

DOI: 10.13382/j.jemi.B1902782

# 基于几何随机的非平稳车载信道建模及相关性分析\*

尹柏强 侯金波 何怡刚 王署东 曾文波 韩睿 韩仕达

(合肥工业大学 电气与自动化工程学院 合肥 230009)

**摘要:** 车载(V2V)通信系统是未来智能交通系统的重要组成部分,其非平稳特性已经在信道测量中得到验证。针对V2V多入多出通信系统,提出一种非平稳双环几何随机信道模型。为了描述信道的非平稳性,将到达角(AOAs)和离开角(AODs)的时变特性引入模型中,推导了模型的空间互相关函数(CCF)和时间自相关函数(ACF)等时变统计特征。此外基于修正等面积法(MMEA),开发了相应的仿真模型,研究了散射环境、移动端的移动状态以及天线偏角对信道统计特性和非平稳性的影响。仿真结果表明,所提模型可以有效模拟V2V信道非平稳性,平稳状态下信道的统计特性与平稳双环模型的统计特性具有一致性,验证了本模型的正确性。

**关键词:** 车载通信;非平稳特性;时变统计特征;修正等面积法

**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

## Modeling and correlation analysis for geometry-based non-stationary vehicle-to-vehicle channel

Yin Baiqiang Hou Jinbo He Yigang Wang Shudong Zeng Wenbo Han Rui Han Shida

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

**Abstract:** Vehicle-to-vehicle (V2V) communication system is an important part of the future intelligent transportation system, and its non-stationary characteristics have been verified in channel measurement. A non-stationary double-ring geometry-based stochastic model is proposed for V2V multiple-input multiple-output communication systems. In order to describe the non-stationarity of the channel, the time-varying characteristics of the angle of arrivals (AOAs) and the angle of departures (AODs) are introduced into the model, the time-varying statistical characteristics such as the spatial cross-correlation function (CCF) and the time autocorrelation function (ACF) of the model are derived. In addition, based on the modified equal area method (MMEA), the corresponding simulation model is developed. The effects of scattering environment, moving state of mobile terminal and antenna deflection on channel statistical characteristics and non-stationarity are studied. Simulation results show that the proposed model can effectively simulate the non-stationarity of the V2V channel and the statistical characteristics of the channel under stationary state are consistent with those of the stationary double-ring model, which verifies the correctness of this model.

**Keywords:** vehicle-to-vehicle communication; non-stationary; time-varying statistical characteristics; the modified equal area method

## 0 引言

随着智能交通系统的深入发展,车载(vehicle-to-vehicle, V2V)通信已经逐步成为研究者关注的热点问题<sup>[1-3]</sup>。有效描述通信环境特征和信号传输特性的信道

模型对于无线通信系统优化和评估至关重要。V2V信道模型与传统的固定到移动(fixed-to-mobile, F2M)蜂窝无线信道模型的区别在于<sup>[4-5]</sup>,一是V2V系统中收发两端的车辆都处于运动状态,二是收发端的天线高度相对较低。因此传统的F2M蜂窝信道模型不能够直接用来分析V2V通信系统发射端和接收端之间的传输特性<sup>[6]</sup>。

收稿日期: 2019-11-25      Received Date: 2019-11-25

\* 基金项目: 国家自然科学基金(61971175, 51777050)、国家自然科学基金重点项目(51637004)、国家重点研发计划“重大科学仪器设备开发”项目(2016YFF0102200)、中央高校基本科研业务费(JZ2019YYPY0025)资助

所以针对 V2V 通信系统,研究其适合的信道模型显得尤为必要。几何随机建模方法由于计算复杂度低、物理意义明确,以及模型参数可修改等特点受到广泛应用<sup>[7-12]</sup>。文献[7-8]分别提出双环模型和椭圆模型,研究了在不同散射环境下的信道的空时相关性。对于特定场景如低车流密度的高速公路、城市隧道和高速铁路,文献[3, 9-10]采用几何随机建模方法建立大规模多输入多输出(multi-input multi-output, MIMO)信道模型。文献[11]提出一种参数可调节的 V2V 信道模型,通过调整信道参数,该模型可以有效分析宏小区、微小区以及微微小区通信环境中 V2V 信道传输特性。然而,上述传统的 V2V 信道模型大都基于广义平稳(wide-sense stationary, WSS)的信道假设。随着信道测量工作的开展,研究发现信道的统计特征呈现出非平稳特性<sup>[12-15]</sup>。因此针对 V2V 通信系统,需要将 WSS 信道模型扩展成非广义平稳(non wide-sense stationary, non-WSS)信道模型,研究非平稳状态下的信道统计特征。

目前已开展了非平稳信道建模相关研究<sup>[16-20]</sup>,文献[16]提出了一种三维空间非平稳 MIMO V2V 莱斯衰落信道模型,研究了接收端运动而发射端相对静止时的信道统计特性。文献[17]针对单环散射环境,提出一种单入单出(single input single output, SISO)非平稳 F2M 信道模型,文献[19]提出一种 non-WSS 瑞利移动到移动(mobile-to-mobile, M2M)信道模型,研究了移动台的速度变化对信道非平稳性的影响。上述模型假设散射体呈 von Mises 概率密度函数分布,从而使得到达角(angle of arrivals, AOAs)和离开角(angle of departures, AODs)是非时变的,然而在实际的 V2V 通信场景中,收发端的运动必将导致 AOAs 和 AODs 随时间变化,因此有必要建立一种具有时变角度参数的新型 V2V 信道模型。

针对上述 V2V 信道模型研究中存在的不足,本方向宏小区通信场景提出一种非平稳双环 MIMO V2V 信道模型。车辆的快速移动导致信道呈现非平稳特性,本文推导出因移动端的运动产生的时变角度和时变路径距离,并将相应时变参量引入到模型中,建立一种新型非平稳双环 MIMO V2V 信道模型。基于该模型,首先推导了信道的非平稳时变统计特征,如时变空间互相关函数(cross-correlation function, CCF)和时间自相关函数(autocorrelation function, ACF)。其次在初始角度谱服从 von Mises 分布的条件下,研究了各向同性散射和各向异性散射环境下信道的时变 CCF 和 ACF。最后分析了移动端的速度和天线阵列方向角对信道空间相关性和非平稳性的影响。本文研究扩展了 V2V 非平稳信道建模方法,对 V2V 通信系统设计具有实际应用价值。

## 1 非平稳双环 MIMO V2V 信道模型

实际通信场景下 V2V 双环散射模型如图 1 所示,该模型包含一个移动发射端  $O_T$  和一个移动接收端  $O_R$ ,并且在  $O_T$  和  $O_R$  周围分布有独立的有效散射体。我们假设这些散射体是分布在以  $O_T$  和  $O_R$  为圆心的圆环上。此外,在  $O_T$  和  $O_R$  两端分别设置有  $M_T$  和  $M_R$  根均匀线性全向天线,天线高度相对于车辆高度忽略不计。从散射模型推导出的非平稳双环 MIMO V2V 几何随机信道模型如图 2 所示, $O_T$  和  $O_R$  是初始时刻移动端的所处位置, $O_T'$  和  $O_R'$  是时刻  $t$  时移动端到达的位置。由图 2,  $A_T^{(l)}$  表示发射端  $O_T$  第  $l$  根天线阵元,  $A_R^{(k)}$  表示接收端  $O_R$  第  $k$  根天线阵元,其中  $l=1, 2, \dots, M_T, k=1, 2, \dots, M_R$ 。  $O_T$  和  $O_R$  两端天线之间的距离分别由  $\delta_T$  和  $\delta_R$  表示,天线阵列的方向角由  $\alpha_T$  和  $\alpha_R$  表示。发射端  $O_T$  的移动速度用矢量  $v_T$  表示,接收端  $O_R$  的移动速度用矢量  $v_R$  表示,它们在水平面上与  $x$  轴的夹角分别用  $\beta_T, \beta_R$  表示。发射端  $O_T$  和接收端  $O_R$  之间的距离为  $D$ ,并且  $O_T$  周围有  $M$  个有效散射体随机分布在以  $R_T$  为半径的圆环上,第  $m$  个有效散射体用  $S_T^{(m)}$  表示;  $O_R$  周围有  $N$  个有效散射体随机分布在以  $R_R$  为半径的圆环上,第  $n$  个有效散射体用  $S_R^{(n)}$  表示。此外在非视距条件下,考虑无线信号在散射体间的双反射传播机制,即无线信号从发射端  $O_T$  发出,经散射体  $S_T^{(m)}$  和  $S_R^{(n)}$  作用后到达接收端  $O_R$ ,初始时刻的离开角 AODs 和到达角 AOAs 分别用  $\Phi_T^{(m)}, \Phi_R^{(n)}$  表示,则有:

$$\Phi_T^{(m)} = \text{atan2}(y_m, x_m) \quad (1)$$

$$\Phi_R^{(n)} = \text{atan2}(b_n, a_n) \quad (2)$$

式中:  $\text{atan2}(y, x)$  表示四象限反正切函数;  $(x_m, y_m)$  表示在  $xO_Ty$  坐标系中散射体  $S_T^{(m)}$  的坐标;  $(a_n, b_n)$  表示在  $aO_Rb$  坐标系中散射体  $S_R^{(n)}$  的坐标, AODs 和 AOAs 的角度范围在  $-\pi$  和  $\pi$  之间,即  $\Phi_T^{(m)} \in [-\pi, \pi), \Phi_R^{(n)} \in [-\pi, \pi)$ 。

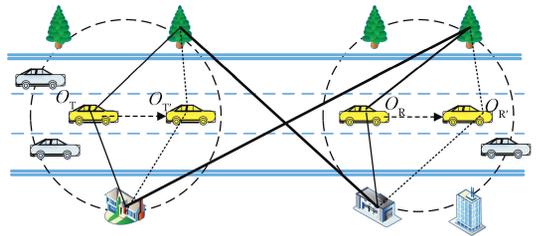


图1 V2V 双环散射模型

Fig. 1 V2V double-ring scattering model

从图 2 可以看出,经过时间  $t$  发射端  $O_T$  运动到位置  $O_T'$ ,接收端  $O_R$  运动到  $O_R'$ ,从而使得离开角 AODs 和到达角 AOAs 随移动端的运动而发生改变,时变离开角 AODs 和时变到达角 AOAs 可以表示为:

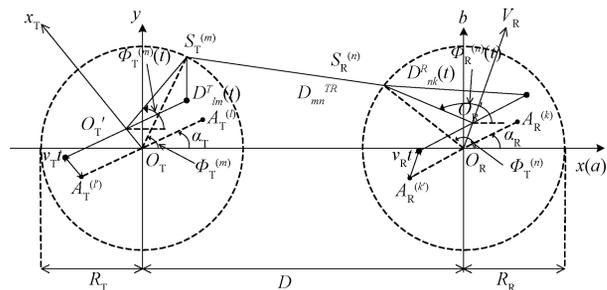


图 2 非平稳双环 MIMO V2V 几何随机信道模型

Fig. 2 Double-ring geometry-based stochastic model for MIMO V2V non-stationary channels

$$\Phi_T^{(m)}(t) = \text{atan2}(y_m - D_{O_T O_T'}, x_m - D_{O_T O_T'} \cos \beta_T) \quad (3)$$

$$\Phi_R^{(n)}(t) = \text{atan2}(b_n - D_{O_R O_R'}, a_n - D_{O_R O_R'} \cos \beta_R) \quad (4)$$

利用泰勒级数将  $\Phi_T^{(m)}(t)$  和  $\Phi_R^{(n)}(t)$  展开成:

$$\Phi_T^{(m)}(t) = \Phi_T^{(m)}(t_0) + (t - t_0) \frac{d}{dt} \Phi_T^{(m)}(t) \Big|_{t=t_0} + \dots \quad (5)$$

$$\Phi_R^{(n)}(t) = \Phi_R^{(n)}(t_0) + (t - t_0) \frac{d}{dt} \Phi_R^{(n)}(t) \Big|_{t=t_0} + \dots \quad (6)$$

其中,  $D_{O_T O_T'} = v_T t$  表示经历时间  $t$  后发射端移动的距离,  $D_{O_R O_R'} = v_R t$  表示经历时间  $t$  后接收端移动的距离。令  $t_0 = 0$  并利用泰勒级数的前两项则可得近似线性时变 AODs 和 AOAs, 即:

$$\Phi_T^{(m)}(t) \approx \Phi_T^{(m)} + k_T t \quad (7)$$

$$\Phi_R^{(n)}(t) \approx \Phi_R^{(n)} + k_R t \quad (8)$$

其中:

$$k_T = \frac{v_T}{R_T} \sin(\Phi_T^{(m)} - \beta_T) \quad (9)$$

$$k_R = \frac{v_R}{R_R} \sin(\Phi_R^{(n)} - \beta_R) \quad (10)$$

非平稳 MIMO 衰落信道的冲激响应可以描述成矩阵形式  $H(t) = [h_{lk}(t)]_{M_T \times M_R}$ , 由发射端  $O_T$  第  $l$  根天线阵元到接收端  $O_R$  第  $k$  根天线阵元的离散复信道增益  $h_{lk}(t)$  为:

$$h_{lk}(t) = \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N e^{j[\theta_{mn} - k_T^{(m)} r_T - k_R^{(n)} r_R - k_0 D_{lk}^{mn}(t)]} \quad (11)$$

式中:  $\theta_{mn}$  表示的是随机相位偏移, 它由平面波与散射体  $S_T^{(m)}$  和  $S_R^{(n)}$  相互作用产生, 均匀分布在  $[-\pi, \pi]$  上。

$k_T^{(m)} r_T$  和  $k_R^{(n)} r_R$  分别表示发射端和接收端的移动而产生的相位变化, 可以表示成:

$$k_T^{(m)} r_T = -2\pi f_{Tmax} \cos(\Phi_T^{(m)}(t) - \beta_T) t \quad (12)$$

$$k_R^{(n)} r_R = -2\pi f_{Rmax} \cos(\Phi_R^{(n)}(t) - \beta_R) t \quad (13)$$

其中, 移动端的最大多普勒频移为  $f_{Tmax} = v_T / \lambda$ ,  $f_{Rmax} = v_R / \lambda$ ,  $\lambda$  是载波波长。  $k_0 D_{mn} l k(t)$  是接受信号在整个传播距离上产生的相位变化, 可以表示成:

$$k_0 D_{lk}^{mn}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} [D_{lm}^T(t) + D_{mn}^{TR} + D_{nk}^R(t)] \quad (14)$$

由于收发端的移动, 天线单元  $A_T^{(l)}$ 、 $A_R^{(k)}$  分别到散射体  $S_T^{(m)}$ 、 $S_R^{(n)}$  的路径长度是一个时变的量, 分别用  $D_{lm}^T(t)$  和  $D_{nk}^R(t)$  表示; 而散射体  $S_T^{(m)}$  和  $S_R^{(n)}$  之间的距离用  $D_{mn}^{TR}$  表示。假设  $D \gg \max\{R_T, R_R\}, \min\{R_T, R_R\} \gg \max\{\delta_T, \delta_R\}$ , 根据文献[7], 各个路径距离可近似表示如下:

$$D_{lm}^T(t) \approx D_{S_T O_T}(t) - k_l \delta_T \cos(\Phi_T^{(m)}(t) - \alpha_T) \quad (15)$$

$$D_{mn}^{TR} \approx D + R_R \cos(\Phi_R^{(n)}) - R_T \cos(\Phi_T^{(m)}) \quad (16)$$

$$D_{nk}^R(t) \approx D_{S_R O_R}(t) - k_k \delta_R \cos(\Phi_R^{(n)}(t) - \alpha_R) \quad (17)$$

其中,  $k_l = 0.5M_T - l + 0.5$ ,  $k_k = 0.5M_R - k + 0.5$ 。  $D_{S_T O_T}(t)$  表示发射端  $O_T$  第  $m$  个散射体到  $O_T$  的时变距离, 由正弦定理可将其写成:

$$D_{S_T O_T}(t) = R_T \frac{\sin(\Phi_T^{(m)} - \beta_T)}{\sin(\Phi_T^{(m)}(t) - \beta_T)} \quad (18)$$

式(17)中  $D_{S_R O_R}(t)$  表示接收端  $O_R$  第  $n$  个散射体到  $O_R$  的时变距离, 表示成:

$$D_{S_R O_R}(t) = R_R \frac{\sin(\Phi_R^{(n)} - \beta_R)}{\sin(\Phi_R^{(n)}(t) - \beta_R)} \quad (19)$$

将式(12) ~ (19)代入式(11), 可以得到非平稳 MIMO V2V 信道的第  $l$  根天线  $A_T^{(l)}$  到第  $k$  根天线  $A_R^{(k)}$  传输链路的复信道增益  $h_{lk}(t)$ :

$$h_{lk}(t) = \frac{1}{\sqrt{MN}} \cdot \quad (20)$$

$$\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{lm}(t) b_{nk}(t) e^{j[2\pi f_{lm}^T(t) + 2\pi f_{nk}^R(t) + \theta_{mn} + \theta_0(t)]}$$

式中:

$$a_{lm}(t) = e^{j2\pi k_l \frac{\delta_T}{\lambda} \cos(\Phi_T^{(m)}(t) - \alpha_T)} \quad (21)$$

$$b_{nk}(t) = e^{j2\pi k_k \frac{\delta_R}{\lambda} \cos(\Phi_R^{(n)}(t) - \alpha_R)} \quad (22)$$

$$f_m^T(t) = f_{Tmax} \cos(\Phi_T^{(m)}(t) - \beta_T) \quad (23)$$

$$f_n^R(t) = f_{Rmax} \cos(\Phi_R^{(n)}(t) - \beta_R) \quad (24)$$

$$\theta_0(t) = -\frac{2\pi}{\lambda} [D + R_R \cos(\Phi_R^{(n)}) - R_T \cos(\Phi_T^{(m)}) +$$

$$D_{S_T O_T}(t) + D_{S_R O_R}(t)] \quad (25)$$

对于本文提出的非平稳双环 MIMO V2V 信道模型, 假设初始时刻散射体数目有无穷多个, 即  $M \rightarrow \infty, N \rightarrow \infty$ , 那么离散角度 AODs  $\Phi_T^{(m)}$  和 AOAs  $\Phi_R^{(n)}$  分别可以替换成服从一定概率密度函数的连续随机变量  $\Phi_T$  和  $\Phi_R$ 。通常对  $\Phi_T$  和  $\Phi_R$  的建模有均匀分布、高斯分布、拉普拉斯分布以及 Von Mises 分布等<sup>[21]</sup>。其中 Von Mises 分布不仅具有数学易处理的优势, 而且能够通过简单修改相

关参数近似成其他分布,因此 von Mises 分布能够胜任模拟实际 V2V 通信场景中的各种散射体分布情况。本文采用该分布对 V2V 通信场景下的  $\Phi_T$  和  $\Phi_R$  建模, Von Mises 分布概率密度函数为:

$$f(\varphi) = \frac{1}{2\pi I_0(\kappa)} e^{\kappa \cos(\varphi - \mu)}, \varphi \in [-\pi, \pi] \quad (26)$$

式中:  $\mu \in [-\pi, \pi]$  表示 AODs 和 AOAs 的角度均值;  $I_0(\kappa)$  是零阶修正 Bessel 函数, 参数  $\kappa (\kappa \geq 0)$  是集中因子, 表示角度  $\varphi$  趋向于均值  $\mu$  的程度。当  $\kappa = 0$  时, 散射环境是各向同性的, 散射体服从均匀分布; 当  $\kappa > 0$  时, 散射环境是各向异性的, 散射体会集中在以  $\mu$  为值的角度附近。离开角 AODs  $\Phi_T$  和到达角 AOAs  $\Phi_R$  的概率密度函数分别为  $f(\varphi_T)$ 、 $f(\varphi_R)$ 。其中,  $f(\varphi_T)$  概率密度函数的角度均值和集中因子用  $\mu_T$ 、 $\kappa_T$  表示,  $f(\varphi_R)$  概率密度函数的角度均值和集中因子用  $\mu_R$ 、 $\kappa_R$  表示。

## 2 非平稳双环信道模型的时变相关特性

### 2.1 空间互相关函数 CCF

WSS 信道的空时相关函数仅仅与阵元间距  $\delta_T$ 、 $\delta_R$  和时延  $\tau$  有关, 而非平稳信道的空时相关函数不仅与  $\delta_T$ 、 $\delta_R$ 、 $\tau$  有关, 还和时间  $t$  有关。本文以一个  $2 \times 2$  均匀线性天线阵列为例, 研究信道  $h_{11}(t)$  和信道  $h_{22}(t)$  之间的空时相关性。其中空间相关函数定义为  $\rho_{11,22}(\delta_T, \delta_R; t) = E\{h_{11}(t)h^*_{22}(t)\}$ ,  $E\{\cdot\}$  表示求期望,  $*$  表示取复数共轭。由定义可得出时变空间 CCF:

$$\begin{aligned} \rho_{11,22}(\delta_T, \delta_R; t) = & \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M E\{\exp(j2\pi \frac{\delta_T}{\lambda} \cos(\Phi_T^{(m)}(t) - \alpha_T))\} \cdot \\ & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N E\{\exp(j2\pi \frac{\delta_R}{\lambda} \cos(\Phi_R^{(n)}(t) - \alpha_R))\} \end{aligned} \quad (27)$$

由于接收端和发射端的散射环境是相互独立的, 所以时变空间 CCF 可写成发射端 CF 和接收端 CF 的乘积形式:

$$\rho_{11,22}(\delta_T, \delta_R; t) = \rho_T(\delta_T; t) \cdot \rho_R(\delta_R; t) \quad (28)$$

针对文献[7]提出的 WSS 双环模型, 其假设 AOAs 和 AODs 都是非时变的, 对应到本文提出的非平稳信道模型, 可令  $k_T = 0$ ,  $k_R = 0$ , 此时信道的时变空间 CCF 式(28)退化文献[7]中式(38)。

### 2.2 时间自相关函数 ACF

信道  $h_{11}(t)$  的时间自相关函数定义为  $R(\tau; t) = E\{h_{11}(t+\tau/2)h^*_{11}(t-\tau/2)\}$ , 由定义可得出信道的时变 ACF:

$$R_{11}(\tau; t) = \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N E\{A(\tau; t)B(\tau; t)C(\tau; t)\} \quad (29)$$

其中:

$$A(\tau; t) = e^{j2\pi[f_m^T(t+\frac{\tau}{2})(t+\frac{\tau}{2}) - f_m^T(t-\frac{\tau}{2})(t-\frac{\tau}{2})]} \quad (30)$$

$$B(\tau; t) = e^{j2\pi[f_n^R(t+\frac{\tau}{2})(t+\frac{\tau}{2}) - f_n^R(t-\frac{\tau}{2})(t-\frac{\tau}{2})]} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} C(\tau; t) = & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[D_{S_T O_T}(t+\frac{\tau}{2}) - D_{S_T O_T}(t-\frac{\tau}{2})]} \cdot \\ & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[D_{S_R O_R}(t+\frac{\tau}{2}) - D_{S_R O_R}(t-\frac{\tau}{2})]} \end{aligned} \quad (32)$$

同理, 时变 ACF 也可以由发射端 ACF 和接收端 ACF 来表示:

$$R_{11}(\tau; t) = R_T(\tau; t) \cdot R_R(\tau; t) \quad (33)$$

在 WSS 信道假设下有  $k_T = 0$ ,  $k_R = 0$ , 此时有:

$$A(\tau; t) = e^{-j2\pi f_{Tmax} \cos(\Phi_T^{(m)} - \beta_T) \tau} \quad (34)$$

$$B(\tau; t) = e^{-j2\pi f_{Rmax} \cos(\Phi_R^{(n)} - \beta_R) \tau} \quad (35)$$

$$C(\tau; t) = 1 \quad (36)$$

那么, 信道的时变 ACF 式(29)退化文献[7]中式(39)。

从上面推导结果可以看出, 非平稳信道模型的空时相关函数是时变的, 而在 WSS 的信道假设下, 非平稳双环模型退化平稳模型, 此时的信道统计特征不再随时间变化。

## 3 数值仿真与分析

这一部分将研究在各向同性和各向异性散射环境下提出的 non-WSS 信道模型的时变统计特性和非平稳性。修正等面积法(modified equal area method, MMEA)能够同时满足各向同性散射和各向异性散射条件下仿真参数  $\Phi_T^{(m)}$  和  $\Phi_R^{(n)}$  的计算, 因此采用 MMEA 来计算得出初始时刻的 AODs  $\Phi_T^{(m)}$  和 AOAs  $\Phi_R^{(n)}$ :

$$\frac{m-1/4}{M} - \int_{-\pi}^{\Phi_T^{(m)}} f(\varphi_T) d\varphi_T = 0 \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (37)$$

$$\frac{n-1/4}{N} - \int_{-\pi}^{\Phi_R^{(n)}} f(\varphi_R) d\varphi_R = 0 \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (38)$$

式中:  $M$ 、 $N$  分别表示分布在发射端和接收端的有效散射体数目, 考虑到模型的复杂度和仿真精度, 本文假设散射体的数目为  $M = N = 20$ 。仿真模型中的相关参数选择如下:  $f_c = 5.4$  GHz,  $f_{Tmax} = f_{Rmax} = 100$  Hz,  $\alpha_T = \alpha_R = \pi/2$ ,  $\beta_T = \beta_R = 0$ ,  $R_T = R_R = 50$  m。移动端散射环境参数设置为  $\mu_T = \pi/6$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_R = 2\pi/3$ ,  $\kappa_R = 10$ 。第2节对非平稳信道模型的相关分析已经表明, 信道的时变空间 CCF 可以写成发射端的空间 CF 和接收端的空间 CF 的乘积形式, 因此下面对发射端时变空间 CF 进行仿真分析, 对接收端的空间 CF 的分析方法与之类似。同样地, 对信道时变 ACF 的分析也以发射端的时间 CF 为参考。

不同时刻,本文提出的非平稳信道模型和文献[7]模型的发射端的空间 CF 的绝对值比较如图 3 所示。从图 3 可以看出,non-WSS 信道的空间 CF 随时间的变化而变化。这与文献[7]的研究结果明显不同,文献[7]WSS 信道模型的空间相关函数仅仅与天线间距有关,而与时刻无关。这表明提出的模型在空间域上能够模拟 V2V 信道的非平稳特性。此外随着天线间距的增大,non-WSS 信道的空间相关性是逐渐减小的。这一观察结果与文献[7]WSS 信道模型的研究保持一致,这是因为天线阵列的间距越大,则 MIMO 系统中天线之间的相互影响就越小,信道的空间相关性也就越小。

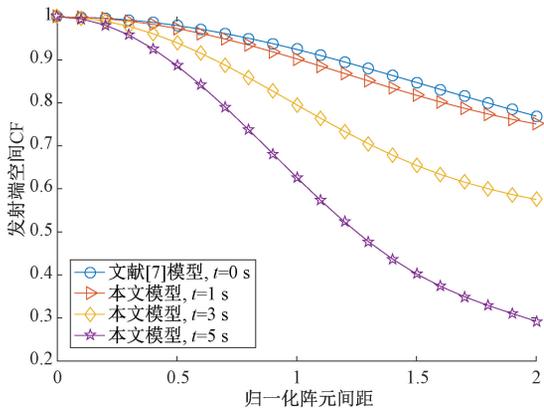


图 3 不同时刻发射端的空间相关函数 ( $f_{Tmax} = 100 \text{ Hz}$ ,  $\alpha_T = \pi/2$ ,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/2$ )

Fig. 3 The transmit space correlation function at different times ( $f_{Tmax} = 100 \text{ Hz}$ ,  $\alpha_T = \pi/2$ ,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/2$ )

图 4~6 所示为天线方向角  $\alpha_T = \pi/2$  时不同散射环境下 non-WSS 信道的空间相关函数。图 4 为各向同性散射环境下信道发射端的空间相关函数的三维变化情况,图 5 和 6 是角度均值  $\mu_T = 0$  和  $\mu_T = \pi/2$  时各向异性散射环境下信道发射端的空间相关函数的三维变化情况。对比图 4 和 5、6 可以看出,随着天线间距的变化,信道的空间相关性在各向同性散射环境下比在各向异性散射环境下的波动更加剧烈。同时对图 5 和 6 可以看出,在各向异性散射环境下,散射体分布在  $\mu_T = 0$  附近时信道的空间相关函数衰落要快于散射体分布在  $\mu_T = \pi/2$  时信道的空间相关函数,即当  $\mu_T$  垂直于  $\alpha_T$  时信道的空间 CF 衰落较快。另外,从图 5 还可以看出,当归一化阵元间距  $\delta_T/\lambda > 1$  时,信道的空间 CF 快速衰落到 0.1 以下。这些现象有助于在各向异性散射环境中通过调节  $\alpha_T$  和  $\delta_T$  来得到较小的信道空间相关性,同时对实际 V2V 通信系统中的天线设计具有参考意义。

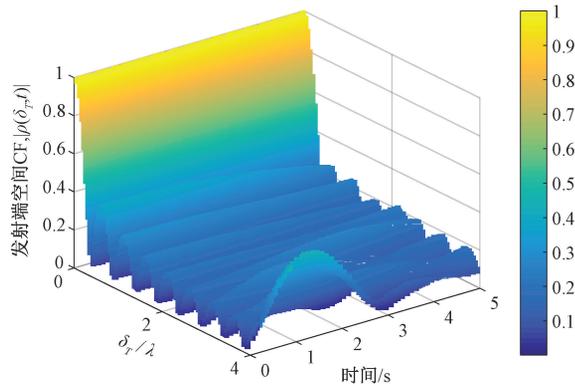


图 4 各向同性散射条件下 non-WSS 信道的发射端的空间相关函数 ( $f_{Tmax} = 100 \text{ Hz}$ ,  $\alpha_T = \pi/2$ ,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 0$ )

Fig. 4 The transmit space CF of the non-WSS channel under isotropic scattering condition ( $f_{Tmax} = 100 \text{ Hz}$ ,  $\alpha_T = \pi/2$ ,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 0$ )

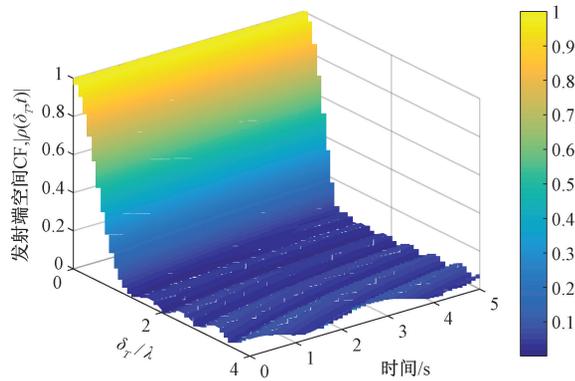


图 5 各向异性散射条件下 non-WSS 信道发射端的空间相关函数 ( $f_{Tmax} = 100 \text{ Hz}$ ,  $\alpha_T = \pi/2$ ,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = 0$ )

Fig. 5 The transmit space CF of the non-WSS channel under non-isotropic scattering condition ( $f_{Tmax} = 100 \text{ Hz}$ ,  $\alpha_T = \pi/2$ ,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = 0$ )

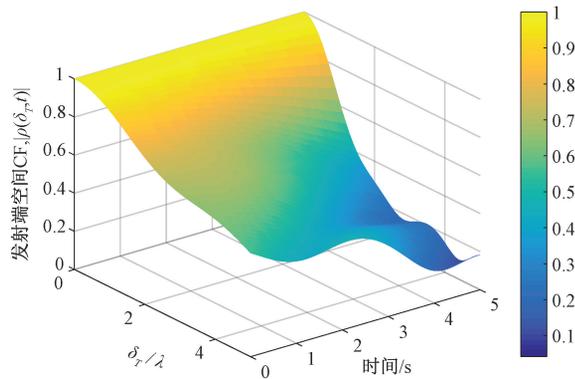


图 6 各向异性散射条件下 non-WSS 信道发射端的空间相关函数 ( $f_{Tmax} = 100 \text{ Hz}$ ,  $\alpha_T = \pi/2$ ,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/2$ )

Fig. 6 The transmit space CF of the non-WSS channel under non-isotropic scattering condition ( $f_{Tmax} = 100 \text{ Hz}$ ,  $\alpha_T = \pi/2$ ,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/2$ )

不同时刻本文提出的非平稳信道模型和文献[7]模型的发射端的时间 CF 的绝对值比较如图 7 所示。与 WSS 信道不同的是, non-WSS 信道的时间 CF 随时间的变化而变化, 而文献[7] WSS 信道模型的时间 CF 仅仅与时延相关而与时间无关。图 8~9 和 10 所示为  $\beta_T = 0$  时不同散射环境下提出的 non-WSS 信道的时间 CF。从图中均可以看出来发射端的时间 CF 随着时间变化, 表明本文提出的 non-WSS 信道模型在时延域上能够对 V2V 信道的非平稳性建模。对比图 8 和 9、10 可以看出, 信道的时间相关性在各向同性散射环境比在各向异性散射环境下的波动更加剧烈。同时对比图 9 和 10, 在各向异性散射环境中, 散射体分布在  $\mu_T = \pi/2$  附近时信道的时间相关函数衰落要快于散射体分布在  $\mu_T = 0$  附近时信道的时间相关函数, 即当  $\mu_T$  垂直于  $\beta_T$  时信道的时间 CF 衰落较快。因此在实际的 V2V 通信中, 可以综合考虑  $\mu_T$  和  $\beta_T$  来得到较小的信道时间相关性。

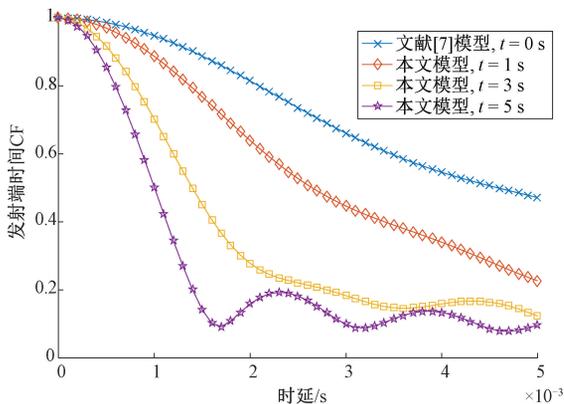


图 7 不同时刻发射端的时间相关函数  
( $f_{Tmax} = 300$  Hz,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/6$ )

Fig. 7 The transmit time correlation function at different times  
( $f_{Tmax} = 300$  Hz,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/6$ )

图 11 所示为移动端的的速度对 non-WSS 信道空间相关性的影响。传统 WSS 信道并不能捕获移动端的的速度变化对信道空间相关性的影响。而本文提出的 non-WSS 信道模型通过引入时变角度 AOA 和 AODs, 能够很好地解决这一问题。由前面分析可知, 当  $t = 0$  s 时, 本文提出的 non-WSS 信道模型退化成 WSS V2V 模型, 因此  $t = 0$  s 时的信道空间相关性不会随移动端的的速度变化而变化。图 11 所示为  $t = 0$  s 时刻不同最大多普勒频移下信道的空间相关性的一致性, 验证了 WSS 信道的结论, 同时也表明 WSS 双环信道模型是本文提出的模型在  $t = 0$  s 时的一种特殊形式。

从图 11 还可以看出,  $t = 5$  s 时的信道空间相关性随发射端的速度变化的情况, 发射端的最大多普勒频移为  $f_{Tmax} = 200$  Hz 时的信道空间 CF 随天线间距变化最明显,

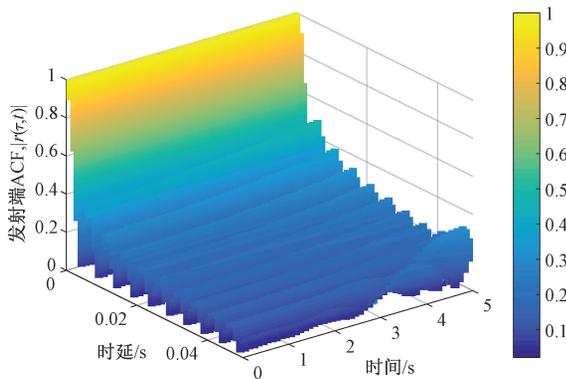


图 8 各向同性散射条件下 non-WSS 信道发射端的时间相关函数( $f_{Tmax} = 100$  Hz,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 0$ )

Fig. 8 The transmit time CF of the non-WSS channel under isotropic scattering condition ( $f_{Tmax} = 100$  Hz,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 0$ )

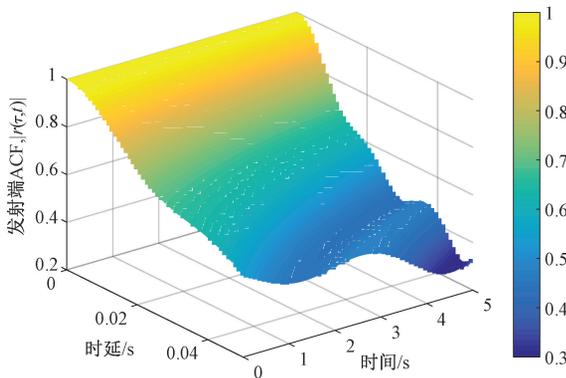


图 9 各向异性散射条件下 non-WSS 信道发射端的时间相关函数( $f_{Tmax} = 100$  Hz,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = 0$ )

Fig. 9 The transmit time CF of the non-WSS channel under non-isotropic scattering condition ( $f_{Tmax} = 100$  Hz,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = 0$ )

而发射端的最大多普勒频移为  $f_{Tmax} = 50$  Hz 时的 CCF 随天线间距变化最平缓。这是因为发射端的速度越大, 伴随着越大的多普勒频移, 导致了散射环境的快速变化, 从而引起较大的信道空间相关性变化。

图 12 所示为各向异性散射环境下发射端天线阵列方向角  $\alpha_T$  对 non-WSS 信道的空间相关性的影响。从图 12 可以看出, 当天线阵列方向角  $\alpha_T$  垂直于 AODs 均值  $\mu_T$  时, non-WSS 信道发射端的空间相关性最小。这与不同散射环境对信道空间相关性的影响的讨论中得出的结论是一致的。对 MIMO 通信系统来说, 信道的空间相关性越小, 空间多样性越大, 则 MIMO 系统性能越好。理论上, 可以通过增大发射端的天线阵列间距, 降低信道空间相关性, 来得到较好的系统性能。但是实际的天线阵列难以保证足够的空间大小, 这时可以考虑调节天线阵

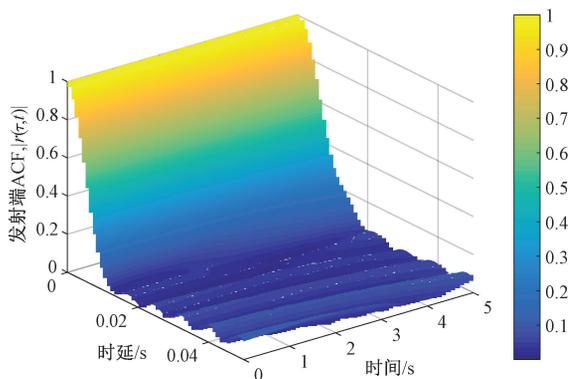


图 10 各向异性散射条件下 non-WSS 信道发射端的时间相关函数( $f_{Tmax} = 100$  Hz,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/2$ )

Fig. 10 The transmit time CF of the non-WSS channel under non-isotropic scattering condition ( $f_{Tmax} = 100$  Hz,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/2$ )

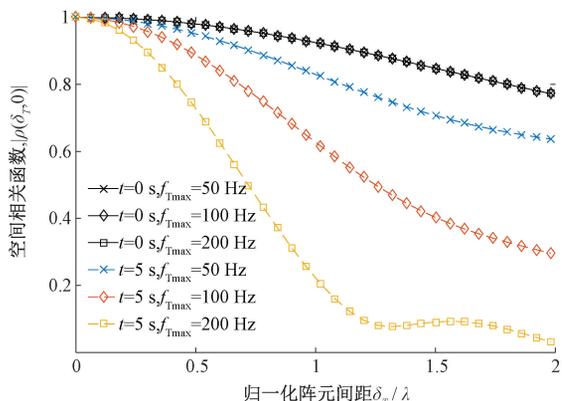


图 11 non-WSS 信道移动终端的速度对其空间相关性的影响 ( $f_c = 5.4$  GHz,  $\alpha_T = \pi/2$ ,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/2$ )

Fig. 11 The effect of transmitting terminal speed on the space CF of the non-WSS channel ( $f_c = 5.4$  GHz,  $\alpha_T = \pi/2$ ,  $\beta_T = 0$ ,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/2$ )

列的方向角,从而寻求更优的 MIMO 性能。因此,研究天线阵列方向角  $\alpha_T$  对 non-WSS 信道的影响对 MIMO 通信系统的性能优化具有重要意义。

### 4 结论

本文面向车到车通信场景,提出一种 non-WSS MIMO 双环几何随机信道模型,通过引入时变 AOA 和 AODs,该模型能够模拟 MIMO V2V 信道的非平稳性。利用 MMEA 参数计算方法,建立了 non-WSS 信道的仿真模型,研究了通信场景中散射环境、车辆移动速度和天线方向角对信道的时变统计特性和非平稳性的影响。结果表明,1)提出的 non-WSS 信道模型是对平稳双环模型的扩

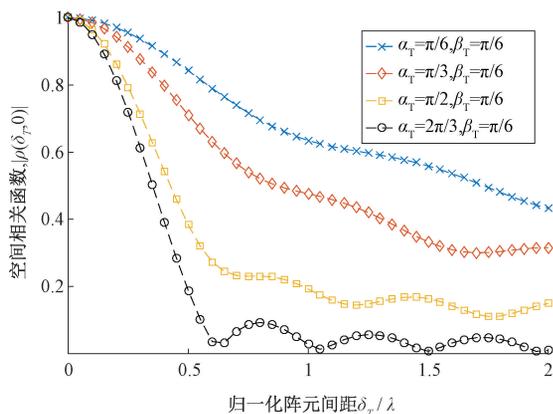


图 12 non-WSS 信道发射端天线阵列方向角对其空间相关性的影响 ( $f_c = 5.4$  GHz,  $f_{Tmax} = 100$  Hz,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/6$ )

Fig. 12 The effect of the transmitting terminal antenna deflection on space CF of the non-WSS channel ( $f_c = 5.4$  GHz,  $f_{Tmax} = 100$  Hz,  $\kappa_T = 10$ ,  $\mu_T = \pi/6$ )

展,能够模拟 V2V 信道在时延域和空间域的非平稳性。平稳状态下信道的统计特征与 WSS 双环模型的统计特征具有一致性。2) 散射环境(各向同性环境以及各向异性环境中散射体集中因子和角度均值)、车辆移动速度以及天线阵列方向角等参数综合作用对信道统计特性和非平稳特性,本文研究丰富了 V2V 非平稳信道建模方法,对 V2V 通信系统设计与评估具有参考价值。

在更复杂的 V2V 通信场景下,无线信号除了沿水平面传播外还会在垂直面上传播。因此接下来的研究工作将围绕三维散射环境下的 V2V 非平稳信道建模展开。

### 参考文献

[ 1 ] 张和生,张明洋,孙伟. 基于 IEEE802. 11p 高速车路通信环境研究 [J]. 仪器仪表学报, 2013, 34 ( 5 ): 1181-1187.  
ZHANG H SH, ZHANG M Y, SUN W. Research on vehicle to infrastructure high-speed communication based on IEEE 802. 11p [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(5):1181-1187.

[ 2 ] 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.

[ 3 ] 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.

- [ 4 ] 叶佳,李浩,朱秋明. MIMO 信道建模及硬件模拟器研制[J]. 国外电子测量技术, 2018,37(7):82-88.  
YE J, LI H, ZHU Q M. MIMO channel modeling and development of hardware emulator [ J ]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2018, 37 ( 7 ): 82-88.
- [ 5 ] 袁莉芬,郭涛,何怡刚,等. 马尔可夫模型于无线信道异常检测中的应用[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(3):29-34.  
YUAN L F, GUO T, HE Y G, et al. Application of markov model in wireless channel anomaly detection [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(3):29-34.
- [ 6 ] 朱甜甜,李朋朋,王萍,等. 2.6GHz 频段走廊环境下 MIMO 信道特性的研究 [ J ]. 电子测量技术, 2016, 39(1):157-160.  
ZHU T T, LI P P, WANG P, et al. Research on MIMO channel characteristics in corridor environment at 2.6 GHz [ J ]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(1):157-160.
- [ 7 ] 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.
- [ 8 ] PATZOLD M, HOGSTAD B O. A wideband MIMO channel model derived from the geometric elliptical scattering model [ J ]. Wireless Communications & Mobile Computing, 2010, 8(5):597-605.
- [ 9 ] 蒋育康,郭爱煌,艾渤,等. 城市轨道交通隧道环境下大规模 MIMO 信道建模[J]. 铁道学报,2018,40(11):88-94.  
JIANG Y K, GUO AI H, AI B, et al. Massive MIMO channel modeling for tunnel of urban rail transit [ J ]. Journal of the China Railway Society, 2018, 40 ( 11 ): 88-94.
- [ 10 ] 邹劲柏,谢浩,艾渤,等. 高速移动环境大规模 MIMO 信道建模与性能分析 [ J ]. 铁道学报,2018,40(4):68-73.  
ZOU J B, XIE H, AI B, et al. Analysis of modeling and performance of massive MIMO channels under high-speed mobile scenarios [ J ]. Journal of the China Railway Society,2018,40(4):68-73.
- [ 11 ] 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(6):434-448
- [ 12 ] 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.
- [ 13 ] LIAN Z X, JIANG L G, HE C, et al. A non-stationary 3-D wideband GBSM for HAP-MIMO communication systems [ J ]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(2):1128-1139.
- [ 14 ] ZHANG Y, PANG L H, REN G L, et al. 3D MIMO parametric stochastic channel model for urban macrocell scenario [ J ]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(7):4246-4260.
- [ 15 ] 张铮,曹守启,朱建平,等. 面向实时监测的无线传感网低功耗通信策略[J]. 仪器仪表学报, 2019,40(2):257-264.  
ZHANG ZH, CAO SH Q, ZHU J P, et al. Low power communication scheme in wireless sensor network for real-time monitoring [ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019,40(2):257-264.
- [ 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):1265-1268
- [ 17 ] BORHANI A, PATZOLD M. A non-stationary one-ring scattering model [ C ]. 2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference ( WCNC ), 2013:2620-2625.
- [ 18 ] GHAZAL A, YUAN Y, WANG C X, et al. A non-stationary IMT-advanced MIMO channel model for high-mobility wireless communication systems [ J ]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(4):2057-2068.
- [ 19 ] DAHECH W, PATZOLD M, GUTIERRECZ C A, et al. A non-stationary mobile-to-mobile channel model allowing for velocity and trajectory variations of the mobile stations [ J ]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(3):1987-2000.
- [ 20 ] 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.
- [ 21 ] ZAJIC A G. Statistical modeling of MIMO mobile-to-mobile underwater channels [ J ]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(4):1337-1351.

## 作者简介



尹柏强, 2014 年于湖南大学获得博士学位, 现为合肥工业大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为 5G 无线通信、无线信道建模、射频识别技术和电能质量先进检测与控制方法。

E-mail: yinbaiqiang123@163.com

**Yin Baiqiang** received his Ph. D. degree from Hunan University in 2014. Now he is an associate professor and M. Sc. supervisor at Hefei University of Technology. His main research interests include 5G wireless communications, wireless channel modeling, radio frequency identification technology and advanced detection and control method of power quality.



侯金波(通信作者), 2017 年于辽宁科技大学获得学士学位, 现为合肥工业大学硕士研究生, 主要研究方向为智能交通系统、移动到移动通信以及无线信道建模和仿真。

E-mail: 2645421288@qq.com

**Hou Jinbo** (Corresponding author) received his B. Sc. degree from University of Science and Technology Liaoning in 2017. He is a M. Sc. candidate at Hefei University of Technology. His main research interests include intelligent transportation system, mobile-to-mobile communications and wireless channel modeling and simulation