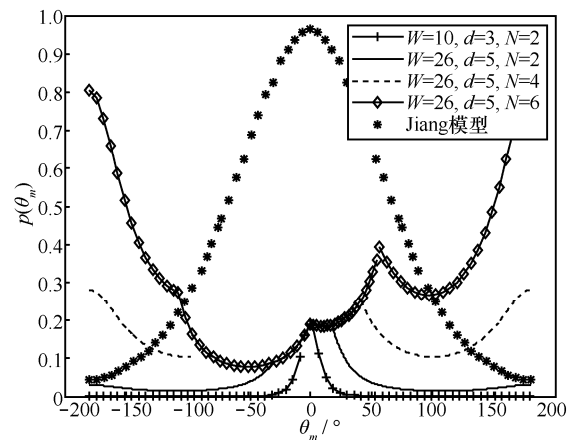


图 11 PDF 分布随街道宽度和散射次数的变化曲线 ( $\varphi_1 = 40^\circ, \varphi_2 = 80^\circ, D=60\text{ m}$ )

图 12 是位于横滨市中心的一处测量场景检测到的接收端功率分布，可以看出，其分布和图 11 中 PDF 随街道宽度和散射次数的变化曲线有着相似分布，进一步证实了本文所提模型的合理性。

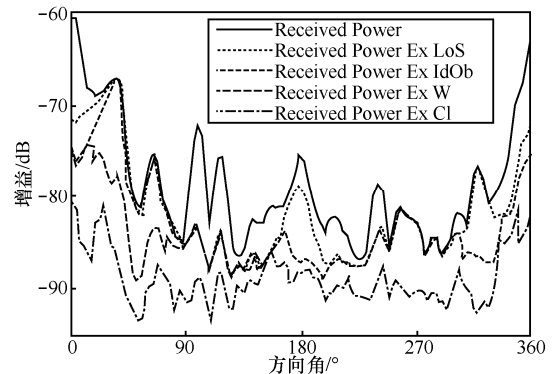


图 12 实验测量接收端功率分布

### 6.4 多普勒功率谱密度分布

多普勒功率谱密度分布曲线如图 13 所示。从

图中观察到，当 MR 朝向 MT 运动的时候，多普勒频移显著增大，同时波束宽度增加时多普勒频移也随着增大，这是因为波束宽度增加使散射体数量大量增加从而增加了传播路径数；另一方面，相对运动的方向不同也导致了多普勒频移分布的不同，在零点附近， $\phi_v = 90^\circ$  时的多普勒频率要明显大于其他几种情况。本文提出的多跳散射信道模型在装备全向天线时的多普勒概率分布和传统模型<sup>[11]</sup>的多普勒分布曲线有很大的不同，总体上，分布曲线随着频率绝对值增加而增加，因为全向天线使散射范围内的散射体数量不平衡；此外，多普勒曲线是不对称的，在左右两边有 2 个小的“低谷”，这与图 7 的讨论相协调，意味着多普勒频率跟 AOD 和 AOA 的统计分布有很大关联。多普勒功率谱密度分析结果和 Avazov 模型<sup>[13]</sup>中实验数据大体一致，证实了所提多跳散射信道模型的一般性，同时与文献[21]模型以及 Clarke U-shaped 经典模型的实验数据进行比较，发现其在反向大频率范围上的具有优势，更好地验证了本文模型信道参数估计结果的优越性。

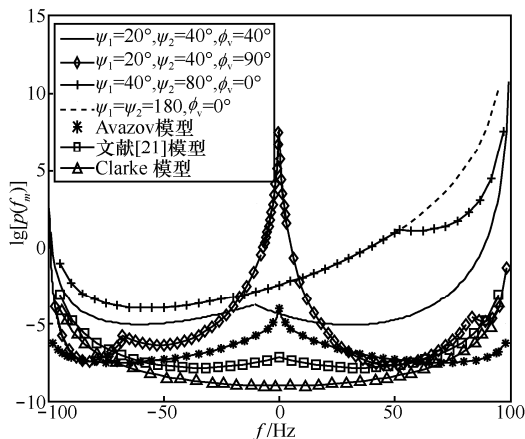


图 13 多普勒功率谱密度分布曲线( $D=60\text{ m}$ ,  $N=3$ )

### 6.5 空间相关性分布和信道容量

考虑到 MIMO 系统的整体特性，应最大限度地减小天线阵元的空间相关性，并尽可能减小相关性矩阵的各元素值。散射次数及波束宽度对 MIMO 系统圆形阵列单元(1,2)的空间相关性分布的影响如图 14 所示。随着散射次数及波束宽度增加，信道空间相关性减小，当圆形阵列半径  $r$  为 0 时，其空间相关性最大，值为 1；当  $r$  从 0 增加到  $0.25\lambda$  时，阵元间空间相关性迅速下降；当  $r > 0.25\lambda$  时，空间相关性呈小幅震荡下行趋势，并趋于极限值，在  $r \approx 1.7\lambda$

的地方出现过零值。上述仿真结果与文献[21]模型的实验数据有相似的走势，表明此模型适用于特殊室外环境下的 M2M 移动通信。

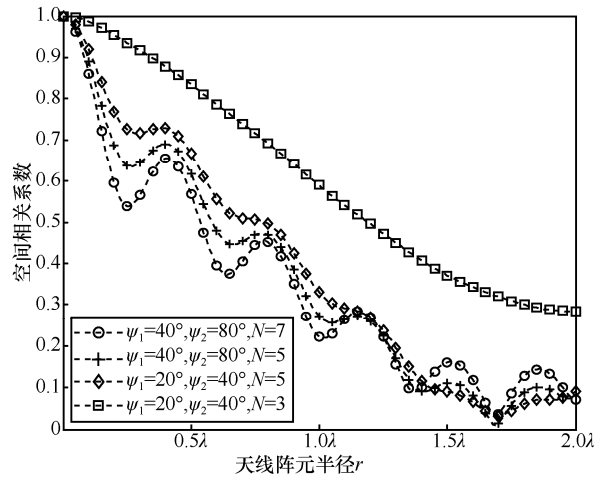


图 14 圆形阵列的空间相关性分布 ( $D=60\text{ m}$ ,  $W=18\text{ m}$ ,  $d=5\text{ m}$ )

散射次数及波束宽度对四单元圆形阵列多天系统信道容量分布的影响如图 15 所示。可以看出，在散射次数和波束宽度增加时，两阵列的相关性变弱，信道容量随之变大，当圆环半径  $r$  在  $(0, 0.4\lambda)$  范围内不断增加时，阵元间的相关性快速下降(如图 14 所示)，使信道容量相应地快速增加；在半径  $r$  接近 0 时，阵元间的相关性较大，使信道容量较小；当  $r$  大于  $0.4\lambda$  时，天线阵列的信道容量以小幅震荡平稳增长，最终趋于饱和极限值。以上的仿真结果与 FU<sup>[24]</sup>等的实验数据相符合，表明此模型适用于特殊室外环境下的移动通信，清楚地证明了 MIMO 系统和更大规模的 MIMO 系统是未来无线街道通信环境的关键技术<sup>[25]</sup>。

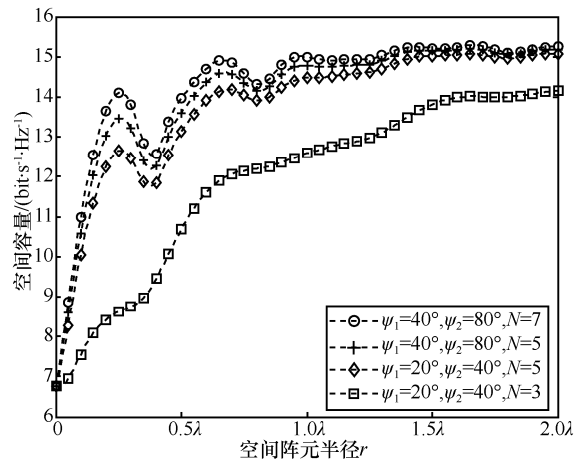


图 15 圆形阵列信道容量分布 ( $D=60\text{ m}$ ,  $W=18\text{ m}$ ,  $d=5\text{ m}$ ,  $S_{NR}=20\text{ dB}$ ,  $Nr=4$ )

## 7 结束语

本文提出和研究了一种基于城市狭窄街道环境 M2M 通信的多跳散射信道模型理论,并在多跳散射基础上提出了适于街道场景的等效的椭圆散射模型。分析中尝试将散射次数划分为奇偶数来分别进行具体理论分析,导出了 AOD 和 TOA 的联合概率密度函数以及发射角、到达角和多普勒频移的概率密度函数,并且对于不同的波束宽度、街道宽度、MT 与 MR 间的距离以及散射次数的分布函数做了具体分析。研究了 MIMO 系统圆形阵元间的空间衰落相关性和信道容量特性及其与多跳散射次数、波束宽度等因素的内在关系。对比过去一些经典的信道模型,本文分析结果与其基本一致并弥补了只考虑单点散射和双跳散射路径的不足,可用于描述城市街道 M2M 通信场景的信道特征,为未来进一步分析和讨论街道场景中的 5G MIMO 多径信道特征打下良好的理论基础。

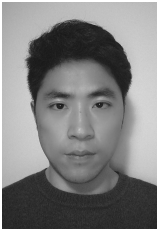
## 参考文献:

- [1] TAYADE P P, ROHOKALE V M. Enhancement of spectral efficiency, coverage and channel capacity for wireless communication towards 5G[C]//International Conference on Pervasive Computing (ICPC). Pune, India, 2015: 1-5.
- [2] 江浩, 周杰. 基于改进的统计信道模型与多天系统性能分析[J]. 物理学报, 2014, 63(14): 108-117.  
JIANG H, ZHOU J. Geometrical statistical channel model and performance investigation for multi-antenna systems in wireless communication [J]. Acta Physica Sinica, 2014, 63(14): 108-117.
- [3] ERTEL R B, REED J H. Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering model [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(3): 1829-1840.
- [4] PETRUS P, RAPPAPORT T S. Geometrical-based statistical macro-cell channel model for mobile environments [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(3): 495-502.
- [5] JIANG L, TAN S Y. Geometrically based statistical channel models for outdoor and indoor propagation environments [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(6): 3587-3593.
- [6] QU S X. An analysis of probability distribution of Doppler shift in three dimensional mobile radio environments [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(4): 1634-1639.
- [7] NAWAZ S J, QURESHI B H, KHAN N M. A generalized 3-D scattering model for a micro cell environment with a directional antenna at the BS [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(7): 3193-3204.
- [8] JIANG H, ZHOU J, KIKUCHI H. Angle and time of arrival statistics for a 3-d pie-cellular-cut scattering channel model [J]. Kluwer Academic Publishers, 2014, 78(2): 851-865.
- [9] RIAZ M, KHAN N M, NAWAZ S J. A generalized 3D scattering channel model for spatio-temporal statistics in mobile-to-mobile communication environment [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(10): 4399-4410.
- [10] GHORAISHI M, CHING G, LERTSIRISOPON N. Polar directional characteristics of the urban mobile propagation channel at 2.2 GHz [C]//3rd European Conference on Antennas and Propagation. 2009: 892-896.
- [11] CHENG X, WANG C X, LAURENSEN D I, et al. An adaptive geometry-based stochastic model for non-isotropic MIMO mobile-to-mobile channel [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(9): 4824-4835.
- [12] MAC CARTNEY G R, ZHANG J H, NIE S. Path loss models for 5G millimeter wave propagation channels in urban microcells [C]//IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). 2013: 3948-3953.
- [13] AVAZOV N, PATZOLD M. A geometric street scattering channel model for car-to-car communication systems [C]//IEEE International Conference on Advanced Technology for Communication. 2011: 224-230.
- [14] WANG C X, CHENG X, LAURENSEN D I. Vehicle-to-vehicle channel modeling and measurements: recent advances and future challenges [J]. IEEE Communications Magazine, 2009, 47(11): 96-103.
- [15] MARQUES M, CORREIA M. A wideband directional channel model for UMTS micro-cells [C]//IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'01). 2001: B-122-B-126.
- [16] GHORAISHI M, TAKADA J I, IMAI T. A pseudo-geometrical channel model for dense urban line-of-sight street microcell [C]//IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun. 2006: 1-5.
- [17] BOISOT O, AMAROUCHE L, LALAUURIE J C. Dynamical properties of sea surface microwave backscatter at low-incidence: correlation time and Doppler shift [J]. IEEE T GEOSCI REMOTE, 2016, 54: 7385-7395.
- [18] BUYUKCORAK S, KURT G K. Simulation and measurement of spatial correlation in MIMO systems with ray tracing [C]//5th International Conference on. 2011: 1-5.
- [19] TSALOLIHIN E, BILIK I, BLAUNSTEIN N. MIMO capacity in space and time domain for various urban environments [C]//EUCAP. 2011: 2192-2196.
- [20] 周杰, 姚颖莉, 沈晓燕, 等. 基于 C2C 标准街道场景中电磁散射信道模型研究 [J]. 物理学报, 2016, 65: 140501.

ZHOU J, YAO Y L, SHEN X Y, et al. An electromagnetic street scattering channel model for outdoor vehicular-to- vehicular communication systems [J]. Acta Physica Sinica, 2016, 65: 140501.

- [21] ZHOU J, CAO Z, KIKUCHI H. Asymmetric geometrical-based statistical channel model and its multiple-input and multiple-output capacity[J]. IET Communications, 2014, 8: 1-10.
- [22] LERTSIRISOPON N, CHING G S, GHORAISHI M. Investigation of non-specular scattering by comparing directional channel characteristics from microcell measurement and simulation[J]. IET Microwaves Antennas Propagation, 2008, 2(8): 913-921.
- [23] GHORAISHI M, TAKADA J, IMAI T. Microcell urban propagation channel analysis using measurement data[C]//VTC'05 Fall. 2005: 1728-1731.
- [24] FU Y, WANG C X, GHAZAL A. Performance investigation of spatial modulation systems under non-stationary wideband high-speed train channel models[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(9): 6163-6173.
- [25] PATCHARAMANEPAKORN P Y, WU S B, WANG C X. Spectral, energy, and economic efficiency of 5G multicell massive MIMO systems with generalized spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(12): 9715-9731.

#### 作者简介:



唐登洪 (1991-), 男, 江苏盐城人, 南京信息工程大学硕士生, 主要研究方向为无线通信理论、MIMO 信道建模等。



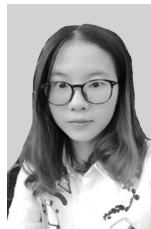
周杰 (1964-), 男, 四川泸州人, 南京信息工程大学教授、博士生导师, 日本国立新泻大学访问教授, 主要研究方向为移动通信理论、无线传感网络和无线接入网。



邵根富 (1962-), 男, 浙江宁波人, 杭州电子科技大学教授, 主要研究方向为无线通信理论、信号处理与自动控制等。



袁梅 (1992-), 女, 江苏南通人, 南京信息工程大学硕士生, 主要研究方向为移动通信理论、信号处理方法与技术等。



范倩莹 (1992-), 女, 陕西西安人, 南京信息工程大学硕士生, 主要研究方向为气候变化与预测、气象探测与信息处理等。