

基于车载通信标准街道场景的电磁散射信道模型

周杰 姚颖莉 邵根富 沈晓燕 刘鹏

An electromagnetic street scattering channel model for outdoor vehicular-to-vehicular communication systems

Zhou Jie Yao Ying-Li Shao Gen-Fu Shen Xiao-Yan Liu Peng

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 65, 140501 (2016) DOI: 10.7498/aps.65.140501

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.140501>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2016/V65/I14>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

室内直达与非直达环境无线传播综合信道建模

Indoor wireless propagation under line of sight and no line of sight comprehensive channel modeling

物理学报.2015, 64(17): 170505 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.170505>

三维空间域多普勒功率谱及其多天线系统性能

Doppler power spectrum density and multi-antenna system performance in three-dimensional environment

物理学报.2014, 63(24): 240507 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.240507>

基于改进的统计信道模型与多天线系统性能分析

Geometrical statistical channel model and performance investigation for multi-antenna systems in wireless communications

物理学报.2014, 63(14): 140506 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.140506>

双信道偏振复用保密通信系统的完全混沌同步的操控性研究

Manipulation of the complete chaos synchronization in dual-channel encryption system based on polarization-division-multiplexing

物理学报.2014, 63(7): 070504 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.070504>

基于扩展混沌映射的认证密钥协商协议

An authenticated key agreement protocol based on extended chaotic maps

物理学报.2014, 63(5): 050507 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.050507>

基于车载通信标准街道场景的电磁散射信道模型*

周杰¹⁾²⁾ 姚颖莉^{1)†} 邵根富³⁾ 沈晓燕¹⁾ 刘鹏¹⁾

1)(南京信息工程大学电子与信息工程学院, 南京 210044)

2)(日本国立新泻大学工学部电气电子工学科, 新潟 950-2181, 日本)

3)(杭州电子科技大学通信工程学院, 杭州 310000)

(2016年1月27日收到; 2016年5月16日收到修改稿)

针对室外无线信道视距(line of sight, LOS)/非视距(non-line of sight, NLOS)传输环境下的车到车(vehicular-to-vehicular, V2V)通信系统, 本文提出了一种基于标准街道散射的统计信道模型, 其移动发射机(mobile transmitter, MT)与移动接收机(mobile receiver, MR)处于运动状态, 街道两旁分布的散射体固定. 由几何模型出发又引入了一种随机的参考信道模型, 其散射体有无穷多个, 均以平行于街道两侧的散射条纹形式均匀分布在三维(three dimensional, 3D)空间的一个二维(two dimensional, 2D)矩形内部. 在室外街道通信环境下, 模型推导了散射信道中发射角(angle of departure, AOD)以及到达角(angle of arrival, AOA)的概率密度函数(probability density functions, PDFs)解析式; 研究了多普勒功率谱密度(power spectral density, PSD)及其时间自相关函数(autocorrelation function, ACF); 分析了模型多普勒参数以及街道散射体等因素对V2V通信系统性能的影响. 与城市、农村的测量信道对比分析, 表明本模型仿真的统计特性符合理论与实际, 拓宽了室外V2V无线通信信道建模的研究. 为评估室外V2V通信系统的传输特性、仿真无线通信系统提供了有力的研究工具.

关键词: V2V通信系统, 多普勒功率谱密度, 参考信道模型, 时间自相关函数

PACS: 05.45.Vx, 42.55.Px, 07.05.Tp, 87.63.dk

DOI: 10.7498/aps.65.140501

1 引言

近年来, 车到车(vehicular-to-vehicular, V2V)通信在交通远程信息处理中的应用越来越广泛. 它能够使车载运输更安全、更高效、更环保. 强大与可靠的交通远程信息处理的应用与服务需要V2V的无线通信系统的支持, 以提供稳定的连接. 因此要开发这样的无线通信系统与标准, 建立准确而有效描述V2V通信系统的散射信道模型是必要条件^[1-4]. 系统的本质是利用无线通信进行信息的有效传输, 系统性能主要受无线多径信道特性的制约. 早前, Oda等^[5]和Pätzold等^[6]提出了一个单环散

射模型, Byers等^[7]和Ma等^[8]在此基础上提出了双环散射模型. 此外, 散射体分布情况以及散射区域对V2V通信系统的设计而言也至关重要. 因此许多不同散射体分布的重要信道模型被提出, 用来描述散射信道的到达角(AOA)与发射角(AOD), 如均匀分布、高斯分布、拉普拉斯分布等. Kong^[9]提出了一个高斯散射体分布模型, 假设散射体分布在移动台(mobile station, MS)周围的圆形区域内. Akki和Haber^[10]提出了一种针对单输入单输出(single input and single output, SISO) M2M(mobile-to-mobile)瑞利衰落信道的二维参考信道模型. 此外, 在文献^[11, 12]中, 基于几何街道的散射信道模型也不断被提出, 其中T形模型的研究

* 国家自然科学基金(批准号: 61471153)、江苏省高校自然科学基金科学研究重大计划(批准号: 14KJA510001)、中国博士后基金(批准号: 010986678)和江苏省科技支撑计划(工业)项目(批准号: BE2011195)资助的课题.

† 通信作者. E-mail: yaoyingli2000@163.com

更为广泛. 例如, 文献[11]提出的几何信道模型散射体固定分布在一条线上. 在文献[12]中, 一个基于T形模型的非平稳多输入多输出(MIMO) V2V信道模型被提出. Ma 和 Pätzold^[13,14]还提出了针对室内无线传输环境的窄带与宽带单输入单输出系统(SISO)移动衰落信道模型, 其散射体均匀分布在2维(2D)水平面内, 基站(base station, BS)固定, 为信号发送端, MS固定, 为信号接收端. 文献[15, 16]中提出了经验统计模型, 其研究结果表明AOA概率密度函数和角度扩展是描述信道特征的重要参数. 在文献[17]中, Zhou等提出了移动台周围可能出现极端特殊情况的室外3维(3D)模型, 将BS, MS的波达信号细化为水平面和垂直面的空间角域分布. Janaswamy等^[18]提出了室外移动通信环境下的3D椭圆模型. 在文献[19]中Baltzis提出了一种室外宏蜂窝三维空间信道模型, BS设定一定的高度, 而散射体分布空间则是一个二维平面空间的圆形区域. 然而这类室外3D模型的适用范围比较局限, 对到达角AOA的研究较多, 缺乏对发射角AOD的分析. 且发送端、接收端都是固定的, 没有考虑到移动台与基站均处移动状态时的多径信道特性, 只有在固定的环境中才比较精确.

与已有的室外3D模型对比, 本文所提出模型的优点主要集中为: 1) 其发射机和接收机均处在运动状态, 不同于目前已有的固定基站发送端、固定移动台接收端的室外3D小区模型; 2) 模型不仅分析了到达角AOA及其相关函数, 也较为详细地进行了发射角AOD的研究与分析, 更加全面地揭示了车载网的通信问题; 3) 本文模型基于车载通信而建, 能更加灵活、详尽地描述移动通信系统的传输特性. 因此, 创建一个基于M2M衰落信道的统计模型, 以适应于特殊的室外街道环境下的移动通信实用意义重大.

针对室外的标准街道传输环境, 本文提出了一种新型的统计性散射信道模型, 其移动发射机(MT)与移动接收机(MR)均处于移动状态, 且散射体以平行于街道两侧的散射条纹形式均匀分布. 模型假设无穷多个散射体均匀分布在3D空间的2D矩形小区内, 推导了AOA/AOD概率密度函数、发射机与接收机的多普勒无线电波振动频率等的解析表达式; 研究了模型的多普勒功率密度(PSD)和自相关函数(ACF). 为证实该模型的合理性与可行性, 将引入的参考信道模型的多普勒参量与文献[20, 21]的部分结果进行比较, 结果表明仿真信道模型的统计特性与参考信道模型相符, 为街道移

动通信环境下的信道建模提供了创新性研究, 拓展了室外V2V无线通信系统的分析与应用.

2 街道空间散射衰落信道模型

本文提出的V2V通信系统信道建模的一个典型的标准街道传输场景如图1所示, 图1中的矩形建筑物与树均考虑为散射体. MT负责发射信号, 如图1中TX. MR负责接收信号, 如图1中RX.

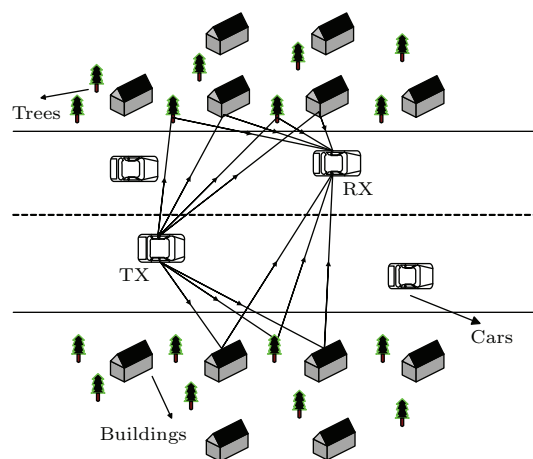


图1 (网刊彩色) 标准街道下的典型传输场景
Fig. 1. (color online) A typical propagation scenario at a straight street.

本文所提模型主要适用于室外的线形街道传输环境. 在图1所示的室外典型传输场景中, 假设所有散射体均匀分布在散射区域内. 为了能够理论导出信道参数, 本文主要做了以下假定条件^[22,23]:

1) 在图2表示的标准街道矩形散射区域内, 非视距路径的电波传播以在散射体上的单次反射(single bounce model, SBM)^[22]为主, 且矩形散射区域内每个散射体都以恒等于1的相同概率产生一条电波反射路径. 即如图2中散射点(实心黑圆点), MT发射的电磁波信号经过每个散射体的单次反射后到达接收端MR. 同样对上行信道, 具有相同的假设和类似的结论; 2) 理论计算中不考虑图2所示散射区域以外的散射体影响; 3) 图2中的每个散射体被假设为每个散射体是全向辐射元件, 且都具有相同的反射系数, 不产生反射损耗.

标准街道散射模型如图2所示, 模型很好地描述了针对M2M信道的散射环境, 构成了推导参考模型的起点. 设定标准街道两旁的矩形区域长为 A_i ($i = 1, 2$), 宽为 B_i ($i = 1, 2$). MT与MR设置在街道内, 距离为 D , MT坐标为 (x_T, y_T) , 以速度 v_T 在 x 轴方向上运动, 并与坐标为 (x_R, y_R) 、且以速度

v_R 在 x 轴相反方向上运动的 MR 进行通信, 且有 $D = x_T + x_R$. 发射机 (接收机) 与街道左边的距离为 $y_{T1}(y_{R1})$, 与街道右边的距离为 $y_{T2}(y_{R2})$, α, β 分别表示 AOD, AOA.

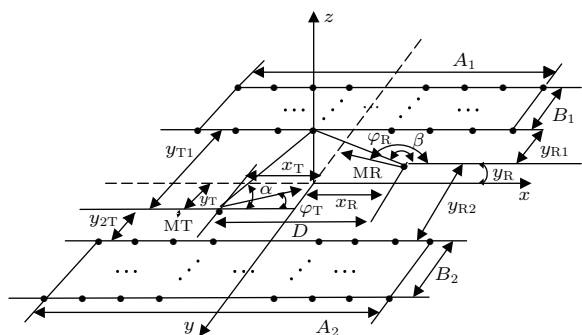


图2 标准街道散射信道模型

Fig. 2. The geometric street scattering model.

3 信道 AOD/AOA 与多普勒效应分析

回顾在 LOS/NLOS 传输环境下的 M2M 通信系统的参考信道模型, 在此基础上推导 AOD 和 AOA 的概率密度函数, 获得发射机、接收机多普勒频率等的概率密度函数, 以确保接下来更好地分析本文几何街道散射信道模型的多普勒 PSD.

3.1 参考信道模型

通过方程 (1) 对非频率选择性衰落信道进行建模, 其表达式为

$$\mu_\rho(t) = \mu(t) + m(t), \quad (1)$$

其中 $\mu_\rho(t)$ 是一个表示信道传输信号总和的随机过程, $\mu(t)$ 表示信号散射分量的和, $m(t)$ 表示 LOS 信号分量. 接收信号的 LOS 信号分量可以通过复合正弦曲线描述, 表达式如下:

$$m(t) = \rho e^{j(2\pi f_\rho t + \theta_\rho)}, \quad (2)$$

其中参数 ρ, f_ρ 和 θ_ρ 分别表示 LOS 分量部分的信道增益, 多普勒频率和相位. 若无其他说明, 通常情况下参数 ρ, f_ρ 和 θ_ρ 均为常量. 这表明 $m(t)$ 是一个时变确定性过程.

分量 $\mu(t)$ 表示无穷多散射体平面波的总和, 可用复杂的高斯随机过程来表示. 假设 $\mu(t)$ 的实部和虚部均为零均值的高斯过程, 且方差都是 $\sigma_\mu^2/2$. (1) 式中 $\mu_\rho(t)$ 的绝对值服从莱斯分布, 可以用 $\zeta(t) = |\mu_\rho(t)|$ 表示. 在 NLOS 环境下莱斯过程 $\zeta(t)$ 衰减为瑞利分布, $\rho = 0$ 即 $m(t) = 0$,

$\zeta(t) = |\mu(t)|$, 且有 $\sigma_{\mu_\rho}^2 = \sigma_\mu^2 + \rho^2$, 其中 $\sigma_{\mu_\rho}^2, \sigma_\mu^2$ 分别表示随机过程 $\mu_\rho(t), \mu(t)$ 的方差.

3.2 AOD 与 AOA 概率密度函数

用黑体字母表示随机变量, 其后的常数表示对随机变量可取到的值. 假设图 2 中矩形区域内所有散射体的坐标位置为 (x, y) , 那么 MT 和 MR 的坐标可分别表示为 (x_T, y_T) 和 (x_R, y_R) , 均为非零的正值. 因此, AOD 和 AOA 可表示为

$$\alpha = \begin{cases} \arctan \frac{y + y_T}{x + x_T}, & x \geq -x_T, \\ \pi + \arctan \frac{y + y_T}{x + x_T}, & x < -x_T, \\ -\pi + \arctan \frac{y + y_T}{x + x_T}, & y \geq -y_T, \\ -\pi + \arctan \frac{y + y_T}{x + x_T}, & y < -y_T, \end{cases} \quad (3)$$

$$\beta = \begin{cases} \arctan \frac{y - y_R}{x - x_R}, & x \geq x_R, \\ \pi + \arctan \frac{y - y_R}{x - x_R}, & x < x_R, \\ -\pi + \arctan \frac{y - y_R}{x - x_R}, & y \geq y_R, \\ -\pi + \arctan \frac{y - y_R}{x - x_R}, & y < y_R. \end{cases} \quad (4)$$

为了简化分析 AOD 与 AOA, 将坐标系中的坐标原点移动到 MT 与 MR 的位置, 分别如图 3(a) 和图 3(b) 所示. 变换至 MT 后的新坐标为 $x' = x - x_T, y' = y - y_T$, 变换至 MR 后的新坐标为 $x'' = x - x_R, y'' = y - y_R$.

如上所述, 散射体均匀分布在街道两侧 3D 空间下的一个 2D 矩形区域内, 因此随机变量 x' 与 x'' 均匀分布, 分布范围分别为 $[-A_i/2 + x_T, A_i/2 + x_T]$ ($i = 1, 2$), $[-A_i/2 - x_R, A_i/2 - x_R]$ ($i = 1, 2$); y' 与 y'' 分别在区间 $[y_{T1}, B_1 + y_{T1}] \cup [-B_2 - y_{T2}, -y_{T2}]$, $[y_{R1}, B_1 + y_{R1}] \cup [-B_2 - y_{R2}, -y_{R2}]$ 内均匀分布. 因此, x' 与 x'' 的概率密度函数为 $p_{x'}(x'), p_{x''}(x'')$, y' 与 y'' 的概率密度函数 $p_{y'}(y'), p_{y''}(y'')$, 表达式如下:

$$p_{x'}(x') = 1/A_i, \quad y' \in I_i, \quad i = 1, 2, \quad (5)$$

$$p_{x''}(x'') = 1/A_i, \quad y'' \in J_i, \quad i = 1, 2, \quad (6)$$

$$p_{y'}(y') = p_{y''}(y'') = 1/(B_1 + B_2), \quad (7)$$

其中 $I_1 = [y_{T1}, B_1 + y_{T1}]$, $I_2 = [-B_2 - y_{T2}, -y_{T2}]$, $J_1 = [y_{R1}, B_1 + y_{R1}]$, $J_2 = [-B_2 - y_{R2}, -y_{R2}]$. 假设随机变量 x', x'', y', y'' 相互独立, 则联合概率密度函数有 $p_{x'y'}(x', y') = p_{x'}(x') \cdot p_{y'}(y')$, $p_{x''y''}(x'', y'') = p_{x''}(x'') \cdot p_{y''}(y'')$, 其表达式如下所示:

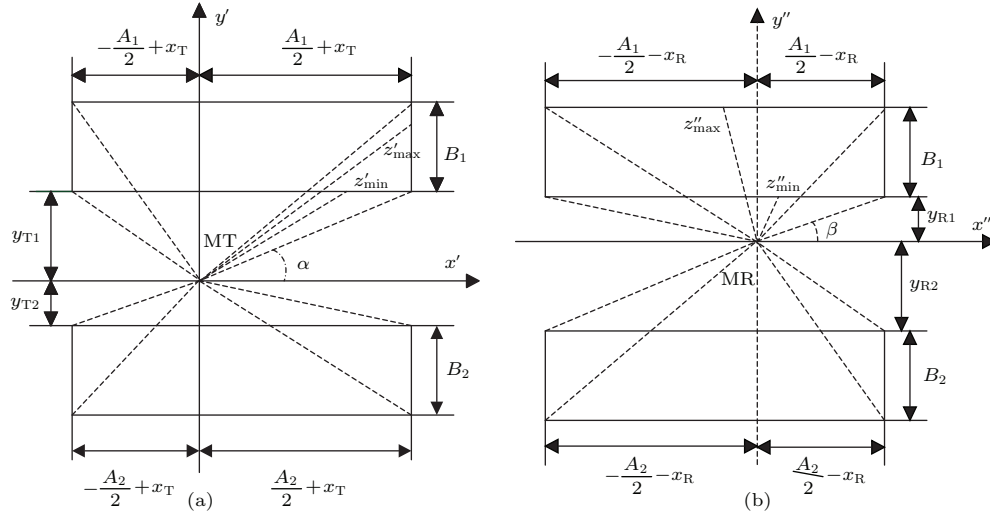


图3 坐标轴变换后的几何街道散射模型

Fig. 3. The geometric scattering model after axis transformation.

$$p_{x'y'}(x', y') = \frac{1}{A_i(B_1 + B_2)},$$

$$y' \in I_i, i = 1, 2, \quad (8)$$

$$p_{x''y''}(x'', y'') = \frac{1}{A_i(B_1 + B_2)},$$

$$y'' \in J_i, i = 1, 2. \quad (9)$$

笛卡尔坐标系 (x', y') , (x'', y'') 可转换为极坐标系 (z', α) , (z'', β) , 其中 $z' = \sqrt{x'^2 + y'^2}$, $z'' = \sqrt{x''^2 + y''^2}$. 发射角 $\text{AOD}\alpha = \arctan(y'/x')$, 到达角 $\text{AOA}\beta = \arctan(y''/x'')$, 由此可以得到联合概率密度函数 $p_{z'\alpha}(z', \alpha)$, $p_{z''\beta}(z'', \beta)$ 的表达式:

$$p_{z'\alpha}(z', \alpha) = \frac{z'}{A_i(B_1 + B_2)},$$

$$y' \in I_i, i = 1, 2, \quad (10)$$

$$p_{z''\beta}(z'', \beta) = \frac{z''}{A_i(B_1 + B_2)},$$

$$y'' \in J_i, i = 1, 2, \quad (11)$$

分别对联合概率密度函数 $p_{z'\alpha}(z', \alpha)$ 和 $p_{z''\beta}(z'', \beta)$ 的 z' , z'' 进行积分, 可以得出发射角 $\text{AOD}\alpha$ 以及 $\text{AOA}\beta$ 的概率分布函数:

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{z'^2_{\max}}{2A_i(B_1 + B_2)} - \frac{z'^2_{\min}}{2A_i(B_1 + B_2)}, \quad (12)$$

$$p_\beta(\beta) = \frac{z''^2_{\max}}{2A_i(B_1 + B_2)} - \frac{z''^2_{\min}}{2A_i(B_1 + B_2)}, \quad (13)$$

其中 $z'_{\min}$, $z'_{\max}$ (见图 3(a)) 与 $z''_{\min}$, $z''_{\max}$ 表示从坐标原点到矩形区域边界的距离. 综合以上分析, 再利用几何关系式分别代替 $z'_{\min}$, $z'_{\max}$, $z''_{\min}$, $z''_{\max}$, 最终可以推导出 $\text{AOD}\alpha$ 以及 $\text{AOA}\beta$ 的分段函数表达式:

$$p_\alpha(\alpha) = \begin{cases} \frac{(A_1 + 2x_T)^2}{4A_1g_1} - \frac{y_{T1}^2}{A_1g_2}, & \arctan \frac{2y_{T1}}{A_1 + 2x_T} < \alpha \leq \arctan \frac{2B_1 + 2y_{T1}}{A_1 + 2x_T}, \\ \frac{(B_1 + y_{T1})^2}{A_1g_2} - \frac{y_{T1}^2}{A_1g_2}, & \arctan \frac{2B_1 + 2y_{T1}}{A_1 + 2x_T} < \alpha \leq \pi - \arctan \frac{2B_1 + 2y_{T1}}{A_1 - 2x_T}, \\ \frac{(A_1 - 2x_T)^2}{4A_1g_1} - \frac{y_{T1}^2}{A_1g_2}, & \pi - \arctan \frac{2B_1 + 2y_{T1}}{A_1 - 2x_T} < \alpha \leq \pi - \arctan \frac{2y_{T1}}{A_1 - 2x_T}, \\ \frac{(A_2 - 2x_T)^2}{4A_2g_1} - \frac{y_{T2}^2}{A_2g_2}, & -\pi + \arctan \frac{2y_{T2}}{A_2 - 2x_T} < \alpha \leq -\pi + \arctan \frac{2B_2 + 2y_{T2}}{A_2 - 2x_T}, \\ \frac{(B_2 + y_{T2})^2}{A_2g_2} - \frac{y_{T2}^2}{A_2g_2}, & -\pi + \arctan \frac{2B_2 + 2y_{T2}}{A_2 - 2x_T} < \alpha \leq -\arctan \frac{2B_2 + 2y_{T2}}{A_2 + 2x_T}, \\ \frac{(A_2 + 2x_T)^2}{4A_2g_1} - \frac{y_{T2}^2}{A_2g_2}, & -\arctan \frac{2B_2 + 2y_{T2}}{A_2 + 2x_T} < \alpha \leq -\arctan \frac{2y_{T2}}{A_2 + 2x_T}, \end{cases} \quad (14)$$

$$p_{\beta}(\beta) = \begin{cases} \frac{(A_1 - 2x_R)^2}{4A_1g_3} - \frac{y_{R1}^2}{A_1g_4}, & \arctan \frac{2y_{R1}}{A_1 - 2x_R} < \alpha \leq \arctan \frac{2B_1 + 2y_{R1}}{A_1 - 2x_R}, \\ \frac{(B_1 + y_{R1})^2}{A_1g_4} - \frac{y_{R1}^2}{A_1g_4}, & \arctan \frac{2B_1 + 2y_{R1}}{A_1 - 2x_R} < \alpha \leq \pi - \arctan \frac{2B_1 + 2y_{R1}}{A_1 + 2x_R}, \\ \frac{(A_1 + 2x_R)^2}{4A_1g_3} - \frac{y_{R1}^2}{A_1g_4}, & \pi - \arctan \frac{2B_1 + 2y_{R1}}{A_1 + 2x_R} < \alpha \leq \pi - \arctan \frac{2y_{R1}}{A_1 + 2x_R}, \\ \frac{(A_2 + 2x_R)^2}{4A_2g_3} - \frac{y_{R2}^2}{A_2g_4}, & -\pi + \arctan \frac{2y_{R2}}{A_2 + 2x_R} < \alpha \leq -\pi + \arctan \frac{2B_2 + 2y_{R2}}{A_2 + 2x_R}, \\ \frac{(B_2 + y_{R2})^2}{A_2g_4} - \frac{y_{R2}^2}{A_2g_4}, & -\pi + \arctan \frac{2B_2 + 2y_{R2}}{A_2 + 2x_R} < \alpha \leq -\arctan \frac{2B_2 + 2y_{R2}}{A_2 - 2x_R}, \\ \frac{(A_2 - 2x_R)^2}{4A_2g_3} - \frac{y_{R2}^2}{A_2g_4}, & -\arctan \frac{2B_2 + 2y_{R2}}{A_2 - 2x_R} < \alpha \leq -\arctan \frac{2y_{R2}}{A_2 - 2x_R}, \end{cases} \quad (15)$$

其中 $g_1 = 2(B_1 + B_2) \cos^2 \alpha$, $g_2 = 2(B_1 + B_2) \sin^2 \alpha$,
 $g_3 = 2(B_1 + B_2) \cos^2 \beta$, $g_4 = 2(B_1 + B_2) \sin^2 \beta$.

3.3 发射端/接收端多普勒频率的PDFs

由于以上讨论均假设 AOD, AOA 为随机变量, 所以其发射端与接收端多普勒频率 f_t , f_r 也应为随机变量. 相应的发射端与接收端多普勒频率可定义为

$$f_t = f_t(\alpha) = f_{t \max} \cos(\alpha - \phi_T), \quad (16)$$

$$f_r = f_r(\beta) = f_{r \max} \cos(\beta - \phi_R), \quad (17)$$

其中 $f_{t \max}$, $f_{r \max}$ 分别表示发射端与接收端的最大多普勒频率, ϕ_T , ϕ_R 分别表示发射机、接收机与 x 轴正方向的夹角. f_t , f_r 的概率密度函数分别用 $p_{f_t}(f_t)$, $p_{f_r}(f_r)$ 表示, 利用随机变量变换的基本定理, 经过简单的计算可以得到

$$p_{f_t}(f_t) = \sum_{l=1}^m \frac{p_{\alpha}(\alpha)}{\left| \frac{\partial}{\partial \alpha} \right|_{\alpha=\alpha_l}}, \quad (18)$$

$$p_{f_r}(f_r) = \sum_{u=1}^v \frac{p_{\beta}(\beta)}{\left| \frac{\partial}{\partial \beta} \right|_{\beta=\beta_u}}, \quad (19)$$

其中 m 和 v 分别表示 (18) 和 (19) 式在区间 $[-\pi, \pi]$ 内对应解的个数, 若 $f_t \leq |f_{t \max}|$ 且 $f_r \leq |f_{r \max}|$, 则上述两方程在对应区间内有两个实数解, 可表示为

$$\alpha_1 = -\alpha_2 = \arccos\left(\frac{f_t}{f_{t \max}}\right) + \phi_T, \quad (20)$$

$$\beta_1 = -\beta_2 = \arccos\left(\frac{f_r}{f_{r \max}}\right) + \phi_R, \quad (21)$$

因此 $m = 2$, $v = 2$. 利用 (16)—(21) 式, 经过数值计算最终可以得到 f_t , f_r 的概率密度函数表达式为

$$p_{f_t}(f_t) = \frac{p_{\alpha}(\alpha_1) + p_{\alpha}(\alpha_2)}{\sqrt{f_{t \max}^2 - f_t^2}} \Big|_{\alpha_1 = -\alpha_2}, \quad (22)$$

$$p_{f_r}(f_r) = \frac{p_{\beta}(\beta_1) + p_{\beta}(\beta_2)}{\sqrt{f_{r \max}^2 - f_r^2}} \Big|_{\beta_1 = -\beta_2}. \quad (23)$$

最终表达式见附录 A(A1) 和 (A2) 式. 引入几何街道散射的总多普勒频率, 定义为

$$f = f_t + f_r, \quad (24)$$

可以得到, 两个相互独立的随机变量 f_t , f_r 的和变量 $f = f_t + f_r$ 的概率密度函数 $p_f(f)$ 应为两变量对应概率分布的卷积. 于是利用发射端、接收端多普勒频率的特征函数 $\Phi_{f_t}(\omega)$, $\Phi_{f_r}(\omega)$ 来求解和变量 f 的概率密度函数 $p_f(f)$. 两个特征函数分别可表示为

$$\Phi_{f_t}(\omega) = E(e^{j\omega f_t}) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{f_t}(f_t) e^{j\omega f_t} df_t, \quad (25)$$

$$\Phi_{f_r}(\omega) = E(e^{j\omega f_r}) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{f_r}(f_r) e^{j\omega f_r} df_r. \quad (26)$$

利用 (25) 和 (26) 式, 可以得到总多普勒频率 f 的特征函数 $\Phi_f(\omega)$, 可表示为

$$\Phi_f(\omega) = \Phi_{f_t}(\omega) \cdot \Phi_{f_r}(\omega). \quad (27)$$

根据傅里叶反演公式, 最终可以得到概率密度函数 $p_f(f)$ 的表达式为

$$p_f(f) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_f(\omega) e^{j\omega f} d\omega. \quad (28)$$

3.4 多普勒PSD和ACF

将(1)式中的随机过程 $\mu_\rho(t)$ 的多普勒功率谱密度PSD记为 $S_{\mu_\rho\mu_\rho}(f)$,可表示为

$$S_{\mu_\rho\mu_\rho}(f) = S_{\mu\mu}(f) + \rho^2 \delta(f - f_\rho), \quad (29)$$

$S_{\mu_\rho\mu_\rho}(f)$ 是随机过程 $\mu(t)$ 的多普勒功率谱密度 $S_{\mu\mu}(f)$ 与 $f = f_\rho$ 处LOS分量加权函数的总和. 考虑到街道散射体数量为无穷多个, 则散射体分量 $\mu(t)$ 的多普勒PSD $S_{\mu\mu}(f)$ 连续. 在一个无穷小的频率区间 df 内, 平均功率可以表示为 $S_{\mu\mu}(f)df$, f 与 $f + df$ 之间的输入功率与 $p_f(f)df$ 成正比, 即

$$S_{\mu\mu}(f)df \sim p_f(f)df. \quad (30)$$

将分量 $\mu(t)$ 的总功率值记为等于 σ_μ^2 , 且有

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_{\mu\mu}(f)df = \sigma_\mu^2, \quad \int_{-\infty}^{\infty} p_f(f)df = 1,$$

于是可以得到如下关系式:

$$S_{\mu\mu}(f) = \sigma_\mu^2 \cdot p_f(f). \quad (31)$$

结合公式(14), (15), (A1), (A2), (28), (31), 经过计算最终可以得到 $\mu(t)$ 的多普勒功率谱密度 $S_{\mu\mu}(f)$. 同样, 将(31)式代入(29)式即可以得到随机过程 $\mu_\rho(t)$ 的多普勒PSD $S_{\mu_\rho\mu_\rho}(f)$. 对多普勒功率谱密度 $S_{\mu\mu}(f)$ 进行傅里叶逆变换, 可以得到散射体分量 $\mu(t)$ 的ACF $\gamma_{\mu\mu}(\tau)$, 即

$$\gamma_{\mu\mu}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{\mu\mu}(f) e^{j2\pi f\tau} df.$$

随机过程 $\mu_\rho(t)$ 的ACF $\gamma_{\mu_\rho\mu_\rho}(\tau)$ 可以用分量 $\mu(t)$ 的ACF $\gamma_{\mu\mu}(\tau)$ 来表示, 即

$$\gamma_{\mu_\rho\mu_\rho}(\tau) = \gamma_{\mu\mu}(\tau) + \rho^2 e^{j2\pi f_\rho \tau}. \quad (32)$$

4 数值结果与分析

此部分将对模型的主要理论结果进行仿真与分析. 为不失一般性, 统一规定街道两旁的矩形散射体区域长度、宽度满足 $A_1 = A_2$, $B_1 = B_2$. 相应的其他参数依次设定为 $\sigma_{\mu_\rho}^2 = \sigma_\mu^2 + \rho^2 = 1$, $f_\rho = 65$ Hz, $\theta_\rho = 0^\circ$, $f_{\max} = 182$ Hz, $\phi_T = 0^\circ$, $\phi_R = 180^\circ$. 莱斯分布因子 $c_R = \rho^2 / \sigma_\mu^2$ 依次取0, 2, 4.

要计算模型中 A_i , B_i ($i = 1, 2$), x_T , x_R 等参数的值, 就要使参考模型的平均多普勒频移 $B_{\mu_\rho\mu_\rho}^{(1)}$ 和多普勒扩展 $B_{\mu_\rho\mu_\rho}^{(2)}$ 接近文献[20]测定方法中所述测量信道的 $B_{\mu_\rho\mu_\rho}^{*(1)}$ 和 $B_{\mu_\rho\mu_\rho}^{*(2)}$. 为了解决参数选取问题, 分别求解 $E_{B_{\mu_\rho\mu_\rho}^{(1)}} = |B_{\mu_\rho\mu_\rho}^{*(1)} - B_{\mu_\rho\mu_\rho}^{(1)}|$ 和 $E_{B_{\mu_\rho\mu_\rho}^{(2)}} = |B_{\mu_\rho\mu_\rho}^{*(2)} - B_{\mu_\rho\mu_\rho}^{(2)}|$ 两式, 使得其误差

值为最小, 即可计算得到本文模型的各项参数. 根据这一方法可以得到本文模型环境下的多普勒参数数值近似为: 在城市LOS传输环境中, $A_1 = A_2 \approx 3500$ m, $B_1 = B_2 \approx 45$ m, $x_T \approx 100$ m; 在城市NLOS传输环境中, $A_1 = A_2 \approx 400$ m, $B_1 = B_2 \approx 50$ m, $x_T \approx 200$ m^[20,23]; 在农村LOS传输环境中, $A_1 = A_2 \approx 1200$ m, $B_1 = B_2 \approx 10$ m, $x_T \approx 50$ m^[24]. 参考文献[20, 23, 24]中各参数的选定结果使仿真分析中的各参数值在其值附近变化, 可保证模型的多普勒特性较佳.

室外参考信道模型在原始坐标系内不同位置对应的发射角 α 分布情况如图4所示. 从图4中可以发现, 发射角AOD α 的分布在一定范围内呈单调递增或递减趋势. MT位于 y 轴左侧与右侧的信号传输发射角 α 分布情况不同, 如图4(a)和图4(b)所示. $y \geq -y_T$ 时, α 较大; $y < -y_T$ 时, α 较小, 且在 $(-y_T)^- \rightarrow (-y_T)^+$ 的瞬间, 发射角凸起明显, 变化率最大. 从标准街道的长度维 y 轴分析, 当分布在矩形内散射体位置的 y 值不断减小, 发射角 α 的总体趋势为单调递减. 而从标准街道的宽度维 x 轴来看, 分布在矩形区域内散射体位置的 x 值增加, 发射角分布的总体呈递增趋势. 结合(3)式进一步分析验证了在街道内不同位置处发射角的曲线分布情况.

图5描述的是室外参考信道模型位于散射街道内不同位置对应的到达角 β 分布图. 从图5中可以发现, 到达角与发射角的整体分布呈相互补偿情况, 且在散射街道的局部小区内呈单调递增或递减趋势. MR位于 $y \geq y_R$, $y < y_R$ 的信号AOA β 分布情况不同, 如图5(a)和图5(b). 当 $x < x_R$, $y < y_R$ 时, AOA β 的角度值最小, 其分布情况出现明显的凹陷. 将AOD与AOA的角度值分布进行融合, 可以得到随着 (x, y) 线性增加整体单调递增的室外无线信道传输分布图.

信号发射角的概率密度函数 $p_\alpha(\alpha)$ 分布如图6所示, 从图6中可以发现, 当 $|\alpha|$ 增加时, 其AOD概率密度分布整体呈先迅速增加后缓慢减小的趋势, 且在发射角

$$\alpha = \pm \arctan \frac{2B_i + 2y_{Ti}}{A_i + 2x_T}$$

时出现峰值. 图6还示出当 $A_1 = A_2 = 100$ m, $x_T = 50$ m时, $A_i - 2x_T = 0$, 发射角 α 所达的区间范围减少, 使得此时对应的发射角概率密度函数的分布范围也相应变窄, 如图6中第二组理论与仿真的曲线所示.

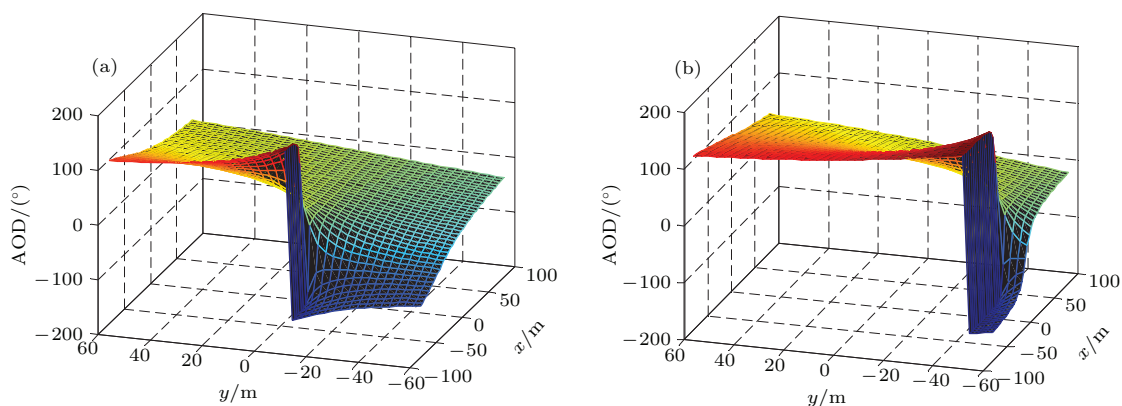

 图4 AOD分布图 (a) $x_T = 50$ m, $y_T = 10$ m; (b) $x_T = 10$ m, $y_T = 50$ m

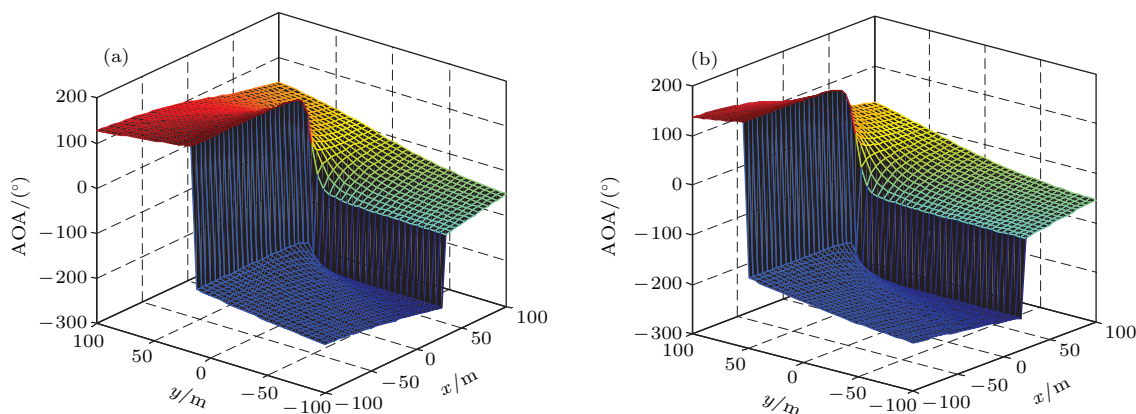
 Fig. 4. Distribution of the ADO: (a) $x_T = 50$ m, $y_T = 10$ m; (b) $x_T = 10$ m, $y_T = 50$ m.

 图5 AOA分布图 (a) $x_R = 50$ m, $y_R = 10$ m; (b) $x_R = 10$ m, $y_R = 50$ m

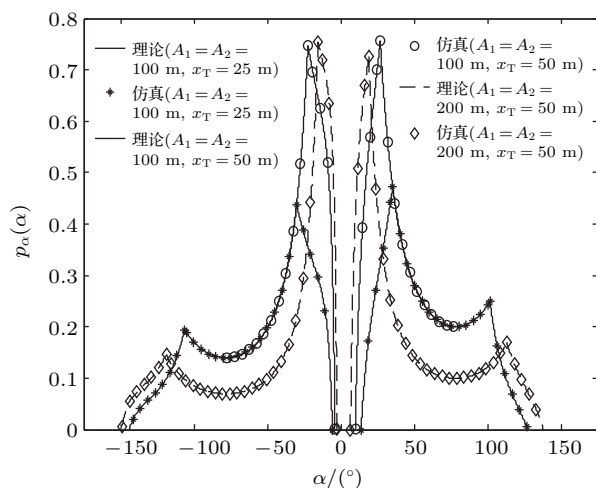
 Fig. 5. Distribution of the AOA: (a) $x_R = 50$ m, $y_R = 10$ m; (b) $x_R = 10$ m, $y_R = 50$ m.

 图6 AOD 概率密度函数 $p_\alpha(\alpha)$

 Fig. 6. Probability density functions $p_\alpha(\alpha)$ of AOD.

信号到达角的概率密度函数 $p_\beta(\beta)$ 分布如图7所示. 从图7中可以发现, 与发射端对应, 在接收端, 当 $|\beta|$ 增加时, 其 AOA 概率密度函数分布整体呈现先缓慢增加后迅速减小的趋势, 且分别在

到达角

$$\beta = -\pi + \arctan \frac{2B_2 + 2y_{R2}}{A_2 + 2x_R},$$

$$\beta = \pi - \arctan \frac{2B_1 + 2y_{R1}}{A_1 + 2x_R}$$

时出现峰值. 从图7中还可以看出, 在 $x_R = 50$ m, 且 $A_1 = A_2 = 100$ m 时, $A_i - 2x_R = 0$, 到达角 β 分布的区间减少, 使得此时对应的发射角概率密度函数的分布范围也相应变窄, 如图7中第二组理论、仿真曲线所示. 在发射角

$$\alpha = \pm \arctan \frac{2B_i + 2y_{Ti}}{A_i + 2x_T}$$

时的发射角概率分布极大, 故使得在到达角

$$\beta = \pm \arctan \frac{2B_i + 2y_{Ti}}{A_i - 2x_T}$$

时的到达概率分布相对较小, 与上述图4、图5的结论相符合, 有力地验证了模型的合理性与精确性.

图8描述的是信道NLOS分量 $\mu(t)$ 的多普勒 PSDS $_{\mu\mu}(f)$ 分布图, 选取不同的矩形小区长度值

A_i , 且有 $x_T = y_T = 40$ m, $B_1 = B_2 = 40$ m. 从图8中可以发现, $f > 0$ 时, 随着多普勒频率增加, 多普勒功率谱密度曲线趋向于一个U形分布. 此外, 图中还示出当多普勒功率谱密度当 f 逼近 $f_{\max}$ 时出现峰值, 即NLOS分量 $\mu(t)$ 的多普勒功率谱密度 $S_{\mu\mu}(f)$ 与频率相关, 该结论与Zhou和Wang^[25]提出的在三维空间情况下多普勒频率与多普勒功率谱密度的关系趋势相符合.

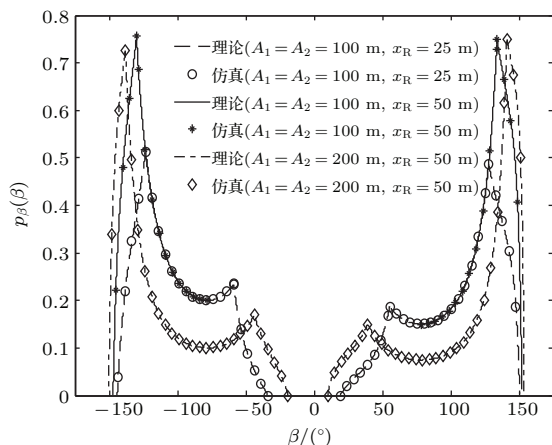


图7 AOA 概率密度函数 $p_\beta(\beta)$

Fig. 7. Probability density functions $p_\beta(\beta)$ of AOA.

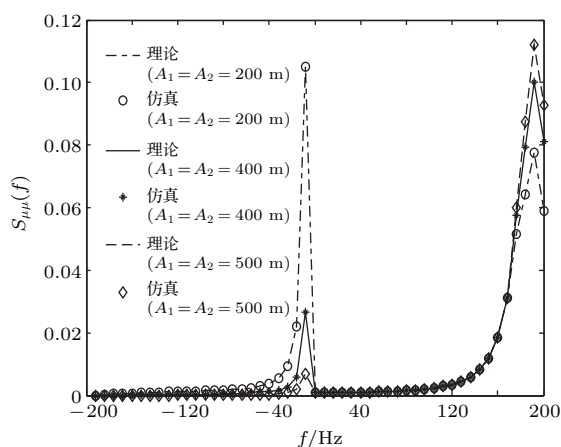


图8 参数 A_i 对多普勒功率谱密度分布的影响

Fig. 8. Influence of the parameter A_i on Doppler power spectral density.

参数 A_i 对多普勒功率谱密度分布的影响如图9所示, 选取了不同的MT位置, 且有 $A_1 = A_2 = 200$ m, $B_1 = B_2 = 40$ m. 从图9中可以发现, 当多普勒频率增加时, 多普勒功率谱密度呈先减小后增加趋势. 此外, 由于 $\mu(t)$ 为零均值的高斯随机过程, 变换不同的MT位置, 可以发现图9中多普勒PSD的分布接近高斯过程, 所以可以得出结论, 当 f 逼近 $f_{\max}$ 时多普勒功率谱密度与MT, MR的位置信

息 x_T 的值相关, 该结论与文献^[26]中的结论相一致, 进一步验证了方法的合理性.

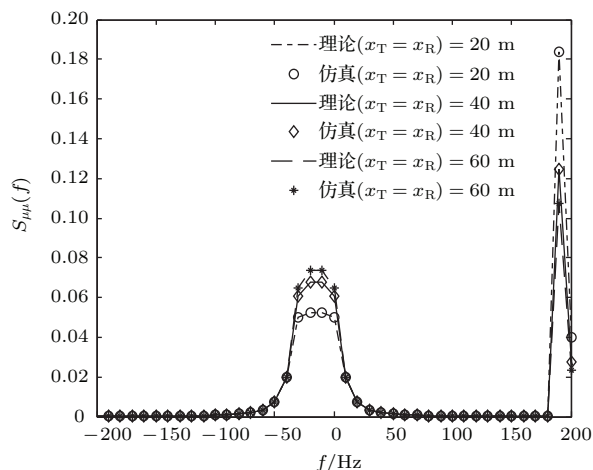


图9 参数 x_T, x_R 对多普勒功率谱密度分布的影响

Fig. 9. Influence of the parameter x_T, x_R on Doppler power spectral density.

选取不同的矩形小区宽度值 B_i 信道扩散分量 $\mu(t)$ 的多普勒PSD $S_{\mu\mu}(f)$ 分布图, 如图10所示, 其中 $x_T = y_T = 40$ m, $A_1 = A_2 = 200$ m. 整个信号的随机过程 $\mu_\rho(t)$ 多普勒功率谱密度 $S_{\mu_\rho\mu_\rho}(f)$ 可以认为是在 $S_{\mu\mu}(f)$ 的基础上在 $f = f_\rho$ 处增加一个加权因子 ρ^2 来获得. 从图10中可以发现, B 取不同值时的多普勒功率谱密度在 f 逼近 $f_{\max}$ 处的多普勒PSD出现最大值. 当 $B_1 = B_2 = 20$ m时, 多普勒PSD较小, 且从MT到MR的传输不理想. 若 B_i 的值较大, 多普勒PSD $S_{\mu\mu}(f)$ 分布曲线相对较平滑; 取值达到一定大时, PSD则会更加接近于高斯分布, 如图10中第三组理论、仿真结果曲线所示.

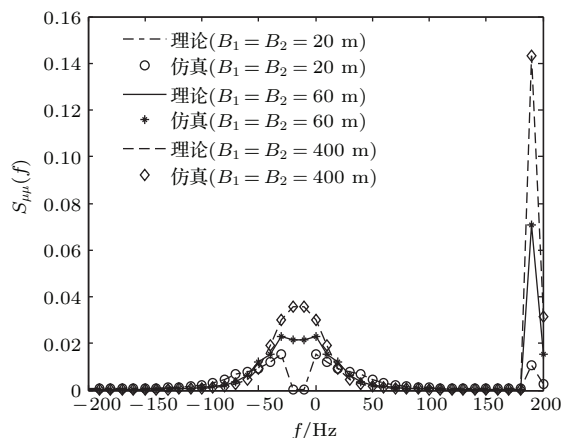


图10 参数 B_i 对多普勒功率谱密度分布的影响

Fig. 10. Influence of the parameter B_i on Doppler power spectral density.

随机过程 $\mu_\rho(t)$ 的时间自相关函数 $\text{ACF}_{\gamma_{\mu_\rho\mu_\rho}}(\tau)$ 的绝对值分布图, 如图 11 所示. 从图 11 中可以看出, 当时间延迟为 0 时, ACF 的值最大为 1. 随着时延的增加, ACF 的数值结果迅速减小, 最终趋于稳定值波动. 在 NLOS 传输情况下, 即 Rice 分布因子为 0 时, 随着时间的延迟, ACF 曲线的波动峰值逐渐减小, 整体呈递减波动趋势. 随着 Rice 分布因子的增加, ACF 的值不断增大, 且随着归一化时延的增加, 曲线的波动达到一个平稳的极限值. 对比分析中明显可见, 参考信道模型的理论值与仿真结果在一定的时间延迟内匹配效果非常好.

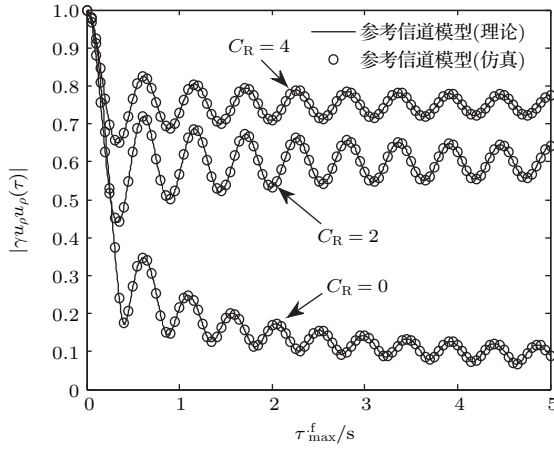


图 11 时间自相关函数 ACF 绝对值 $|\gamma_{\mu_\rho\mu_\rho}(\tau)|$

Fig. 11. Absolute value of the ACF $|\gamma_{\mu_\rho\mu_\rho}(\tau)|$.

5 结 论

针对室外无线信道传输环境, 本文提出了一种随机的标准街道参考信道模型, 移动发射机与移动接收机均处于运动状态, 街道两旁分布的无数个散射体固定不动, 且以平行于街道两侧的散射条纹形式均匀分布在 3D 空间的一个 2D 矩形小区内. 在街道通信环境下, 本文采用几何散射模型提出了一种随机的标准街道参考信道建模方法, 首先利用空间几何关系及控制变量法推导了 AOD 和 AOA 的概率密度函数, 然后基于这些概率密度函数研究了多普勒功率谱密度及时间自相关函数, 最终根据推导得到的函数进行结果仿真, 分析了 V2V 通信系统性能的影响因素. 仿真结果表明发射角 AOD 以及到达角 AOA 的 PDFs 在一定的角度范围内均呈先增加后减小的趋势; 信号在室外街道环境下传播的多普勒功率谱密度在 f 逼近 $f_{\max}$ 处分布趋势相同, 均出现峰值; 此外, 当 Rice 分布因子较大时, 时间自相关函数的值相对增大, 其波动的平稳性也对应增加. 与文献 [20, 25, 26] 模型对比分析表明, 参考信道模型的多普勒参量特性符合理论与实际, 为精准高效的室外无线通信系统信道建模的研究、评估 V2V 通信系统的传输特性提供了有力的理论支撑.

附录 A

$$p_{f_t}(f_t) = \begin{cases} \frac{A_1}{D} [(G_{T2})^2 F_T - 4y_{T2}^2 f_t^2] f_{t\max}^2, & \frac{G_{T2}f_{t\max}}{\sqrt{(G_{T2})^2 + 4y_{T2}^2}} < (-1)^k f_t \leq \frac{G_{T1}f_{t\max}}{\sqrt{(G_{T1})^2 + 4y_{T1}^2}}, \quad k = 0, 1; \\ \frac{1}{D} [A_2(G_{T1})^2 + A_1(G_{T2})^2 F_T - 4C_T f_t^2] f_{t\max}^2, & \frac{G_{T1}f_{t\max}}{\sqrt{(G_{T1})^2 + 4y_{T1}^2}} < (-1)^k f_t \leq \frac{G_{T2}f_{t\max}}{\sqrt{(G_{T2})^2 + 4E_{T2}^2}}, \quad k = 0, 1; \\ \frac{1}{D} [A_2 F_T (G_{T1})^2 - 4f_t^2 (C_T - A_1 E_{T2}^2)] f_{t\max}^2, & \frac{G_{T2}f_{t\max}}{\sqrt{(G_{T2})^2 + 4E_{T2}^2}} < (-1)^k f_t \leq \frac{G_{T1}f_{t\max}}{\sqrt{(G_{T1})^2 + 4E_{T1}^2}}, \quad k = 0, 1; \\ \frac{1}{F_T^{3/2}} [(A_2 E_{T1}^2 + A_1 E_{T2}^2) - C_T] f_{t\max}^2, & \frac{(A_1 - 2x_T)f_{t\max}}{2\sqrt{(\frac{A_1}{2} - x_T)^2 + E_{T1}^2}} < f_t \leq \frac{(A_1 + 2x_T)f_{t\max}}{2\sqrt{(\frac{A_1}{2} + x_T)^2 + E_{T1}^2}}, \end{cases} \quad (A1)$$

其中 $C_T = A_2 y_{T1}^2 + A_1 y_{T2}^2$, $D = 8A_1 A_2 (B_1 + B_2) f_t^2 (f_{t\max}^2 - f_t^2)^{3/2}$, $E_{T1} = B_1 + y_{T1}$, $E_{T2} = B_2 + y_{T2}$, $F_T = f_{t\max}^2 - f_t^2$, $G_{T1} = A_1 - (-1)^k 2x_T$, $G_{T2} = A_2 - (-1)^k 2x_T$.

$$p_{f_r}(f_r) = \begin{cases} \frac{A_2}{D} [(G_{R1})^2 F_R - 4y_{R1}^2 f_r^2] f_{r \max}^2, & \frac{G_{R1} f_{r \max}}{\sqrt{(G_{R1})^2 + 4y_{R1}^2}} < (-1)^k f_r \leq -\frac{G_{R2} f_{r \max}}{\sqrt{(G_{R2})^2 + 4y_{R2}^2}}, k = 0, 1; \\ \frac{1}{D} [A_2 (G_{R1})^2 + A_1 (G_{R2})^2 F_R - 4C_R f_r^2] f_{r \max}^2, & \frac{G_{R2} f_{r \max}}{\sqrt{(G_{R2})^2 + 4y_{R2}^2}} < (-1)^k f_r \leq -\frac{G_{R1} f_{r \max}}{\sqrt{(G_{R1})^2 + 4E_{R1}^2}}, k = 0, 1; \\ \frac{1}{D} [4f_r^2 (A_2 E_{R1}^2 - C_R) - A_1 F_R (G_{R2})^2] f_{r \max}^2, & \frac{G_{R1} f_{r \max}}{\sqrt{(G_{R1})^2 + 4E_{R1}^2}} < (-1)^k f_r \leq -\frac{G_{R2} f_{r \max}}{\sqrt{(G_{R2})^2 + 4E_{R2}^2}}, k = 0, 1; \\ \frac{4f_r^2}{D} [(A_2 E_{R1}^2 + A_1 E_{R2}^2) - C_R] f_{r \max}^2, & \frac{(A_2 - 2x_R) f_{r \max}}{2\sqrt{\left(\frac{A_2}{2} - x_R\right)^2 + E_{R2}^2}} < f_r \leq \frac{(A_2 + 2x_R) f_{r \max}}{2\sqrt{\left(\frac{A_2}{2} + x_R\right)^2 + E_{R2}^2}}, \end{cases} \quad (A2)$$

其中, $C_R = A_2 y_{R1}^2 + A_1 y_{R2}^2$, $D = 8A_1 A_2 (B_1 + B_2) f_r^2 (f_{r \max}^2 - f_r^2)^{3/2}$, $E_{R1} = B_1 + y_{R1}$, $E_{R2} = B_2 + y_{R2}$, $F_R = f_{r \max}^2 - f_r^2$, $G_{R1} = A_1 - (-1)^k 2x_R$, $G_{R2} = A_2 - (-1)^k 2x_R$.

参考文献

- [1] Qu F, Wang F Y, Yang L 2010 *IEEE Commun. Magazine* **48** 136
- [2] Pätzold M, Hogstad B O 2004 *Proc. 60th IEEE Semianual Veh. Technol. Conf.* Los Angeles, USA, September 1–4, 2004 p144
- [3] Zhou J, Jiang H, Hisakazu K, Shao G F 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 140506 (in Chinese) [周杰, 江浩, 菊池久和, 邵根富 2014 物理学报 **63** 140506]
- [4] Pätzold M, Hogstad B O 2008 *Wireless Commun. Mobile Computing* **8** 597
- [5] Oda Y, Tsunekawa K, Hatay M 2000 *IEEE Antennas and Propagation for Wireless Communications* Waltham, Massachusetts, November 6–8, 2000 pp87–90
- [6] Pätzold M, Hogstad B O 2004 *Wireless Commun. Mobile Computing* **4** 727
- [7] Byers G J, Takawira F 2004 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **53** 634
- [8] Ma Y, Pätzold M 2007 *International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, India, December 3–4, 2007 pp380–384
- [9] Kong S H 2009 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **5** 2609
- [10] Akki A S, Haber F 1986 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **35** 2
- [11] Chelli A, Pätzold M 2007 *Proc. 4th IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems* Trondheim, Norway, Oct. 4–9, 2007 pp792–797
- [12] Chelli A, Pätzold M 2009 *Proc. Wireless Communications and Signal Processing* Nanjing, China, Nov. 9–11, 2009 pp1–5
- [13] Ma Y, Pätzold M 2010 *Proc. Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)* Moscow, Russia, Oct. 3–7, 2010 p777
- [14] Ma Y, Pätzold M 2010 *Proc. 71st IEEE Veh. Technol. Conf., VTC 2010-Spring* Taipei, Taiwan, May 4–10, 2010 p1
- [15] Jiang H, Zhou J 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 048702 (in Chinese) [江浩, 周杰 2014 物理学报 **63** 048702]
- [16] Gutierrez C A, Pätzold M 2009 *Workshop on Mobile Computing and Networking Technol.* Petersburg, Russia, February 4–7, 2009 pp1–5
- [17] Zhou J, Cao Z, Kikuchi H 2015 *Journal of Harbin Engineering University* **36** 1153 (in Chinese) [周杰, 曹志钢, 菊池久和 2015 哈尔滨工程大学学报 **36** 1153]
- [18] Janaswamy R 2002 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **51** 1242
- [19] Baltzis K B, Sahalos J N 2008 *Wireless Personal Commun.* **51** 329
- [20] Tan I, Wanbin T, Laberteaux K, Bahai A 2008 *Proc. IEEE ICC'08*, **5** 4882
- [21] Alsehaili M, Noghianian S R, Sebak A 2010 *Prog. Electromagnet. Res.* **109** 191
- [22] Zhou J, Cao Z, Kikuchi H 2014 *IET Commun.* **8** 1
- [23] Avazov N, Pätzold M 2011 *Adv. Technol. for Commun. (ATC), 2011 International Conf. on. IEEE* **2011** 224
- [24] Avazov N, Pätzold M 2013 *Personal Indoor and Mobile Radio Commun. (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on. IEEE* **2013** 253
- [25] Zhou J, Wang Y L 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 240507 (in Chinese) [周杰, 王亚林 2014 物理学报 **63** 240507]
- [26] Papoulis A, Pillai S U 2002 *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes* (USA: Tata McGraw-Hill Education) pp89–98

An electromagnetic street scattering channel model for outdoor vehicular-to-vehicular communication systems*

Zhou Jie¹⁾²⁾ Yao Ying-Li^{1)†} Shao Gen-Fu³⁾ Shen Xiao-Yan¹⁾ Liu Peng¹⁾

1) (Department of Communications, 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)

(Received 27 January 2016; revised manuscript received 16 May 2016)

Abstract

The vehicular-to-vehicular (V2V) communications have recently received great attention due to some traffic telematic applications that make transportation safer, more efficient, and more environmentally friendly. Reliable traffic telematic applications and services require V2V wireless communication systems to be able to provide robust connectivity. To develop such wireless communication systems and standards, accurate channel models for the V2V communication systems are required. In this paper, a geometric street scattering channel model for a V2V communication system is presented under line-of-sight (LOS) and non-LOS (NLOS) propagation conditions. Starting from the geometric model, a stochastic reference channel model is developed, where the scatterers are uniformly distributed in rectangles in the form of stripes parallel to both sides of the street. A typical propagation scenario for the proposed model is presented, where the buildings and the trees can be considered as scatterers. Analytical expressions for the probability density functions (PDFs) of the angle-of-departure (AOD) and the angle-of-arrival (AOA) are derived. By obtaining the PDF of the total Doppler frequency, the Doppler power spectral density (PSD) and the autocorrelation function (ACF) of the proposed model are also investigated and computed, assuming that the mobile transmitter (MT) and the mobile receiver (MR) are moving, while the surrounding scatterers are fixed. In this respect the underlying radio channel model differs from the traditional cellular channels. We can draw the conclusion that the PDFs of AOD and AOA first increase and then decrease within a certain angle range; the Doppler power spectral density of the signal in the outdoor street environment presents the peak value in $f_{\max}$. In addition, while the Rice distribution factor is larger, the value of the autocorrelation function increases relatively, the stability of the fluctuation increases correspondingly as well. To validate the reference channel model, its Doppler parameters are compared with those of a real-world measured channel for urban and rural areas. The numerical results show a good fitting of the theoretical results to the computer simulations. In the proposed geometry-based channel model, we not only study the influence of the street scatterers on the performance of V2V communication system, but also broaden the research of the channel modeling of outdoor wireless communication in turn. To evaluate the propagation characteristics of the outdoor V2V communication systems and the simulation of wireless communication system, this paper provides a powerful research tool.

Keywords: vehicular-to-vehicular communication systems, Doppler power spectral density, reference channel model, autocorrelation functions

PACS: 05.45.Vx, 42.55.Px, 07.05.Tp, 87.63.dk

DOI: 10.7498/aps.65.140501

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61471153), the Jiangsu Provincial Research Scheme of Natural Science for Higher Education Institute, China (Grant No. 14KJA510001), the China Postdoctoral Foundation (Grant No. 010986678), and the Scientific and Technological Support Project (Industry) of Jiangsu Province, China (Grant No. BE2011195).

† Corresponding author. E-mail: yaoyingli2000@163.com