

一种新的跳频宽带瑞利衰落信道模型

喻火根, 朱立东

(电子科技大学通信抗干扰技术国家重点实验室, 四川 成都 610054)

摘要: 针对跳频宽带瑞利衰落信道, 提出了一种新的基于莱斯正弦和的仿真模型。该仿真模型能在保持其它参数不变的条件下, 通过仿真模型相位的跳变来模拟物理信道频率的跳变。由于该仿真模型中的所有参数都存在着闭合的表达式, 所以能对仿真模型的相关特性进行研究。理论分析和仿真表明, 该仿真模型在低计算复杂度的条件下与参考模型在相关特性方面存在着极好的吻合。

关键词: 跳频宽带瑞利衰落信道; 仿真模型; 莱斯正弦和; 相关特性; 低计算复杂度

中图分类号: TN 911

文献标志码: A

New model for frequency hopping wideband Rayleigh fading channels

YU Huo-gen, ZHU Li-dong

(National Key Lab. of Communication, Univ. of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: A new simulation model based on Rice's sum of sinusoids is proposed for frequency hopping wideband Rayleigh fading channels. It is shown that a frequency hop in the physical channel model corresponds to phase hops in the simulation model while maintaining all other parameters unchanged. Due to the fact that closed-form expressions are given for all simulation parameters, so the correlation properties of the proposed simulation model can be studied. Both theory and simulation show that a pretty good agreement between the correlation properties of the simulation model and those of the underlying reference model has been observed in low computation complexity.

Keywords: frequency hopping wideband Rayleigh fading channel; simulation model; Rice's sum of sinusoid; correlation property; low computation complexity

0 引言

由于跳频通信具有很强的抗干扰能力和组网灵活等优点, 在无线通信系统中得到广泛应用。为了方便, 研究者们在研究跳频系统时通常假定两个不同载频间的频差远远大于信道的相干带宽。该假定表明不同载频间的信道是互不相关的, 因此跳频系统可用多个互不相关的瑞利衰落信道来建模。但在实际的跳频系统中, 由于频谱资源有限, 不同载频间的频差往往小于信道的相干带宽, 这使得跳频系统中不同载频的信道间存在频率相关性。所以为了研究频率相关性给实际跳频系统带来的影响, 跳频瑞利衰落信道模型必须考虑不同载频信道间的频率相关性。

基于莱斯正弦和的信道模型被认为是一种高效灵活的信道模型。它被广泛用来产生多个不相关和相关的瑞利衰落过程^[1-4]。但在文献[1-4]中的瑞利衰落信道模型不能直接用来产生频率相关跳频瑞利衰落信道。文献[5-6]中靠对不相关的瑞利衰落过程进行线性变换而产生相关的瑞利

衰落过程。虽然该方法可直接用于产生频率相关瑞利衰落信道, 但存在着较高的计算复杂度, 所以在实际系统中很少应用。文献[7-9]给出了频率相关跳频瑞利衰落信道的仿真模型, 但这些仿真模型与参考模型在相关特性上仍存在一定的偏差。并且这些仿真模型仍存在着一定的计算复杂度。

本文在文献[2, 9]的基础上提出一种新的基于莱斯正弦和的跳频宽带瑞利衰落信道仿真模型。该仿真模型在低计算复杂度的条件下与参考模型在相关特性上存在极好的吻合。

1 跳频宽带瑞利衰落信道参考模型

文献[9]中的参考模型采用了图 1 所示的离散抽头延迟线模型^[10]来实现。在该模型下, 跳频系统不同载频 f_c 和 f_c^* 的复基带冲激响应分别为

$$h(\vec{t}, t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(\vec{t} - \vec{t}_l) \quad (1a)$$

收稿日期: 2008-05-07; 修回日期: 2008-09-06。

基金项目: 国家自然科学基金重大项目资助课题(60496313)

作者简介: 喻火根(1984), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为信道建模技术。E-mail: yuhuogen@uestc.edu.cn

$$h^*(\tau, t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mu_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (1b)$$

式中, L 为离散抽头延迟线模型的总抽头数; $\mu_l(t)$ 和 $\mu_l^*(t)$ 分别表示在载频 f_c 和 f_c^* 下的时变抽头因子; τ_l 为第 l 个抽头上的离散传播延时。

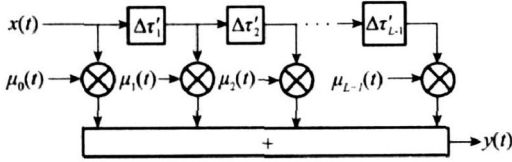


图 1 离散抽头延迟线模型的实现结构

对于同一载频下的不同抽头的时变抽头因子应互不相关, 且一般假设传播延时 τ 服从负指数分布, 即

$$p(\tau) = \frac{b}{\alpha} \exp\left[-\frac{\tau}{\alpha}\right], \quad 0 \leq \tau \leq \tau_{\max} \quad (2)$$

式中, α 为均方根时延扩展; τ_{\max} 为最大延时; $b = 1/(1 - e^{-\tau_{\max}/\alpha})$ 为 $p(\tau)$ 的归一化因子, 它用来实现 $\int_0^{\tau_{\max}} p(\tau) \cdot d\tau = 1$ 。为了简单起见, 设定 $\Delta\tau_0 = \tau_0 = 0$; $\Delta\tau_l = \tau_l - \tau_{l-1}$, ($l = 1, 2, \dots, L-1$); $\Delta\tau_l = 2(\tau_{\max} - \tau_{l-1})$ 。

在文献[9]的参考模型中 $\mu_l(t) = \mu_{1,l}(t) + j\mu_{2,l}(t)$ 和 $\mu_l^*(t) = \mu_{1,l}^*(t) + j\mu_{2,l}^*(t)$ 可由无限个加权的指数函数叠加而得。由于实高斯随机过程 $\mu_{1,l}(t)$ 和 $\mu_{2,l}(t)$ ($i, j = 1, 2$) 的相关特性完全反映 $\mu_l(t)$ 和 $\mu_l^*(t)$ 的相关特性, 所以为了研究频率间隔对实际跳频系统的影响, 文献[9]重点研究了 $\mu_{2,l}(t)$ 和 $\mu_{1,l}^*(t)$ 间的相关特性。式(3)为跳频宽带瑞利衰落信道参考模型的相关函数

$$r_{\mu_{1,l}\mu_{1,l}}(\tau) = r_{\mu_{1,l}^*\mu_{1,l}^*}(\tau) = \frac{1}{2}b(A_l - B_l)J_0(2\pi f_{\max}\tau) \quad (3a)$$

$$r_{\mu_{1,l}\mu_{2,l}}(\tau) = r_{\mu_{1,l}^*\mu_{2,l}^*}(\tau) = r_{\mu_{2,l}\mu_{1,l}}(\tau) = r_{\mu_{2,l}^*\mu_{1,l}^*}(\tau) = 0 \quad (3b)$$

$$r_{\mu_{1,l}\mu_{j,\lambda}}(\tau) = r_{\mu_{1,l}^*\mu_{j,\lambda}^*}(\tau) = 0 \quad (3c)$$

$$r_{\mu_{2,l}\mu_{2,l}}(\tau, \alpha) = \frac{bI_0(2\pi f_{\max}\tau)}{2[1 + (2\pi\alpha)^2]} \cdot \exp\left[-\frac{\varphi}{\alpha}\right] [2\pi\alpha \cdot \sin(2\pi\alpha\varphi) - \cos(2\pi\alpha\varphi)] \Big|_{\varphi=\tau-\Delta\tau/2}^{\varphi=\tau+\Delta\tau/2} \quad (3d)$$

$$r_{\mu_{1,l}\mu_{2,l}}(\tau, \alpha) = -r_{\mu_{2,l}\mu_{1,l}}(\tau, \alpha) = \frac{bI_0(2\pi f_{\max}\tau)}{2[1 + (2\pi\alpha)^2]} \cdot \exp\left[-\frac{\varphi}{\alpha}\right] [\sin(2\pi\alpha\varphi) + 2\pi\alpha\cos(2\pi\alpha\varphi)] \Big|_{\varphi=\tau-\Delta\tau/2}^{\varphi=\tau+\Delta\tau/2} \quad (3e)$$

$$r_{\mu_{1,l}\mu_{j,\lambda}}(\tau, \alpha) = 0 \quad (3f)$$

在式(3)中, τ 表示时间间隔; f_{\max} 表示最大多普勒频移; $\alpha = f_c^* - f_c$ 表示频率间隔; $J_0(\cdot)$ 表示第一类零阶贝塞尔函数; $A_l = \exp[-(\tau_l - \Delta\tau_l/2)/\alpha]$; $B_l = \exp[-(\tau_l + \Delta\tau_{l+1}/2)/\alpha]$; $f(x) \Big|_{x_1}^{x_2}$ 表示 $f(x_2) - f(x_1)$; $i, j = 1, 2; l, \lambda = 0, 1, \dots, L-1$ 且 $l \neq \lambda$ 。

2 新的跳频宽带瑞利衰落信道模型

新的仿真模型与参考模型有着相似的结构, 但它们构

造随机时变抽头因子的方法完全不同。在新模型中, 式(1)中的 $\mu_l(t)$ 和 $\mu_l^*(t)$ ($l = 0, 1, \dots, L-1$) 可由有限个加权的指数函数来产生。式(4)中的 $\mu_l(t)$ 和 $\mu_l^*(t)$ 为跳频宽带瑞利衰落信道新模型中的时变抽头因子

$$\mu_l(t) = \mu_{1,l}(t) + j\mu_{2,l}(t) = \sum_{n=1}^{N_l} \sum_{m=1}^{M_l} c_{n,m,l} \cdot \exp[j(2\pi f_{n,l}t - \phi_{n,l} - \theta_{n,m,l})] \quad (4a)$$

$$\mu_l^*(t) = \mu_{1,l}^*(t) + j\mu_{2,l}^*(t) = \sum_{n=1}^{N_l} \sum_{m=1}^{M_l} c_{n,m,l} \cdot \exp[j(2\pi f_{n,l}^*t - \phi_{n,l}^* - \theta_{n,m,l})] \quad (4b)$$

式中, $\phi_{n,l} = 2\pi f_c \varphi_{n,l}$; $\phi_{n,l}^* = 2\pi f_c^* \varphi_{n,l}$; $\varphi_{n,l} = 2\pi(f_c + \alpha)\varphi_{n,l}$ 。

式(4)所代表的含意为: 在第 l 个时变抽头因子 $\mu_l(t)$ 和 ($\mu_l^*(t)$) 中, 以 $f_{n,l}$ 为多普勒频移的第 n 个波中包含了以 $c_{n,m,l}$ 为幅度, 以 $\varphi_{n,l}$ 为传播延时的 M_l 个子波。

由式(4)知, 第 l 个抽头中包含了 $N_l M_l$ 个指数函数, 它们决定了新模型实现的复杂度和新模型的性能。式(4)中的 $\theta_{n,m,l}$ 独立均匀分布于 $[-\pi, \pi]$ 间。在其它参数不变条件下, 跳频系统物理信道的一次频率跳变 $f_c \rightarrow f_c^*$ 对应于新模型的一次相位跳变 $\phi_{n,l} \rightarrow \phi_{n,l}^*$ 。

接下来将为新模型寻找合适的 $c_{n,m,l}$, $f_{n,l}$ 和 $\varphi_{n,l}$, 以使新模型的相关特性与参考模型尽可能的吻合。

由式(3a)知参考模型第 l 个抽头上的功率 Ω_l 为 $\Omega_l = 2r_{\mu_{1,l}\mu_{1,l}}(0) = b(A_l - B_l)$ 。为了使新模型与参考模型在第 l 个抽头上具有相同的功率, 必须保证 $\sum_{n=1}^{N_l} \sum_{m=1}^{M_l} E[c_{n,m,l}^2] = b(A_l - B_l)$ (其中 $E[\cdot]$ 表示取统计平均操作)。在新模型中假设 $c_{n,m,l}$ 为常量, 基于此假设可得到 $c_{n,m,l}$ 的表达式

$$c_{n,m,l} = \sqrt{\frac{b(A_l - B_l)}{N_l M_l}} \quad (5a)$$

由文献[9]可知, 参考模型的多普勒频移假定为 $f_{n,l} \cos(\beta_{n,l})$ 。其中 $\beta_{n,l}$ 表示第 n 个波的到达角度。且在参考模型中 $\beta_{n,l}$ 被认为均匀分布于 $[-\pi, \pi]$ 间。在新模型中为了使到达角度更好的均匀分布于 $[-\pi, \pi]$ 间, 采用了文献[2]中确定到达角度的方法。式(5b)给出了 $f_{n,l}$ 的表达式

$$f_{n,l} = f_{\max} \cos\left[\frac{2\pi\theta_n + \theta_{n,l}}{N_l}\right] \quad (5b)$$

式中, $\theta_{n,l}$ 独立均匀分布于 $[-\pi, \pi]$ 间。

对于 $\varphi_{n,l}$, 它可采用文献[9]中的方法来确定。式(5c)给出了 $\varphi_{n,l}$ 的表达式

$$\varphi_{n,l} = \alpha \ln\left|\frac{1}{A_l - \frac{m}{M_l}(A_l - B_l)}\right| \quad (5c)$$

在确定了 $c_{n,m,l}$, $f_{n,l}$ 和 $\varphi_{n,l}$ 后, 将研究新模型中 $\mu_{i,l}(t)$ 和 $\mu_{j,\lambda}^*(t)$ ($i, j = 1, 2; l, \lambda = 0, 1, \dots, L-1$) 的相关特性

$$\hat{r}_{\mu_{i,l}\mu_{j,\lambda}}(\tau) = E[\mu_{i,l}(t)\mu_{j,\lambda}(t+\tau)] \quad (6a)$$

$$\hat{r}_{\mu_{i,l}\mu_{j,\lambda}^*}(\tau, \alpha) = E[\mu_{i,l}(t)\mu_{j,\lambda}^*(t+\tau)] \quad (6b)$$

式中, $E[\cdot]$ 表示对随机变量 $\theta_{n,m,l}$ 和 $\theta_{n,l}$ 的统计平均。

最后, 将式(4)和式(5)代入式(6)可得跳频宽带瑞利衰落信道新模型的相关函数

$$\hat{r}_{\mu_{1,l}\mu_{1,l}}(\tau) = \hat{r}_{\mu_{1,l}^*\mu_{1,l}^*}(\tau) = \frac{1}{2}b(A_l - B_l)J_0(2\pi f_{\max}\tau) \quad (7a)$$

$$\hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(\tau) = \hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(\tau) = \hat{r}_{u_{2,l}, u_i}(\tau) = \hat{r}_{u_{2,l}, u_i}(\tau) = 0 \quad (7b)$$

$$\hat{r}_{u_i, u_{j,\lambda}}(\tau) = \hat{r}_{u_{j,\lambda}, u_i}(\tau) = 0 \quad (7c)$$

$$\hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(\tau, x) = \frac{b(A_l - B_l)}{2N_l M_l} \sum_{n=1}^{N_l} \sum_{m=1}^{M_l} E[\cos(2\mathcal{J}f_{n,l}\tau - 2\pi x \phi_{m,l})] \quad (7d)$$

$$\hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(\tau, x) = -\hat{r}_{u_{2,l}, u_i}(\tau, x) = \frac{b(A_l - B_l)}{2N_l M_l} \sum_{n=1}^{N_l} \sum_{m=1}^{M_l} E[\sin(2\mathcal{J}f_{n,l}\tau - 2\pi x \phi_{m,l})] \quad (7e)$$

$$\hat{r}_{u_i, u_{j,\lambda}}(\tau, x) = 0 \quad (7f)$$

式中, $i, j = 1, 2; l, \lambda = 0, 1, \dots, L-1$ 且 $l \neq \lambda$

3 仿真分析与讨论

在这部分将基于六抽头的 COST 207 TU 信道的参数来比较新模型与参考模型的相关函数。对于六抽头的 COST 207 TU 信道, $\alpha = 1 \mu\text{s}$, $\tau_{\max} = 7 \mu\text{s}$ 。在仿真过程中, 假定 $f_{\max} = 91 \text{ Hz}$, $\{\tau_j\}$ 的一种划分为 $\{\tau_j\} = \{0, 0.2, 0.5, 1.6, 2.3, 5\} \mu\text{s}$ 。

首先讨论 N_l 和 M_l 的取值问题。为了确定 N_l , 我们引入了 $\mathfrak{U}_l(t)$ 的时间平均自相关函数。它的定义为

$$R_{\mathfrak{U}_l}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \mathfrak{U}_l^*(t) \mathfrak{U}_l(t + \tau) dt \quad (8)$$

式中, $\mathfrak{U}_l^*(t)$ 表示 $\mathfrak{U}_l(t)$ 的共轭。接下来给出了 $R_{\mathfrak{U}_l}(\tau)$ 的方差函数

$$\text{Var}\{R_{\mathfrak{U}_l}(\tau)\} = E[|R_{\mathfrak{U}_l}(\tau) - \hat{r}_{\mathfrak{U}_l}(\tau)|^2] \quad (9)$$

式中,

$$\hat{r}_{\mathfrak{U}_l}(\tau) = \frac{E[\mathfrak{U}_l^*(t) \mathfrak{U}_l(t + \tau)]}{b(A_l - B_l) J_0(2\mathcal{J}f_{\max} \tau)} \quad (10)$$

通过式(8)–(10), 可知

$$\text{Var}\{R_{\mathfrak{U}_l}(\tau)\} = b^2(A_l - B_l)^2 \left| \frac{1}{N_l} - f_c(\tau, N_l) - f_s(\tau, N_l) - 2f_{\cos}(\tau, N_l) \right| \quad (11)$$

式中

$$f_c(\tau, N_l) = \sum_{k=1}^{N_l} \left| \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{N_l}}^{\frac{\pi}{N_l}} \cos(2\mathcal{J}f_{\max} \tau \cos y) dy \right|^2 \quad (12a)$$

$$f_s(\tau, N_l) = \sum_{k=1}^{N_l} \left| \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{N_l}}^{\frac{\pi}{N_l}} \sin(2\mathcal{J}f_{\max} \tau \cos y) dy \right|^2 \quad (12b)$$

$$f_{\cos}(\tau, N_l) = \sum_{k=1}^{N_l} \left| \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{N_l}}^{\frac{\pi}{N_l}} \cos(2\mathcal{J}f_{\max} \tau \cos y) dy \right| \cdot \left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{N_l}}^{\frac{\pi}{N_l}} \sin(2\mathcal{J}f_{\max} \tau \cos y) dy \right| \quad (12c)$$

图 2 给出了 $l = 0$ 时不同 N_l 下的 $\text{Var}\{R_{\mathfrak{U}_l}(\tau)\}$ 。 $\text{Var}\{R_{\mathfrak{U}_l}(\tau)\}$ 的取值越小, 表明实际仿真中 $\mathfrak{U}_l(t)$ 的收敛速度越快。从图 2 可看出当 $N_l \geq 12$ 时, $\text{Var}\{R_{\mathfrak{U}_l}(\tau)\}$ 的值已经变得很小。

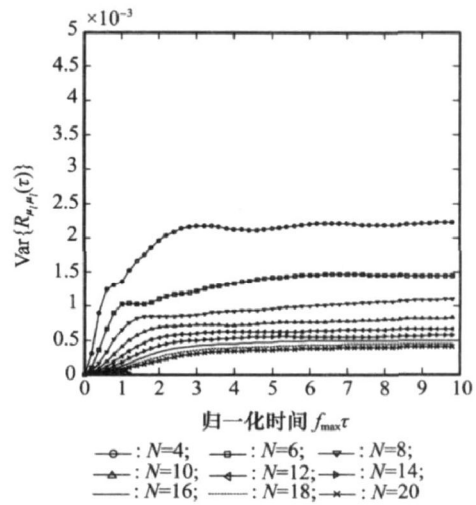


图 2 新模型的 $\text{Var}\{R_{u_i, u_l}(\tau)\} (l = 0)$

对于如何确定 M_l , 我们可采用类似于文献[9]中的方法。为了确定 M_l 的取值, 两个均方误差函数 ξ_1, ξ_2 被定义

$$\xi_1 = \frac{1}{x_{\max}} \cdot \int_0^{x_{\max}} [r_{u_i, u_{2,l}}(0, x) - \hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(0, x)]^2 dx \quad (13a)$$

$$\xi_2 = \frac{1}{x_{\max}} \cdot \int_0^{x_{\max}} [r_{u_i, u_{2,l}}(0, x) - \hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(0, x)]^2 dx \quad (13b)$$

由于本文中的 ξ_1 和 ξ_2 与文献[9]中式(26)给出的 ξ_1 和 ξ_2 完全一样, 故本文可直接利用文献[9]中的结论。即 $M_l \geq 15$ 。

在确定了 N_l 和 M_l 的取值问题后, 接下来比较参考模型与新模型的相关特性。通过分别比较式(3)与式(7)知, 无论在何种情况下都有 $\hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(\tau) = r_{u_i, u_{2,l}}(\tau)$, $\hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(\tau) = r_{u_i, u_{2,l}}(\tau)$, $\hat{r}_{u_i, u_{j,\lambda}}(\tau) = r_{u_i, u_{j,\lambda}}(\tau)$, $\hat{r}_{u_i, u_{j,\lambda}}(\tau) = r_{u_i, u_{j,\lambda}}(\tau)$ ($l, \lambda = 0, 1, \dots, L-1$ 且 $l \neq \lambda, j = 1, 2$)。对于(3d)与(7d)和(3e)与(7e), 从表达式上不能直观的看出它们的关系, 所以我们通过计算机仿真来比较它们。在综合考虑了新模型复杂度与性能的基础上, 最后把 N_l 定为 16, M_l 定为 20。下面将给出 $l = 0$ 时(3d)与(7d)和(3e)与(7e)的比较。图 3 为在六抽头的 COST 207 TU 信道下 $l = 0$ 时的互相关函数 $r_{u_i, u_{2,l}}(\tau, x)$ 和 $\hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(\tau, x)$ 。图 4 为在六抽头的 COST 207 TU 信道下 $l = 0$ 时的互相关函数 $r_{u_i, u_{2,l}}(\tau, x)$ 和 $\hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(\tau, x)$ 。从图 3 和图 4 可看出

$$\hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(\tau, x) \approx r_{u_i, u_{2,l}}(\tau, x) \quad (14a)$$

$$\hat{r}_{u_i, u_{2,l}}(\tau, x) \approx r_{u_i, u_{2,l}}(\tau, x) \quad (14b)$$

最后将比较新模型与文献[9]中仿真模型的复杂度。在文献[9]的仿真模型中, 为了保证不同抽头的时变抽头因子间不相关, 不同抽头间的 N_l 应满足: $N_l/N_\lambda \neq (2n-1)/(2k-1)$ 其中 $k = 1, 2, \dots, N_\lambda, n = 1, 2, \dots, N_l$ 。这将导致在生成 4 个以上时变抽头因子时, 文献[9]中仿真模型的 N_l 的取值将变得很大。但在我们的新模型中, 不同抽头的 N_l 可以相等。对于六抽头的 COST 207 TU 信道, 文献[9]中的仿真模型使用了 5 000 个指数函数; 而我们的新模型只需 1 920 个指数函数。

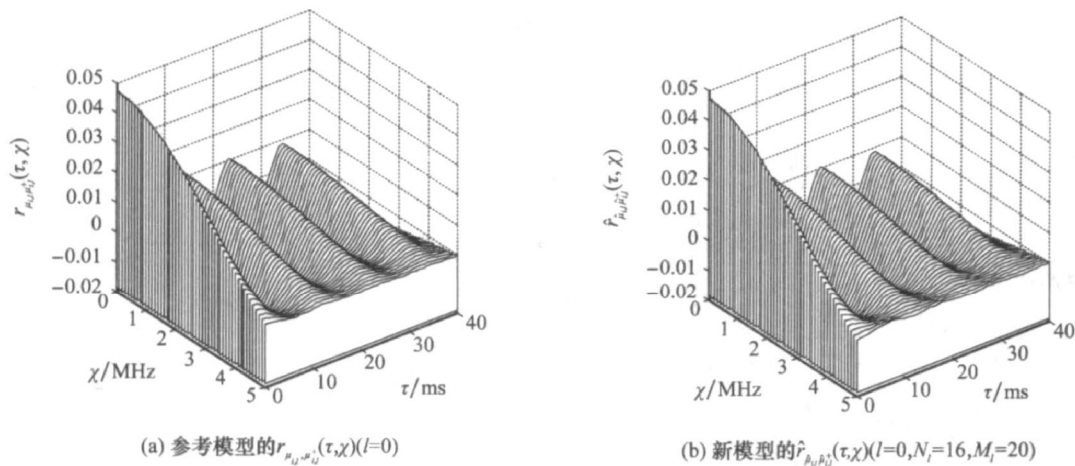


图 3 跳频宽带瑞利衰落信道的 $r_{\mu_1, \mu_2}^+(\tau, \chi)$ (参考模型, $l=0$) 与 $\hat{r}_{\mu_1, \mu_2}^+(\tau, \chi)$ (新模型, $l=0$)

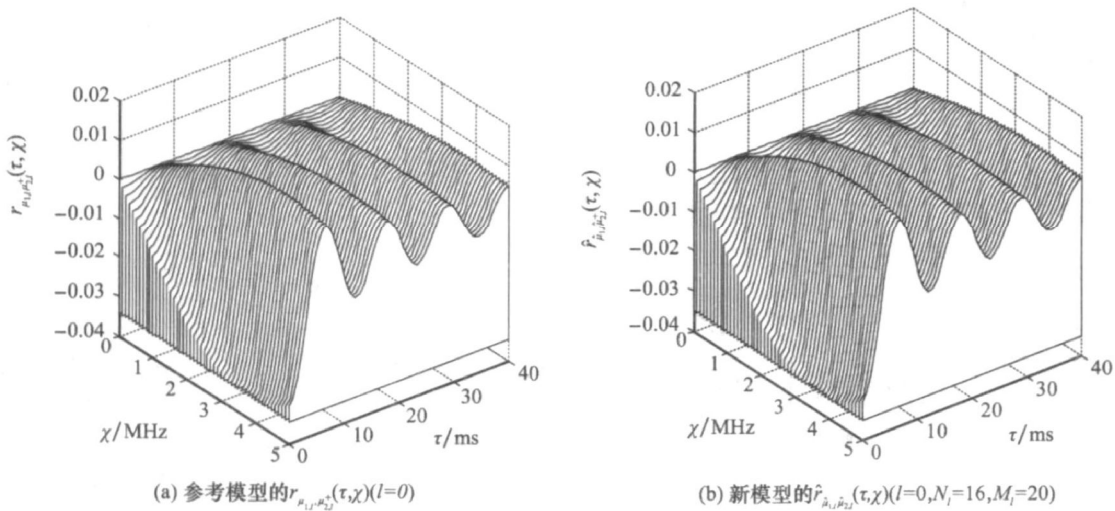


图 4 跳频宽带瑞利衰落信道的 $r_{\mu_1, \mu_2}^+(\tau, \chi)$ (参考模型, $l=0$) 与 $\hat{r}_{\mu_1, \mu_2}^+(\tau, \chi)$ (新模型, $l=0$)

4 结束语

本文提出了一种新的基于莱斯正弦和的信道模型,它被用来仿真跳频宽带瑞利衰落信道。新模型的所有参数都存在着闭合的表达式。数值仿真结果表明,使用较少指数函数的新模型与参考模型在相关特性上存在着极好的吻合。此外新模型还可以用来对其它的频率相关瑞利衰落信道进行建模,比如 MC-CDMA 和 OFDM 瑞利衰落信道。

参考文献:

[1] Patel C S, Stuber G L, Pratt T G. Comparative analysis of statistical models for the simulation of Rayleigh faded cellular channels[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2005, 53(6): 1017-1026.
 [2] Xiao C, Zheng Y R, Beaulieu N C. Novel sum of sinusoids simulation models for Rayleigh and Rician fading channels[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2006, 5(12): 3667-3679.
 [3] Zajic A G, Stuber G L. Efficient simulation of Rayleigh fading with enhanced decorrelation properties[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2006, 5(7): 1866-1875.
 [4] Wang C X, Pätzold M. Efficient simulation of multiple cross-correlated Rayleigh fading channels[C] // *PIMRC-IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio*

Communication, 2003: 1526-1530.
 [5] Sorooshiyari S, Daut D G. Generation of correlated Rayleigh fading envelopes for accurate performance analysis of diversity systems[C] // *PIMRC-IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication*, 2003: 1800-1804.
 [6] Yao R G, Wang Y S, Kong W D. A novel algorithm for the simulation of cross-correlated Rayleigh fading channels[C] // *ICCCAS-International Conference on Communication, Circuits and System*, 2006: 798-802.
 [7] Wang C X, Pätzold M, Itsarachai B. A deterministic frequency hopping Rayleigh fading channel simulator designed by using optimization techniques[C] // *PIMRC-IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication*, 2002: 478-483.
 [8] Wang C X, Pätzold M, Yao Q. Stochastic modeling and simulation of frequency hopping wideband fading channels[C] // *VTC Spring-IEEE 57th Vehicular Technology Conference*, 2003: 803-807.
 [9] Wang C X, Pätzold M, Yao Q. Stochastic modeling and simulation of frequency-correlated wideband fading channels[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2007, 56(3): 1050-1063.
 [10] Parsons J D. The mobile radio propagation channel[M]. *Second Edition*. New York: Wiley, 2000.