

车对车三维信道建模及其空-时相关特性分析

曾文波, 何怡刚, 李兵, 时国龙, 赵锋

(合肥工业大学电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要: 针对车对车(V2V)通信系统无线传播场景的复杂性, 基于几何随机信道建模方法, 提出了一种改进的3D MIMO V2V信道参考模型, 依据方位角及仰角间确切的几何关系, 导出了信道的空-时相关函数及空-多普勒功率谱密度, 分析了信道相关特性影响因素。结果表明, 信道相关性在非各向同性散射环境下与散射体分布、天线阵列角度密切相关, 在各向同性散射环境下受天线阵列仰角影响, 高车流密度场景信道空-时相关性明显低于低车流密度场景。同时, 使用合理参数计算方法得到对应的仿真模型, 仿真结果验证了模型的准确性。所提模型提高了通信系统分析及仿真效率, 拓展了V2V信道模型研究及应用。

关键词: 车对车; 多入多出; 空-时相关特性; 三维信道模型

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019115

3D channel modeling and space-time correlation analysis for V2V communications

ZENG Wenbo, HE Yigang, LI Bing, SHI Guolong, ZHAO Feng

School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China

Abstract: To match complex wireless propagation scenarios, an improved 3D geometry-based stochastic model was proposed for vehicle to vehicle (V2V) communications channel. The exact relationship between the azimuth angle and elevation angle was taken into account and the corresponding space-time correlation function and space-Doppler power spectral density were derived, and the influence of important factors was analyzed. The observations and conclusions show that correlation characteristics is closely related to distribution of the scatterers and the angle of the antenna array under the non-isotropic scattering environment and is affected by the elevation angle of the antenna array under the isotropic scattering environment. And the space-time correlation characteristics in high vehicular traffic density is significantly lower than that in low vehicular traffic density. The corresponding simulation model is also derived by using a reasonable parameter calculation method. The simulation results validate the rationality of proposed model. It greatly improves analysis and simulation efficiency of V2V MIMO system.

Key words: vehicle to vehicle, multiple-input multiple-output, space-time correlation characteristic, 3D channel model

收稿日期: 2018-12-21; 修回日期: 2019-03-05

基金项目: 国家重大科学仪器设备开发专项基金资助项目(No. 2016YFF0102200); 国家自然科学基金资助项目(No.51637004, No.51777050, No.51577046); 装备预先研究重点基金资助项目(No. 41402040301); 湖南省自然科学基金资助项目(No.2017JJ2080); 中央高校基本科研业务费基金资助项目(No. JDK16TD01)

Foundation Items: The Special Funds for The Development of Major Scientific Instrument and Equipment of The State (No. 2016YFF0102200), The National Natural Science Foundation of China (No. 51637004, No.51777050, No.51577046), The Equipment Research Project in Advance (No. 41402040301), The Natural Science Foundation of Hunan Province (No.2017JJ2080), Fundamental Research Funds for The Central Universities of Ministry of Education of China (No. JDK16TD01)

1 引言

车对车 (V2V, vehicle to vehicle) 通信系统是车载自组织网络^[1]、智能交通系统^[2]和 5G 通信网络^[3]的重要组成部分, 可实现车-路信息协同与共享, 提高交通系统效率及安全性。多入多出 (MIMO, multiple-input multiple-output) 技术通过空间分集及复用, 可以大幅度提高通信系统频谱效率、容量增益及传输可靠性, 目前, 在 V2V 通信系统中广受重视^[4]。实际应用中, 天线间空-时相关特性会严重影响通信系统性能^[5-9], 因此, 采用合理方法准确建立 V2V 信道模型并研究发射端 (T_x , transmitter) 与接收端 (R_x , receiver) 均处于移动状态的空-时相关性尤为重要^[10]。

现有 V2V 信道模型可归为 3 类: 基于几何的确定性模型 (GBDM, geometry-based deterministic model)^[11-12]、非几何的随机模型 (NGSM, non-geometrical stochastic model)^[13]和基于几何的随机模型 (GBSM, geometry-based stochastic model), GBSM 综合了 GBDM 准确性及 NGSM 灵活性特点, 广泛用于 V2V 信道统计的理论分析及系统性能的理论评估。GBSM 可分为基于位置的 GBSM 模型^[14]和基于“环”假设 GBSM 模型, 后者通常假设散射体分布于圆环或椭圆区域内, 依据多径分布模拟 V2V 信道, 具有较好的移植性。文献[15]首先提出了一种用于各向同性散射环境的单入单出瑞利衰落信道的双环 GBSM, 但实际中丰富且均匀的散射环境并不存在, 由此, Pätzold 等^[16]用冯米塞斯分布表征方位角概率密度函数, 将模型推广至非各向同性散射环境, 并导出面向空-时相关特性的仿真模型。文献[15-16]只考虑了二次散射 (DB, double-bounced), 但在车流密度较小的实际 V2V 场景中, 还存在视距 (LoS, line-of-sight) 及一次散射 (SB, single-bounced) 分量^[17]。圆环模型局限于具有特定空-时相关性质的窄带信道建模, 相比于圆环模型, 椭圆模型是抽头延迟线模型的扩展, 更适合研究信道频率选择性特征^[18-20]。文献[21]分别利用双环和椭圆模型对道路交通和路边环境散射体建模, 提出了一种面向道路车流密度的宽带 GBSM。

上述 GBSM 均假设无线电波仅在平面内传播, 信道模型局限于二维, 但实际传播过程中, 散射体间及散射体与天线并不处于同一平面, 二维假设仅在少数场景才近似成立, 如 T_x 、 R_x 和散射体比间距较远的场景或农村环境, 当天线垂直维度间隔和

多径垂直角度扩展增大时, 二维和三维 (3D, three dimensional) 模型的空间相关性差异随之呈平方增大^[22], 3D 模型可利用垂直维度实现更低空间相关性从而获得更高信道容量, 同时 3D 模型支持更多天线阵列类型、更灵活波束成形及更高空间分辨率, 符合未来 V2V 通信紧凑型大规模天线系统要求。文献[23-26]通过引入仰角提出了 3D GBSM, 并验证了其有效性。尽管 V2V 信道模型已经取得了众多研究成果, 但大多针对典型环境, 如城市、峡谷、农村等环境, 对某些特殊细节环境研究较少, 如立交桥、环路等, 因此, 建立兼具通用性、易用性及准确性的新的 3D 信道模型具有重要意义。已有测量表明车流密度对 V2V 信道统计特性会产生影响^[27], 因此, 在 V2V 信道特性研究中需要考虑车流密度的作用。

针对非各向同性散射 V2V 环境, 本文提出了一种改进的 MIMO GBSM, 引入仰角及其概率密度函数, 将二维 V2V 信道模型扩展至 3D。通过调节相关参数, 该模型能较好适用各种 V2V 场景及拟合众多现有 GBSM 信道特征, 兼顾易用性、准确性及自适应性。根据几何模型中离开方位角 (AAoD, azimuth angle of departure)、到达方位角 (AAoA, azimuth angle of arrival)、离开仰角 (EAoD, elevation angle of departure) 及到达仰角 (EAoA, elevation angle of arrival) 间确切几何关系, 推导了参考模型空-时相关函数 (ST-CF, space-time correlation function) 及空-多普勒功率谱密度 (SD-PSD, space-Doppler power spectral density), 并深入研究了散射体分布、天线阵列角度及车流密度对信道空-时相关性影响。同时, 本文使用合理参数计算方法导出对应仿真模型, 以空-时相关特性作为拟合目标的仿真结果验证了该方法效用。本文研究扩展了 V2V 信道建模研究及分析方法, 对 MIMO V2V 系统设计及部署具有实际应用价值。

2 信道模型

2.1 理论模型

图 1 所示的实际街道 V2V 通信传播环境主要有效散射体包含两部分, 分别是道路交通散射体和路边环境散射体。图 2 为包含道路交通散射体和路边环境散射体的 3D MIMO V2V 信道模型, 其中, 道路交通散射体主要为环绕 T_x 与 R_x 的车辆, 用双球模型表征; 路边环境散射体主要有车道周围的建筑物、树木、路标等, 用椭球模型表征。本文考虑

一个具有 M_T 个全向发送和 M_R 个全向接收的天线阵列 MIMO 通信系统, 为了方便分析, 假设 $M_T=M_R=2$, T_p 和 $T_{p'}$ 分别表示 T_X 的第 p 个和第 p' 个天线, R_q 和 $R_{q'}$ 分别表示 R_X 的第 q 个和第 q' 个天线, O_T 和 O_R 分别表示 T_X 和 R_X 的天线中心。图 3 所示的信道模型中, 包含 LoS 分量、SB 分量和 DB 分量。假设围绕 T_X 的球体上有 N_1 个有效散射体, 其中第 $n_1(n_1=1,2,\dots,N_1)$ 个散射体表示为 $S_1^{(n_1)}$, 围绕 R_X 的球体上有 N_2 个有效散射体, 其中第 $n_2(n_2=1,2,\dots,N_2)$ 个散射体表示为 $S_2^{(n_2)}$, 椭球上有 N_3 个有效散射体, 其中第 $n_3(n_3=1,2,\dots,N_3)$ 个散射体表示为 $S_3^{(n_3)}$ 。为了便于参考, 图 2 和图 3 中相关参数及其定义如表 1 所示。一般而言, V2V 系统中天线尺寸较小, 因此假设 $\min\{R_T, R_R, a-0.5D\} \gg \max\{\delta_T, \delta_R\}$ 。

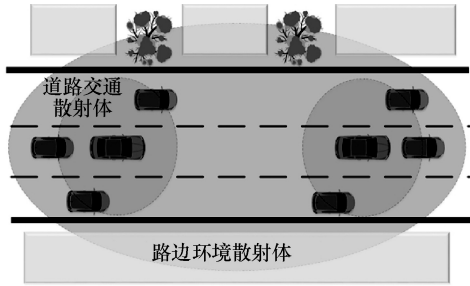


图 1 实际街道 V2V 通信传播环境

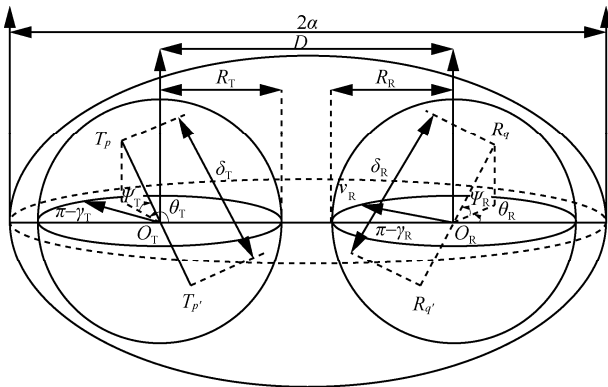


图 2 三维 MIMO V2V 信道模型

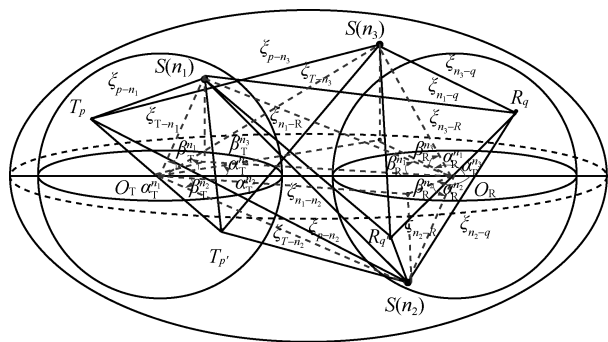


图 3 包含视距、一次散射和二次散射分量的 MIMO V2V 信道模型

表 1 信道模型相关参数定义

参数	定义
R_T, R_R	围绕 T_X 、 R_X 的球体半径长度
a, D	椭球的半长轴和焦距
δ_T, δ_R	T_X 和 R_X 的天线阵列空间
θ_T, θ_R	T_X 和 R_X 的天线阵列的方位角
ψ_T, ψ_R	T_X 和 R_X 的天线阵列的仰角
v_T, v_R	T_X 和 R_X 的移动速度
γ_T, γ_R	T_X 和 R_X 的移动方位角
α_T^n, α_R^n	T_X 到 $S_i^{(n)}$ 的离开方位角和 $S_i^{(n)}$ 到 R_X 的到达方位角
β_T^n, β_R^n	T_X 到 $S_i^{(n)}$ 的离开仰角和 $S_i^{(n)}$ 到 R_X 的到达仰角
α^{LoS}	LoS 分量的到达方位角
$\xi_{p,q}^{LoS}, \xi_{p,n_1}^{SB_1}, \xi_{p,n_2}^{SB_2}, \xi_{p,n_3}^{SB_3}, \xi_{n_1,q}^{SB_1}, \xi_{n_2,q}^{SB_2}, \xi_{n_3,q}^{SB_3}, \xi_{n_1,n_2}^{DB}, \xi_{n_1,n_3}^{DB}, \xi_{n_2,n_3}^{DB}$	$T_p-R_q, T_p-S_1^{(n_1)}, S_1^{(n_1)}-R_q, S_1^{(n_1)}-S_2^{(n_2)}, O_T-S_1^{(n_1)}, S_1^{(n_1)}-O_R$ 之间的路径长度

MIMO 衰落信道可用一个 $M_R \times M_T$ 维度的矩阵 $\mathbf{H}(t)=[h_{pq}(t)]_{M_R \times M_T}$ 表征。其中 $h_{pq}(t)$ 为第 p 个发送天线到第 q 个接收天线间的时变信道冲激响应, 可表示为 LoS 分量、SB 分量和 DB 分量的叠加, 即

$$h_{pq}(t) = h_{pq}^{SB}(t) + h_{pq}^{LoS}(t) + h_{pq}^{DB}(t) \quad (1)$$

其中, LoS 分量、SB 分量和 DB 分量分别表示为

$$h_{pq}^{LoS}(t) = \sqrt{\frac{K_{pq} \Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} e^{j2\pi f_{pq}^{LoS} t} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \xi_{pq}^{LoS}} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} h_{pq}^{SB}(t) &= h_{pq}^{SB_1}(t) + h_{pq}^{SB_2}(t) + h_{pq}^{SB_3}(t) \\ &= \sqrt{\frac{\eta_{SB_1} \Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} \lim_{n_1 \rightarrow \infty} \sum_{n_1=1}^{N_1} \frac{1}{\sqrt{N_1}} e^{j2\pi f_{n_1}^{SB_1} t} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\xi_{p-n_1} + \xi_{n_1-q})} + \\ &\quad \sqrt{\frac{\eta_{SB_2} \Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} \lim_{n_2 \rightarrow \infty} \sum_{n_2=1}^{N_2} \frac{1}{\sqrt{N_2}} e^{j2\pi f_{n_2}^{SB_2} t} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\xi_{p-n_2} + \xi_{n_2-q})} + \\ &\quad \sqrt{\frac{\eta_{SB_3} \Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} \lim_{n_3 \rightarrow \infty} \sum_{n_3=1}^{N_3} \frac{1}{\sqrt{N_3}} e^{j2\pi f_{n_3}^{SB_3} t} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\xi_{p-n_3} + \xi_{n_3-q})} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} h_{pq}^{DB}(t) &= \sqrt{\frac{\eta_{DB} \Omega_{pq}}{K_{pq} + 1}} \lim_{n_1, n_2 \rightarrow \infty} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \\ &\quad e^{j2\pi f_{n_1, n_2}^{DB} t} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} (\xi_{p-n_1} + \xi_{n_1-n_2} + \xi_{n_2-q})} \end{aligned} \quad (4)$$

在式(2)~式(4)式中, SB_1 、 SB_2 、 SB_3 分别表示围绕 T_X 球体上散射体作用的 SB 分量、围绕 R_X 球体上散射体作用的 SB 分量、椭球上散射体作用的 SB 分量。 Ω_{pq} 为 p 到 q 链路的总功率, K_{pq} 为莱斯

因子, η_{SB_1} 、 η_{SB_2} 、 η_{SB_3} 和 η_{DB} 分别表示 SB_1 、 SB_2 、 SB_3 和 DB 分量对信道非视距功率的贡献度且满足 $\eta_{SB_1} + \eta_{SB_2} + \eta_{SB_3} + \eta_{DB} = 1$, 上述参数通过仿真时提前设置或通过测量取估计值。 λ 为载波波长。接下来将根据模型中几何关系计算各分量的多普勒频移和路径长度。

LoS 分量的多普勒频移为

$$f_{pq}^{LoS} = f_{Tmax} \cos(\pi - \alpha^{LoS} - \gamma_T) + f_{Rmax} \cos(\alpha^{LoS} - \gamma_R) \quad (5)$$

其中, $f_{Tmax} = \frac{v_T}{\lambda}$ 和 $f_{Rmax} = \frac{v_R}{\lambda}$ 分别为 T_X 和 R_X 移动引起的最大多普勒频移。

LoS 分量的路径长度为

$$\xi_{pq} \approx D - k_p \delta_T \cos \theta_T \cos \psi_T - k_q \delta_R \cos(\alpha^{LoS} - \theta_R) \cos \psi_T \quad (6)$$

其中, $k_p = 0.5M_T + 0.5 - p$, $k_q = 0.5M_R + 0.5 - q$, 且由于假设条件 $\min\{R_T, R_R, a - 0.5D\} \gg \max\{\delta_T, \delta_R\}$, 有 $\alpha^{LoS} = \pi$ 。

对于 SB_1 和 SB_2 分量, 根据余弦定理可导出有

$$\begin{cases} \xi_{T-n_1} = R_T \\ \xi_{n_1-R} = \sqrt{R_T^2 + D^2 - 2R_T D \cos \alpha_T^{n_1} \cos \beta_T^{n_1}} \\ \xi_{n_2-R} = R_R \\ \xi_{T-n_2} = \sqrt{R_R^2 + D^2 + 2R_R D \cos \alpha_R^{n_2} \cos \beta_R^{n_2}} \end{cases} \quad (7)$$

SB 路径中, AAoD、AAoA、EAoD、EAoA 之间存在相关性, 根据几何关系和式(7)可以得到

$$\begin{cases} \beta_R^{n_1} = \arcsin\left(\frac{R_T \sin \beta_T^{n_1}}{\xi_{n_1-R}}\right) \\ \alpha_R^{n_1} = \arcsin\left(\frac{R_T \cos \beta_T^{n_1} \sin \alpha_T^{n_1}}{\xi_{n_1-R} \cos \beta_R^{n_1}}\right) \\ \beta_T^{n_2} = \arcsin\left(\frac{R_R \sin \beta_R^{n_2}}{\xi_{T-n_2}}\right) \\ \alpha_T^{n_2} = \arcsin\left(\frac{R_R \cos \beta_R^{n_2} \sin \alpha_R^{n_2}}{\xi_{T-n_2} \cos \beta_T^{n_2}}\right) \end{cases} \quad (8)$$

SB_1 和 SB_2 分量的多普勒频移为

$$f_{n_1}^{SB_1} = f_{Tmax} \cos(\alpha_T^{n_1} - \gamma_T) \cos \beta_T^{n_1} + f_{Rmax} \cos(\alpha_R^{n_1} - \gamma_R) \cos \beta_R^{n_1} \quad (9)$$

$$f_{n_2}^{SB_2} = f_{Tmax} \cos(\alpha_T^{n_2} - \gamma_T) \cos \beta_T^{n_2} + f_{Rmax} \cos(\alpha_R^{n_2} - \gamma_R) \cos \beta_R^{n_2} \quad (10)$$

SB_1 和 SB_2 分量的路径长度为

$$\begin{aligned} \xi_{p-n_1} + \xi_{n_1-q} &\approx R_T + \xi_{n_1-R} - \\ k_p \delta_T &\left[\cos \psi_T \cos \beta_T^{n_1} \cos(\alpha_T^{n_1} - \theta_T) + \sin \psi_T \sin \beta_T^{n_1} \right] - \\ k_q \delta_R &\left[\cos \psi_R \cos \beta_R^{n_1} \cos(\alpha_R^{n_1} - \theta_R) + \sin \psi_R \sin \beta_R^{n_1} \right] \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \xi_{p-n_2} + \xi_{n_2-q} &\approx \xi_{T-n_2} + R_R - \\ k_p \delta_T &\left[\cos \psi_T \cos \beta_T^{n_2} \cos(\alpha_T^{n_2} - \theta_T) + \sin \psi_T \sin \beta_T^{n_2} \right] - \\ k_q \delta_R &\left[\cos \psi_R \cos \beta_R^{n_2} \cos(\alpha_R^{n_2} - \theta_R) + \sin \psi_R \sin \beta_R^{n_2} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

SB_3 分量中, 由椭圆性质和余弦定理可导出

$$\begin{cases} \xi_{n_3-R} = \frac{4a^2 - D^2}{4a + 2D \cos \alpha_R^{n_3} \cos \beta_R^{n_3}} \\ \xi_{T-n_3} = 2a - \xi_{n_3-R} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)能得出椭球模型中 AAoD、AAoA、EAoD、EAoA 的关系, 有

$$\begin{cases} \sin \beta_T^{n_3} = \frac{\xi_{n_3-R} \sin \beta_T^{n_3}}{\xi_{T-n_3}} \\ \sin \alpha_T^{n_3} = \frac{\xi_{n_3-R} \cos \beta_R^{n_3} \sin \alpha_R^{n_3}}{\xi_{T-n_3} \cos \beta_T^{n_3}} \end{cases} \quad (14)$$

SB_3 分量的多普勒频移为

$$f_{n_3}^{SB_3} = f_{Tmax} \cos(\alpha_T^{n_3} - \gamma_T) \cos \beta_T^{n_3} + f_{Rmax} \cos(\alpha_R^{n_3} - \gamma_R) \cos \beta_R^{n_3} \quad (15)$$

SB_3 分量的路径长度为:

$$\begin{aligned} \xi_{p-n_3} + \xi_{n_3-q} &\approx \xi_{T-n_3} + \xi_{n_3-R} - \\ k_p \delta_T &\left[\cos \psi_T \cos \beta_T^{n_3} \cos(\alpha_T^{n_3} - \theta_T) + \sin \psi_T \sin \beta_T^{n_3} \right] - \\ k_q \delta_R &\left[\cos \psi_R \cos \beta_R^{n_3} \cos(\alpha_R^{n_3} - \theta_R) + \sin \psi_R \sin \beta_R^{n_3} \right] \end{aligned} \quad (16)$$

对于 DB 分量, AAoD、AAoA、EAoD、EAoA 相互独立, 因此 DB 分量多普勒频移为

$$f_{n_1, n_2}^{DB} = f_{Tmax} \cos(\alpha_T^{n_1} - \gamma_T) \cos \beta_T^{n_1} + f_{Rmax} \cos(\alpha_R^{n_2} - \gamma_R) \cos \beta_R^{n_2} \quad (17)$$

DB 分量的路径长度为

$$\begin{aligned} & \xi_{p-n_1} + \xi_{n_1-n_2} + \xi_{n_2-q} \approx R_T + D + R_R - \\ & k_p \delta_T \left[\cos \psi_T \cos \beta_T^{n_1} \cos (\alpha_T^{n_1} - \theta_T) + \sin \psi_T \sin \beta_T^{n_1} \right] - \\ & k_q \delta_R \left[\cos \psi_R \cos \beta_R^{n_2} \cos (\alpha_R^{n_2} - \theta_R) + \sin \psi_R \sin \beta_R^{n_2} \right] \end{aligned} \quad (18)$$

2.2 参考模型

散射体的位置无法事先确定, 所以将 SB₁ 分量中 $\alpha_T^{n_1}$ 和 $\beta_T^{n_1}$ 、SB₂ 分量中 $\alpha_R^{n_2}$ 和 $\beta_R^{n_2}$ 、SB₃ 分量中 $\alpha_R^{n_3}$ 和 $\beta_R^{n_3}$ 、DB 分量中 α_T^{DB} 、 β_T^{DB} 、 α_R^{DB} 和 β_R^{DB} 在建模中作为独立离散随机变量, 在参考模型中, 有效散射体的数量被认为是无限大, 因此上述离散随机变量可以替换为服从给定的概率密度函数的连续随机变量 $\alpha_T^{SB_1}$ 、 $\beta_T^{SB_1}$ 、 $\alpha_R^{SB_2}$ 、 $\beta_R^{SB_2}$ 、 $\alpha_R^{SB_3}$ 、 $\beta_R^{SB_3}$ 、 α_T^{DB} 、 β_T^{DB} 、 α_R^{DB} 、 β_R^{DB} 。

SB 分量中连续随机变量 AAoD、AAoA、EaoD 和 EaoA 之间存在相关性, 满足式(8)和式(14)。SB₁ 分量中 AAoD 与 DB 分量中 AAoD 均为围绕 T_X 的球体上的有效散射体产生, 因此服从相同的概率密度函数, 同理, SB₂ 分量中 AAoA 与 DB 分量中 AAoA 均是由围绕 R_X 的球体上的有效散射体产生, 服从相同的概率密度函数, 因此, 参考模型方位角只需考虑 3 个连续随机变量的概率密度函数, 分别为围绕 T_X 的球体上的有效散射体产生的 $\alpha_T^{SB_1}$ 、围绕 R_X 的球体上的有效散射体产生的 $\alpha_R^{SB_2}$ 、椭圆上的有效散射体产生的 $\alpha_R^{SB_3}$ 的概率密度函数。同样, 参考模型仰角只需考虑围绕 T_X 球体上的有效散射体产生的 $\beta_T^{SB_1}$ 、围绕 R_X 球体上的有效散射体产生的 $\beta_R^{SB_2}$ 、椭圆上的有效散射体产生的 $\beta_R^{SB_3}$ 的概率密度函数。

对于方位角概率密度函数, 以往 V2V 信道模型研究文献中已经提出几种不同的散射体分布, 如均匀分布、高斯分布、拉普拉斯分布和冯米塞斯分布, 本文使用冯米塞斯分布, 因为该分布通过调相关参数能近似于前面提及的其他分布, 具有通用性。冯米塞斯分布是一种圆上连续概率分布, 也称循环正态分布, 定义为

$$f(\alpha | \alpha_0, k) = \frac{e^{k \cos(\alpha - \alpha_0)}}{2\pi I_0(k)} \quad (19)$$

其中, $I_0(k)$ 为 0 阶第一类修正贝塞尔函数; 参数 α_0 为 α 的均值, 是散射体分布位置的度量; 参数 k 表示 α 在 α_0 附近扩展因子, 是散射体分布集中度的度量。当 k 为 0 时, 该分布为均匀分布, 符合各向同性散射环境; 当 k 很大时, α 紧紧围绕 α_0 集中分布, 随着 k 增加, 该分布将趋于正态分布; 当 k 趋向无穷大时, 符合极端非各向同性散射环境, 因此通过

设置参数 k 能将参考模型推广至非各向同性散射环境。本文用 $\alpha_{T0}^{SB_1}$ 、 $\alpha_{R0}^{SB_2}$ 、 $\alpha_{R0}^{SB_3}$ 分别表征 $\alpha_T^{SB_1}$ 、 $\alpha_R^{SB_2}$ 、 $\alpha_R^{SB_3}$ 概率密度函数中的角度均值, $k_T^{SB_1}$ 、 $k_R^{SB_2}$ 、 $k_R^{SB_3}$ 分别表征 $\alpha_T^{SB_1}$ 、 $\alpha_R^{SB_2}$ 、 $\alpha_R^{SB_3}$ 概率密度函数中在角度均值附近扩展因子。

对于仰角的概率密度函数, 以往对信道模型研究的文献已经提出几种不同的散射体分布, 如均匀分布、余弦分布和高斯分布, 本文使用符合 V2V 场景的余弦分布, 其定义为

$$f(\beta | \beta_0, \beta_m) = \frac{\pi}{4\beta_m} \cos\left(\frac{\pi(\beta - \beta_0)}{2\beta_m}\right), |\beta - \beta_0| \leq \beta_m \leq \frac{\pi}{2} \quad (20)$$

其中, β_0 表示仰角的均值, 在典型的 V2V 场景下取值为 0; β_m 表示仰角偏离均值的最大范围, 通过调节参数 β_0 和 β_m 能够表征不同高度的散射体分布场景。本文用 $\beta_{T0}^{SB_1}$ 、 $\beta_{R0}^{SB_2}$ 、 $\beta_{R0}^{SB_3}$ 分别表征 $\beta_T^{SB_1}$ 、 $\beta_R^{SB_2}$ 、 $\beta_R^{SB_3}$ 概率密度函数中的仰角均值, $\beta_{Tm}^{SB_1}$ 、 $\beta_{Rm}^{SB_2}$ 、 $\beta_{Rm}^{SB_3}$ 分别表征 $\beta_T^{SB_1}$ 、 $\beta_R^{SB_2}$ 、 $\beta_R^{SB_3}$ 概率密度函数中在仰角偏离仰角均值的最大范围。

2.3 空-时相关特性

由式(1)可知, 任意 2 个时变信道冲激响应 $h_{pq}(t)$ 及 $h_{p'q'}(t)$ 的归一化的空-时相关函数定义为

$$\rho_{pq, p'q'}(\delta_T, \delta_R, \tau) = \frac{E[h_{pq}(t)h_{p'q'}^*(t + \tau)]}{\sqrt{\Omega_{pq}\Omega_{p'q'}}} \quad (21)$$

其中, $(\cdot)^*$ 表示复数共轭, $E[\cdot]$ 表示取期望。因为 SB 分量、DB 分量和 LoS 分量为独立的 0 均值复高斯随机过程, 因此式(21)可表示各分量的归一化相关函数, 即

$$\begin{aligned} \rho_{pq, p'q'}(\delta_T, \delta_R, \tau) &= \rho_{pq, p'q'}^{LoS}(\delta_T, \delta_R, \tau) + \\ & \sum_{i=1}^3 \rho_{pq, p'q'}^{SB_i}(\delta_T, \delta_R, \tau) + \rho_{pq, p'q'}^{DB}(\delta_T, \delta_R, \tau) \end{aligned} \quad (22)$$

将式(2)、式(5)和式(6)式代入式(21)和式(23)可得 LoS 分量归一化空-时相关函数为

$$\rho_{pq, p'q'}^{LoS}(t, \tau) = \sqrt{\frac{K_{pq}K_{p'q'}}{(K_{pq} + 1)(K_{p'q'} + 1)}} e^{(A^{LoS} + B^{LoS})} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} A^{LoS} &= j \frac{2\pi}{\lambda} [(p' - p)\delta_T \cos \theta_T \cos \psi_T - \\ & (q' - q)\delta_R \cos \theta_R \cos \psi_R] \end{aligned} \quad (24)$$

$$B^{LoS} = j2\pi\tau(f_{Tmax} \cos \gamma_T - f_{Rmax} \cos \gamma_R) \quad (25)$$

参考模型中假设有效散射体数量为无穷大, 将

离散随机变量替换为连续随机变量，使用冯米塞斯分布表征方位角连续随机变量的分布，使用余弦分布表征仰角连续随机变量的分布，可以得到 SB 和 DB 分量的归一化空-时相关函数。

将式(3)、式(9)和式(11)代入式(21)和式(22)可得 SB₁ 分量归一化空-时相关函数为

$$\rho_{pq,p'q'}^{SB_1}(\delta_T, \delta_R, \tau) = \frac{\eta_{SB_1}}{\sqrt{(K_{pq}+1)(K_{p'q'}+1)}}.$$

$$\lim_{n_1 \rightarrow \infty} \frac{1}{N_1} \sum_{n_1=1}^{N_1} E[e^{(A^{SB_1}+B^{SB_1})}] = \frac{\eta_{SB_1}}{\sqrt{(K_{pq}+1)(K_{p'q'}+1)}}.$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{(A^{SB_1}+B^{SB_1})} f(\alpha_T^{SB_1}) f(\beta_T^{SB_1}) d\alpha_T^{SB_1} d\beta_T^{SB_1} \quad (26)$$

$$A^{SB_1} = j \frac{2\pi}{\lambda} [(p'-p)\delta_T \cos \psi_T \cos \beta_T^{SB_1} \cos(\alpha_T^{SB_1} - \theta_T) + (p'-p)\delta_T \sin \psi_T \sin \beta_T^{SB_1} + (q'-q)\delta_R \cos \psi_R \cos \beta_R^{SB_1} \cdot \cos(\alpha_R^{SB_1} - \theta_R) + (q'-q)\delta_R \sin \psi_R \sin \beta_R^{SB_1}] \quad (27)$$

$$B^{SB_1} = -j2\pi\tau [f_{Tmax} \cos(\alpha_T^{SB_1} - \gamma_T) \cos \beta_T^{SB_1} + f_{Rmax} \cos(\alpha_R^{SB_1} - \gamma_R) \cos \beta_R^{SB_1}] \quad (28)$$

其中， $f(\alpha_T^{SB_1})$ 为 $\alpha_T^{SB_1}$ 的冯米塞斯分布概率密度函数， $f(\beta_T^{SB_1})$ 为 $\beta_T^{SB_1}$ 的余弦分布概率密度函数。

将式(3)、式(10)和式(12)式代入式(21)和式(22)可得 SB₂ 分量归一化空-时相关函数为

$$\rho_{pq,p'q'}^{SB_2}(\delta_T, \delta_R, \tau) = \frac{\eta_{SB_2}}{\sqrt{(K_{pq}+1)(K_{p'q'}+1)}}.$$

$$\lim_{n_2 \rightarrow \infty} \frac{1}{N_2} \sum_{n_2=1}^{N_2} E[e^{(A^{SB_2}+B^{SB_2})}] = \frac{\eta_{SB_2}}{\sqrt{(K_{pq}+1)(K_{p'q'}+1)}}.$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{(A^{SB_2}+B^{SB_2})} f(\alpha_R^{SB_2}) f(\beta_R^{SB_2}) d\alpha_R^{SB_2} d\beta_R^{SB_2} \quad (29)$$

$$A^{SB_2} = j \frac{2\pi}{\lambda} [(p'-p)\delta_T \cos \psi_T \cos \beta_T^{SB_2} \cos(\alpha_T^{SB_2} - \theta_T) + (p'-p)\delta_T \sin \psi_T \sin \beta_T^{SB_2} + (q'-q)\delta_R \cos \psi_R \cdot \cos \beta_R^{SB_2} \cos(\alpha_R^{SB_2} - \theta_R) + (q'-q)\delta_R \sin \psi_R \sin \beta_R^{SB_2}] \quad (30)$$

$$B^{SB_2} = -j2\pi\tau [f_{Tmax} \cos(\alpha_T^{SB_2} - \gamma_T) \cos \beta_T^{SB_2} + f_{Rmax} \cos(\alpha_R^{SB_2} - \gamma_R) \cos \beta_R^{SB_2}] \quad (31)$$

其中， $f(\alpha_R^{SB_2})$ 为 $\alpha_R^{SB_2}$ 的冯米塞斯分布概率密度函数， $f(\beta_R^{SB_2})$ 为 $\beta_R^{SB_2}$ 的余弦分布概率密度函数。

将式(3)、式(15)和式(16)式代入式(21)和式(35)可得 SB₃ 分量归一化空-时相关函数为

$$\rho_{pq,p'q'}^{SB_3}(\delta_T, \delta_R, \tau) = \frac{\eta_{SB_3}}{\sqrt{(K_{pq}+1)(K_{p'q'}+1)}}.$$

$$\lim_{n_3 \rightarrow \infty} \frac{1}{N_3} \sum_{n_3=1}^{N_3} E[e^{(A^{SB_3}+B^{SB_3})}] = \frac{\eta_{SB_3}}{\sqrt{(K_{pq}+1)(K_{p'q'}+1)}}.$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{(A^{SB_3}+B^{SB_3})} f(\alpha_R^{SB_3}) f(\beta_R^{SB_3}) d\alpha_R^{SB_3} d\beta_R^{SB_3} \quad (32)$$

$$A^{SB_3} = j \frac{2\pi}{\lambda} [(p'-p)\delta_T \cos \psi_T \cos \beta_T^{SB_3} \cos(\alpha_T^{SB_3} - \theta_T) + (p'-p)\delta_T \sin \psi_T \sin \beta_T^{SB_3} + (q'-q)\delta_R \cos \psi_R \cos \beta_R^{SB_3} \cdot \cos(\alpha_R^{SB_3} - \theta_R) + (q'-q)\delta_R \sin \psi_R \sin \beta_R^{SB_3}] \quad (33)$$

$$B^{SB_3} = -j2\pi\tau [f_{Tmax} \cos(\alpha_T^{SB_3} - \gamma_T) \cos \beta_T^{SB_3} + f_{Rmax} \cos(\alpha_R^{SB_3} - \gamma_R) \cos \beta_R^{SB_3}] \quad (34)$$

其中， $f(\alpha_R^{SB_3})$ 为 $\alpha_R^{SB_3}$ 的冯米塞斯分布概率密度函数， $f(\beta_R^{SB_3})$ 为 $\beta_R^{SB_3}$ 的余弦分布概率密度函数。

将式(4)、式(17)和式(18)代入式(21)和式(22)可得 DB 分量归一化空-时相关函数为

$$\rho_{pq,p'q'}^{DB}(\delta_T, \delta_R, \tau) = \frac{\eta_{DB}}{\sqrt{(K_{pq}+1)(K_{p'q'}+1)}}.$$

$$\lim_{n_1, n_2 \rightarrow \infty} \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} E[e^{(A^{DB}+B^{DB})}] = \frac{\eta_{DB}}{\sqrt{(K_{pq}+1)(K_{p'q'}+1)}}.$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{(A^{DB}+B^{DB})} f(\alpha_T^{DB}) f(\beta_T^{DB}) f(\alpha_R^{DB}) f(\beta_R^{DB}) \cdot d\alpha_T^{DB} d\beta_T^{DB} d\alpha_R^{DB} d\beta_R^{DB} \quad (35)$$

$$A^{DB} = j \frac{2\pi}{\lambda} [(p'-p)\delta_T \cos \psi_T \cos \beta_T^{DB} \cos(\alpha_T^{DB} - \theta_T) + (p'-p)\delta_T \sin \psi_T \sin \beta_T^{DB} + (q'-q)\delta_R \cos \psi_R \cos \beta_R^{DB} \cdot \cos(\alpha_R^{DB} - \theta_R) + (q'-q)\delta_R \sin \psi_R \sin \beta_R^{DB}] \quad (36)$$

$$B^{DB} = -j2\pi\tau [f_{Tmax} \cos(\alpha_T^{DB} - \gamma_T) \cos \beta_T^{DB} + f_{Rmax} \cos(\alpha_R^{DB} - \gamma_R) \cos \beta_R^{DB}] \quad (37)$$

其中， $f(\alpha_T^{DB})$ 、 $f(\alpha_R^{DB})$ 分别为 α_T^{DB} 、 α_R^{DB} 的冯米塞斯分布概率密度函数， $f(\beta_T^{DB})$ 、 $f(\beta_R^{DB})$ 为 β_T^{DB} 、 β_R^{DB} 的余弦分布概率密度函数。

信道模型相应的 SD-PSD 是 ST-CF 的傅里叶变换，即

$$S_{pq,p'q'}(\delta_T, \delta_R, \nu) = \mathbb{E}_T \left\{ \rho_{pq,p'q'}(\delta_T, \delta_R, \tau) \right\} = \mathbb{E}_T \left\{ \rho_{pq,p'q'}^{LoS}(\delta_T, \delta_R, \tau) \right\} + \sum_{i=1}^3 \mathbb{E}_T \left\{ \rho_{pq,p'q'}^{SB_i}(\delta_T, \delta_R, \tau) \right\} + \mathbb{E}_T \left\{ \rho_{pq,p'q'}^{DB}(\delta_T, \delta_R, \tau) \right\} \quad (38)$$

其中， $\mathbb{F}_T\{\cdot\}$ 表示傅里叶变换。

3 仿真模型

参考模型中有效散射体数目被假设为无穷大，这在通信系统中实现比较困难，而通过参考模型获得仿真模型，需要数量确定且有限的散射体，同时确定的未知参数，即离散的 $\alpha_T^{n_1}$ 、 $\beta_T^{n_1}$ 、 $\alpha_R^{n_2}$ 、 $\beta_R^{n_2}$ 、 $\alpha_R^{n_3}$ 、 $\beta_R^{n_3}$ 。

参考模型的关键在于使用合理的参数及计算方法，使信道统计特性在散射体有限数值的情况下与参考模型的统计特性较好地拟合，从而大大降低系统成本和仿真时间，参考模型可看作实现复杂度及准确性间的一个良好折中。

在参考模型中，方位角使用冯米塞斯分布建模，仰角使用余弦分布建模，因此使用如式(39)和式(40)所示的参数计算方法得到离散的方位角和仰角。

$$\left\{ \begin{aligned} \int_{\alpha_{T_0}^{SB_1}-\pi}^{\alpha_T^{n_1}} f(\alpha_T^{SB_1} | \alpha_{T_0}^{SB_1}, k_T^{SB_1}) d\alpha_T^{SB_1} &= \frac{n_1 - 1}{N_1} \\ \int_{\alpha_{R_0}^{SB_2}-\pi}^{\alpha_R^{n_2}} f(\alpha_R^{SB_2} | \alpha_{R_0}^{SB_2}, k_R^{SB_2}) d\alpha_R^{SB_2} &= \frac{n_2 - 1}{N_2} \\ \int_{\alpha_{R_0}^{SB_3}-\pi}^{\alpha_R^{n_3}} f(\alpha_R^{SB_3} | \alpha_{R_0}^{SB_3}, k_R^{SB_3}) d\alpha_R^{SB_3} &= \frac{n_3 - 1}{N_3} \end{aligned} \right. \quad (39)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \beta_T^{n_1} &= \frac{2\beta_{T_m}^{SB_1}}{\pi} \arcsin\left(\frac{2n_1 - 1}{N_1} - 1\right) \\ \beta_R^{n_2} &= \frac{2\beta_{R_m}^{SB_2}}{\pi} \arcsin\left(\frac{2n_2 - 1}{N_2} - 1\right) \\ \beta_R^{n_3} &= \frac{2\beta_{R_m}^{SB_3}}{\pi} \arcsin\left(\frac{2n_3 - 1}{N_3} - 1\right) \end{aligned} \right. \quad (40)$$

其中， $f(\cdot)$ 表示方位角的冯米塞斯概率分布函数。

对于参数计算方法的效果检验，本文以空-时相关特性的拟合作为目标，引入绝对误差作为拟合评估，定义为

$$e(\delta_T, \delta_R, \tau) = |\rho(\delta_T, \delta_R, \tau) - \tilde{\rho}(\delta_T, \delta_R, \tau)| \quad (41)$$

其中， $\rho(\delta_T, \delta_R, \tau)$ 为参考模型的空-时相关函数， $\tilde{\rho}(\delta_T, \delta_R, \tau)$ 为仿真模型的空-时相关函数。

4 数值结果与分析

根据参考模型的空-时相关函数，本节将通过数值仿真分析研究信道模型中散射体分布参数、天线阵列角度参数和车流密度对空-时相关特性的影响，并以空-时相关特性作为拟合目标，以绝对误差作为拟合评估，来验证仿真模型的有效性。表 2 给出了图 4~图 19 的其他参数设置。

4.1 空-时相关特性结果与分析

在参考模型中，方位角和仰角的概率密度函数决定了有效散射体的分布情况。参数 $k_T^{SB_1}$ 对 SB_1 分量的空间相关特性的影响如图 4 所示。参数 $k_T^{SB_1}$ 决定了 SB_1 分量离开方位角的集中程度，当 $k_T^{SB_1}$ 趋向 0 时，

表 2

图 4~图 19 参数设置

图	$\frac{D}{m}$	$\frac{a}{m}$	$R_T, \frac{R_R}{m}$	θ_T, θ_R	ψ_T, ψ_R	γ_T, γ_R	f_{Tmax}, f_{Rmax}	$k_T^{SB_1}$	$k_R^{SB_2}$	$k_R^{SB_3}$	$\alpha_{T_0}^{SB_1}$	$\alpha_{R_0}^{SB_2}$	$\alpha_{R_0}^{SB_3}$	$\beta_{T_m}^{SB_1}$	$\beta_{R_m}^{SB_2}$	$\beta_{R_m}^{SB_3}$
图 4	300	400	5	0	0	0	90.86	—	—	—	$\frac{\pi}{4}$	—	—	$\frac{\pi}{6}$	—	—
图 5	300	400	5	—	—	0	90.86	6	—	—	—	—	—	$\frac{\pi}{6}$	—	—
图 6	300	400	5	—	—	0	90.86	—	—	6	—	—	—	—	—	$\frac{\pi}{6}$
图 7	300	400	5	0	0	0	90.86	—	—	6	—	—	$\frac{\pi}{4}$	—	—	—
图 8	300	400	5	—	—	0	90.86	0	0	0	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$
图 9~图 10	300	400	5	—	—	0	90.86	0、6	0、6	0、6	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$
图 11~图 19	300	400	5	0	0	0	90.86	0	0	0	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2}$	—	—	—

有效散射体分布趋向于各向同性散射，当 $k_r^{SB_1}$ 趋向无穷大时，有效散射体分布为极端非各向同性散射。可以看出，信道空间相关特性随着天线阵列空间的距离增大而减小，这是因为天线阵列间距越大，则多天线阵列天线之间的相互影响就越小。同时从图4中可以发现，当 $\frac{\delta}{\lambda}$ 较小时，空间相关性随着 $k_r^{SB_1}$ 的增大而明显增加，其物理意义可以理解为若有效散射体分布越紧密，则不同的天线之间受到同一区域内的有效散射体影响越大，则MIMO天线阵元之间的相互影响效应越强。另外还可以观察到，相对于 $k_r^{SB_1}$ 非零的场景， $k_r^{SB_1}=0$ 时 SB_1 分量的空间相关性随着天线阵列空间的变化更加剧烈，且存在更多的零点。

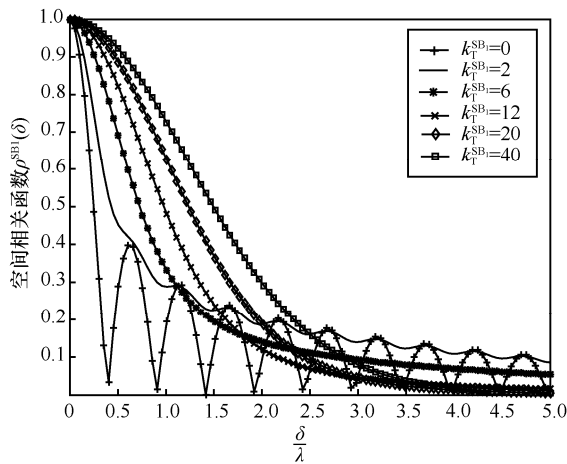


图4 参数 $k_r^{SB_1}$ 对 SB_1 分量的空间相关特性的影响

参数 $\alpha_{r_0}^{SB_1}$ 对 SB_1 分量的空间相关特性的影响如图5所示。可以看出，对于 SB_1 分量， $\alpha_{r_0}^{SB_1}$ 与 θ_T 共同作用于信道空间相关特性， $\theta_T=0$ 、 $\theta_R=0$ 、 $\alpha_{r_0}^{SB_1}=\frac{\pi}{4}$ 时的空间相关特性曲线与 $\theta_T=0$ 、 $\theta_R=\frac{\pi}{4}$ 、 $\alpha_{r_0}^{SB_1}=\frac{\pi}{4}$ 时的空间相关特性曲线几乎完全重合，同时可以发现， θ_R 对于信道空间相关特性几乎没有影响，进一步分析 $\alpha_{r_0}^{SB_1}$ 与 θ_T 作用于信道空间相关特性的效果可以发现，空间相关特性对于 $\alpha_{r_0}^{SB_1}$ 的单调特性与函数 $|\sin(\theta_T-\alpha_{r_0}^{SB_1})|$ 对于 $\alpha_{r_0}^{SB_1}$ 单调特性相反，当 $\alpha_{r_0}^{SB_1}$ 与 θ_T 的夹角呈直角时，空间相关特性达到最小值，这一特性对于车与基础设施通信系统中天线阵列设计具有一定的启示。

参数 $\alpha_{r_0}^{SB_3}$ 对 SB_3 分量的空间相关特性的影响如图6所示。可以看出，对于 SB_3 分量，当 $\alpha_{r_0}^{SB_3}=0$ 或者 $\alpha_{r_0}^{SB_3}=\frac{\pi}{6}$ 时，此场景下的有效散射体集中中心更加

靠近 R_X ，可以得到与参数 $\alpha_{r_0}^{SB_1}$ 对 SB_1 分量的空间相关特性的影响类似的结论，即有 $\alpha_{r_0}^{SB_3}$ 与 θ_R 共同作用于信道空间相关特性，空间相关特性对于 $\alpha_{r_0}^{SB_3}$ 的单调特性与函数 $|\sin(\theta_R-\alpha_{r_0}^{SB_3})|$ 对于 $\alpha_{r_0}^{SB_3}$ 的单调特性相反， θ_T 对信道空间相关特性几乎没有影响。而当 $\alpha_{r_0}^{SB_3}=\frac{5\pi}{6}$ 时，此时有效散射体不靠近 T_X 时，可以看到 θ_T 对于信道空间相关特性存在影响。

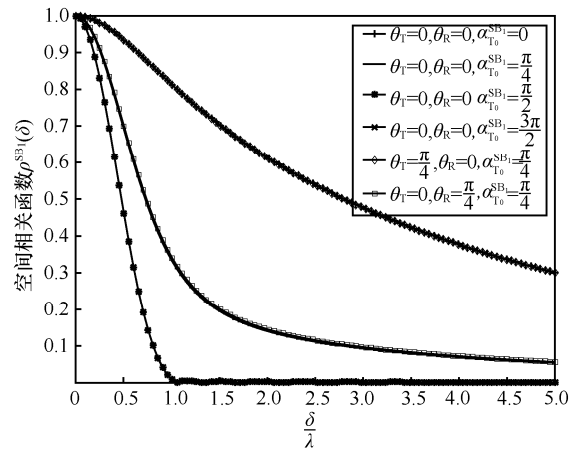


图5 参数 $\alpha_{r_0}^{SB_1}$ 对 SB_1 分量的空间相关特性的影响

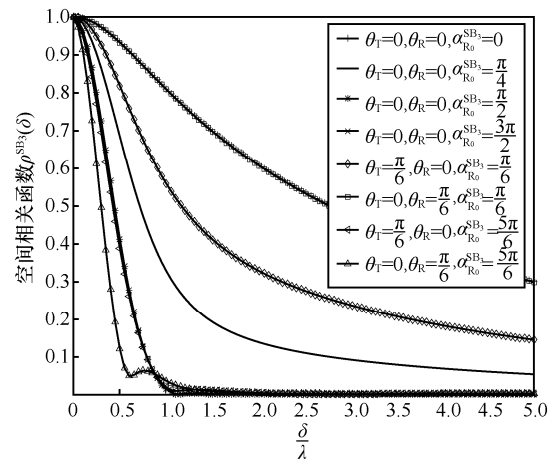


图6 参数 $\alpha_{r_0}^{SB_3}$ 对 SB_3 分量的空间相关特性的影响

参数 $\beta_{r_m}^{SB_3}$ 对 SB_3 分量的空间相关特性的影响如图7所示。可以看出，对于 SB_3 分量，空间相关性随着 $\beta_{r_m}^{SB_3}$ 的增大而减小， $\beta_{r_m}^{SB_3}$ 越大则天线阵元之间的空间相关特性越小。这意味着二维的无线信道模型往往会高估信道空-时相关性。但相对于参数 $\alpha_{r_0}^{SB_3}$ ，参数 $\beta_{r_m}^{SB_3}$ 对 SB_3 分量的空间相关特性的影响较小。

图8为 T_X 和 R_X 天线阵列的不同方位角参数 θ_T 和 θ_R 在各向同性散射环境下对于信道空间相关特性的影响。数值仿真结果显示，在各向同性散射环

境下, θ_T 和 θ_R 对于信道空间相关性几乎没有影响, 信道空间相关函数具有相近的 0 点位置, 对于 DB 分量, 在不同的 θ_T 和 θ_R 设置下, 空间相关函数完全重合, 而信道总的空间相关函数存在差异, 这是由于对于 SB 分量, AAoD 与 AAoA 存在相关性而导致两者各向同性散射条件不能同时满足, 例如有效散射体均匀分布在围绕 T_x 单球上时, AAoD 服从 $K=0$ 的冯米塞斯分布, 此时 AAoA 并不服从 $K=0$ 的冯米塞斯分布, 由图 5 和图 6 结论可知, 在非各向同性散射环境中, θ 与 α_0 的相对角度即 $(\theta-\alpha_0)$ 影响信道空间相关特性, 因此总的空间相关函数在不同 θ_T 和 θ_R 设置下存在差异。

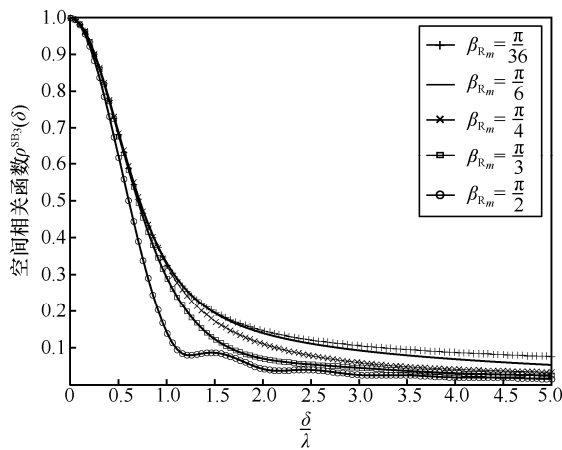


图 7 参数 $\beta_{K_m}^{SB_3}$ 对 SB₃ 分量的空间相关特性的影响

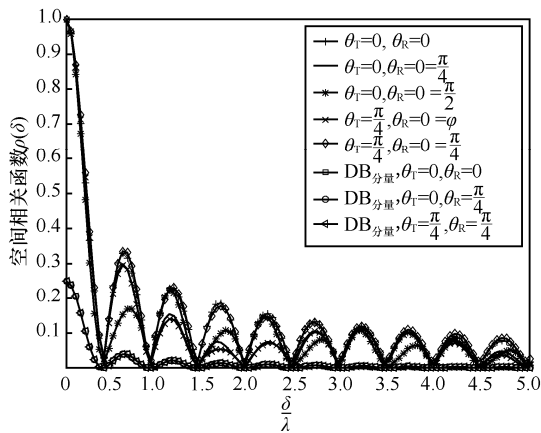


图 8 θ_T 、 θ_R 在各向同性散射环境下对信道空间相关特性的影响

图 9 和图 10 分别为 T_x 和 R_x 天线阵列的不同仰角参数 ψ_T 和 ψ_R 在各向同性散射环境下和非各向同性散射环境下对于信道空间相关特性的影响。结果显示, ψ_T 和 ψ_R 在各向同性散射环境和非各向同性散射环境下对信道空间相关性具有相似的影响, ψ_T 和 ψ_R 越大时, 信道的空间相关性随着天线阵列

空间增大而减小的趋势越平缓。在 V2V 通信系统中, 出于经济与美观角度, 天线阵列应该具有小型化和紧凑性的特点, 但天线阵列空间间距的减小会增加阵列间的相关性, 甚至受到互耦效应的影响, 当水平面内空间不足时往往会考虑调整天线仰角, 这意味着会增加信道相关性, 因此在 V2V 通信系统中, 对于天线仰角带来的水平面空间冗余和信道相关性的权衡是有必要的。

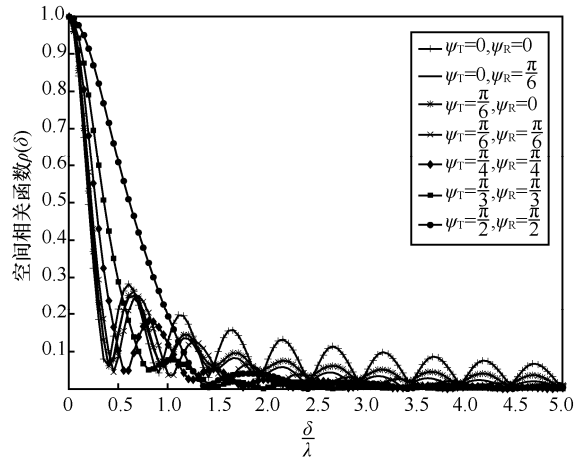


图 9 ψ_T 、 ψ_R 在各向同性散射环境下对信道空间相关特性的影响

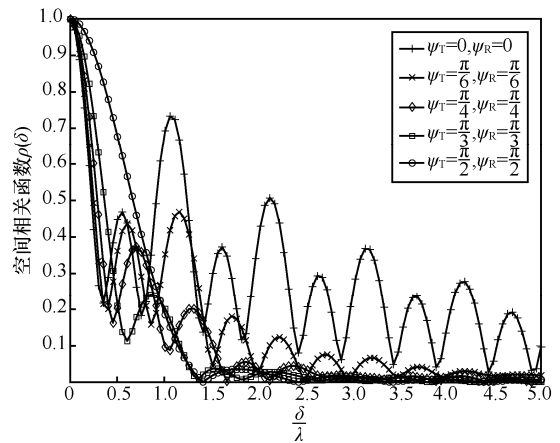


图 10 ψ_T 、 ψ_R 在非各向同性散射环境下对信道空间相关特性的影响

车流密度反映了 V2V 无线传播场景中的交通情况, 是 V2V 信道一个重要的特征, 在低车流密度场景中, 信道偏向莱斯因子较高的莱斯信道, LoS 分量占主要成分, 且 SB 分量对于信道总功率的贡献高于 DB 散射分量, SB₁ 分量与 SB₂ 分量对于信道总功率的贡献低于 SB₃ 散射分量; 在高车流密度场景中, 信道偏向莱斯因子接近于 0 的瑞利信道, 且 SB 分量对于信道总功率的贡献低于 DB 散射分量, 且 SB₁ 分量与 SB₂ 分量对于信道总功率的贡献

高于 SB_3 散射分量。因此进行相关参数的设置来区分 2 种不同程度的车流密度场景，在高的车流密度场景中，参数设置为 $K_{pq}=0.2$ 、 $\eta_{SB_1}=\eta_{SB_2}=0.115$ 、 $\eta_{SB_3}=0.055$ 、 $\eta_{DB}=0.715$ 。在低的车流密度场景中，参数设置为 $K_{pq}=2.186$ 、 $\eta_{SB_1}=\eta_{SB_2}=0.252$ 、 $\eta_{SB_3}=0.481$ 、 $\eta_{DB}=0.005$ 。图 11 和图 12 分别为低车流密度和高车流密度这 2 种场景下的空-时相关性，可以观察到，高车流密度场景的空时相关性明显低于低车流密度场景的空时相关性。

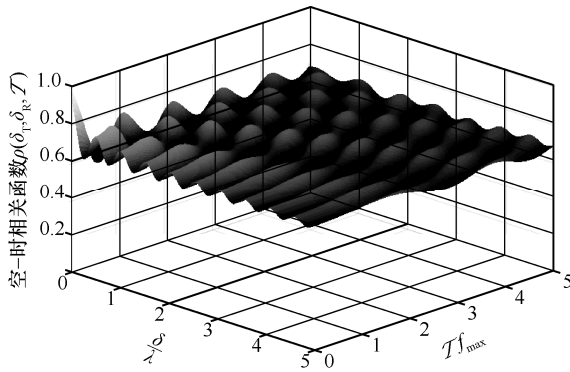


图 11 低车流密度场景的空-时相关性

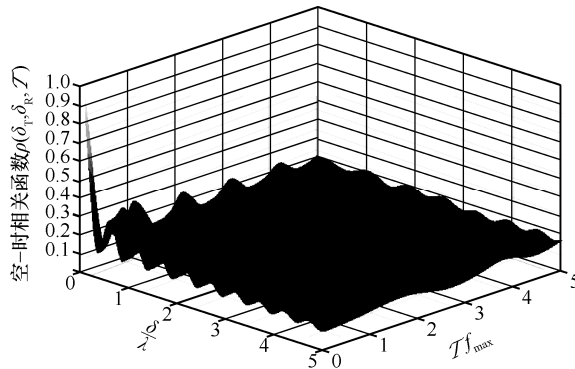


图 12 高车流密度场景的空-时相关性

图 13 为高低 2 种车流密度场景下本文模型与文献[21]的二维模型的空间相关函数的对比，本文模型通过引入仰角将模型扩展至 3D，相应地增加了模型复杂度，在相同计算机配置下，二维模型与本文模型仿真时间分别为 0.184 s 与 0.502 s，本文模型计算消耗量略高于二维模型，仿真结果显示，在高低 2 种车流密度场景下本文参考模型都与文献[21]二维模型的空间相关函数基本一致，证明了模型的合理性，当仰角偏离平面的最大范围较小时，参考模型都与二维模型的空间相关函数拟合度更高，二维模型可以作为本文模型的特例，且二维模型复杂度相对较低在此场景下应用具有实际意义，但在仰

角偏离平面的最大范围较大时，二维模型会高估信道的空间相关特性，这是由于二维模型不能捕获垂直维度上带来的空间分集增益，从而获得更低的信道容量，在此场景下信道模型垂直维度的扩展是必要的。

4.2 仿真模型数值结果

数值仿真中选取离散散射体数目 $N_1=N_2=N_3=50$ ，在各向同性散射条件下即 $k_T^{SB_i}=k_R^{SB_i}=k_B^{SB_i}=0$ 时的仿真模型空-时相关函数、参考模型空-时相关函数和绝对误差分别如图 14~图 16 所示。在非各向同性散射条件下即 $k_T^{SB_i}=k_R^{SB_i}=k_B^{SB_i}=6$ 时的仿真模型空-时相关函数、参考模型空-时相关函数和绝对误差分别如图 17~图 19 所示。可以看出，在各向同性散射环境和非各向同性散射环境下，仿真模型的空-时相关函数能够极好的拟合参考模型的空-时相关函数，且在各向同性散射环境下的空-时相关特性拟合效果更加优于非各向同性散射环境，验证了仿真模型中参数计算方法的有效性。

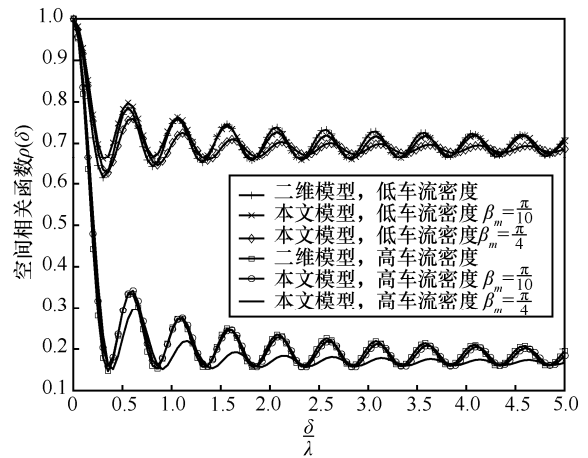


图 13 不同车流密度场景下本文模型与二维模型的空间相关函数

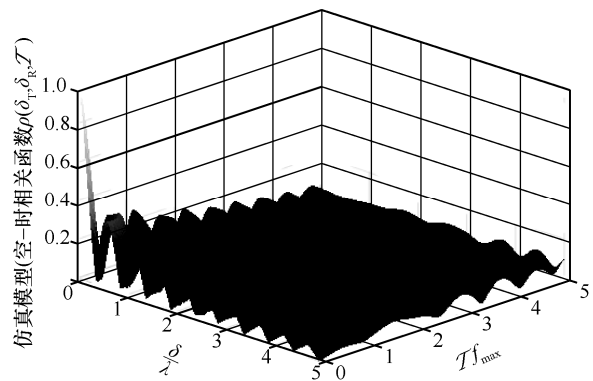


图 14 各向同性散射环境下仿真模型的空-时相关函数

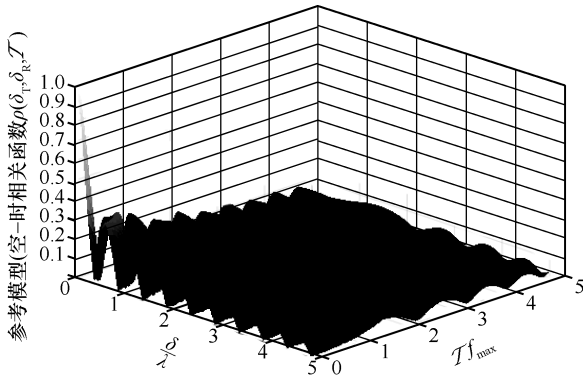


图 15 各向同性散射环境下参考模型的空-时相关函数

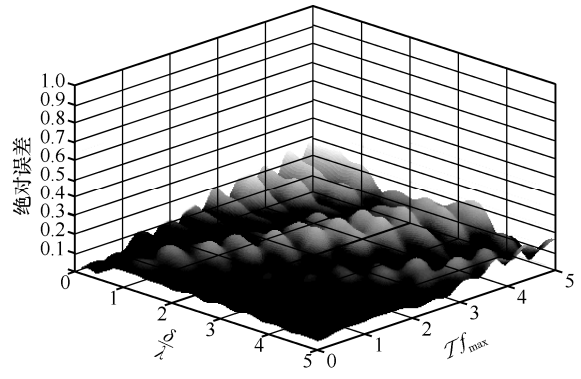


图 19 非各向同性散射环境下空-时相关函数的绝对误差

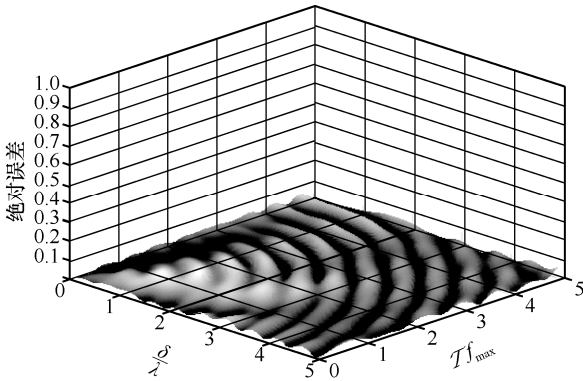


图 16 各向同性散射环境下空-时相关函数的绝对误差

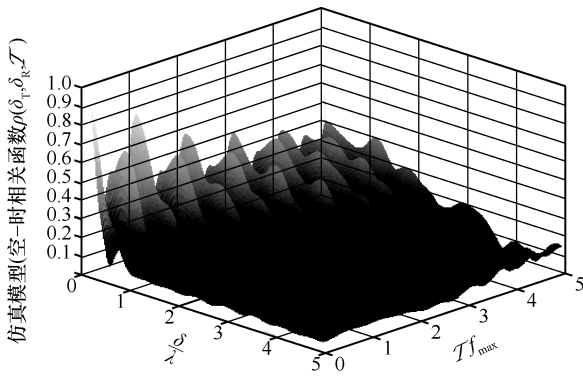


图 17 非各向同性散射环境下仿真模型的空-时相关函数

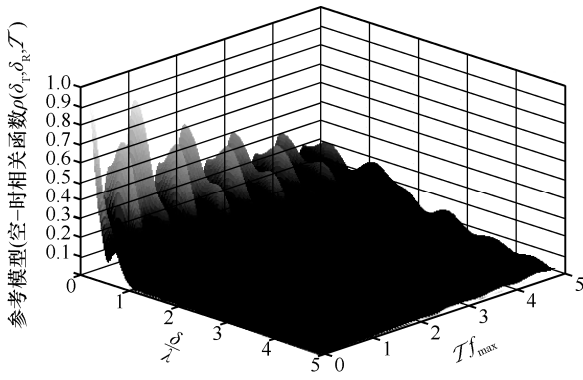


图 18 非各向同性散射环境下参考模型的空-时相关函数

5 结束语

针对非各向同性散射 V2V 通信场景的 MIMO 莱斯衰落信道,提出了一种合理改进的 3D MIMO V2V GBSM,通过调节参数变量模型可灵活适应各种实际 V2V 信道环境,具有较好通用性及自适应性。本文导出了该模型空-时相关函数及空-多普勒功率谱密度,研究了散射体分布、天线阵列角度及车流密度对信道空-时相关性的影响,分析结果可发现,信道空-时相关性与散射体分布方式、天线阵列方位角及仰角设置密切相关,同时,道路交通车流密度会对信道空-时相关特性产生影响,高车流密度场景空-时相关性明显低于低车流密度场景空-时相关性。分析结论一方面扩展了 V2V 信道模型分析及研究,另一方面对 V2V 系统规划及设计具有启示作用。

本文还运用合理的参数计算方法推导出对应的仿真模型,仿真结果显示,仿真模型在各向同性散射环境和非各向同性散射环境下的空-时相关特性能够极好地拟合参考模型,且在各向同性散射环境下的空-时相关特性拟合效果更加优于非各向同性散射环境,证明了仿真模型的效用,极大地提高了 V2V MIMO 系统信道理论分析及仿真效率。

参考文献:

- [1] LI Y, QI Y, LU L. Secure and efficient V2V communications for heterogeneous vehicle Ad Hoc networks[C]// International Conference on Networking & Network Applications. IEEE, 2018: 93-99.
- [2] LINT J W C V, NUNES U, VLACIC L B, et al. Introduction to the special issue on emergent cooperative technologies in intelligent transportation systems[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2012, 13(1):1-5.
- [3] KOMBATE D, WANG L. The Internet of vehicles based on 5G communications[C]// IEEE International Conference on Internet of Things. IEEE, 2017:445-448.

- [4] FU Y, WANG C, YUAN Y, et al. BER performance of spatial modulation systems under 3D V2V MIMO channel models[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(7):5725-5730.
- [5] ABDI A, KAVEH M. A space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(3):550-560.
- [6] ZAJIC A G, STUBER G L. Three-dimensional modeling, simulation, and capacity analysis of space-time correlated mobile-to-mobile channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4):2042-2054.
- [7] 邵根富, 姚颖莉, 周杰, 等. DUCA 双环多天线 MIMO 系统性能分析与研究[J]. 通信学报, 2016, 37(12):11-20.
SHAO G F, YAO Y L, ZHOU J, et al. Performance analysis of MIMO DUCA multiple antenna system [J]. Journal on Communications, 2016, 37(12):11-20.
- [8] 周杰, 陈靖峰, 邱琳, 等. 三维空间 MIMO 信道接收天线阵列互耦效应及系统容量分析[J]. 通信学报, 2012, 33(6):1-10.
ZHOU J, CHEN J F, QIU L, et al. Effect of mutual coupling and antenna correlation on MIMO system in three-dimensional spatial channel models [J]. Journal on Communications, 2012, 33(6):1-10.
- [9] 高凯, 张尔扬. MIMO 信道的 GBDB 模型及其信道容量分析[J]. 通信学报, 2005, 26(12):56-62.
GAO K, ZHANG E Y. GBDB model for MIMO channels and its capacity analysis [J]. Journal on Communications, 2005, 26(12):56-62.
- [10] WANG L C, LIU W C, CHENG Y H. Capacity fades analysis of MIMO Rician channels in mobile Ad Hoc networks [J]. Performance Evaluation, 2009, 66(12):742-753
- [11] MAURER J, FUEGEN T, WIESBECK W. A ray-optical channel model for vehicular Ad-Hoc networks[C]// Wireless Conference 2005 - Next Generation Wireless and Mobile Communications and Services. VDE, 2005:1-7.
- [12] KAREDAL J, TUFVESSON F, ABBAS T, et al. Radio channel measurements at street intersections for vehicle-to-vehicle safety applications[C]// Vehicular Technology Conference. IEEE, 2010:1-5.
- [13] LI Y, AI B, CHENG X, et al. A TDL based non-WSSUS vehicle-to-vehicle channel model[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2013(1):1-8.
- [14] KAREDAL J, TUFVESSON F, CZINK N, et al. A geometry-based stochastic MIMO model for vehicle-to-vehicle communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(7):3646-3657.
- [15] AKKI A S, HABER F. A statistical model of mobile-to-mobile land communication channel[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1986, 35(1):2-7.
- [16] PATZOLD M, HOGSTAD B O. A wideband MIMO channel model derived from the geometric elliptical scattering model[C]// International Symposium on Wireless Communication Systems. IEEE, 2007:597-605.
- [17] ZAJIC A G, STUBER G L. Space-time correlated mobile-to-mobile channels: modelling and simulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(2):715-726
- [18] PATZOLD M, HOGSTAD B O, YOUSSEF N. Modeling, analysis, and simulation of MIMO mobile-to-mobile fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(2):510-520.
- [19] LIANG X, ZHAO X, LI S, et al. A non-stationary geometry-based scattering model for street vehicle-to-vehicle wideband MIMO channels[C]// IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications. IEEE, 2015:325-338.
- [20] 唐登洪, 周杰, 邵根富, 等. 基于改进的狭窄街道 MIMO 多散射信道模型分析[J]. 通信学报, 2017, 38(10):146-156.
TANG D H, ZHOU J, SHAO G F, et al. Analysis of a modified MIMO multi-bounced channel model for narrow street environment [J]. Journal on Communications, 2017, 38(10):146-156.
- [21] CHENG X, WANG C X, LAURENSEN D I, et al. An adaptive geometry-based stochastic model for non-isotropic MIMO mobile-to-mobile channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(9):4824-4835.
- [22] YU Y W, SMITH P J, DMOCHOWSKI P A, et al. 3D vs. 2D channel models: spatial correlation and channel capacity comparison and analysis[C]// IEEE International Conference on Communications. IEEE, 2017: 1-7.
- [23] ZAJIC A G. Impact of moving scatterers on vehicle-to-vehicle narrow-band channel characteristics[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(7):3094-3106.
- [24] RIAZ M, NAWAZ S J, KHAN N M. 3D ellipsoidal model for mobile-to-mobile radio propagation environments[J]. Wireless Personal Communications, 2013, 72(4):2465-2479.
- [25] ASLAM M I, SHAIKH A Z. Joint and marginal probabilities for time of arrival and angle of arrival using ellipsoidal model[C]// International Conference on Computer, Control & Communication. IEEE, 2013:1-5.
- [26] YUAN Y, WANG C X, CHENG X, et al. Novel 3D geometry-based stochastic models for non-isotropic MIMO vehicle-to-vehicle channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(1):298-309.
- [27] SEN I, MATOLAK D W. Vehicle-vehicle channel models for the 5 GHz band[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2008, 9(2):235-245.

[作者简介]



曾文波 (1994-), 男, 湖南邵阳人, 合肥工业大学博士生, 主要研究方向为面向智能电网无线传感、无线通信测试关键技术、无线通信、无线传感的理论体系与技术架构、无线通信建模。

何怡刚 (1963-), 男, 湖南邵阳人, 博士, 合肥工业大学教授、博士生导师, 主要研究方向为智能电网、射频识别技术、通信信道建模与监测、复杂电磁分析与建模、虚拟仪器与智能信号处理。

李兵 (1974-), 男, 湖南长沙人, 博士, 合肥工业大学副教授, 主要研究方向为智能交通系统、射频识别技术、无线传感器网络和信号处理。

时国龙 (1988-), 男, 安徽宣城人, 合肥工业大学博士生, 主要研究方向为无线通信信道建模、智能传感器信号处理、计算机软件和大数据应用。

赵锋 (1994-), 男, 安徽宿州人, 合肥工业大学硕士生, 主要研究方向为智能交通系统、射频识别技术、无线传感器网络、信号处理。