

DOI: 10.13382/j.jemi.B2104218

# 三维非平稳车载信道建模及其空-时相关特性研究\*

袁莉芬 张鹤鸣 何怡刚 刘 韬 束海星

(合肥工业大学电气与自动化工程学院 合肥 230009)

**摘要:**针对车载(V2V)通信系统无线传播场景的非平稳特性且无线信号三维传播时俯仰角(EAs)与水平角(AAs)非独立的特点,提出一种基于规则几何的新型三维非平稳V2V信道参考模型及其相应的仿真模型。为了刻画信道的非平稳特性,考虑了信号收发车辆以任意方向和速度运动而引起的多时变参数。针对EAs、AAs角度谱服从VMF联合分布的情形推导了模型的部分统计特性,并深入研究了车辆行驶环境、非平稳性以及收发端行驶状态对信道空-时相关函数的影响。仿真结果表明,提出的信道模型可以捕捉车辆行驶方向变化对信道空-时相关性的影响,多普勒功率谱密度理论值与实测值的基本一致、仿真模型与参考模型统计特性的高度拟合验证了理论推导的正确性和模型的实用性。

**关键词:**车载通信;规则几何随机模型;非平稳特性;统计特性

**中图分类号:** TN929.5      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 510.50

## 3D non-stationary channel modeling and its space-time correlation analysis for vehicle-to-vehicle communications

Yuan Lifan Zhang Heming He Yigang Liu Tao Shu Haixing

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

**Abstract:** Aiming at the non-stationary characteristics of the wireless transmission scene of vehicle-to-vehicle (V2V) communication system and the non-independent characteristics of elevation angles (EAs) and azimuth angles (AAs) in the three-dimensional (3D) wireless transmission, a novel 3D regular-shaped geometry-based stochastic reference model and the corresponding simulation model for vehicle-to-vehicle (V2V) channels were proposed. In order to describe the non-stationary of the channel, the multiple-time-varying parameters caused by the transceiver vehicle moving in any direction and speed have been added in the proposed model. Some of the statistical characteristics of the model are derived for the case that the EAs and AAs Angle spectrum obey the joint distribution of von mises fisher (VMF), and the effects of vehicle driving environment, non-stationarities and the driving state at the receiving and transmitting terminals on the space-time correlation function of the channel are investigated in depth. Simulation results show that the proposed channel model can capture the influence of vehicle driving direction changes on the space-time correlation of the channel, the theoretical value of Doppler power spectral density (DPSD) is basically consistent with the measured value, and the statistical characteristics of the simulation model and the reference model are highly fitted, it demonstrates not only the utility of simulation models but also the correctness of the theoretical derivations and simulations.

**Keywords:** vehicle-to-vehicle communication; regular-shaped geometry-based stochastic model; non-stationary; statistical characteristics

## 0 引 言

随着第五代(fifth-generation, 5G)移动通信网络的普

及和车联网技术的快速发展<sup>[1]</sup>,车载(vehicle to vehicle, V2V)通信已经在车载自组织网络<sup>[2]</sup>、智能交通系统<sup>[3]</sup>等领域得到了广泛的应用。对于V2V通信系统的开发需要了解底层传播信道的相关信息,而信道建模是研究系

收稿日期: 2021-04-23      Received Date: 2021-04-23

\* 基金项目:国家重大科学仪器设备开发项目(2016YFF0102200)、国家自然科学基金重点项目(51637004)、国家自然科学基金资助项目(51777050)、装备预先研究重点项目(41402040301)资助

统参数对信道特性影响的一种有效手段。MIMO 技术通过有效利用多径传播可提高链路可靠性和数据传输速率,在 V2V 通信中受到了广泛关注<sup>[4]</sup>。由于 V2V 通信系统中的天线高度较低,且信号发送端和接收端都处于快速运动的状态<sup>[5]</sup>,这使得传统的固定对移动(fixed-to-mobile, F2M)蜂窝无线信道模型无法直接用于 V2V 通信系统的设计和开发,因此构建能够准确描述通信场景特征和信道传输特性的 V2V 信道模型至关重要。

几何随机性建模(geometry-based stochastic model, GBSM)基于波传导的基本定律,通过散射区域的几何形状和给定的散射体分布推导而来<sup>[6]</sup>,它兼具准确性与灵活性的优点。依据有效散射体是否分布在规则几何形状上,GBSM 可以进一步分为规则几何的随机性模型(RS-GBSM)和非规则几何的随机性模型(IS-GBSM)<sup>[7]</sup>,由于 RS-GBSM 物理意义明确且更便于统计性质的分析,已被广泛用于 V2V 信道的模拟及其传输特性的分析。文献[8]针对非各向同性环境,提出一种由双圆环和椭圆组成的二维(two-dimensional, 2D) RS-GBSM,研究了在不同车流密度下的信道统计特性。文献[9-10]在文献[8]的基础上引入俯仰角及其角度分布,将原有的 2D 模型扩展至三维(three-dimensional, 3D)平面,并研究了模型中的俯仰角对信道统计特性的影响。上述文献大都是基于广义平稳(wide-sense stationary, WSS)的假设,而测量结果表明 WSS 假设只在非常短的时间间隔(ms 级)内成立<sup>[11-12]</sup>,这意味着 WSS 假设在 V2V 场景不再适用。

现有文献在模型中刻画了 V2V 信道的非平稳特性<sup>[13-16]</sup>。文献[13]在模型中刻画了信号离开角和到达角的时变特性,提出一种 2D 单环非平稳信道模型,并推导了信道的时变空-时相关函数;文献[14]通过引入信号离开角和到达角的时变分布函数,将传统的 2D WSS 双环模型扩展至 2D 非广义平稳(non-wide-sense stationary, non-WSS)模型;文献[15]在文献[8]的基础上考虑了 EAs 的时变特性,提出一种 3D non-WSS 车载信道模型,但是其限制信号收发车辆只能以同向或反向行驶;文献[16]提出一种信号发送端沿水平方向移动、接收端可沿任意方向移动的 3D V2V 信道模型,将信号收发车辆运动所导致的距离和角度的时变特性考虑在模型中,并研究了信号接收端运动方向对信道统计特性的影响。

文献[15-16]所建 3D 模型在考虑因信号收发端运动产生的非平稳现象时,都对其运动状态进行了限制,即至少要求收发端中的一端沿特定方向行驶,且忽视了散射体移动对信道统计特性的影响,而在现实环境中作为收发端和散射体的行驶车辆会沿任意方向运动;此外现有的 non-WSS 模型<sup>[13-16]</sup>采用角度和距离的时变特性来刻画信道的非平稳特征,而文献[17-18]表明,信道的莱斯  $K$  因子也具有一定的时间相关性。

基于上述分析,为了能够更加准确的描述 V2V 信道传输特性,本文提出一种基于规则几何的新型三维非平稳 V2V 信道参考模型及其相应的仿真模型,相比于文献[15-16]不再限制信号收发端的运动状态,在模型中考虑了因信号收发车辆以任意方向和速度运动而引起的时变距离、时变角度和时变莱斯  $K$  因子。根据模型中的相对运动和几何关系理论,针对俯仰角(elevation angles, EAs)和水平角(azimuth angles, AAs)服从 VMF 联合分布的情形推导了模型的时变统计特性,包括时间自相关函数(time auto-correlation function, TACF)、空间互相关函数(space cross-correlation function, SCCF)和多普勒功率谱密度(Doppler power spectral density, DPSD)。最后,本文深入研究了信道的非平稳性、车辆周围行驶环境和车辆自身行驶状态对信道统计特性的影响,DPSD 理论值与文献[19-20]实测值的基本一致、仿真模型与参考模型统计特性的高度拟合表明本文所建模型适用于高速公路和城市街道两种典型通信场景,验证了理论推导的正确性和所建模型的实用性。本文研究可用于 V2V 通信系统的性能分析,拓展了 V2V 信道建模研究与分析方法。

## 1 三维非平稳 V2V 信道模型

### 1.1 理论模型

实际 V2V 通信传播场景如图 1 所示,有效散射体由道路上的移动散射体和路边的静态散射体两部分组成。本文提出的非平稳 V2V 信道模型采用基于规则几何的随机性建模方法表示发送端(transmitter,  $T_x$ )和接收端(receiver,  $R_x$ )之间的多径传播信道,包含信号传播直视(LOS)路径、单跳反射( $SB_1$ 、 $SB_2$ 、 $SB_3$ )路径和双跳反射(DB)路径的三维非平稳 V2V 信道模型如图 2、3 所示。

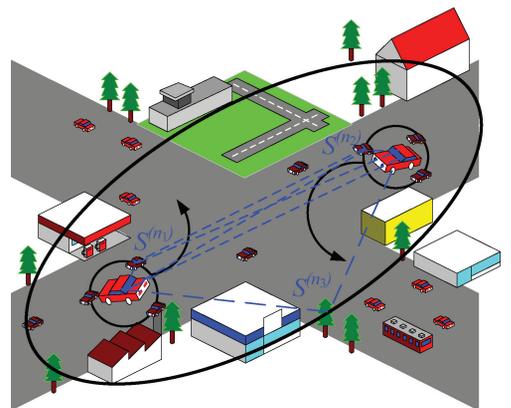


图 1 实际 V2V 通信传播场景

Fig. 1 Actual V2V communication transmission scenario

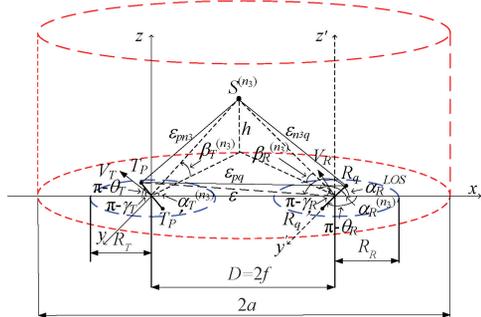


图2 本文提出的三维非平稳 V2V 信道模型  
(包含直视路径和单跳反射路径 SB<sub>3</sub>)

Fig. 2 3D Non-stationary V2V channel model proposed in this paper (including los rays and single-bounced rays SB<sub>3</sub>)

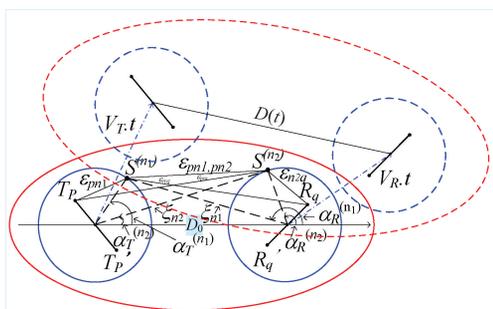


图3 本文提出的三维非平稳 V2V 信道模型俯视图及其非平稳特性(包含双跳路径和单跳反射分量 SB<sub>1</sub>、SB<sub>2</sub>)

Fig. 3 Top view of the 3D non-stationary V2V channel model proposed in this paper and its non-stationary characteristics (including Double-bounced rays and single-bounced rays SB<sub>1</sub> SB<sub>2</sub>)

为了更好的可读性,图2为信号的LOS分量路径和静态单跳反射(SB<sub>3</sub>)分量路径,俯视图图3(实线)为信号的动态单跳反射(SB<sub>1</sub>、SB<sub>2</sub>)分量路径和DB分量路径。模型中路边静态散射体主要为在街道旁的建筑物、树木和停放的车辆等,用3D椭圆柱模型表征;移动散射体主要为环绕在T<sub>X</sub>端和R<sub>X</sub>端周围的运动车辆,由于相比于街道旁静态散射体的高度可以忽略,用2D双环模型表征。T<sub>p</sub>和T<sub>p'</sub>分别表示T<sub>X</sub>端的第P个和第P'个天线,R<sub>q</sub>和R<sub>q'</sub>分别为R<sub>X</sub>端的第q个和第q'个天线。假设在半径为R<sub>T(R)</sub>的圆环上有N<sub>1(2)</sub>个有效散射体,第n<sub>1(2)</sub>(n<sub>1(2)</sub>=1,2,⋯, N<sub>1(2)})个散射体可以表示为S<sup>(n1(2))</sup>,焦距为2f的椭圆柱上有N<sub>3</sub>个有效散射体,第n<sub>3</sub>(n<sub>3</sub>=1,2,⋯, N<sub>3</sub>)个散射体可以表示为S<sup>(n3)</sup>。图2、3中参数及其定义如表1所示。此外,考虑到实际天线长度、车身长度以及两车间的通信距离之间的大小关系,可以近似认为D≫max{R<sub>T</sub>, R<sub>R</sub>}、min{R<sub>T</sub>, R<sub>R</sub>, a-f}≫max{δ<sub>T</sub>, δ<sub>R</sub>}<sup>[10]</sup>。</sub>

表1 图2和3的参数定义

Table 1 Parameter definitions are shown in Fig. 2 and 3

参数	定义
D	围绕T <sub>X</sub> 和R <sub>X</sub> 圆环圆心间距(椭圆焦距)
R <sub>T</sub> 、R <sub>R</sub>	围绕T <sub>X</sub> 和R <sub>X</sub> 的圆环半径
a、f	椭圆的半长轴、椭圆的半焦距
δ <sub>T</sub> 、δ <sub>R</sub>	T <sub>X</sub> 和R <sub>X</sub> 的天线单元间距
θ <sub>T</sub> 、θ <sub>R</sub>	T <sub>X</sub> 和R <sub>X</sub> 的天线阵列水平倾角
V <sub>T</sub> 、V <sub>R</sub>	T <sub>X</sub> 和R <sub>X</sub> 的移动速度
V <sub>S1</sub> 、V <sub>S2</sub>	围绕T <sub>X</sub> 和R <sub>X</sub> 圆环上的散射体移动速度
γ <sub>T</sub> 、γ <sub>R</sub>	T <sub>X</sub> 和R <sub>X</sub> 的移动方向
γ <sub>S1</sub> 、γ <sub>S2</sub>	围绕T <sub>X</sub> 和R <sub>X</sub> 圆环上的散射体移动方向
α <sub>T</sub> <sup>ni</sup> 、α <sub>R</sub> <sup>ni</sup>	T <sub>X</sub> 到S <sup>(ni)</sup> 的水平离开角(AAOD)和S <sup>(ni)</sup> 到R <sub>X</sub> 的水平到达角(AAOA)
β <sub>T</sub> <sup>n3</sup> 、β <sub>R</sub> <sup>n3</sup>	T <sub>X</sub> 到S <sup>(n3)</sup> 的离开俯仰角(EAOD)和S <sup>(n3)</sup> 到R <sub>X</sub> 的到达俯仰角(EAOA)
α <sub>T</sub> <sup>LOS</sup> 、α <sub>R</sub> <sup>LOS</sup>	LOS分量的AAOD和AAOA
ε <sub>pq</sub> 、ε <sub>pmi</sub> 、ε <sub>niq</sub> 、ε <sub>n1,n2</sub> 、ε、ε <sub>n1</sub> 、ε <sub>n2</sub>	(T <sub>p</sub> , R <sub>q</sub> )、(T <sub>p</sub> , S <sup>(ni)</sup> )、(S <sup>(ni)</sup> , R <sub>q</sub> )间的距离 (S <sup>(n1)</sup> , S <sup>(n2)</sup> )、(T <sub>p</sub> , O <sub>R</sub> )、(S <sup>(n1)</sup> , O <sub>R</sub> )、(O <sub>T</sub> , S <sup>(n2)</sup> )间的距离

## 1.2 非平稳时变参数

为了描述V2V信道中的非平稳现象,本文提出一种信号的发送和接收端可以任意速度矢量运动的非平稳V2V信道模型,并且不再限制移动散射体需和信号收发端移动速度相一致,相比于文献[15-16]更加贴近于实际通信场景。图3为在初始距离为D<sub>0</sub>时,信号发送和接收端分别以速度V<sub>T</sub>和V<sub>R</sub>,沿γ<sub>T</sub>和γ<sub>R</sub>方向行驶一段时间t后三维V2V信道模型的俯视图(图3虚线),相比于初始位置,信号收发车辆间的距离D将变为时间t的函数D(t):

$$D(t) =$$

$$\sqrt{(V_T t)^2 + [d(t)]^2 - 2(V_T t)d(t)\cos(\gamma_T - \chi)} \quad (1)$$

相应的椭圆半焦距变为时变关系a(t)=D(t)·k<sub>0</sub>/2,式(1)中,χ=arccos{[d(t)<sup>2</sup>+(D<sub>0</sub>)<sup>2</sup>-2(V<sub>R</sub>t)<sup>2</sup>·d(t)·D<sub>0</sub>]/[2·D<sub>0</sub>·d(t)]},k<sub>0</sub>为椭圆柱底面椭圆离心率的倒数, d(t)=[(D<sub>0</sub>)<sup>2</sup>+(V<sub>R</sub>t)<sup>2</sup>-2D<sub>0</sub>·(V<sub>R</sub>t)·cos(γ<sub>R</sub>)]<sup>0.5</sup>。根据文献[21]的测量及拟合结果,莱斯K因子受到时变距离D(t)的影响显著,在移动车辆周围具有静态散射体场景下莱斯K因子与距离的关系可以近似表示为<sup>[21]</sup>:

$$K \approx \begin{cases} 5.10 - 0.0102D(t), & D(t) < 1152m \\ -1.19 - 0.0004D(t), & D(t) \geq 1152m \end{cases} \quad (2)$$

现在考虑一种采用均匀线性阵列、具备M<sub>T</sub>个天线发送单元和M<sub>R</sub>个天线接收单元的MIMO通信系统,其衰落信道可以描述为一个M<sub>R</sub>×M<sub>T</sub>的矩阵H(t,t')=[h<sub>pq</sub>(t,t')]<sub>M<sub>R</sub>×M<sub>T</sub></sub>,其中h<sub>pq</sub>(t,t')为从T<sub>X</sub>端的第p根天线到R<sub>X</sub>端的第q根天线的时变冲激响应,可以表示为冲击响应LOS分量、SB分量和DB分量的叠加:

$$h_{pq}(t, t') = h_{pq}^{LOS}(t, t') + h_{pq}^{DB}(t, t') + \sum_{i=1}^I h_{pq}^{SB_i}(t, t') \quad (3)$$

其中各部分可表示为:

$$h_{pq}^{LOS}(t, t') = \sqrt{\frac{k(t)}{k(t)+1}} e^{-j2\pi f_c \left(\frac{c_{pq}}{c}\right)} e^{j2\pi f_{LOS}} \quad (4)$$

$$h_{pq}^{SB_i}(t, t') = \sqrt{\frac{\eta_{SB_i}}{k(t)+1}} \cdot$$

$$\lim_{N_i \rightarrow \infty} \sum_{n_i=1}^{N_i} \frac{1}{\sqrt{N_i}} e^{j\psi_{n_i} - j2\pi f_c \left(\frac{\varepsilon_{pn_i, n_i}}{c}\right)} e^{j2\pi f_{SB_i}} \quad (5)$$

$$h_{pq}^{DB}(t, t') = \sqrt{\frac{\eta_{DB}}{k(t)+1}} \lim_{N_1, N_2 \rightarrow \infty} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} \cdot$$

$$e^{-j2\pi f_c \left(\frac{\varepsilon_{pn_1} + \varepsilon_{n_1, n_2} + \varepsilon_{n_2, q}}{c}\right)} e^{j\psi_{n_1, n_2}} e^{j2\pi f_{DB}} \quad (6)$$

式中:  $c$  为光速, 其值为  $3 \times 10^8$ , 且满足  $\lambda \cdot f_c = c$ ;  $\lambda$  为载波波长;  $f_c$  为载波频率;  $I=3$ ;  $K$  代表莱斯因子;  $\psi$  为多径效应产生的相位偏移, 它们相互独立且在  $[-\pi, \pi)$  上服从均匀分布;  $\varepsilon_{pq}$ 、 $\varepsilon_{pm_i}$  ( $i=1, 2, 3$ )、 $\varepsilon_{n_i q}$ 、 $\varepsilon_{n_1 n_2}$  分别表示天线  $p$  到天线  $q$  链路、天线  $p$  到散射体  $S^{(n_1)}$ 、散射体  $S^{(n_2)}$  到天线  $q$  链路、散射体  $S^{(n_1)}$  到散射体  $S^{(n_2)}$  的路径长度;  $f_{LOS}$ 、 $f_{SB_i}$ 、 $f_{DB}$  分别为 LOS 分量、 $SB_i$  分量、DB 分量的多普勒频移。功率系数  $\eta_{SB_i}$  和  $\eta_{DB}$  分别代表着信号的各单跳反射分量和双跳反射分量对总功率值  $1/(k(t)+1)$  的贡献, 且满足  $\eta_{SB_1} + \eta_{SB_2} + \eta_{SB_3} + \eta_{DB} = 1$ , 通过对功率系数提前赋值来指明各个分量在总反射中的含量, 从而可以表征在不同场景下的信道模型。

由于焦距  $D(t)$  的时变性, 在 WSS 假设下时不变的距离  $\varepsilon$ 、多普勒频移  $f$  以及角度  $\alpha$ 、 $\beta$  (各角度的定义如表 1) 都将变为相应的时变参数, 本文结合模型中的几何关系推导这些时变参数。基于三角函数和小角度近似关系 ( $\sin x \approx x$ ,  $\cos x \approx 1$ ), 对于 LOS 分量, 其多普勒频移和时变路径长度表示为:

$$f_{LOS} = f_{Tm} \cos(\alpha_T^{LOS} - \gamma_T) + f_{Rm} \cos(\alpha_R^{LOS} - \gamma_R) \quad (7)$$

$$\varepsilon_{pq}(t) \approx D(t) - k_p \delta_T \cos \theta_T + k_q \delta_R \cos \theta_R \quad (8)$$

其中  $f_{Tm} = V_T/\lambda$ 、 $f_{Rm} = V_R/\lambda$  分别为  $T_X$  和  $R_X$  运动所引起的最大多普勒频移;  $\alpha_T^{LOS} \approx 0$ 、 $\alpha_R^{LOS} \approx \pi$ ;  $k_p = 0.5M_T - 0.5 - p$ 、 $k_q = 0.5M_R - 0.5 - q$ ;  $\delta_T$ 、 $\delta_R$  分别为  $T_X$  和  $R_X$  的天线单元间距;  $\theta_T$ 、 $\theta_R$  分别为  $T_X$  和  $R_X$  的天线阵列水平倾角。

对于信号的  $SB_1$  分量和  $SB_2$  分量, 基于文献 [9] 并结合焦距的时变关系, 它们反射路径的 AAOA 和 AAOD 是相关的并满足时变关系:

$$\begin{cases} \alpha_R^{(n_1)}(t) \approx \pi - \frac{R_T}{D(t)} \sin(\alpha_T^{(n_1)}) \\ \alpha_T^{(n_2)}(t) \approx \frac{R_R}{D(t)} \sin(\alpha_R^{(n_2)}) \end{cases} \quad (9)$$

因此信号的  $SB_{1(2)}$  分量的时变多普勒频移  $f_{SB_{1(2)}}(t)$  时变路径长度  $\varepsilon_{pq n_{1(2)}}(t)$  可以分别表示为:

$$f_{SB_1}(t) = f_{Tm} \cos(\alpha_T^{n_1} - \gamma_T) - f_{s_1} \cos(\alpha_T^{n_1} - \gamma_{s_1}) +$$

$$f_{Rm} \cos(\alpha_R^{n_1}(t) - \gamma_R) - f_{s_1} \cos(\alpha_R^{n_1}(t) - \gamma_{s_1}) \quad (10)$$

$$f_{SB_2}(t) = f_{Rm} \cos(\alpha_R^{n_2} - \gamma_R) - f_{s_2} \cos(\alpha_R^{n_2} - \gamma_{s_2}) +$$

$$f_{Tm} \cos(\alpha_T^{n_1}(t) - \gamma_T) - f_{s_2} \cos(\alpha_T^{n_1}(t) - \gamma_{s_2}) \quad (11)$$

$$\varepsilon_{pq n_{1(2)}}(t) \approx R_{T(R)} - k_{p(q)} \delta_{T(R)} \cos(\alpha_{T(R)}^{n_{1(2)}} - \theta_{T(R)}) +$$

$$\varepsilon_{n_{1(2)}}(t) - k_{q(p)} \delta_{R(T)} \cos(\alpha_{R(T)}^{n_{1(2)}}(t) - \theta_{R(T)}) \quad (12)$$

式中:  $V_{S_1}$ 、 $V_{S_2}$  分别为围绕  $T_X$  和  $R_X$  圆环上的散射体移动速度;  $\gamma_{S_1}$ 、 $\gamma_{S_2}$  分别为围绕  $T_X$  和  $R_X$  圆环上的散射体移动方向;  $f_{s_1} = V_{S_1}/\lambda$ 、 $f_{s_2} = V_{S_2}/\lambda$  分别为信号接收和发送端周围的散射体移动所引起的多普勒频移;  $\varepsilon_{n_1}(t)$ 、 $\varepsilon_{n_2}(t)$  分别表示散射体  $S^{(n_1)}$  到  $R_X$  端中心的时变距离、散射体  $S^{(n_2)}$  到  $T_X$  端中心的时变距离, 根据余弦定理可以表示为:

$$\varepsilon_{n_{1(2)}}(t) = \sqrt{D(t)^2 + R_{T(R)}^2 - 2D(t)R_{T(R)} \cos(\alpha_{T(R)}^{n_{1(2)}})} \quad (13)$$

对于信号的  $SB_3$  分量, 其反射路径的 AAOA 与 AAOD、EAOA 与 EAOD 分别满足如下关系:

$$\alpha_T^{n_3}(t) = \begin{cases} g(\alpha_R^{n_3}), 0 < \alpha_R^{n_3} < \phi_0 \\ g(\alpha_R^{n_3}) + \pi, \phi_0 < \alpha_R^{n_3} < 2\pi - \phi_0 \\ g(\alpha_R^{n_3}) + 2\pi, 2\pi - \phi_0 < \alpha_R^{n_3} < 2\pi \end{cases} \quad (14)$$

$$\beta_T^{n_3}(t) = \frac{b^2(t) \tan(\beta_R^{n_3})}{2a(t)(a(t) + f(t) \cos(\alpha_R^{n_3})) - b^2(t)} \quad (15)$$

式中:  $g(\alpha_R^{n_3}) = \arctan \{ [(k_0^2 - 1) \cdot \sin \alpha_R^{n_3}] / [2k_0 + (k_0^2 + 1) \cos \alpha_R^{n_3}] \}$ ,  $k_0 = a/f$  为椭圆柱底面椭圆离心率的倒数值;  $\phi_0 = \pi - \arctan[(k_0^2 - 1)/(2k_0)]$ ;  $b^2(t) = a^2(t) - f^2(t)$  为椭圆柱的半短轴。根据椭圆柱上的几何关系以及三角函数定理, 结合式 (14)、(15),  $SB_3$  分量的时变多普勒频移  $f_{SB_3}(t)$  和时变路径长度  $\varepsilon_{pq n_3}(t)$  可以表示为:

$$f_{SB_3}(t) = f_{Tm} \cos(\alpha_T^{n_3}(t) - \gamma_T) \cos(\beta_T^{n_3}(t)) +$$

$$f_{Rm} \cos(\alpha_R^{n_3} - \gamma_R) \cos(\beta_R^{n_3}) \quad (16)$$

$$\varepsilon_{pq n_3}(t) = \varepsilon_{pm_3}(t) + \varepsilon_{n_3 q}(t) \approx$$

$$\sqrt{l_T(t)^2 + h^2} - k_p \delta_T \cos(\alpha_T^{n_3}(t) - \theta_T) \cos \beta_T^{n_3}(t) +$$

$$\frac{l_R(t)}{\cos \beta_R^{n_3}} - k_q \delta_R \cos(\alpha_R^{n_3} - \theta_R) \cos \beta_R^{n_3} \quad (17)$$

式中:  $l_R(t) = [b^2(t)]/[a(t) + f(t) \cos \alpha_R^{n_3}]$ ,  $h = l_R \tan \beta_R^{n_3}$  为散射体高度,  $l_T = 2a - l_R$ 。

对于信号的 DB 分量, 其多普勒频移与时变路径长度可以表示为:

$$f_{DB} = f_{Tm} \cos(\alpha_T^{n_1} - \gamma_T) - f_{s1} \cos(\alpha_T^{n_1} - \gamma_{s1}) + f_{Rm} \cos(\alpha_R^{n_2} - \gamma_R) - f_{s2} \cos(\alpha_R^{n_2} - \gamma_{s2}) \quad (18)$$

$$\varepsilon_{pq, n_1, n_2}(t) = D(t) - R_T \cos \alpha_T^{n_1} + R_R \cos \alpha_R^{n_2} + R_T - k_p \delta_T \cos(\alpha_T^{n_1} - \theta_T) + R_R - k_q \delta_R \cos(\alpha_R^{n_2} - \theta_R) \quad (19)$$

### 1.3 参考模型及其空时相关函数

由于散射体的位置是无法确定的,因此式(3)中的角度参数只能是离散的独立随机变量,但是当散射体数目  $N_1, N_2, N_3, N_C \rightarrow \infty$  时,离散的角度随机变量  $\alpha_{T(R)}^{n_i}, \beta_{T(R)}^{n_i}$  ( $i=1, 2, 3$ ) 则可以通过给定角度分布,由与之相对应的连续随机变量  $\alpha_{T(R)}^{SB_i}, \beta_{T(R)}^{SB_i}$  ( $i=1, 2, 3$ ) 替代,虽然此时式(3)变为一个具有无穷计算复杂度、不可实现的参考模型,但其可用于 V2V 通信系统的分析与设计,也是实现一个具有合理复杂度仿真模型的起点。

对于角度  $\alpha_T^{SB_1}, \alpha_R^{SB_2}$ , 由于假定信号的  $SB_1$  和  $SB_2$  分量只在水平面上传播,本文使用 Von Mises 分布<sup>[22]</sup> 描述  $\alpha_T^{SB_1}$  和  $\alpha_R^{SB_2}$  的二维分布,其概率密度函数为:

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{e^{k \cos(\alpha - \alpha_0)}}{2\pi I_0(k)} \quad (20)$$

式中:  $\alpha_0 \in [-\pi, \pi]$  为角度的均值方向;  $I_0(\cdot)$  为零阶贝塞尔函数;  $k$  为控制角度集中于均值方向程度的参数,当  $k=0$  时角度均匀分散在各个方向,即角度服从均匀分布,随着  $k$  值的增大,角度的分布方向不断向均值  $\alpha_0$  处集中,分布将趋向于正太分布。本文用  $\alpha_{T(R)}^{SB_1(2)}$  代表  $\alpha_{T(R)}^{SB_1(2)}$  的角度均值,用  $k_{T(R)}^{SB_1(2)}$  代表控制  $\alpha_{T(R)}^{SB_1(2)}$  集中程度的参数。

对于  $SB_3$  分量路径的到达角  $\alpha_R^{SB_3}$  和  $\beta_R^{SB_3}$ , 现有的研究多数采用水平角  $\alpha_R^{SB_3}$  服从 Von Mises 分布,俯仰角服从高斯分布或余弦分布,且两者保持相互独立,但研究表明,对于 MIMO 通信其三维平面上的水平角与俯仰角具有一定相关性<sup>[23]</sup>。本文采用 VMF 分布来表征  $\alpha_R^{SB_3}$  和  $\beta_R^{SB_3}$  的联合角度概率密度分布<sup>[7]</sup>:

$$f_{\alpha, \beta}(\alpha, \beta) = \frac{k \cos \beta \cdot e^{k[\cos \beta_0 \cos \beta \cos(\alpha - \alpha_0) + \sin \beta_0 \sin \beta]}}{4\pi \sinh(k)} \quad (21)$$

式中:  $\alpha, \alpha_0 \in [-\pi, \pi], \beta, \beta_0 \in [-\pi/2, \pi/2], \alpha_0$  和  $\beta_0$  分别代表水平角  $\alpha$  和俯仰角  $\beta$  的角度均值,  $k$  为控制角度集中于均值方向程度的参数。本文用  $\alpha_{R0}^{SB_3}, \beta_{R0}^{SB_3}$  代表  $\alpha_R^{SB_3}, \beta_R^{SB_3}$  的角度均值,用  $k_R^{SB_3}$  代表控制  $\alpha_R^{SB_3}$  和  $\beta_R^{SB_3}$  集中程度的参数。

为了研究多径信道不同链路间在时间和空间上的联系和变化,基于参考模型,下面将推导所提出模型的空间 CCF、时间 ACF 和 DPSD。任意两个时变冲击响应  $h_{pq}(t, t')$  和  $h_{p'q'}(t, t')$  的空-时相关函数可以表示为:

$$\rho_{h_{pq} h_{p'q'}}(\delta_T, \delta_R, t, \tau) = E[h_{pq}(t, t') h_{p'q'}^*(t, t' - \tau)] \quad (22)$$

式中:  $(\cdot)^*$  代表复共轭运算算子;  $E[\cdot]$  代表统计期望

运算算子。由于时变冲激响应的 LOS 分量、SB 分量以及 DB 分量都是相互独立的复高斯过程,因此式(22)可以表示为各分量空-时相关函数的叠加:

$$\rho_{h_{pq} h_{p'q'}}(\delta_T, \delta_R, t, \tau) = \rho_{h_{pq} h_{p'q'}}^{LOS}(\delta_T, \delta_R, t, \tau) + \sum_{i=1}^3 \rho_{h_{pq} h_{p'q'}}^{SB(i)}(\delta_T, \delta_R, t, \tau) + \rho_{h_{pq} h_{p'q'}}^{DB}(\delta_T, \delta_R, t, \tau) \quad (23)$$

由于散射体数目趋于无穷,因此可以使用角度的连续随机变量及其概率分布替代原来的离散随机变量。对于信号的  $SB_3$  分量,其路径的 AAOA 和 EAOA 服从 VMF 分布,将式(5)、(16)、(17)代入式(22)即可得到信号  $SB_3$  分量的空-时相关函数:

$$\rho_{h_{pq} h_{p'q'}}^{SB_3}(\delta_T, \delta_R, t, \tau) = \frac{\eta_{SB_3}}{k(t) + 1}$$

$$\lim_{n_3 \rightarrow \infty} \frac{1}{N_3} \sum_{n_3=1}^{N_3} E[e^{(G^{SB_3(t)} + H^{SB_3(t)})}] = \frac{\eta_{SB_3}}{k(t) + 1}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{(G^{SB_3(t)} + H^{SB_3(t)})} f_{\alpha, \beta}(\alpha_R^{SB_3}, \beta_R^{SB_3}) d\alpha_R^{SB_3} d\beta_R^{SB_3} \quad (24)$$

$$G^{SB_3}(t) = j2\pi \frac{1}{\lambda} [(p' - p)\delta_T \cos(\alpha_T^{SB_3}(t) - \theta_T) \cdot \cos \beta_T^{SB_3}(t) + (q' - q)\delta_R \cos(\alpha_R^{SB_3} - \theta_R) \cos \beta_R^{SB_3}] \quad (25)$$

$$H^{SB_3}(t) = j2\pi \tau f_{SB_3}(t) \quad (26)$$

式中:  $f_{\alpha, \beta}(\alpha_R^{SB_3}, \beta_R^{SB_3})$  为  $\alpha_R^{SB_3}$  和  $\beta_R^{SB_3}$  服从的 VMF 联合概率密度函数。

对于信号的 LOS、 $SB_1$ 、 $SB_2$  和 DB 分量,只需要使用与  $SB_3$  分量空-时相关函数相同的推导方法,即可得到它们的空-时相关函数表达式,将式(5)、(8)、(9)代入式(22)即可得到信号 LOS 分量的空-时相关函数表达式;将式(5)、(10)、(12)和(5)、(11)、(12)分别代入式(22)即可得到信号  $SB_1$  分量和  $SB_2$  分量的空-时相关函数表达式;将式(6)、(18)、(19)代入式(22)即可得到信号 DB 分量的空-时相关函数表达式。

当令参考模型的空时相关函数中的天线单元间距  $\delta_T, \delta_R$  为 0 时,可以得到参考模型的时间 ACF; 当令空时相关函数中的时间间隔  $\tau$  为 0 时,可以得到参考模型的空间 CCF。对时间 ACF 作傅里叶变换即可得到参考模型的正功率谱密度 DPSD:

$$S(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \rho_{h_{pq} h_{p'q'}}(0, 0, t, \tau) \cdot e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (27)$$

## 2 仿真模型

参考模型虽然便于对信道的统计特性进行分析,但其具有无穷大计算复杂度的特性导致其在现实的通信系统内是无法实现的。为了得到一个可以在实际通信系统内应用的信道模型,需要通过选取有限的散射体数目  $N$  并采用合理的角度计算方法得到一个与参考模型相对应

的仿真模型,能够在保持较高仿真精度的同时显著降低计算的复杂度。

文献[24]对现有的角度参数计算方法进行了介绍和比较,发现多普勒频域拓展法非常适合在各向同性条件下使用,但在非各向同性条件下有着较大的计算误差; $L_p$ 范数方法虽然适用于各个条件并且有着较高的仿真精度,但其计算消耗过大,往往是其他方法计算时间的10倍以上;而等面积法不仅适用于各种环境条件,而且有着较高的计算精度和合理的仿真时间,因此本文采用等面积法进行角度参数的确定<sup>[19]</sup>:

$$\begin{cases} \frac{n_1 - 1/4}{N_1} = \int_{\alpha_{T_0}^{SB_1} - \pi}^{\alpha_{T_0}^{SB_1}} f(\alpha_T^{SB_1}) d\alpha_T^{SB_1}, n_1 = 1, 2, \dots, N_1 \\ \frac{n_2 - 1/4}{N_2} = \int_{\alpha_{R_0}^{SB_2} - \pi}^{\alpha_{R_0}^{SB_2}} f(\alpha_R^{SB_2}) d\alpha_R^{SB_2}, n_2 = 1, 2, \dots, N_2 \end{cases} \quad (28)$$

式中: $N_{1(2)}$ 为围绕在 $T_x(R_x)$ 周围圆环上的散射体数目,也为最大仿真次数,通过求解微分方程即可得到 $N_{1(2)}$ 个AAOD(AOA)仿真值 $\alpha_T^{n_1}(\alpha_R^{n_2})$ 。

上述的3种角度计算方法只适用于二维平面上的角度分布,由于角度 $\alpha_R^{n_3}$ 和 $\beta_R^{n_3}$ 具有相关性且分布在三维平面上,因此无法使用上述方法进行角度参数的求解,本文采用MEV法对角度 $\alpha_R^{n_3}$ 和 $\beta_R^{n_3}$ 进行联合求解<sup>[10]</sup>:

$$\begin{cases} \frac{n_3 - 1/4}{N_3} = \int_{\alpha_{R_0}^{SB_3} - \pi}^{\alpha_{R_0}^{SB_3} + \pi} f_{SB_3}(\alpha_R^{SB_3}) d\alpha_R^{SB_3}, n_3 = 1, 2, \dots, N_3 \\ \frac{n_3 - 1/4}{N_3} = \int_{\beta_{R_0}^{SB_3} - \pi}^{\beta_{R_0}^{SB_3} + \pi} f_{SB_3}(\beta_R^{SB_3}) d\beta_R^{SB_3}, n_3 = 1, 2, \dots, N_3 \end{cases} \quad (29)$$

式中: $N_3$ 为椭圆柱上的静态散射体数目; $f_{\alpha_R^{SB_3}}(\alpha_R^{SB_3})$ 和 $f_{\beta_R^{SB_3}}(\beta_R^{SB_3})$ 为VMF联合分布的边缘概率密度函数。通过求解方程即可分别得到 $N_3$ 个仿真值 $\alpha_R^{n_3}$ 和 $\beta_R^{n_3}$ 。

### 3 数值结果与分析

基于推导的信道统计特性,通过MATLAB数值仿真研究信道模型中车流密度、信号收发端行驶方向和散射体行驶速度等参数对信道空-时相关特性的影响,并分析因为忽略EAs与AAs相关性对空间CCF造成的影响,最后通过与实测数据<sup>[19-20]</sup>比较来验证提出的参考模型的合理性。对于仿真模型,通过选取合适的散射体数目,将以参考模型的空间CCF和时间ACF为拟合目标,均方误差为拟合评估来验证模型的实用性。模型中的部分参数设置如下: $M_T = M_R = 2, f_c = 5.9 \text{ GHz}, k_0 = 1.33, R_T = R_R = 15 \text{ m}, D_0 = 1000 \text{ m}, \theta_T = \theta_R = \pi/4, \alpha_{T_0}^{SB_1} = 21.7^\circ, \alpha_{R_0}^{SB_2} = 147.8^\circ, \alpha_{R_0}^{SB_3} = 171.6^\circ, \beta_{R_0}^{SB_3} = 31.6^\circ$ 。

### 3.1 参考模型时间相关特性分析

通信场景的划分对V2V信道模型建立的准确性的与通用性至关重要。文献[14]以散射环境是否符合各向同性为标准对V2V散射场景进行划分以研究不同散射环境下的统计特性,但是在现实车载通信环境中几乎不可能找到真正的各向同性场景,为了更加准确的描述V2V通信的真实散射环境,本文使用车流密度(vehicle traffic density, VTD)对通信场景进行划分。VTD是V2V通信场景中特有的现象,高车流密度(high vehicle traffic density, HVTD)和低车流密度(low vehicle traffic density, LVTD)两种场景的关键参数如表2<sup>[8]</sup>所示。

表2 不同VTD场景的关键参数

Table 2 Key parameters of different scenarios							
VTD	$\eta_{SB1}$	$\eta_{SB2}$	$\eta_{SB3}$	$\eta_{DB}$	$k_T^{SB1}$	$k_R^{SB2}$	$k_R^{SB3}$
HVTD	0.126	0.126	0.063	0.685	0.6	1.3	11.5
LVTD	0.335	0.203	0.411	0.051	9.6	3.6	11.5

HVTD和LVTD场景下的时间ACF如图4和5所示。从图4、5可以发现,信道的时间ACF均随时间 $t$ 而发生变化,这表明本文所建模型可以模拟信道在时域上的非平稳特性。对比图4和5可以发现,车流密度对V2V信道的时间ACF影响显著,在HVTD场景时间ACF随时间的变化更加明显,这意味着在实际V2V通信中,较高的VTD将会带来更加显著的信道非平稳特性,而在空旷的行驶环境下,则可认为V2V信道近似于WSS信道。此外仿真结果表明,在LVTD场景信道有着更高的时间ACF,其原因在于LVTD场景下具有更多的LOS分量,而它能够承载更多的能量。

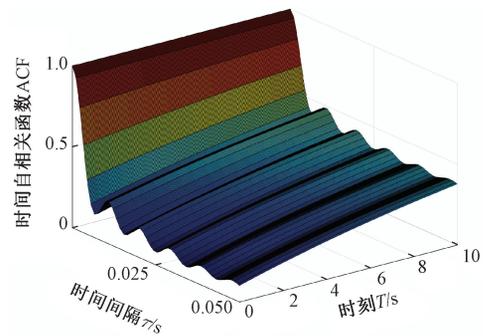


图4 高车流密度下的信道时间自相关函数( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4, \gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6, V_T = V_R = 29 \text{ m/s}, V_{S1} = V_{S2} = 0 \text{ m/s}$ )

Fig. 4 Time ACF of the channel under high vehicle traffic density ( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4, \gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6,$

$V_T = V_R = 29 \text{ m/s}, V_{S1} = V_{S2} = 0 \text{ m/s}$ )

信号接收和信号发端在不同初始距离 $D_0$ 下,非平稳性对时间ACF的影响如图6所示。实验结果表明相比于初始距离较远时,在初始距离较近时信道有着更强的时间自相关性,这意味着此时信号在时间间隔内具有更

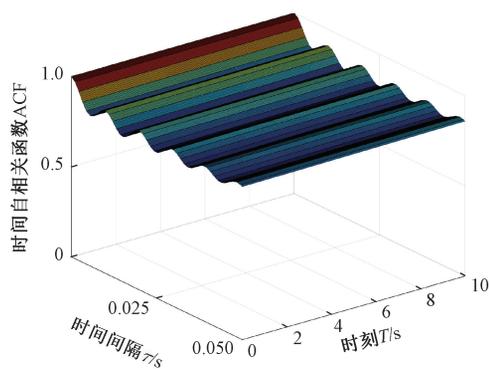


图 5 低车流密度下的信道时间自相关函数( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4$ ,  $\gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s,  $V_{S1} = V_{S2} = 0$  m/s)  
Fig. 5 Time ACF of the channel under low vehicle traffic density ( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4$ ,  $\gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s,  $V_{S1} = V_{S2} = 0$  m/s)

高的相似度;其次,信道的时间 ACF 随着时间  $t$  的推移而不断增大,这与文献[7]的实验现象相一致,验证了所建模型对于非平稳特性刻画的合理性;此外值得注意的是,随着收发端初始距离的增大,因时变特性导致的时间 ACF 的变化显著加强,这意味收信号接收和发送端的初始距离越远,信道受到非平稳特性的影响则越显著。

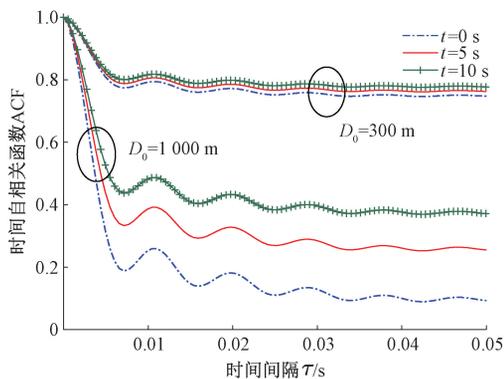


图 6 不同初始距离下信道非平稳性对时间 ACF 的影响 (HVTD,  $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4$ ,  $\gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s,  $V_{S1} = V_{S2} = 0$  m/s)

Fig. 6 Influence of channel non-stationarity on time ACF at different initial distances

在不同时刻下散射体移动速度对时间 ACF 的影响如图 7 所示。仿真结果表明,移动散射体速度与信号收发端移动速度越接近,信道的时间自相关性越强;当周围散射体静止时 ( $V_{S1} = V_{S2} = 0$  m/s),此时与信号收发车辆的速度差达到最大,信道的自相关性最弱;当移动散射体与信号收发车辆保持相对静止时 ( $V_{S1} = V_{S2} = 29$  m/s) 信道的自相关性最强,这种现象的原因在于此时因散射体和信号收发车辆的相对运动而产生的多普勒频移为 0,导致因车辆运动产生的总多普勒频移值较小,以至于信

道可以保持较强的自相关性。进一步分析不同时刻下散射体速度对时间 ACF 的影响(以  $t=0$  s、 $t=5$  s 为例),发现在相同速度值下不同时刻的时间 ACF 完全重合,这是因为假设下的信号接收端和发送端的速度矢量总保持一致,使得信道呈现平稳特性。

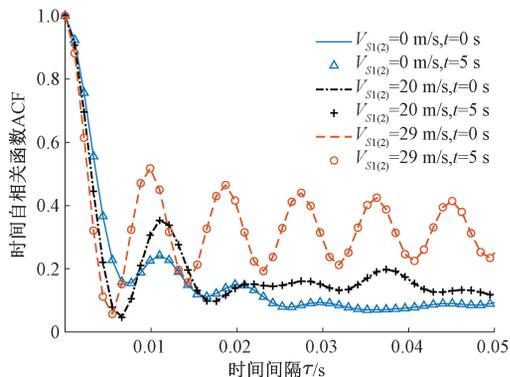


图 7 散射体移动速度对时间 ACF 的影响 (HVTD,  $\gamma_T = \gamma_{S1} = \gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/4$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s)

Fig. 7 The Influence of scatters moving velocity on time ACF (HVTD,  $\gamma_T = \gamma_{S1} = \gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/4$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s)

### 3.2 参考模型空间相关特性分析

空间相关特性影响着通信系统中的误码率、信噪比和信道容量等重要指标,因此针对空间相关性的详细研究对 V2V 通信系统的设计至关重要。HVTD 和 LVTD 场景下的空间 CCF 如图 8 和 9 所示。仿真结果表明,与 LVTD 场景相比,在 HVTD 场景下信道的空间 CCF 随天线单元间距衰减的更加剧烈,这与该场景下的时间 ACF 现象相一致。这意味着在真实 V2V 通信中,HVTD 使信道具有相对小的时间 ACF,但同时也会带来较低的空间 CCF,从而具有更高的空间分集增益能力,因此对于高车流密度带来的信号低相似性与空间高分集增益的权衡是有必要的。

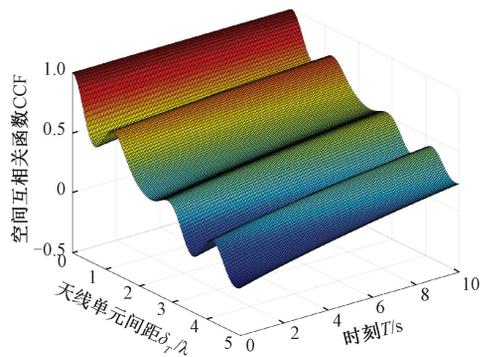


图 8 高车流密度下的信道空间互相关函数( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4$ ,  $\gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s,  $V_{S1} = V_{S2} = 0$  m/s)  
Fig. 8 Space CCF of the channel under high vehicle traffic Density ( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4$ ,  $\gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s,  $V_{S1} = V_{S2} = 0$  m/s)

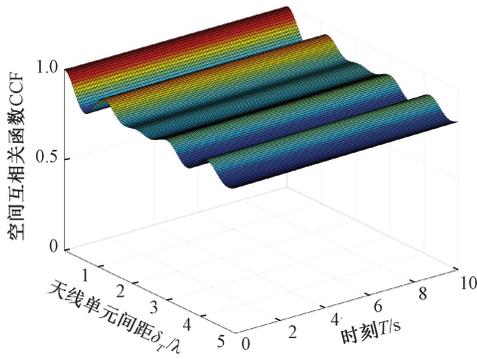


图 9 低车流密度下的信道空间互相关函数 ( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4$ ,  $\gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s,  $V_{S1} = V_{S2} = 0$  m/s)  
 Fig. 9 Space CCF of the channel under low vehicle traffic density ( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4$ ,  $\gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s,  $V_{S1} = V_{S2} = 0$  m/s)

由表 2 可知,在 HVT D 场景下信号的  $SB_3$  分量较小,所以因忽略俯仰角和水平角相关性而造成的误差可基本不计,而在 LVTD 场景,较大的  $SB_3$  分量意味着在垂直平面具有更多电磁波分布,而此时忽略信号俯仰角与水平角的相关性则可能会给信道 CCF 的分析带来较大的误差。忽略俯仰角与水平角相关性对空间 CCF 的影响如图 10 所示,从图 10 可以发现,相比于 EAs、AAs 服从 VMF 联合分布,文献[10]采用 AAs 服从 Von Mises 分布、EAs 服从余弦分布时得到的空间 CCF 更小,其物理意义为在 V2V 信道内忽略 MIMO 系统的 EAs 和 AAs 的相关性会高估信道的空间分集增益,从而导致对信道空间互相关性的低估。此外经计算发现,当  $k_R^{SB3} = 1, 3, 15$  时,两条曲线的均方根误差分别为 0.449%、2.079%、3.173%,这表明随着角度集中程度的加强,因忽略角度相关性所引起的空间 CCF 的误差不断加大。本文采用 VMF 联合分布使得模型更加接近于实际散射环境,但也相应的增加了模型的计算复杂度,在相同的计算条件下,采用 VMF 联合分布和两种独立分布的计算时间分别为 1.463 和 0.862 s,这表明在 HVT D 场景或散射体分布较为均匀时通过忽略 EAs 与 AAs 的相关性以提升计算速度是具有一定的实际意义的,但是在 LVTD 场景,尤其是在静态散射体分布较为集中时,忽略二者的相关性则会引起对信道 CCF 严重的低估,该结论对实际 V2V 通信场景信道模型的建立具有一定指导意义。

信号收发车辆运动方向对信道空间 CCF 的影响如图 11 所示。从图 11 可以发现,不同运动方向下的空间 CCF 在  $t=0$  s 时完全重合,而在  $t=5$  s 时受到运动方向的影响显著,这表明传统的 WSS 信道模型无法捕捉信号收发端运动方向变化对信道空间相关特性的影响,而本文所提出的非平稳信道模型通过引入时变距离、时变莱斯

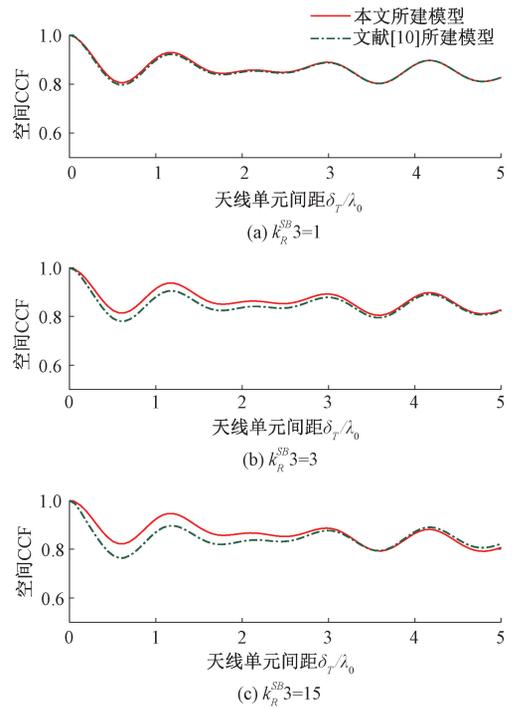


图 10 LVTD 场景忽略俯仰角与水平角相关性对空间 CCF 的影响 ( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4$ ,  $\gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s,  $V_{S1} = V_{S2} = 0$  m/s)

Fig. 10 The influence of ignore the correlation between EAs and AAs on space CCF in LVTD scenario ( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4$ ,  $\gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6$ ,  $V_T = V_R = 29$  m/s,  $V_{S1} = V_{S2} = 0$  m/s)

$K$  因子和时变角度,则可以在  $t$  不为 0 时很好的表征这种影响。值得注意的是,在非平稳状态下当两车以完全相对方向 ( $\gamma_T = 0^\circ$ ,  $\gamma_R = 180^\circ$ ) 运动时,信道产生最高的空间互相关性,而当信号收发车辆作背离运动 ( $\gamma_T = 45^\circ$ ,  $\gamma_R = 30^\circ$ ) 且随时间推移二者距离逐渐增大时,信道将产生较低的空间互相关性,这表明信号收发车辆在作相向运动时的空间相关特性总要大于在作背离运动时的空间相关特性。

### 3.3 模型准确性验证

#### 1) 参考模型准确性验证

图 12(a) 所示为在 LVTD 场景下信道参考模型的 DPSD 与文献[19]的测量数据的比较。文献[19]的实验活动可描述为在亚特兰大市区车流密度较低的高速公路上,相隔 300 m 的两车同向以速度 105 km/h (29 m/s) 行驶,在载波频率 5.9 GHz 条件下测得 DPSD。取文献[19]观测的 DPSD 离散点作为实测数据,设置模型参数与实验条件相匹配,仿真结果表明在 LVTD 下的仿真 DPSD 与高速公路测量数据基本吻合,仿真结果与测量数据的均方根误差为 0.955,验证了本文所建模型的准确性与实用性。图 12(b) 所示为在 HVT D 下信道参考模

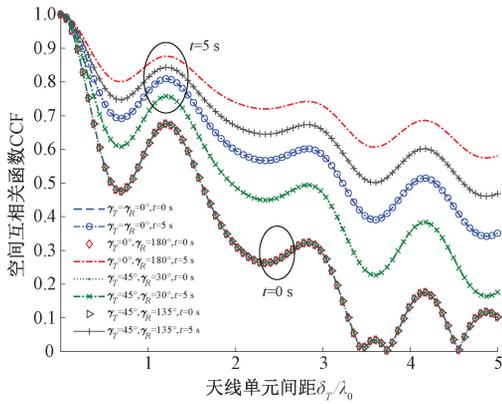


图 11 信号收发车辆运动方向对空间 CCF 的影响

(HVTDT,  $\gamma_T = \gamma_{S1}, \gamma_R = \gamma_{S2}, V_T = 29 \text{ m/s},$   
 $V_R = 10 \text{ m/s}, V_{S1} = V_{S2} = 0 \text{ m/s}$ )

Fig. 11 The influence of the direction of vehicle movement on the space CCF (HVTDT,  $\gamma_T = \gamma_{S1}, \gamma_R = \gamma_{S2},$   
 $V_T = 29 \text{ m/s}, V_R = 10 \text{ m/s}, V_{S1} = V_{S2} = 0 \text{ m/s}$ )

型的 DPSD 与文献[20]的测量数据的比较,其实验活动可以描述为在车流密度较高的城市街道内保持距离在 300 m 以内的两车以不固定速度(速度根据道路实际情况但不超过 54 km/h (10 m/s))行驶,在载波频率为 5.2 GHz 条件下进行测量。取文献[20]观测的 DPSD 离散点作为实测数据,仿真结果表明在 HVTDT 下的仿真 DPSD 值可以较好的拟合城市环境下的 DPSD 测量值,二者的均方根误差为 1.87,相比于在 LVTD 场景下误差略有提升,其原因在于城市街道相比于高速公路行车环境更加复杂,速度变化更加频繁,因此很难选取较为准确的模型参数。上述结果表明,在不同的参数配置下本文模型可以很好的拟合高速公路和城市街道场景下的信道特性,验证了模型的通用性与实用性。

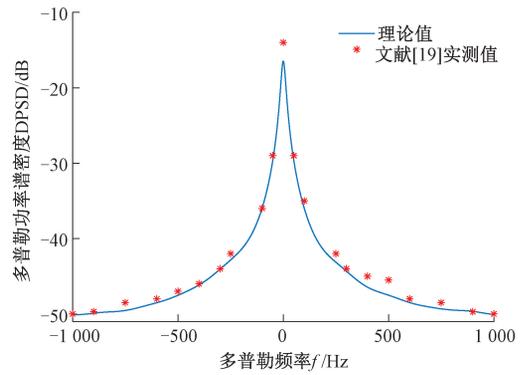
2) 仿真模型准确性验证

在不同散射体数目  $N$  下,参考模型与仿真模型的均方根误差以及仿真时间如表 3 所示。仿真结果显示,随着散射数目的增加,参考模型与仿真模型之间的均方误差不断减小,所消耗的仿真时间也不断增加,即性能越优越的仿真模型伴随着越高的计算复杂度。为了能够得到仿真模型优良性能与计算复杂度的折中,本文选取  $N = 60$  对仿真模型进行数值仿真。

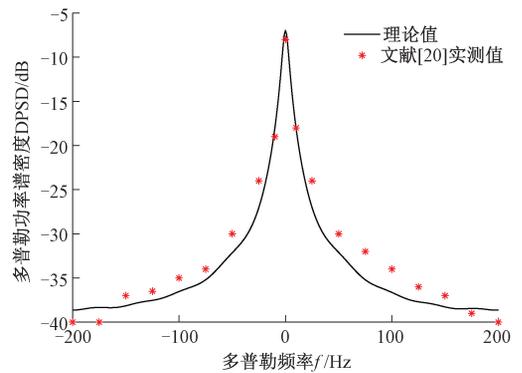
表 3 不同散射体数量下的仿真时间和均方根误差

Table 3 Simulation time and root mean square error under different number of scatters

散射体数目 $N$	30	40	50	60	70	80
仿真时间/s	10.254	14.163	18.203	<b>23.979</b>	30.286	38.526
ACF 均方误差	0.021 5	0.014 1	0.013 0	<b>0.009 6</b>	0.009 4	0.008 7
CCF 均方误差	0.007 2	0.005 5	0.00 41	<b>0.003 2</b>	0.003 0	0.002 9



(a) LVTD 场景理论 DPSD 与高速公路场景下测量 DPSD 比较  
 $(f_c = 5.9 \text{ GHz}, D_0 = 300 \text{ m}, \gamma_T = \gamma_{S1} = \gamma_R = \gamma_{S2} = 0^\circ, V_T = V_R = 29 \text{ m/s}, V_{S1} = V_{S2} = 0 \text{ m/s})$   
 (a) Comparison of LVTD scenario theoretical DPSD and measurement DPSD in highway scenario  
 $(f_c = 5.9 \text{ GHz}, D_0 = 300 \text{ m}, \gamma_T = \gamma_{S1} = \gamma_R = \gamma_{S2} = 0^\circ, V_T = V_R = 29 \text{ m/s}, V_{S1} = V_{S2} = 0 \text{ m/s})$



(b) HVTDT 场景理论 DPSD 与城市街道场景下测量 DPSD 比较  
 $(f_c = 5.2 \text{ GHz}, D_0 = 300 \text{ m}, \gamma_T = \gamma_{S1} = \gamma_R = \gamma_{S2} = 0^\circ, V_T = V_R = 10 \text{ m/s}, V_{S1} = V_{S2} = 0 \text{ m/s})$   
 (b) Comparison of HVTDT scenario theoretical DPSD and measurement DPSD in urban street scenario  
 $(f_c = 5.2 \text{ GHz}, D_0 = 300 \text{ m}, \gamma_T = \gamma_{S1} = \gamma_R = \gamma_{S2} = 0^\circ, V_T = V_R = 10 \text{ m/s}, V_{S1} = V_{S2} = 0 \text{ m/s})$

图 12 不同场景理论 DPSD 与测量 DPSD 比较  
 Fig. 12 Comparison of different scenario theoretical DPSD and measurement DPSD

图 13、14 所示为在不同 VTD 下,  $N = 60$  时信道参考模型和仿真模型的时间 ACF 和空间 CCF。仿真结果表明,不同时刻的仿真模型都可以很好的拟合相应时刻的参考模型,验证了角度计算方法的正确性与合理性,表明了所推导仿真模型的优良性能。

4 结 论

本文针对非各向同性条件下的 V2V 多人多出衰落信道,提出一种基于几何的新型三维非平稳 V2V 随机信道参考模型,并选取散射体数目为 60 开发了相应的仿真模型。在模型中考虑了因信号收发车辆以任意方向和速度运动而引起的多时变参数,使得所建模型可以捕捉信号收发车辆方向变化对信道空间互相关特性的影响。DPSD 理论与实测值的基本一致、仿真模型与参考模型统计特性的高度拟合验证了理论推导的正确性和模型

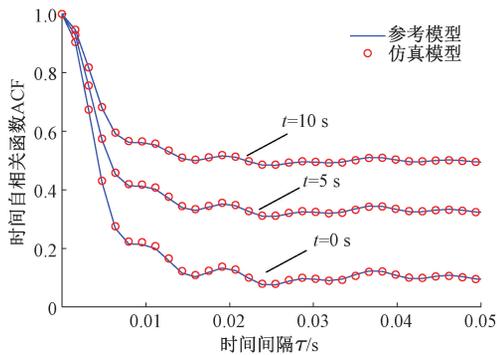


图 13 HVTD 场景下不同时刻参考模型与仿真模型的时间 ACF ( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4, \gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6, V_T = V_{S1} = 29 \text{ m/s}, V_R = V_{S2} = 10 \text{ m/s}$ )

Fig. 13 Time ACF of reference model and simulation model at different times in HVTD scenario

( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4, \gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6, V_T = V_{S1} = 29 \text{ m/s}, V_R = V_{S2} = 10 \text{ m/s}$ )

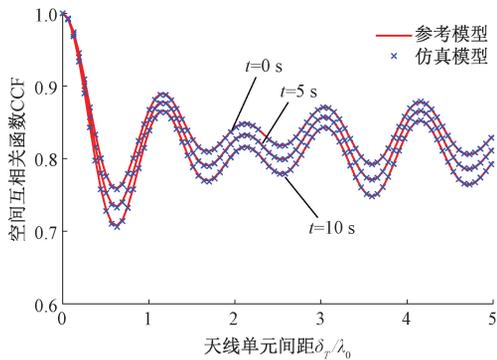


图 14 LVTD 场景下不同时刻参考模型与仿真模型的 CCF ( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4, \gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6, V_T = V_{S1} = 29 \text{ m/s}, V_R = V_{S2} = 10 \text{ m/s}$ )

Fig. 14 Space CCF of reference model and simulation model at different times in LVTD Scenario

( $\gamma_T = \gamma_{S1} = \pi/4, \gamma_R = \gamma_{S2} = \pi/6, V_T = V_{S1} = 29 \text{ m/s}, V_R = V_{S2} = 10 \text{ m/s}$ )

的实用性。

基于本文模型,推导了其空-时相关函数和多普勒功率谱密度的解析表达式,深入研究了信道的非平稳性、散射体移动速度和车辆行驶方向对信道空-时相关特性的影响,仿真结果表明,本文所建模型可以有效模拟 V2V 信道在时延域和阵列域的非平稳特性,通过调节模型参数可以适用于高速公路和城市街道两种典型通信场景;信道的非平稳性、散射体移动速度和车辆行驶方向对信道空-时互相关特性影响显著,当周围散射车辆与信号收发车辆保持相对静止时,信道的时延相关性达到最强;当信号收发车辆相向行驶时,信道的空间互相关性达到最强;在 LVTD 场景下,尤其是在散射体分布较集中时,忽略信号的水平角和俯仰角相关性会造成对空间互相关

特性的低估。本文研究扩展了 V2V 信道建模研究,能够为未来的 V2V 通信系统的设计与分析提供理论指导。

### 参考文献

[ 1 ] WANG C X, BIAN J, SUN J, et al. A survey of 5G channel measurements and models [ J ]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20 ( 4 ) : 3142-3168.

[ 2 ] 罗峰,徐金鹏. 基于车载环境的时间同步协议优化[J]. 仪器仪表学报,2019,40(2):96-104.

LUO F, XU J P. Time synchronization protocol optimization for automotive environment [ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(2) :96-104.

[ 3 ] 李兵,张晓艺,曾文波,等. 基于多簇的几何随机信道建模与仿真[J]. 电子测量与仪器学报,2020,34(4):72-78.

LI B, ZHANG X Y, ZENG W B. Modeling and simulation of geometric random channel based on multi-cluster [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(4) : 72-78.

[ 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 ] CHENG X, LI Y R. A 3-D geometry-based stochastic model for UAV-MIMO wideband nonstationary channels[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6 ( 2 ) :1654-1662.

[ 6 ] WANG C X, HUANG Z W, CHEN S Z. Vehicular communication channel measurement, modelling, and application for beyond 5G and 6G [ J ]. IET Communications, 2019, 13(18) :3044-3051.

[ 7 ] ZHU Q M, YANG Y, CHEN X M, et al. A novel 3D non-stationary vehicle-to-vehicle channel model and its spatial-temporal correlation properties[J]. IEEE Access, 2018(6) :43633-43643.

[ 8 ] CHENG X, YAO Q, WEN M, et al. Wideband channel modeling and intercarrier interference cancellation for vehicle-to-vehicle communication systems [ J ]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(9) :434-448.

[ 9 ] 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.

[ 10 ] 曾文波,何恰刚,李兵,等. 车对车三维信道建模及其空-时相关特性分析[J]. 通信学报, 2019, 40(6) : 116-127.

ZENG W B, HE Y G, LI B, et al. 3D channel modeling and space-time correlation analysis for V2V

- communications [J]. Journal on Communications, 2019, 40(6): 116-127.
- [11] BOBAN M, VINHOZA T V, FERREIRA M, et al. Impact of vehicles as obstacles in vehicular Ad Hoc network [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2011, 29(1): 15-28.
- [12] HE R S, RENAUDIN W, KOLMONEN V M, et al. Vehicle-to-vehicle radio channel characterization in crossroad scenarios[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(8): 5850-5861.
- [13] MA Y Y, YANG L, ZHENG X. A geometry-based non-stationary MIMO channel model for vehicular communications [J]. China Communications, 2018, 15(7): 30-38.
- [14] 尹柏强,侯金波,何怡刚,等. 基于几何随机的非平稳车载信道建模及相关性分析[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(6): 54-62.
- YIN B Q, HOU J B, HE Y G, et al. Modeling and correlation analysis for geometry-based non-stationary vehicle-to-vehicle channel [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(6): 54-62.
- [15] YUAN Y, WANG C X, HE Y, et al. 3D wideband non-stationary geometry-based stochastic models for non-isotropic MIMO vehicle-to-vehicle channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(12): 6883-6895.
- [16] 江浩,张在琛,党建,等. 三维空间非平稳车载几何信道模型的研究分析[J]. 电子学报, 2018, 46(5): 1265-1268.
- JIANG H, ZHANG Z CH, DANG J, et al. Analysis of 3D geometry-based models for non-stationary vehicle-to-vehicle channels [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(5): 1365-1268.
- [17] ZHANG Y, HE Z, ZHANG W, et al. Measurement-based delay and doppler characterizations for high-speed railway hilly scenario [J]. International Journal of Antennas & Propagation, 2014, 2014(2): 1-8.
- [18] BERNADO L, ZEMEN T, TUFVESSON F, et al. Time- and frequency-varying K-factor of non-stationary vehicular channels for safety-relevant scenarios [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2015, 16(2): 1007-1017.
- [19] 何怡刚,许越,李兵,等. 几何散射环境下的车载通信信道建模与分析[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(9): 80-87.
- HE Y G, XU Y, LI B, et al. Modeling and analysis of vehicle communication channels in geometrical scattering environment [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(9): 80-87.
- [20] BIAN J, WANG C X, HUANG J, et al. A 3D wideband non-stationary multi-mobility model for vehicle-to-vehicle MIMO channels [J]. IEEE Access, 2019(7): 32562-32577.
- [21] 季一凡. 高速铁路山地场景下的无线信道建模[D]. 兰州:兰州交通大学, 2019.
- JI Y F. Wireless channel model in high-speed mountain scenes [D]. Lanzhou: Lanzhou Jiaotong University, 2019.
- [22] CHANG H, BIAN J, WANG C X, et al. A 3D non-stationary wideband gbsm for low-altitude UAV-to-ground V2V MIMO channels [J]. IEEE Access, 2019(7): 70719-70732.
- [23] 周杰,朱慧娟,菊池久和. 三维空间域 VMF 分布模型的多天线系统性能[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2017, 47(3): 438-443.
- ZHOU J, ZHU H J, JU CHI J H. Multi-antenna system performance of VMF distribution model based on three-dimensional space [J]. Journal of southeast university (Natural Science Edition), 2017, 47(3): 438-443.
- [24] CHENG X, YAO Q, WANG C X, et al. An improved parameter computation method for a MIMO V2V rayleigh fading channel simulator under non-isotropic scattering environments[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(2): 265-268.

### 作者简介



袁莉芬(通信作者), 2011 年于湖南大学获得博士学位, 现为合肥工业大学教授。主要研究方向为射频识别技术, 智能电网技术, 测试与故障诊断。

E-mail: yuanlifan\_hfut@163.com

**Yuan Lifan** (Corresponding author) received her Ph. D. degree from Hunan University of Technology in 2011. Now she is a professor at Hefei University of Technology. Her main research interests include RFID technology, smart grid technology and Circuit testing technology.



张鹤鸣, 2019 年于郑州轻工业大学获得学士学位, 现为合肥工业大学硕士研究生, 主要研究方向为智能电网无线传感、无线信道建模和仿真。

E-mail: 2840733094@qq.com

**Zhang Heming** received his B. Sc. degree from Zhengzhou University of Light Industry in 2019. Now he is a M. Sc. candidate at Hefei University of Technology. His main research interests include wireless sensor of smart grid and wireless channel modeling and simulation.