

基于隧道多散射信道的车载通信系统建模

唐登洪¹, 席晓莉¹, 范倩莹²

(1. 西安理工大学先进导航与电磁技术研究所, 陕西西安 710048; 2. 吉林省气象台, 吉林长春 130060)

摘 要: 为建立更高效的智能车对车 (Vehicle To Vehicle, V2V) 通信系统, 针对密集隧道空间多人多出系统 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 移动传播环境, 提出新型三维 (Three Dimensional, 3D) 车载多散射通信信道模型. 分析波达信号水平面和仰角平面发射角 (Angle Of Departure, AOD) 和到达角 (Angle Of Arrival, AOA) 概率密度分布函数 (Probability Density Function, PDF). 与以往模型及测量对比, 提出模型符合真实隧道环境中无线信道特性, 拓展了 V2V 通信技术的研究.

关键词: V2V 移动通信; 隧道空间信道模型; 发射角; 到达角; 概率密度函数

中图分类号: TN911.6 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2021)05-0887-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20200869

Analysis of Modified Multi-bounced Scattering Channel Model for Dense Tunnel Vehicle-To-Vehicle Communication Environment

TANG Deng-hong¹, XI Xiao-li¹, FAN Qian-ying²

(1. Institute of Advanced Navigation and Electromagnetics, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China;

2. Meteorological Bureau of Jilin Province, Changchun, Jilin 130060, China)

Abstract: A three dimensional (3D) modified tunnel multi-bounced scattering channel model for vehicle to vehicle mobile communication is proposed under the assumption of equivalent scattering point. In this model, multi-antenna technology is adapted in both the mobile transmitter and receiver and there are line of sight (LOS) and non-LOS (NLOS) propagation paths between the transmitter and receiver. Analytical expressions of the probability density function (PDF) of the angle-of-departure (AOD) and angle-of-arrival (AOA) are presented according to the 3D MIMO channel model. Results show good agreement with the existing V2V scattering channel models and measured data in real tunnel environment, demonstrating the rationality of the underlying channel model.

Key words: V2V mobile communication; tunnel spatial channel model; angle of departure; angle of arrival; probability density function

1 引言

近年来,随着城乡通信网络基础建设的不断发展,越来越多的研究者将特殊传播场景的信道建模作为研究对象. 构建符合实际车载通信场景的 V2V 动态 MIMO 信道模型,对 V2V 通信系统的性能评估及改进设计具有重要意义^[1,2].

针对城市弯曲道路非视距 (Non-Line Of Sight, NLOS) 通信传播场景,文献[3]提出了一种车载几何信道模型,模型采用了大规模 MIMO 天线阵列假设,分析街道参数和散射范围对信道的空间、时间和频率的相

关特性的影响. Ghorraish 等人^[4]的研究表明,射频跟踪接收器检测到了大量散射体信号,对于较为狭窄的密集城市街道环境而言,仅仅考虑单点散射不符合实际. 文献[5]的研究者在拱形隧道中不同发射器位置进行了宽带定向测量活动,分析了无线电信道特性研究中主要考虑了波达信号 LOS 和单次反射分量,并且就时延扩展和主要散射体探究未来蜂窝系统的无线信号覆盖范围. 文献[6]聚焦西班牙的新型隧道测量,此次测量活动中考虑了隧道传播中一些特殊情况的影响,如火车行驶在隧道弯道、火车由隧道外驶入隧道内及隧道内两车相遇等情况,可是该测量主要侧重单输入单

输出的天线配置. Zhang 等人^[7]提出了一种基于传播理论的非视距隧道场景的无线信道建模方法,该方法的优点是可以解析计算隧道环境下的宽带信道参数时延扩展,无线相关系数以及信道容量等,验证了隧道弯曲角度对信道特性的影响. Forooshani 等人^[8]使用多模波导预测了隧道环境下信号角度色散现象,证明了波导模型可以用来建模隧道中远场区的信号传输,而不适用于建模近场区多模共存的情形. 这些隧道场景中的 V2V 模型都属于确定性建模方法,适用性比较有限,因为它们忽视了场景内各种潜在散射体分布对波达信号统计特性的影响. 基于几何随机信道模型的研究中,文献[9,10]均基于隧道空间研究了单跳或双跳散射模型,分析信道的空时频统计特性及其影响因子,然而这些模型都没有考虑隧道空间内多跳散射的影响.

5G 乃至下一代通信隧道微小区域场景中,大规模 MIMO (Massive MIMO, M-MIMO) 技术将被广泛使用,导致接受信号链路密度将大大增加,同时对于 3D 的动态密集场景中,潜在散射体种类和数量也将大大增加,信道建模中单点散射假设将很难实现^[11,12]. 与已有的隧道模型对比,本文所提出模型的优点主要集中在:(1)基于实际隧道空间传输场景,考虑波达信号的多跳散射传播路径,克服经典椭圆模型的主要缺陷;(2)充分利用 MIMO 多天线技术的优势,建立多散射

通信信道模型,分析散射体分布对方位角平面和仰角平面波达信号统计特性的影响;(3)建立 3D 空间隧道几何随机信道模型详细地分析了信道参数对模型特性的影响.

针对密集隧道 V2V 移动通信环境提出 3D 空间 MIMO 多散射信道模型. 模型中从经典的椭圆模型 (Ellipse Based Single Bounce Model, EBSBM) 出发,引入等效散射面概念,将散射路径扩展到多跳散射. 在发射端 (the Mobile Transmitter, M_T) 和接收端 (the Mobile Receiver, M_R) 都采用多天线技术. 从 3D 等效参考信道模型出发,推导了波达信号水平面发射角 (Azimuth AOD, AAOD)、到达角 (Azimuth AOA, AAOA) 和仰角平面发射角 (Elevation AOD, EAOD)、到达角 (Elevation AOA, EAOA) 的概率密度分布函数的解析表达式. 数值仿真结果与经典的隧道模型及测量数据相比,证实了模型的有效性.

2 隧道空间移动通信场景建模

图 1 描绘了 3D 隧道场景中的 V2V 移动通信环境,其中考虑了 LOS 和 NLOS 传播分量,在 NLOS 路径中,隧道内的电缆槽架、风机、路标、照明设施以及墙壁都可能对来自发射端的信号产生反射作用,假设有 $M \times N$ 个有效散射体随机分布在长度为 L ,横截面半径为 R 的半圆形隧道壁上.

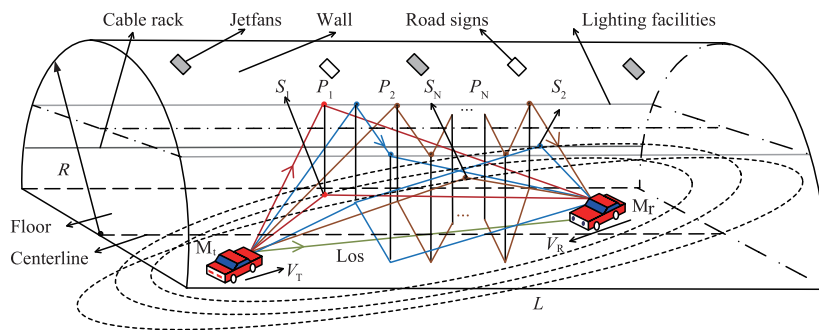


图1 隧道场景中抽象的V2V通信系统建模

其中 M_T 表示移动发射端, M_R 表示移动接收端, 路径 P_1 是单点散射路径, 其俯视图对应的是传统的 EBSBM 模型, 点 S_1 表示单点椭圆模型上的一个散射点. 构建的椭圆模型会随着 M_T 和 M_R 相对位置的改变发生了倾斜, 由于模型中考虑了多跳散射以及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, 因此引入等效散射面的概念, 将多跳散射通过几何变换近似等效为单点散射分析. 散射路径 P_2 可以等效为单点椭圆散射模型, 其中 S_2 表示了双跳散射模型的一个等效散射点; 路径 P_3 则代表三跳散射路径, S_3 表示这个三跳散射路径的一个等效散射点; 同样地, 扩展到多跳散射路径, P_N 可用相应的等效单点散射路径表示, 这些等效散射点构成了一个等效散射面, 并且与发射端和

接收端共同组成了改进的隧道空间多散射模型.

假设隧道的上边沿为 x 轴, 对应 M_T 和 M_R 相对位置, 等效椭圆模型向左边发生了倾斜, 此时的散射模型呈现带有旋转角度的椭圆形形状. 移动发射端中心和移动接收端中心的位置分别用坐标 (x_T, y_T, z_T) 和 (x_R, y_R, z_R) 表示, 且 $0 \leq x_T \leq x_R \leq L, 0 \leq y_T \leq y_R \leq 2R$. 发射端和接收端的移动速度分别用 v_T, v_R 表示, 二者之间的相对夹角用 ϕ_v 表示. $D = [(x_R - x_T)^2 + (y_R - y_T)^2 + (z_R - z_T)^2]^{\frac{1}{2}}$ 表示移动发射中心 M_T 和接收中心 M_R 之间的距离.

对于密集的隧道空间环境, M_T 和 M_R 之间的距离可能很短, 因此信道的主要损耗来自于多跳散射损耗. 输入信

号的散射次数 N 往往由输入角度 $\varphi = \arctan\left(\frac{4NR - 2y_R}{x_R - x_T}\right)$ 决定^[3]. 为更进一步地了解散射次数对信道特性的影响的一般性规律, 本文以偶数次散射路径为代表讨论参考信道模型参数.

3 隧道空间等效信道模型理论

3.1 波达信号多跳散射路径

偶数次等效单点散射模型的平面几何结构分别如图 2 所示, 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, 本文研究的是隧道空间环境, 所以在此环境下, 发射端到接收端的散射分布仍然服从椭圆模型. 模型中假设 M_r 、 M_l 和焦点均在一条直线上, 很显然, 这时候 M_l 和 M_r 的连线已经不和 x 轴重合, 要解决散射路径不对称的问题, 定义发射端 M_l 和 M_r 的连线为新的坐标轴 x' , 通过转化角 φ_0 将坐标 (x, y, z) 转化为

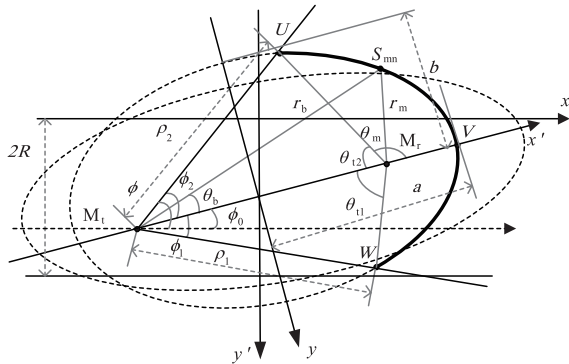


图2 偶数次等效散射模型几何角及波达路径

$$r_b(\theta_b) = \frac{\{(x_R - x_T)b^2 \cos\theta_b + \sqrt{(x_R - x_T)^2 b^4 \cos^2\theta_b - (b^2 \cos^2\theta_b + a^2 \sin^2\theta_b)((x_R - x_T)^2 b^2 - 4a^2 b^2)}\}}{2(b^2 \cos^2\theta_b + a^2 \sin^2\theta_b)} \quad (8)$$

$$r_m(\theta_b) = \sqrt{(x_R - x_T)^2 + r_b^2} - 2(x_R - x_T)r_b \cos\theta_b, \quad -\varphi_1 \leq \theta_b \leq \varphi_2 \quad (9)$$

基于图 2 中的模型, 由天线波束决定的散射区域边界距离由 ρ_1 和 ρ_2 表示如下

$$\begin{aligned} \rho_1 &= r_b(\theta_b) \Big|_{\theta_b = \varphi_1} \\ &= \frac{\{(x_R - x_T)b^2 \cos\varphi_1 + \sqrt{(x_R - x_T)^2 b^4 \cos^2\varphi_1 - (b^2 \cos^2\varphi_1 + a^2 \sin^2\varphi_1)((x_R - x_T)^2 b^2 - 4a^2 b^2)}\}}{2(b^2 \cos^2\varphi_1 + a^2 \sin^2\varphi_1)} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \rho_2 &= r_b(\theta_b) \Big|_{\theta_b = \varphi_2} \\ &= \frac{\{(x_R - x_T)b^2 \cos\varphi_2 + \sqrt{(x_R - x_T)^2 b^4 \cos^2\varphi_2 - (b^2 \cos^2\varphi_2 + a^2 \sin^2\varphi_2)((x_R - x_T)^2 b^2 - 4a^2 b^2)}\}}{2(b^2 \cos^2\varphi_2 + a^2 \sin^2\varphi_2)} \end{aligned} \quad (11)$$

3.2 等效参考信道模型

隧道空间散射信道模型如图 3 所示, 由于考虑了散射信号仰角平面的扩展, 最终等效模型呈现椭球面形状, 它是对图 1 所示的 V2V 通信系统 3D 散射信道模型的空间描述, 从此模型出发, 可以推导出参考信道模型的 LOS 和 NLOS 分量的时间传递函数. 坐标 (x_m, y_n, z) 表示散射体 S^{mn} ($m = 1, 2, \dots, M, n = 1, 2, \dots, N$) 位置, 由于隧道的半圆形状, z 轴坐标可以用 y 表示为 $z =$

(x', y', z') , 此时, 等效散射模型的一般方程可以表示为

$$\frac{(x')^2}{a^2} + \frac{(y')^2}{b^2} = z \quad (1)$$

其中

$$\begin{cases} x' = x \cos\varphi_0 + y \sin\varphi_0 \\ y' = -x \sin\varphi_0 + y \cos\varphi_0 \\ z' = z \end{cases} \quad (2)$$

$$\varphi_0 = \arctan\left(2 \cdot \frac{R - y_R}{x_R - x_T}\right) \quad (3)$$

这时候, 等效散射模型的一般方程可以变换为

$$\begin{aligned} &\frac{(2x - y_R \cot\varphi_0)^2 (\cos\varphi_0 - \sin\varphi_0)^2}{4a^2} \\ &+ \frac{(2y - y_R)^2 (\cos\varphi_0 + \sin\varphi_0)^2}{4b^2} = z \end{aligned} \quad (4)$$

其中椭圆的长轴、短轴和半焦距可以表示为 φ 的表达式

$$a = (2nW - y_R) \csc\varphi \quad (5)$$

$$b = nW - y_R \quad (6)$$

$$c = (2nW - y_R) \cot\varphi, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (7)$$

将式(5)、式(6)代入式(4)中, 即可以得出偶数次多跳散射路径的标准方程. 此外, 考虑到 M_r 的实际位置, 收发两端均部署线型天线阵列且各向同性, 信道模型假定 M_l 上定向天线的波束宽度为 $[-\varphi_1, \varphi_2]$, 波达信号水平面上的发射角 AAOD 和到达角 AAOA 分别用符号 θ_b 、 θ_m 表示; 经过数学推算, M_l 和 M_r 到椭圆边的距离 r_b 、 r_m 可以用发射角的函数形式分别表示为

$\sqrt{R^2 - y^2}$, 所以三维空间内散射体的坐标可表示为 $(x_m, y_n, \sqrt{R^2 - y_n^2})$. 发射和接收天线阵元的个数分别用 M_T 和 M_R 表示, 符号 δ_T 和 δ_R 分别表示发射天线阵列阵元间距和接收天线阵列阵元间距, 发射和接收天线阵列在仰角平面相对于 xy 平面平行, 在方位角平面与 x 轴的夹角分别用符号 γ_T 和 γ_R 表示. $D_T^{(l, mn)}$ 表示第 l 个发射阵元 $A_T^{(l)}$ ($l = 1, 2, \dots, M_T$) 和散射体 $s^{(mn)}$ 之间的距离,

$D_T^{(mn,k)}$ 表示散射体 $s^{(mn)}$ 到第 k 个接收阵元 $A_R^{(k)}$ ($k = 1, 2, \dots, M_R$) 之间的距离. $\beta_T^{(mn)}$ 、 $\beta_R^{(mn)}$ 表示仰角平面的发射角 EAOD、到达角 EAOA.

参考信道模型是在假设散射体数量 $M \cdot N \rightarrow \infty$ 的基础上得到的,如图 3 所示,用 lk 表示第 l 个发射阵元 A_T^l 与第 k 个接收阵元 A_R^k 之间的传输链路,可以通过一个 $M_R \times M_T$ 维的复信道矩阵 $\mathbf{H}(\tau, t) = [\mathbf{h}_{lk}(\tau, t)]_{M_R \times M_T}$ 来描述宽带 MIMO V2V 信道特性,因此链路 lk 在 t 时刻传输延时为 τ 的多径信道脉冲响应可表示为

$$\mathbf{h}_{lk}(\tau, t) = \sum_{i=1}^{\infty} \mathbf{h}_{lk,i}(t) \cdot \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (12)$$

由前面的分析可知,链路 lk 多径信道脉冲响应包含两部分,一个是视距分量的脉冲响应,另一部分是非视距分量的脉冲响应:

$$\mathbf{h}_{lk}(t) = \mathbf{h}_{lk}^{\text{LOS}}(t) + \mathbf{h}_{lk}^{\text{NLOS}}(t) \quad (13)$$

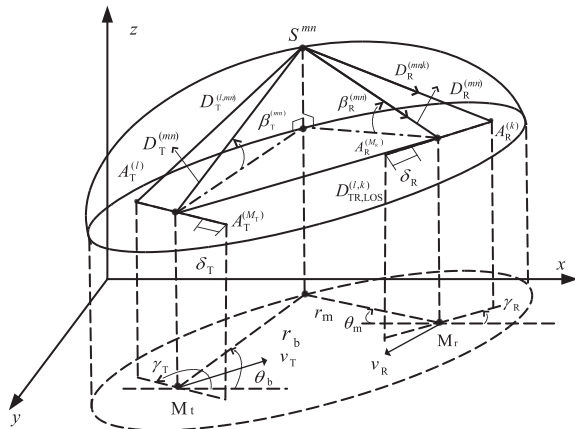


图3 3D隧道空间散射信道模型

为了进一步简化分析,用时间传递函数 $\mathbf{H}_{lk}(\tau, t)$ 来代替脉冲响应,时间传递函数是对信道时变脉冲响应 $\mathbf{h}_{lk}(\tau, t)$ 中传输延迟 τ 所求的傅里叶变换,式(13)可变换为

$$\mathbf{H}_{lk}(f', t) = \mathbf{H}_{lk}^{\text{LOS}}(f', t) + \mathbf{H}_{lk}^{\text{NLOS}}(f', t) \quad (14)$$

由图 3 可观察到链路 $A_T^{(l)} - A_R^{(k)}$ 表示 M_T 和 M_R 之间的视距分量,其直达路径距离用 $D_{\text{TR,LOS}}^{(l,k)}$ 表示,且

$$D_{\text{TR,LOS}}^{(l,k)} = D - (M_T - 2l + 1) \frac{\delta_T}{2} \cos \gamma_T - (M_R - 2k + 1) \frac{\delta_R}{2} \cos(\theta_m^{(0)} - \gamma_R) \quad (15)$$

式中 $\theta_m^{(0)}$ 表示视距分量的水平到达角 AAOA. 因此 LOS 分量的时间传递函数 $\mathbf{H}_{lk}^{\text{LOS}}(f', t)$ 可表示为

$$\mathbf{H}_{lk}^{\text{LOS}}(f', t) = \sqrt{\frac{C_R}{C_R + 1}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} D_{\text{TR,LOS}}^{(l,k)}} e^{j 2\pi [f^{(0)} t - \tau_{lk}^{(0)} f']} \quad (16)$$

式中 $f^{(0)}$ 表示 LOS 分量由于 M_T 和 M_R 的移动引起的总的多普勒频移,表示为

$$f^{(0)} = f_{T_{\text{max}}} \cos(\theta_b^{(0)}) \cos(\beta_T^{(0)}) + f_{R_{\text{max}}} \cos(\theta_m^{(0)} - \phi_v) \cos(\beta_R^{(0)}) \quad (17)$$

式中 $\theta_b^{(0)}$ ($\beta_T^{(0)}$) 和 $\theta_m^{(0)}$ ($\beta_R^{(0)}$) 分别表示视距分量的 AAOD (EAOD) 和 AOA (EAOA). $f_{T_{\text{max}}} = v_T/\lambda$ 和 $f_{R_{\text{max}}} = v_R/\lambda$ 分别表示 M_T 和 M_R 的最大多普勒频移,其中 λ 是入射信号的波长,符号 C_R 表示莱斯分布因子,定义为视距分量的平均功率和非视距分量的平均功率之比,即 $C_R = E\{|\mathbf{H}_{lk}^{\text{LOS}}(f, t)|^2\}/E\{|\mathbf{H}_{lk}^{\text{NLOS}}(f, t)|^2\}$. 符号 $\tau_{lk}^{(0)}$ 表示 LOS 分量的传输延时,可表示为: $\tau_{lk}^{(0)} = D_{\text{TR,LOS}}^{(l,k)}/c_0$, 其中 c_0 表示光速.

由图 3 可观察到, $A_T^{(l)} - S^{(mn)} - A_R^{(k)}$ 表示从发射端 $A_T^{(l)}$ 经过散射体 $S^{(mn)}$ 到达接收端 $A_R^{(k)}$ 的非视距传播散射路径,用同样的方法可求得 NLOS 分量的时间传递函数 $\mathbf{H}_{lk}^{\text{NLOS}}(f', t)$:

$$\mathbf{H}_{lk}^{\text{NLOS}}(f', t) = \lim_{M, N \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{(C_R + 1)MN}} \sum_{m,n=1}^{M,N} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} D_{lk}^{(mn)}} \cdot e^{j[2\pi f^{(mn)} t + \theta^{(mn)} - 2\pi \tau_{lk}^{(mn)} f']} \quad (18)$$

其中 $D_{lk}^{(mn)}$ 表示链路 $A_T^{(l)} - S^{(mn)} - A_R^{(k)}$ 总的传输路径,且 $D_{lk}^{(mn)} = D_T^{(l,mn)} + D_R^{(mn,k)}$, 由图中几何关系可得,

$$D_T^{(l,mn)} = r_b / \cos(\beta_T^{(mn)}) - (M_T - 2l + 1) \frac{\delta_T}{2} [\cos(\beta_T^{(mn)}) \cos(\gamma_T - \theta_b) + \sin(\beta_T^{(mn)})] \quad (19)$$

$$D_R^{(mn,k)} = r_m / \cos(\beta_R^{(mn)}) - (M_R - 2k + 1) \frac{\delta_R}{2} [\cos(\beta_R^{(mn)}) \cos(\gamma_R - \theta_m) + \sin(\beta_R^{(mn)})] \quad (20)$$

$f^{(mn)}$ 表示 NLOS 分量移动发射端和接收端两部分组成的总多普勒频移,表示为

$$f^{(mn)} = f_{T_{\text{max}}} \cos(\theta_b) \cos(\beta_T^{(mn)}) + f_{R_{\text{max}}} \cos(\theta_m - \phi_v) \cos(\beta_T^{(mn)}) \quad (21)$$

$\theta^{(mn)}$ 表示由发射波和等效散射体 $S^{(mn)}$ 之间的相互作用引起的相移,假设 $\theta^{(mn)}$ 是独立同分布的随机变量,且服从 $[0, 2\pi)$ 内的均匀分布;由于考虑了多次散射,研究波达路径的时间延迟很有必要, $\tau_{lk}^{(mn)}$ 表示 NLOS 分量的传输延时,可表示为 $\tau_{lk}^{(mn)} = D_{lk}^{(mn)}/c_0$.

4 波达信号 AOD 和 AOA 分布

4.1 方位角平面

在提出的等效散射模型中,由于考虑了多跳散射,散射区域随着散射次数增加而扩大,有效的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,因此隧道环境等效散射面呈现非均匀的椭球面分布. 结合文献[4]中对密集城市微小区环境的研究结论对传统的椭圆模型进行了改进,得出文中模型的信号散射功率分布为

$$p(x, y) = e^{-\sqrt{A_1(x-c)^2 + A_2 \cdot y^2}} \times e^{-\sqrt{A_1(x+c)^2 + A_2 \cdot y^2} + C} \quad (22)$$

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 是散射常数, 经过雅可比变换后散射信号角度和路径的联合概率分布为

$$p(r_b, \theta_b) = r_b e^{-\sqrt{A_x(r_b \cos \theta_b - (x_R - x_T)/2 - c)^2 + A_y(r_b \sin \theta_b)^2}} \times e^{-\sqrt{A_x(r_b \cos \theta_b - (x_R - x_T)/2 + c)^2 + A_y(r_b \sin \theta_b)^2} + C} \quad (23)$$

因此, 模型中 AAOD 的边缘 PDF 可以通过联合 PDF 在角度区间 θ_b 上的积分得出

$$p(\theta_b) = \frac{1}{A} \int_0^{r_b(\theta_b)} p(r_b, \theta_b) dr_b \quad (24)$$

式中 A 表示发射端的定向天线产生的整个散射区, 表示为 $A = \int_{-\varphi_1}^{\varphi_2} p(r_b, \theta_b) d\theta_b$. 定义图 4 中的到达角度 θ_{i1} 和 θ_{i2} 为方位阈值角度, 用来将散射区域划分为三部分, 分别为 TRU、UVWR 和 TRW, 经过数次数学简化, 可以

$$r_m(\theta_m) = \begin{cases} (x_R - x_T) \sin(\varphi_1) \csc(\varphi_1 + \theta_m), & 0 \leq \theta_m \leq \theta_{i2} \\ \frac{\left\{ (x_R - x_T) b^2 \cos \theta_m + \sqrt{(x_R - x_T)^2 b^4 \cos^2 \theta_m - (b^2 \cos^2 \theta_m + a^2 \sin^2 \theta_m) ((x_R - x_T)^2 b^2 - 4a^2 b^2)} \right\}}{2(b^2 \cos^2 \theta_m + a^2 \sin^2 \theta_m)}, & \theta_{i2} \leq \theta_m \leq 2\pi - \theta_{i1} \\ (x_R - x_T) \sin(\varphi_2) \csc(\varphi_2 + \theta_m), & 2\pi - \theta_{i1} \leq \theta_m \leq 2\pi \end{cases} \quad (29)$$

4.2 仰角平面

由于模型中的多次散射假设建立在方位角平面, 因此讨论仰角平面的角度问题仍然通过实际散射点的垂直空间位置来分析, 图 3 中所有有效散射体的位置坐标都

$$\beta_T^{(mn)} = \begin{cases} \arccos \left(\frac{\sqrt{(x_m - x_T)^2 + (y_n - y_T)^2}}{\sqrt{(x_m - x_T)^2 + (y_n - y_T)^2 + (\sqrt{R^2 - y_n^2} - z_T)^2}} \right), & \sqrt{R^2 - y_n^2} \geq z_T \\ -\arccos \left(\frac{\sqrt{(x_m - x_T)^2 + (y_n - y_T)^2}}{\sqrt{(x_m - x_T)^2 + (y_n - y_T)^2 + (\sqrt{R^2 - y_n^2} - z_T)^2}} \right), & \sqrt{R^2 - y_n^2} < z_T \end{cases} \quad (30)$$

$$\beta_R^{(mn)} = \begin{cases} \arccos \left(\frac{\sqrt{(x_m - x_R)^2 + (y_n - y_R)^2}}{\sqrt{(x_m - x_R)^2 + (y_n - y_R)^2 + (\sqrt{R^2 - y_n^2} - z_R)^2}} \right), & \sqrt{R^2 - y_n^2} \geq z_R \\ -\arccos \left(\frac{\sqrt{(x_m - x_R)^2 + (y_n - y_R)^2}}{\sqrt{(x_m - x_R)^2 + (y_n - y_R)^2 + (\sqrt{R^2 - y_n^2} - z_R)^2}} \right), & \sqrt{R^2 - y_n^2} < z_R \end{cases} \quad (31)$$

5 仿真结果与数据分析

这部分将对提出的隧道空间 V2V 信道模型的主要理论结果进行仿真分析, 为不失一般性, 假设隧道散射模型的初始半径 $R = 6\text{m}$, 长度 $L = 100\text{m}$, 收发端的位置可分别表示为 $(x_T, y_T, z_T) = (20\text{m}, 4\text{m}, 1\text{m})$, $(x_R, y_R, z_R) = (40\text{m}, 2\text{m}, 1\text{m})$. 参考信道模型的主要参数设置如下: $\gamma_T = \gamma_R = 45^\circ$, 莱斯因子 C_R 取 1.

5.1 方位角平面 AOD 和 AOA 的概率分布

图 4 描述的是文中模型的方位角平面 AOD 和

表示为

$$\theta_{i1} = \arctan \left\{ \frac{\rho_1 \sin(\varphi_1)}{(x_R - x_T) - \rho_1 \cos(\varphi_1)} \right\} \quad (25)$$

$$\theta_{i2} = \arctan \left\{ \frac{\rho_2 \sin(\varphi_2)}{(x_R - x_T) - \rho_2 \cos(\varphi_2)} \right\} \quad (26)$$

同样地, 散射信号的 AAOA 的概率分布可以表示为

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

$$p(r_m, \theta_m) = r_m e^{-\sqrt{A_x((x_R - x_T)/2 - r_m \cos \theta_m - c)^2 + A_y(r_m \sin \theta_m)^2}} \times e^{-\sqrt{A_x((x_R - x_T)/2 - r_m \cos \theta_m + c)^2 + A_y(r_m \sin \theta_m)^2} + C} \quad (28)$$

其中散射区域 TRU、UVWR 和 TRW 的边界线由式 (29) 表示,

可表示为 $(x_m, y_n, \sqrt{R^2 - y_n^2})$, 其中 x_m, y_n 是离散随机变量, 因此散射体 S^{mn} 的分布完全由 x_m 和 y_n 决定, 根据几何变换关系, 就可得到 EAOD 和 EAOA 的表达式,

AOA 的仿真结果, 其中, 散射次数对 AAOD 概率分布的影响如图 4(a) 所示. 可以观察到, 图形关于零点对称, 在 $-\pi/2 \leq \theta_b \leq 0$ 和 $0 \leq \theta_b \leq \pi/2$ 区间呈下降趋势并且在 $\theta_b = -\pi/2$ 和 $\theta_b = \pi/2$ 处到达波谷, 而后呈上升趋势. 总体上, PDF 幅值随着散射次数的增加而增大, 通过比较可以看出, PDF 分布与周等人^[9]模型中构建的三维参考信道模型的发射角概率密度函数分布走势类似, 并且符合文献[6]的实验结果, 证实了考虑多次散射的合理性.

图 4(b) 描述的是改变隧道半径和散射次数对

AAOA 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 $\theta_m = \theta_2$ 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. 此外还可以看出,总体上在 $0 \leq \theta_m \leq \theta_2$ 上变化不明显,而在区间 $\theta_2 \leq \theta_m \leq \pi$ 上固定散射次数,增加隧道半径,PDF 幅值也随之增加;固定 R 为 10m 时,PDF 值随散射次数的增加而增大. 可以

得出,在全向天线时,文中模型到达角的概率密度分布与文献[9]模型走势有很大的差异,模型在大角度区域更有优势. 同时,由于考虑了多次散射,AAOA 的仿真结果也符合文献[7]和文献[8]中的得到的隧道密集环境接收信号到达角的结论,进一步验证了文中模型模拟隧道无线通信环境的可行性.

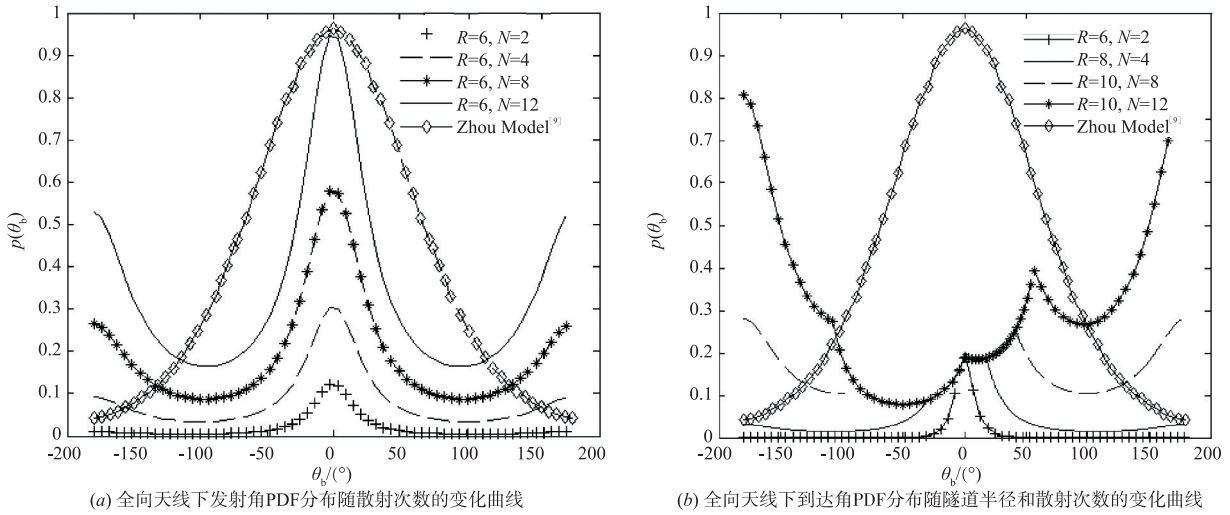


图4 方位角平面角度分析

5.2 仰角平面 AOD 和 AOA 的分布

图5描述的是隧道散射信道模型不同位置对应的EAOD β_T 和 EAOA β_R . 从图5(a)和图5(b)中可以发现,从 x 维度上看,发射角 β_T 和到达角 β_R 分别在区间 $0 \leq x \leq x_T$ 和 $0 \leq x \leq x_R$ 上单调递增,在区间 $x_T \leq x \leq 100$ 和 $x_R \leq x \leq 100$ 上单调递减;从 y 维度上看,发射角 β_T

和到达角 β_R 分别在区间 $0 \leq y \leq y_T$ 和 $0 \leq y \leq y_R$ 上单调递增,在区间 $y_T \leq y \leq 12$ 和 $y_R \leq y \leq 12$ 上单调递减,可见在 (x_T, y_T) 和 (x_R, y_R) 处仰角平面发射角和到达角最大,这一结论与式(30)和(31)相结合进一步说明了隧道散射模型的不同位置处仰角平面的角度分布规律.

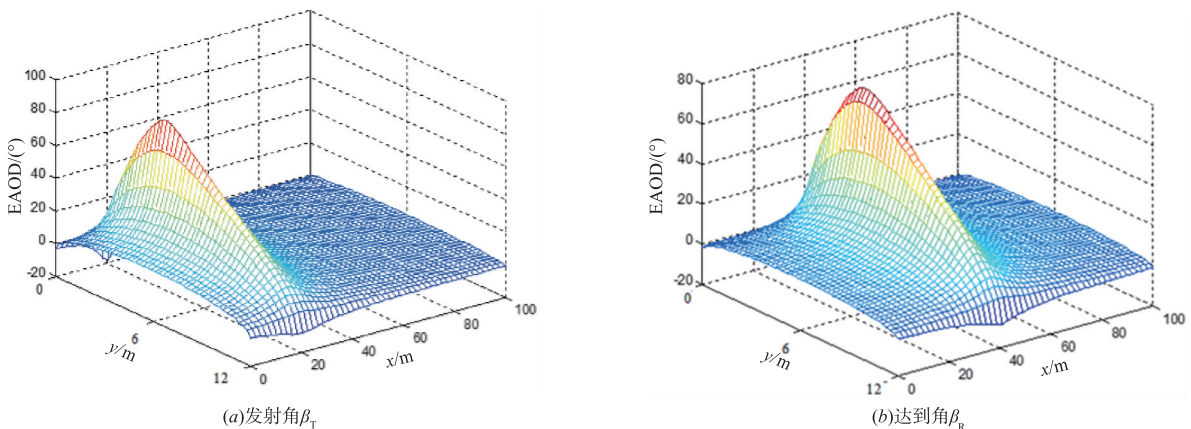


图5 仰角平面角度分析

6 结论

本文提出一种基于实际隧道空间 V2V 移动通信环境的多跳散射信道模型理论,在此基础上构建了适用于隧道场景的3D等效散射信道模型. 根据模型的空间

几何关系分析了水平面和仰角平面的发射角和到达角的概率密度函数,并且探明了隧道结构、散射次数、信号波束宽度和收发端运动对参考信道特性的影响. 对比过去一些经典的信道模型,本文分析结果表现出很好的适应性,并弥补了只考虑单点散射和双跳散射路

径的不足,可用于描述室外隧道环境中 V2V 的移动通信信道特征.

参考文献

- [1] 彭鑫,李仁发,付彬,等. 基于路径时延模型的车联网数据分发方案[J]. 电子学报,2017,45(9):2195-2201.
Peng X, Li R F, Fu B, et al. Data dissemination based on road delay for VANETs[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(9):2195-2201. (in Chinese)
- [2] 刘玉, Ammar GHAZAL, 王承祥, 等. 高铁隧道无线通信系统中的信道测量与建模综述[J]. 中国科学:信息科学, 2017, 47(10):1316-1333.
Liu Y, Ghazal A, Wang C X, et al. Channel measurements and models for high-speed train wireless communication systems in tunnel scenarios: A survey[J]. Scientia Sinica (Informationis), 2017, 47(10):1316-1333. (in Chinese)
- [3] Tang D H, Xi X L, Zhou J. A novel MIMO channel model for congested communication environments [J]. IEEE Access, 2019, (7):53754-53765.
- [4] Ghoraiishi M, Ching G, Lertsirisopon N. Polar directional characteristics of the urban mobile propagation channel at 2.2 GHz [A]. 3rd European Conference on Antennas and Propagation[C]. Berlin, Germany: IEEE, 2009. 892-896.
- [5] Ching G S, Ghoraiishi M, Landmann M, et al. Wideband polarimetric directional propagation channel analysis inside an arched tunnel [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(3):760-767.
- [6] Briso-rodriguez C, Cruz J M, Alonso J I. Measurements and modeling of distributed antenna systems in railway tunnels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(5):2870-2879.
- [7] Zhang J C, Tao C, Liu L. A study on channel modeling in tunnel scenario based on propagation-graph theory [A]. Proceedings of IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring) [C]. Nanjing, China: IEEE, 2016. 1-5.
- [8] Forooshani A E, Noghianian S, Michelson D G. Characterization of angular spread in underground tunnels based on the multimode waveguide model [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(11):4126-4133.
- [9] 周杰, 姚颖莉, 邵根富, 等. 基于车载通信标准街道场景的电磁散射信道模型[J]. 物理学报, 2016, 65(14):24-34.
- Zhou J, Yao Y L, Shao G F, et al. An electromagnetic street scattering channel model for outdoor vehicular-to-vehicular communication systems [J]. Acta Physica Sinica, 2016, 65(14):24-34. (in Chinese)
- [10] Zheng H D, Nie X Y. GBSB model for MIMO channel and its spacetime correlation analysis in tunnel [A]. Proceedings of International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing [C]. Wuhan, China: IEEE, 2009. 8-11.
- [11] 孙健, 张文胜, 王承祥. 5G 高频段信道测量与建模进展[J]. 电子学报, 2017, 45(5):1249-1260.
Sun J, Zhang W S, Wang C X. Developments on channel measurement and models in 5G high frequency band[J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(5):1249-1260. (in Chinese)
- [12] Lin W L, Wang H J, Deng Z L, et al. State machine with tracking tree and traffic allocation scheme based on cumulative entropy for satellite network [J]. Chinese Journal of Electronics, 2020, 29(1):183-189.

作者简介



唐登洪 男, 1991 出生, 江苏盐城人, 西安理工大学博士研究生, 主要研究方向为无线通信理论、MIMO 信道建模等。
E-mail: tang@stu.xaut.edu.cn



席晓莉 (通信作者) 女, 1967 出生, 陕西西安人, 西安理工大学教授、博士生导师, 主要研究方向为电磁信号处理、电波传播与天线设计等。
E-mail: xixiaoli@xaut.edu.cn



范倩莹 女, 1992 出生, 陕西西安人, 吉林省气象局助理工程师, 研究方向为气候变化与预测、气象探测与信息处理等。
E-mail: fanqianying1@163.com