



研究与开发

# 快速时变场景下非平稳衰落信道建模仿真

华博宇, 朱秋明, 何小祥, 毛开

(南京航空航天大学电子信息工程学院, 江苏 南京 211106)

**摘要:** 针对高速铁路、无人机、车联网等快速时变通信场景下信道呈现非平稳性的问题, 提出一种改进的信道建模仿真方法。通过引入积分项和随机偏移, 该方法良好再现时变散射环境下的非平稳信道, 同时保证各散射支路的独立性。数值仿真结果表明, 改进方法模拟的信道统计特性(如概率密度函数、自相关函数和多普勒功率谱密度)与理论值吻合良好。因此, 该方法在未来高速移动场景的无线信道建模仿真和通信系统性能评估中具有潜在价值。

**关键词:** 信道仿真; 非平稳信道; 时变场景; 复谐波叠加

**中图分类号:** TN011

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2020062

## Modeling and simulation of the non-stationary fading channels under fast time-variant environment

HUA Boyu, ZHU Qiuming, HE Xiaoxiang, MAO Kai

College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China

**Abstract:** For solving the problem of non-stationary features in rapid time-varying scenarios, such as high-speed railway, unmanned aerial vehicle and V2X communication, an improved simulation method for non-stationary fading channels was proposed. Introducing the integral items and random offset, this method can revive non-stationary channels under time-variant scattering scenarios and ensure a smooth transition between two adjacent channel states. Numerical simulations show that simulated statistical properties, such as, the probability density function, auto-correlation function, and Doppler power spectral density have good agreements with the theoretical ones. Thus, this method can be applied for wireless channel modeling and communication system evaluation of future high-speed mobile scenarios.

**Key words:** channel simulation, non-stationary channel, time-variant scenario, sum-of-cisoids

收稿日期: 2019-10-19; 修回日期: 2020-03-09

通信作者: 朱秋明, zhuqiuming@nuaa.edu.cn

基金项目: 国家重大科研仪器研制项目 (No.61827801); 国家重大科学仪器设备开发专项 (No.2013YQ200607)

**Foundation Items:** The National Key Scientific Instrument and Equipment Development Project (No.61827801), The National Science Instrument Program (No.2013YQ200607)

## 1 引言

无线衰落信道的仿真模型能够以极低的成本再现传播环境的统计特性,在移动通信系统的开发测试、性能评估等环节中被广泛应用,而不同通信场景下的无线信道建模与仿真方法也是学术界长期的研究热点<sup>[1]</sup>。国内外高校及科研机构基于广义平稳假设条件,对不同场景、不同频段的信道模型展开了大量研究。例如,参考文献[2]提出了一种面向通信系统测试环境的信道模型;参考文献[3]针对物联网技术中的通信场景,对市区及远郊的信道传播模型进行了研究;参考文献[4]为无人机空地通信环节提供了一种可靠的信道模型。随着对信道研究的深入,大量实测结果表明,信道特性会随散射环境的变化而发生改变,即呈现非平稳特性<sup>[5]</sup>。近年来,一些针对非平稳场景的信道模型也被提出,例如针对城市中智能交通系统的信道模型<sup>[6]</sup>、适用于车对车通信场景的多输入多输出信道模型<sup>[7]</sup>、服务于高速铁路通信的宽带信道模型<sup>[8]</sup>等。

与此同时,快速精确的仿真方法对于信道模型的高效复现至关重要,对仿真方法的研究也从平稳信道向非平稳信道过渡。其中,平稳信道模型的主流仿真方法为谐波叠加法<sup>[9]</sup>及其改进方法<sup>[10-11]</sup>。对于非平稳信道的仿真实现,参考文献[12]提出了分段式仿真方法,通过将特定仿真参数分配给不同信道区间,实现了由若干独立平稳信道组成的非平稳信道仿真。此外,根据收发端和散射体的轨迹变化,几种改进仿真方法被陆续提出<sup>[13-15]</sup>,然而该类方法均存在输出相位不精确的问题,导致仿真输出多普勒频率存在偏差<sup>[16]</sup>。为了使信道衰落相位平滑过渡,参考文献[17]提出了一种复谐波叠加的改进仿真方法,相较分段式仿真方法,该方法考虑了信道连续渐变的非平稳特性;参考文献[18]进一步使用积分形式的多普勒频率项,实现了仅含非视距分量的非平稳信道的准确再现;参

考文献[19]研究了环境中存在视距分量条件下,非平稳衰落信道的部分统计特性,但缺少仿真时变多普勒频率的具体实现方法。

在上述研究的基础上,本文提出一种面向快速时变场景下的非平稳衰落信道的改进建模仿真方法。在时变参数中引入随机偏移量,使得信道参数更加趋近真实场景。此外,本文对仿真信道的统计特性进行分析,包括信道包络及相位的概率密度函数(probability distribution function, PDF)、信道冲激响应的自相关函数(auto-correlation function, ACF)和多普勒功率谱密度(Doppler power spectral density, DPSD)函数,根据与理论值的比较,验证仿真方法的正确性。

## 2 非平稳信道理论模型

### 2.1 理论模型

不同于传统的平稳信道模型,快速时变场景下的非平稳信道参数具有时变性。以包含视距分量的非平稳莱斯衰落信道为例,信道的时变单位冲激响应可被表示为:

$$\begin{cases} v(t) = \sqrt{\frac{\Omega_s(t)}{K(t)+1}} [\mu(t) + \sqrt{K(t)}m(t)] \\ m(t) = \exp\{j \cdot (2\pi f_\rho(t)t + \theta_\rho(t))\} \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $t$  表示时间,  $v(t)$  为时变单位冲激响应,  $\Omega_s(t)$  为时变信道平均功率,  $K(t)$  为时变莱斯衰落因子, 散射径分量  $\mu(t)$  为零均值、归一化的复高斯随机过程, 直射径分量  $m(t)$  由一对正交分量组成,  $f_\rho(t)$  和  $\theta_\rho(t)$  分别表示直射径的时变多普勒频率及时变相位。

### 2.2 统计特性

评估信道仿真方法的重要标准是精确性,考虑到信道输出具有随机性,因此通常由信道的统计特性进行评估。信道的常见一阶和二阶统计特性包括信道包络及相位的 PDF、信道冲激响应的 ACF 及 DPSD 等。

为了获得信道的一阶统计特性,定义信道包



络  $\xi(t) \triangleq |v(t)|$ 、相位  $\vartheta(t) \triangleq \arg\{v(t)\}$ 。在计算理论模型统计特性时,一般假设统计区间足够小,信道的时变平均功率和时变莱斯衰落因子可近似为常数  $\Omega_v$  和  $K$ ,则信道包络及相位的 PDF 可被表示为<sup>[20]</sup>:

$$p_z(z) = \frac{2z(K+1)}{\Omega_v} \exp(-z^{2(K+1)/\Omega_v - K}) \cdot I_0\left(\sqrt{\frac{4K(K+1)z^2}{\Omega_v}}\right), z \geq 0 \quad (2)$$

$$p_\theta(\theta) = \frac{e^{-K}}{2\pi} \{[1 + \operatorname{erf}(\sqrt{K} \cos(\theta - 2\pi f_\rho t - \theta_\rho))]\sqrt{K\pi} \cos(\theta - 2\pi f_\rho t - \theta_\rho) e^{K \cos^2(\theta - 2\pi f_\rho t - \theta_\rho)} + 1\}, 0 \leq \theta < 2\pi \quad (3)$$

其中,  $p_z(z)$  为信道包络的 PDF,  $z$  为包络值,  $I_0(\cdot)$  表示第一类零阶修正贝塞尔函数,  $p_\theta(\theta)$  为信道相位的 PDF,  $\theta$  为相位值,  $\operatorname{erf}(\cdot)$  表示误差补函数,  $f_\rho$  为直射径多普勒频率,  $\theta_\rho$  为直射径相位。

此外,根据维纳辛钦定理,信道冲激响应的 ACF 和 DPSD 分别为:

$$r_{vv}(\tau) = E\{v^*(t)v(t+\tau)\} \quad (4)$$

$$S_{vv}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r_{vv}(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (5)$$

其中,  $r_{vv}(\tau)$  为信道冲激响应的 ACF,  $\tau$  为信道时延,  $E\{\cdot\}$  表示统计期望,  $(\cdot)^*$  为复共轭算子,  $S_{vv}(f)$  为信道冲激响应的 DPSD,  $f$  为载波频率。

### 3 改进的非平稳信道建模仿真方法

#### 3.1 建模方法及改进

非平稳信道与传统信道最大的区别为时变的信道参数,为了模拟非平稳信道的时变特性,参考文献[12-15]选择使用复谐波叠加方法直接对离散的多普勒频率进行建模,但这些建模方法输出的信道相位不连续,导致参数计算中的多普勒频率出现误差<sup>[16]</sup>。针对非平稳信道,本文改进的建模方法可表示为:

$$\tilde{v}(t) = \sqrt{\frac{\tilde{\Omega}_v(t)}{\tilde{K}(t)+1}} \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{n=1}^N e^{j[2\pi \int_0^t \tilde{f}_\rho(t') dt' + \tilde{\theta}_n]}$$

$$\sqrt{\frac{\tilde{K}(t)\tilde{\Omega}_v(t)}{\tilde{K}(t)+1}} e^{j[2\pi \int_0^t \tilde{f}_\rho(t') dt' + \tilde{\theta}_\rho]} \quad (6)$$

为方便与理论参数区分,本文用“~”符号表示仿真参数,如  $\tilde{v}(t)$  表示仿真得到的时变信道冲激响应。在改进模型中,散射径分量被表示为  $N$  个散射支路的叠加求和,  $\tilde{f}_n(t')$  和  $\tilde{\theta}_n(t')$  分别为各散射路径的多普勒频率和相位,  $\tilde{f}_\rho(t')$  和  $\tilde{\theta}_\rho(t')$  分别表示直射径的多普勒频率及相位。该模型将理论模型中的多普勒频率用积分形式,即  $\int_0^t \tilde{f}_n(t') dt'$  和  $\int_0^t \tilde{f}_\rho(t') dt'$  来表达,保证了不同离散多普勒频率间可以平滑过渡的同时,也能够实现非平稳信道的时变特性。由式(6)可知,瑞利衰落信道可视为本文改进方法的特殊情况,即时变莱斯因子  $\tilde{K}(t)$  恒等于零时,模型中仅有散射径分量。同时,当参数  $\tilde{f}_n(t')$ 、 $\tilde{f}_\rho(t')$ 、 $\tilde{\Omega}_v(t)$  及  $\tilde{K}(t)$  均与时间无关时,该模型退化为传统平稳信道模型。

利用欧拉公式将所有项分类为同向、正交两个分量,式(6)可以转化为  $\tilde{v}(t) = \tilde{v}_1(t) + j\tilde{v}_2(t)$  的形式,同向分量  $\tilde{v}_1(t)$  和正交分量  $\tilde{v}_2(t)$  可进一步改写为:

$$\tilde{v}_i(t) = \underbrace{\sqrt{\frac{\tilde{\Omega}_v(t)}{N\tilde{K}(t)+N}} \sum_{n=1}^N \cos[2\pi \int_0^t \tilde{f}_n(t') dt' + \tilde{\theta}_n + (i-1)\frac{\pi}{2}]}_{\tilde{\mu}_i(t)} + \underbrace{\sqrt{\frac{\tilde{\Omega}_v(t)\tilde{K}(t)}{\tilde{K}(t)+1}} \cos[2\pi \int_0^t \tilde{f}_\rho(t') dt' + \tilde{\theta}_\rho + (i-1)\frac{\pi}{2}]}_{\tilde{m}_i(t)} \quad (7)$$

其中,  $i \in \{1, 2\}$ , 两者都由一组叠加的散射径分量和一个直射径分量组成。本文改进方法的实现原理如图1所示,由图1可观察到,改进方法生成的信道包络  $\tilde{\xi}(t) = |\tilde{v}|$  和信道相位  $\tilde{\vartheta}(t) = \arg(\tilde{v})$  在整个仿真过程中都保持较为平滑的时变过渡。

#### 3.2 参数计算方法及改进

合适的参数计算方法能够保证仿真模型输出的信道衰落具有与理论模型一致的统计特性,是信道建模仿真的关键步骤。由于在时变的非平稳

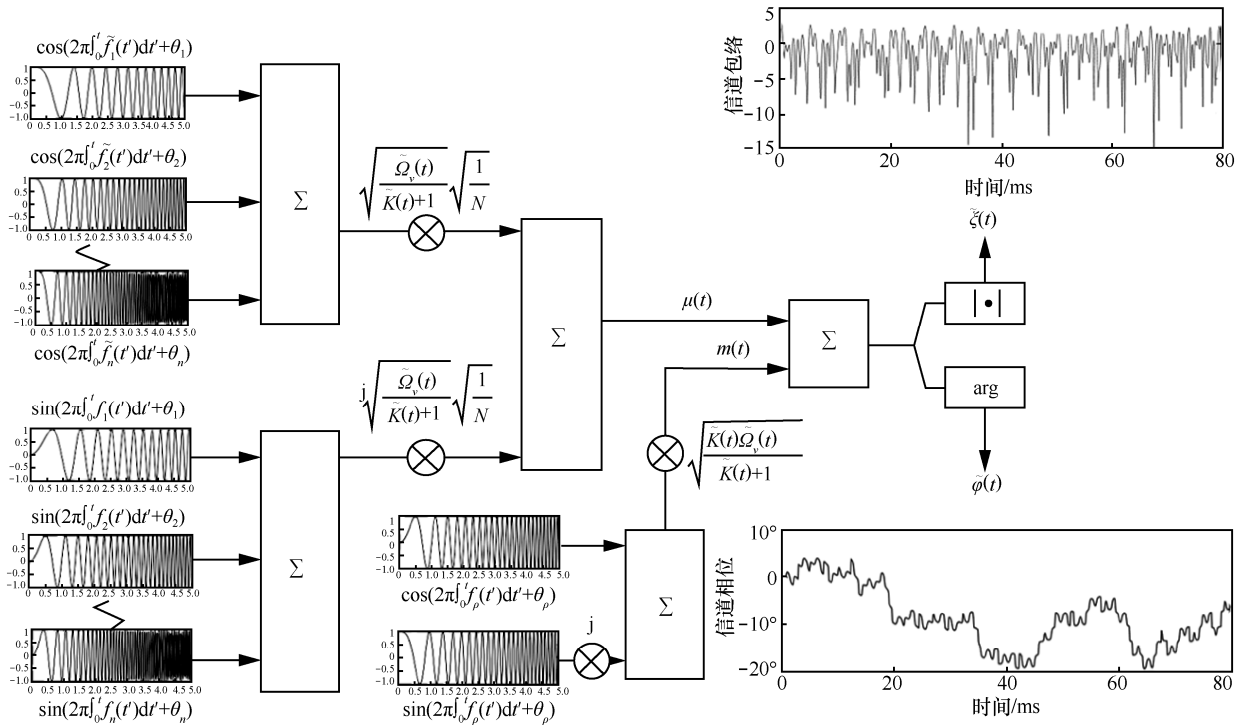


图1 改进方法实现原理

信道中, 依然存在近似平稳的时域区间, 信道参数也可划分为多段进行近似计算<sup>[5,12]</sup>。本文改进的非平稳莱斯信道时变参数计算流程通过引入随机偏移量, 增加不同散射支路的多普勒频率参数的独立性和随机性, 使其支持对大规模多支路衰落信道的仿真。

首先, 对散射分量的时变多普勒频率参数计算步骤如下。

(1) 定义各支路离散多普勒频率参数动态更新的间隔为平稳区间  $T_u$ , 则平稳区间序号  $u = \text{ceil}(t/T_u) + 1$ , 其中  $\text{ceil}(\cdot)$  表示向下取整函数。

(2) 在每一段平稳区间内对连续 DPSD 采样, 第  $u$  段的 DPSD 记为  $S_{\text{v}}(f)$ , 利用等面积法获得各区间交界处的离散多普勒频率  $\{F_m^u\}$ , 其中  $m = 1, 2, \dots, M$  为仿真叠加支路序号,  $M$  为总支路数。

(3) 定义第  $u$  段平稳区间内多普勒频率变化的上边界  $B_{m+1}^u(t)$  和下边界  $B_m^u(t)$ , 均可表示为:

$$B_m^u(t) = \frac{F_m^{u+1} - F_m^u}{T_u}(t - uT_u) + F_m^u \quad (8)$$

(4) 定义第  $u$  段平稳区间内多普勒频率线性变化的初始值  $b_m^u$  和斜率  $k_m^u$ , 两者的表达式为:

$$b_m^u = \begin{cases} U(F_m^u, F_{m+1}^u), & u = 1 \\ f_m^u(uT_u - T_u), & u \neq 1 \end{cases} \quad (9)$$

$$k_m^u = N_s \frac{(F_m^u - F_{m-1}^u) + (F_m^{u+1} - F_{m-1}^{u+1})}{2T_u} \quad (10)$$

其中,  $U(\cdot)$  为均匀随机分布, 以保证不同仿真叠加支路中的初始值具有随机性;  $N_s$  为斜率变换因子, 可以改变平稳子信道内多普勒频率参数的斜率反转周期。

(5) 生成第  $m$  条支路的多普勒频率, 并加入随机偏移, 增加各支路间参数的独立性, 表达式为:

$$\begin{cases} f_m^u(t) = b_m^u \pm k_m^u t + \delta_m^u, & t \in [uT_u - T_u, uT_u) \\ \delta_m^u = U\left(\frac{F_{m+1}^u + F_m^u}{M(F_{m+1}^u - F_m^u)}, \frac{F_{m+1}^u - F_m^u}{M(F_m^u - F_{m+1}^u)}\right) \end{cases} \quad (11)$$

其中, 在  $\{F_m^u\}$  变化的过程中, 假设斜率  $k_m^u$  前的初始系数为正, 则  $f_m^u(t)$  线性递增, 直至触碰上边界  $B_{m+1}^u(t)$  时, 初始系数取负,  $f_m^u(t)$  线性递减, 直至触碰下边界  $B_m^u(t)$  时, 初始再次取正, 以此类推。



值得注意的是,  $\delta_m^u$  为本文增加的均匀分布的随机偏移, 其均值为零, 方差与多普勒频率成正相关, 与支路数成负相关。由于该模型的离散多普勒频率通过线性变换得到, 在支路数增大时, 支路间存在的参数相关性将会影响仿真结果, 此处增加的随机偏移由具体支路上的多普勒频率和支路数决定, 确保了每条支路上的偏移值各自独立, 使得不同散射支路的参数具备独立性和随机性, 所以本文的改进参数计算方法能够支持大规模多支路衰落信道的仿真。

其次, 与散射分量的多普勒频率参数计算类似, 只要确定达波方向和速度方向, 直射径的离散多普勒频率  $\{F_\rho^u\}$  就可直接通过等面积法获得, 而每一段平稳区间  $T_u$  内的直射径多普勒频率参数可表示为:

$$f_\rho(t) = F_\rho^u + \frac{F_\rho^{u+1} - F_\rho^u}{T_u} [t - uT_u + Tu], t \in [uT_u + Tu, uT_u + 2Tu] \quad (12)$$

最后, 时变平均功率  $\tilde{\Omega}_v(t)$  和时变莱斯因子  $\tilde{K}(t)$  在每一段平稳区间  $T_u$  内都可近似为常量  $\tilde{\Omega}_v^u$  和  $\tilde{K}^u$ , 根据需要仿真的环境进行定义。

### 3.3 仿真模型统计特性

为了证明本文改进模型与仿真方法能够产生与理论模型高度接近的统计特性, 本节对仿真模型输出信道包络及相位的 PDF、信道冲激响应的 ACF 及 DPSD 进行理论推导。

首先, 根据式 (7) 定义仿真模型输出信道的同向分量  $\tilde{v}_1(t)$  和正交分量  $\tilde{v}_2(t)$  的时变 PDF 为:

$$p_{\tilde{v}_i}(t, z_i) = p_{\tilde{\mu}_i}(t, z_i) p_{\tilde{m}_i}(t, z_i) \quad (13)$$

其中,  $i \in \{1, 2\}$ ,  $z_i$  为对应的信道幅值, 直射径分量  $p_{\tilde{m}_i}(t, z_i)$  由于不存在叠加过程, 可直接用  $\delta$  函数即  $\delta(z_i - \tilde{m}_i(t))$  表示, 而散射径分量  $p_{\tilde{\mu}_i}(t, z_i)$  可表示为:

$$p_{\tilde{\mu}_i}(t, z_i) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\Psi}_{\tilde{\mu}_i}(t, x) e^{-j2\pi x z_i} dx \quad (14)$$

$$= 2 \int_0^{+\infty} \left[ \prod_{m=1}^M J_0(2\pi x \sqrt{\frac{\tilde{\Omega}_v(t)}{N(\tilde{K}(t)+1)}}) \right] \cos(2\pi x z_i) dx$$

其中,  $\tilde{\Psi}(\cdot)$  表示随机变量的特征函数,  $J_0(\cdot)$  表示第一类零阶贝塞尔函数。进一步地, 令  $z_1 = z \cos \theta$ 、 $z_2 = z \sin \theta$  可得到关于信道包络  $\xi(t)$  和信道相位  $\vartheta(t)$  的联合 PDF, 为

$$p_{\xi\vartheta} = z p_{\tilde{v}_1\tilde{v}_2}(t, z \cos \theta, z \sin \theta) = p_{\tilde{v}_1}(t, z \cos \theta) p_{\tilde{v}_2}(t, z \sin \theta) \quad (15)$$

对式 (15) 在整个  $\theta$  坐标轴上积分, 即可得到信道包络  $\xi(t)$  的 PDF 为:

$$p_\xi(t, z) = (2\pi)^2 z \int_0^\pi \left\{ \frac{J_0(2\pi z x) \cdot J_0(2\pi \sqrt{\frac{\tilde{K}(t)\tilde{\Omega}_v(t)}{\tilde{K}(t)+1}} x)}{\prod_{m=1}^M J_0(2\pi \sqrt{\frac{\tilde{\Omega}_v(t)}{N(\tilde{K}(t)+1)}} x) \cdot x} \right\} dx \quad (16)$$

可以看出, 信道包络  $\xi(t)$  的 PDF 由时变莱斯衰落因子  $K(t)$ 、信道平均功率  $\Omega_v$  和散射支路数  $M$  决定, 与多普勒频率无关。当  $M \rightarrow \infty$  时, 由积分表可证明式 (16) 与理论 PDF 一致。相似地, 对式 (15) 在整个  $z$  轴上积分, 可以获得信道相位  $\vartheta(t)$  的表达式, 当  $M \rightarrow \infty$  时, 表达式收敛于理论值, 即式 (3), 在此不再赘述。

另一方面, 本文方法生成的仿真模型可分为直射径分量  $\tilde{m}_i(t)$  和散射径分量  $\tilde{\mu}_i(t)$ 。在一段平稳区间  $T_u$  内,  $\tilde{m}_i(t)$  的 ACF 可表示为:

$$r_{\tilde{m}\tilde{m}}(t, \tau) = \exp\{j2\pi \int_t^{t+\tau} \tilde{f}_\rho(t') dt'\} = \exp\{j\pi \tau [\tilde{f}_\rho(t) + \tilde{f}_\rho(t + \tau)]\} \quad (17)$$

式 (17) 表明,  $\tilde{m}_i(t)$  的 ACF 完全由直射径的多普勒频率  $\tilde{f}_\rho(t)$  决定。而  $\tilde{\mu}_i(t)$  的 ACF 则与各支路入射角的分布情况密切相关, 在非各向同性散射条件下, 许多研究已经证明冯·米塞斯分布 (von Mises distribution) 可以良好地反映到达角的分布状态<sup>[11]</sup>, 服从 VM 分布的到达角  $\alpha$  的 PDF 可表示为:

$$p_\alpha(\alpha) = e^{\kappa \cos(\alpha - m_\alpha)} / 2\pi I_0(\kappa) \quad (18)$$

其中, 参数  $\kappa \in (0, +\infty)$  控制到达角的角度扩展,

$m_\alpha \in (-\pi, \pi]$  表示到达角的平均值。参考特殊积分表, 可将散射径分量  $\tilde{\mu}_i(t)$  的 ACF 表示为:

$$\begin{cases} r_{\tilde{\mu}\tilde{\mu}}(t, \tau) = \frac{1}{I_0(\kappa)} I_0 \left( \sqrt{\kappa^2 + j2\pi\kappa f_m \tau (\cos(\tilde{m}_{\alpha_m}(t)) + \cos(\tilde{m}_{\alpha_m}(t) - \Delta_m(t, \tau))) - 2(\pi f_m \tau)^2 (\cos(\Delta_m(t, \tau)) + 1)} \right) \\ \Delta_m(t, \tau) = \alpha_m(t + \tau) - \alpha_m(t) \end{cases} \quad (19)$$

最终, 将直射径分量与散射径分量合并, 得到信道 ACF 为:

$$r_{\tilde{v}\tilde{v}}(t, \tau) = \frac{\tilde{Q}_v(t)}{\tilde{K}(t)+1} [r_{\tilde{\mu}\tilde{\mu}}(t, \tau) + \tilde{K}(t)r_{\tilde{m}\tilde{m}}(t, \tau)] \quad (20)$$

结合式 (17) 和式 (19), 即可得到仿真模型生成信道 ACF 的表达式。

本文改进方法生成的信道 DPSD 也包括直射径和散射径两部分, 与 ACF 对应地, 可以证明二者分别为:

$$S_{\tilde{m}\tilde{m}}(t, f) = \delta[f - \tilde{F}_\rho^u - \frac{\tilde{F}_\rho^{u+1} - \tilde{F}_\rho^u}{T_u}(t - uT_u + T_u)] \quad (21)$$

$$S_{\tilde{\mu}\tilde{\mu}}(t, f) = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^M \delta(f - (b_m^u + k_m^u - uk_m^u T_u + k_m^u T_u)t) \quad (22)$$

其中,  $\delta(\cdot)$  表示狄拉克函数, 其他变量的定义可在第 3.2 节找到, 将式 (21) 和式 (22) 代入式 (23):

$$S_{\tilde{v}\tilde{v}}(t, f) = \frac{\tilde{Q}_v(t)}{\tilde{K}(t)+1} [S_{\tilde{\mu}\tilde{\mu}}(t, f) + \tilde{K}(t)S_{\tilde{m}\tilde{m}}(t, f)] \quad (23)$$

可得仿真模型生成信道 DPSD 的表达式。

#### 4 仿真结果及分析

为了验证本文改进的信道建模仿真方法的正确性, 对一个快速时变场景下的非平稳衰落信道进行仿真复现。常见的快速时变场景如高速列车、无人机、车联网等, 其典型特征是移动台的高速运动, 故设定移动台的初始速度为 30 m/s, 在仿真期间进行变速运动, 速度范围为 10~50 m/s。基站和移动台之间存在直射径信号, 且散射径信号的入射角服从  $\kappa=2$  的 VM 分布。仿真时间为 2 s,

平稳区间为 0.02 s, 总支路数为 100, 斜率变换因子为 15, 时变莱斯因子的变化范围为 0~6。

时变场景 PDF 理论值与仿真值的比较如图 2 所示, 其中信道模型理论值由式 (2) 得到。从图 2 中可看出, 在  $t=0$ 、1 s 和 2 s 时刻, 本文提出的改进方法生成的仿真值均与模型理论值一致, 且随着仿真时间变大, 该信道的 PDF 由瑞利分布 ( $t=0$ ) 向莱斯分布 ( $t=1$  s、2 s) 转变, 即  $\tilde{K}(t)$  从零开始逐渐增大, 符合上文设定。若  $\tilde{K}(t)$  继续增大, PDF 的分布将进一步集中在信道幅值为 1 处。需要指出的是, 支路数  $M$  越大, 仿真值将会越接近理论值, 仿真精确度越高。

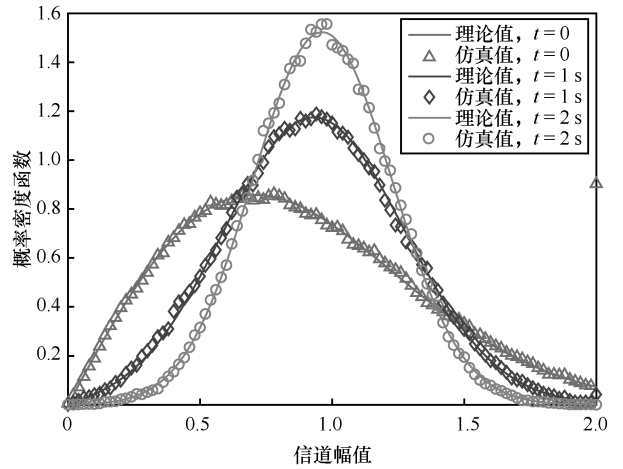


图2 时变场景 PDF 理论值与仿真值的比较

当入射角服从 VM 分布时, 存在视距分量的衰落信道的 ACF 及 DPSD 可进一步表示为<sup>[11]</sup>:

$$r_{\tilde{v}\tilde{v}}(\tau) = \frac{\Omega_v I_0 \left( \sqrt{\kappa^2 - (2\pi f_m \tau)^2} + j4\pi\kappa f_m \cos(m_\alpha) \tau \right)}{(K+1)I_0(k)} + \frac{K\Omega_v}{K+1} e^{j2\pi f_\rho \tau} \quad (24)$$

$$S_{\tilde{v}\tilde{v}}(f) = \frac{\Omega_v \text{rect}(f) \cosh(k \sin(m_\alpha) \sqrt{1 - (f/f_m)^2}) e^{k \cos(m_\alpha) f/f_m}}{\pi f_m (K+1) I_0(k) \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} + \frac{K\Omega_v \delta(f - f_\rho)}{K+1} \quad (25)$$

其中,  $f_m = k \cdot v$  表示最大多普勒频率,  $k = f_c / \lambda$  表



示波数,  $f_c$  为载频频率,  $v$  为移动台速度,  $\text{rect}(\cdot)$  表示矩形函数,  $\cosh(\cdot)$  表示双曲余弦函数。同样选择  $t = 0$  s、1 s 和 2 s 时刻, 给出改进仿真方法产生信道时变 ACF 与理论值的比较如图 3 所示, 其中信道模型的理论值可由式 (24) 得到。从图 3 中可看出, 随着时延的增大, 信道的自相关性呈现先快后慢的下降趋势, 实际仿真值与模型理论值密切吻合。当时延产生后, 由于时延的增大伴随着多径分量的增强, 3 个时刻信道的 ACF 均迅速降至 0.65 以下, 而 ACF 减小到一定数值时都趋于相对平稳的状态, 这是由于此时相较于直射径, 多径分量的强度已经可以忽略。同时可以看出, 3 个时刻中,  $t = 2$  s 时的直射径分量强度最高。

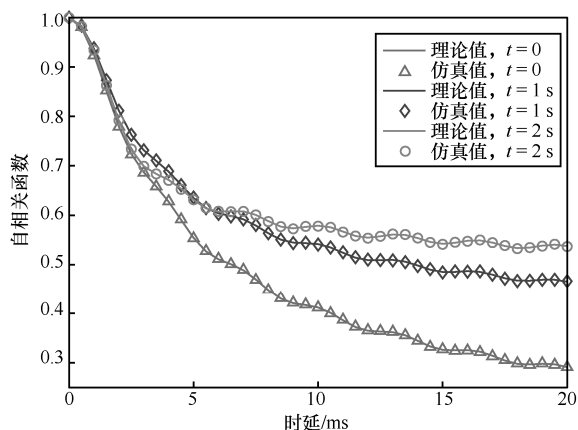
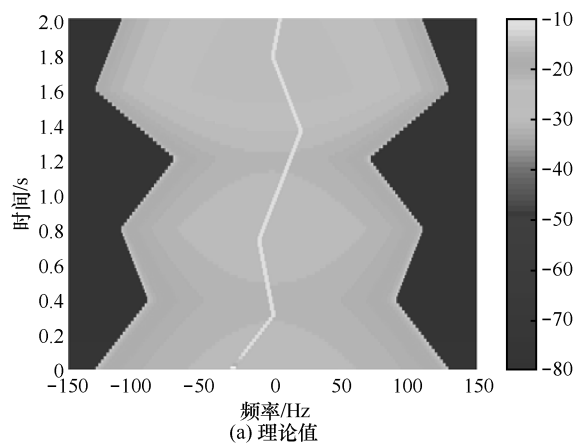


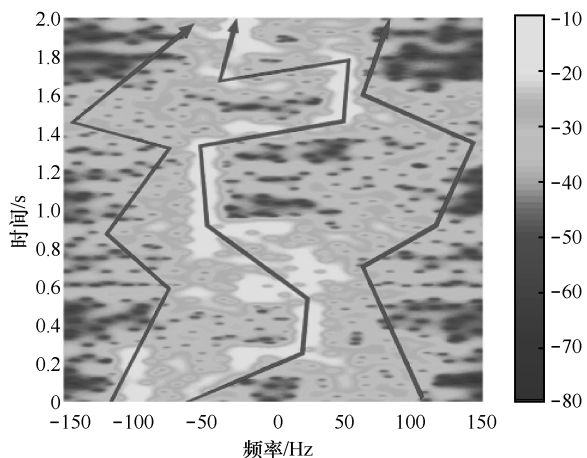
图3 时变 ACF 理论值与仿真值的比较

图 4 (a) 给出了由式 (25) 得到的时变 DPSD 的理论值, 图 4 (b) 给出了使用传统谐波叠加方法<sup>[16]</sup>得到的 DPSD 仿真值, 图 4 (c) 给出了使用本文改进方法得到的 DPSD 仿真图。从结果中可看出, 信道的 DPSD 由一条强度最高的直射径分量和一片多径叠加后形成的散射径区域组成, 图 4 中的弯折箭头标出了直射径分量和散射径区域的大致边界。传统谐波叠加方法在快速时变的场景下只模拟出不连续的直射径分量, 且跨度较大, 散射径区域与理论值出现了较大误差, 可能的原因是散射支路缺乏足够的独立性。本文改进方法

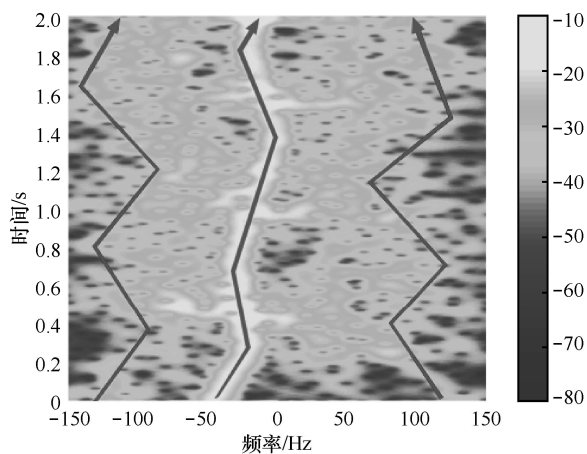
较好地复现了 DPSD 的理论分布, 直射径分量的变化趋势与理论值一致, 散射径区域的边界也较为清晰, 与理论值仅有幅值上的差异, 这是由于实际仿真中散射支路数存在有限性, 当散射支路趋向无穷大时, 仿真精度可得到进一步提升。



(a) 理论值



(b) 传统方法仿真值



(c) 改进方法仿真值

图4 时变 DPSD 理论值与仿真值的比较

## 5 结束语

本文针对无人机、车联网等快速时变通信场景中的非平稳衰落信道,提出了一种改进建模仿真方法,并从非平稳特性建模、参数计算、统计特性 3 个方面进行了深入研究。通过积分项和随机偏移的引入,本文改进方法能够支持大规模多支路衰落信道的仿真。数值仿真结果表明,相较于传统的谐波叠加方法,该改进方法产生的信道能够准确地复现快速时变场景下的非平稳信道,输出信道的统计特性如 PDF、ACF 和 DPSD 也与理论值吻合良好。该方法在高速移动场景的无线信道建模仿真和通信系统性能评估环节中都具有潜在价值。

## 参考文献:

- [1] ZHAO X, DU F, GENG S, et al. Neural network and GBSM based time-varying and stochastic channel modeling for 5G millimeter wave communications[J]. China Communications, 2019, 16(6): 80-90.
- [2] FAN W, LISBONA X, SUN F, et al. Emulating spatial characteristics of MIMO channels for OTA testing[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(8): 4306-4314.
- [3] 李奕. 物联网信道模型及相关技术研究[D]. 天津: 天津大学, 2012.  
LI Y. Research on channel model and related technologies of internet of things[D]. Tianjin: Tianjin University, 2012.
- [4] ZHAO J, GAO F, KUANG L, et al. Channel tracking with flight control system for UAV mmWAVE MIMO communications[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(6): 1224-1227.
- [5] CHEN B, ZHONG Z, AI B. Stationary intervals of time-variant channel in high speed rail way scenario[J]. China Communications, 2012, 9(8): 64-70.
- [6] 赵雄文, 高波. MIMO 信道仿真模型比较及其验证[J]. 电信科学, 2016, 32(2): 75-82.  
ZHAO X W, GAO B. MIMO channel simulation model comparison and validation[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(2): 75-82.
- [7] 王少石, 官科, 林雪. 3.5 GHz 车联网信道测量与仿真对比分析[J]. 电波科学学报, 2017, 32(5): 584-594.  
WANG S S, GUAN K, LIN X. Contrastive analysis of internet of vehicles on channel measurement and simulation at 3.5GHz[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2017, 32(5): 584-594.
- [8] LIU Y, WANG C, LOPEZ C F, et al. 3D non-stationary wide-band tunnel channel models for 5G high-speed train wireless communications[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2020, 21(1): 259-272.
- [9] XIAO C S, ZHENG Y R, BEAULIEUN C. Novel sum-of-sinusoids simulation models for Rayleigh and Rician fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 5(12): 3667-3679.
- [10] PATZOLD M, WANG C X, HOGSTAD B O. Two new sum-of-sinusoids-based methods for the efficient generation of multiple uncorrelated Rayleigh fading wave forms[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(6): 3122-3131.
- [11] GUTIERREZ C A, PATZOLD M. The design of sum-of-cisoids Rayleigh fading channel simulators assuming non-isotropic scattering conditions[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(4): 1308-1314.
- [12] MEINILÄ J, KYÖSTI P, JÄMSÄ T, et al. Winner II channel models[Z]. 2009.
- [13] GHAZAL A, WANG C X, AI B, et al. A nonstationary wide-band MIMO channel model for high-mobility intelligent transportation systems[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2015, 16(2): 885-897.
- [14] 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.
- [15] BIAN J, SUN J, WANG C X, et al. A inner+ based 3-D non-stationary wideband MIMO channel model[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(3): 1755-1767.
- [16] PATZOLD M, GUTIERREZ C A. The Wigner distribution of sum-of-cisoids and sum-of-chirps processes for the modellings of stationary and non-stationary mobile channels[C]//Proceedings of IEEE 83rd Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-5.
- [17] BORHANI A, STÜBER G L, PÄTZOLD M. A random trajectory approach for the development of nonstationary channel models capturing different scales of fading[J]. IEEE Transac-



tions on Vehicular Technology, 2017, 66(1): 2-14.

- [18] ZHU Q M, LIU X L, YIN X, et al. A novel simulator of nonstationary random MIMO channels in Rayleigh fading scenarios[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2016(1): 1-9.
- [19] JIANG K L, CHEN X M, ZHU Q M, et al. A novel simulation model for nonstationary Rice fading channels[J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2018(1): 1-9.
- [20] PATZOLD M, KILLAT U, LI Y, et al. Modeling, analysis, and simulation of nonfrequency-selective mobile radio channels with asymmetrical doppler power spectral density shapes[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1997, 46(2): 494-507.

[作者简介]



**华博宇**（1992- ），男，南京航空航天大学电子信息工程学院助理实验师，主要研究方向为无线信道建模。



**朱秋明**（1979- ），男，博士，南京航空航天大学电子信息工程学院副教授，主要研究方向为信道测量与模拟、无人机通信。



**何小祥**（1976- ），男，博士，南京航空航天大学电子信息工程学院副教授，主要研究方向为电磁环境仿真。



**毛开**（1994- ），男，南京航空航天大学电子信息工程学院博士生，主要研究方向为信道仿真器实现。