

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.12.013

# 一种改进的非相关多径瑞利衰落信道模型\*

李静威\*\*, 全厚德, 崔佩璋

(军械工程学院 信息工程系, 河北 石家庄 050003)

**摘要:**针对非相关多径瑞利衰落信道,提出了一种改进的基于莱斯正弦和的仿真模型。在原始精确多普勒扩展方法的基础上,对多普勒频率引入了新的旋转角定义,实现了各多径信道的非相关性。理论与仿真分析表明,该方法的自相关和互相关特性与参考模型相比具有极好的吻合性,并且在相同实现条件下,与其他改进型精确多普勒方法相比精度上也有了 20% 的提高,证实新模型能更准确地描述非相关多径瑞利衰落信道。

**关键词:**信道模拟;非相关;多径瑞利衰落信道;正弦和;旋转角

**中图分类号:**TN929.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)12-1610-04

## An Improved Model for Uncorrelated Multiple Rayleigh Fading Channels

LI Jing-wei, QUAN Hou-de, CUI Pei-zhang

(Information Engineering Department, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

**Abstract:** An improved simulation model based on Rice's Sum-of-Sinusoids is proposed for uncorrelated multiple Rayleigh fading channels. Based on the original Method of Exact Doppler Spread (MEDS), the angle of rotation is introduced for the Doppler frequency of the new simulation model, and multiple channels are uncorrelated with each other. Both theory and simulation show that a pretty good agreement between the auto-correlation and cross-correlation properties of the new model and those of the underlying reference model has been observed. Its accuracy is improved by 20% in comparison with other generalized MEDS in the same conditions.

**Key words:** channel simulation; uncorrelated; multiple Rayleigh fading channel; sum-of-sinusoids; angle of rotation

### 1 引言

信道模拟是现代无线通信设备设计和测试中的关键技术之一。随着多输入多输出(MIMO)、正交频分复用(OFDM)、跳频(FH)等先进无线通信技术的应用,各通信信道同时使用相同的单径模拟信道进行无线通信性能研究已显然无法满足这些新技术的设计和测试要求。因此,同时模拟非相关多径信道的需求显得尤为突出,已成为近年来信道模拟的重点研究对象<sup>[1-6]</sup>。

基于正弦和(SOS)的信道模拟方法能够模拟 Rayleigh、Rice、Suzuki 等多种无线衰落信道,且具有易于实现和精确有效的优点,在实际中使用较为广泛。基于 SOS 方法的模型可分为确定性模型和随机性模型,两者各有优劣。确定性模型具有各态遍历性,只需一次试验就能完全表征出新到的统计特性,但模型参数较难准确反映实际信道的随机特性;随机性模型的参数由于具有随机特性,所以能够较为充分地反映实际信道统计特性,但因不具各态遍

\* 收稿日期:2013-09-24;修回日期:2013-11-19 Received date:2013-09-24;Revised date:2013-11-19

基金项目:总装备部科研项目

Foundation Item: The Scientific Research Project of PLA General Armament Department

\*\* 通讯作者: jxyljw@163.com Corresponding author: jxyljw@163.com

历性, 模拟需要多次仿真才能获得信道的统计特性, 很大程度上降低了使用的有效性。两者相比而言, 前者较后者更加有效<sup>[1]</sup>。

确定性过程模型主要有 Jakes 法、等距法 (MED)、均方误差法 (MSEM)、等面积法 (MEA)、 $L_p$  范数法 (LPNM) 和精确多普勒扩展法 (MEDS) 等方法<sup>[7]</sup>, 这些方法都能模拟单条瑞利衰落信道, 其中 MEDS 不但具备各态遍历性, 并且与参考模型的统计特性最为接近<sup>[2,8]</sup>。然而, 使用 MEDS 进行多条多径信道模拟时, 各条多径信道需要不同数量的正弦波, 且模拟信道数大于 4 时, 所需的正弦波数将大幅增加, 极大增加了实现难度。

本文针对非相关多径信道特点, 在传统 MEDS 中对多普勒频率入射角的旋转角度取值方法进行改进, 改进了确定性 MEDS 的实现方法。理论分析和仿真试验表明, 本文提出的改进方法在保证最低复杂度的情况下, 相关统计特性与其他方法相比, 精度得到了明显提高, 并且多径的非相关特性十分明显。

## 2 参考模型

瑞利衰落信道中, 接收信号波形可以表述为经历  $N$  条路径的一系列平面波的叠加, 可以表示为

$$\mu(t) = E_0 \sum_{n=1}^N c_n e^{j(2\pi f_d \cos \alpha_n t + \theta_n)} = E_0 \cdot [\mu_1(t) + j\mu_2(t)] \quad (1)$$

式中,  $E_0$  是电场余弦波的幅度;  $c_n$ 、 $\alpha_n$ 、 $\theta_n$  分别为第  $n$  条路径的衰减、到达角、附加相移;  $f_d$  为最大多普勒频移。将式(1)归一化并统一形式可得

$$\mu_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n} t + \theta_{i,n}) \quad (2)$$

式中,  $i=1, 2$ ,  $c_{i,n}$  为多普勒系数,  $f_{i,n}$  为多普勒频率,  $\theta_{i,n}$  为多普勒相位。令

$$\zeta(t) = |\mu(t)| = |\mu_1(t) + j\mu_2(t)| \quad (3)$$

式中,  $j = \sqrt{-1}$ 。

根据中心极限定理, 当  $N_i \rightarrow \infty$  时  $\mu_i$  服从高斯分布,  $\zeta(t)$  服从瑞利分布。这时该模型的自相关函数 (ACF)、互相关函数 (CCF) 和复自相关函数 (CACF) 分别为

$$r_{\mu\mu_i}(\tau) = E[\mu_i(t)\mu_i(t+\tau)] = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (4)$$

$$r_{\mu\mu_\lambda}(\tau) = E[\mu_i(t)\mu_\lambda(t+\tau)] = 0 \quad (5)$$

$$r_{\mu\mu^*}(\tau) = E[\mu^*(t)\mu(t+\tau)] = 2J_0(2\pi f_d \tau) \quad (6)$$

式中,  $i, \lambda = 1, 2$ ,  $E[\cdot]$  为统计期望运算,  $(\cdot)^*$  为复共轭运算,  $J_0(\cdot)$  为第一类零阶贝塞尔函数。

## 3 新模型的定义

根据参考模型的表示方法, 非相关多径瑞利信道模型可表示为

$$\tilde{\zeta}_k(t) = |\tilde{\mu}_k(t)| = |\tilde{\mu}_{1,k}(t) + j\tilde{\mu}_{2,k}(t)| \quad (7)$$

式中,  $k=1, 2, \dots, K$ ,

$$\tilde{\mu}_{i,k}(t) = \sqrt{\frac{2}{N_{i,k}}} \sum_{n=1}^{N_{i,k}} \cos(2\pi f_{i,n,k} t + \theta_{i,n,k}) \quad (8)$$

式中,  $k$  值表示第  $k$  径,  $i=1, 2$  分别表示实部和虚部,  $N_{i,k}$  表示正弦波的数目,  $f_{i,n,k}$  为多普勒频率,  $\theta_{i,n,k}$  为  $(0, 2\pi]$  区间内均匀分布的随机相位。

当模型参数  $f_{i,n,k}$  和  $\theta_{i,n,k}$  给定后, 该确定性模型第  $k$  径瑞利衰落波形  $\tilde{\mu}_{i,k}$  的时间平均 ACF 为<sup>[7]</sup>

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{\mu_i, \mu_{i,k}}(\tau) &= E[\tilde{\mu}_{i,k}(t)\tilde{\mu}_{i,k}(t+\tau)] = \\ & \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \tilde{\mu}_{i,k}(t)\tilde{\mu}_{i,k}(t+\tau) dt = \\ & \frac{1}{N_{i,k}} \sum_{n=1}^{N_{i,k}} \cos(2\pi f_{i,n,k} \tau) \end{aligned} \quad (9)$$

其中,  $i=1, 2, k=1, 2, \dots, K$ 。同理, 第  $k$  径瑞利衰落波形  $\tilde{\mu}_{i,k}$  的时间平均 CCF 为<sup>[7]</sup>

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{\mu_i, \mu_{\lambda,l}}(\tau) &= E[\tilde{\mu}_{i,k}(t)\tilde{\mu}_{\lambda,l}(t+\tau)] = \\ & \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \tilde{\mu}_{i,k}(t)\tilde{\mu}_{\lambda,l}(t+\tau) dt = \\ & \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N_i N_\lambda}} \sum_{n=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{N_\lambda} \cos(2\pi f_{i,n,k} \tau - \theta_{i,n,k} \pm \theta_{\lambda,m,l}), & f_{i,n,k} = \pm f_{\lambda,m,l} \\ 0, & f_{i,n,k} \neq \pm f_{\lambda,m,l} \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

为使多径模型中每条路径均符合要求, 则每条路径的相关函数特性应尽可能接近参考模型的相关函数特性, 即

$$\tilde{r}_{\mu_i, \mu_{i,k}}(\tau) \approx r_{\mu\mu_i}(\tau) \quad \forall \tau \in [0, \tau_d] \quad (11a)$$

$$\tilde{r}_{\mu_i, \mu_{\lambda,l}}(\tau) = 0 \quad \forall \tau \in [0, \tau_d] \quad (11b)$$

$$\tilde{r}_{\mu\mu}(\tau) = \sum_{i=1}^2 \tilde{r}_{\mu_i, \mu_{i,k}}(\tau) \approx r_{\mu\mu}(\tau) \quad \forall \tau \in [0, \tau_d] \quad (11c)$$

式中,  $\tau_d$  表示最大允许时间间隔,  $\tau_d = N_i / (2f_{\max})$ 。

为满足式(11b), 观察式(10), 需使

$$f_{i,n,k} \neq \pm f_{\lambda,m,l}, \quad i \neq \lambda \quad (12a)$$

$$f_{i,n,k} \neq \pm f_{\lambda,n,l}, \quad k \neq l \quad (12b)$$

对于所有的  $n=1, 2, \dots, N_i$  和  $m=1, 2, \dots, N_\lambda$  均成立。这要求  $\tilde{\mu}_{i,k}(t)$  和  $\tilde{\mu}_{\lambda,l}(t)$  的离散多普勒频率集不能相交, 即当  $i \neq \lambda$  ( $i, \lambda = 1, 2$ ) 和  $k \neq l$  ( $k, l = 1, 2, \dots, K$ ) 时均有  $\{f_{i,n,k}\}_{n=1}^{N_i} \cap \{f_{\lambda,m,l}\}_{m=1}^{N_\lambda} = \emptyset$ 。

为了解决非相关多径瑞利衰落信道模型建立中存在的问题, 在原始 MEDS 方法中的多普勒频率中

引入旋转角,将多普勒频率 $f_{i,n,k}$ 定义为

$$f_{i,n,k} = f_d \cos(\alpha_{i,n,k}) = f_d \cos\left[\frac{\pi}{2N_i}\left(n - \frac{1}{2}\right) + \alpha_{i,0,k}\right] \quad (13)$$

其中 $f_d$ 表示最大多普勒频移, $\alpha_{i,n,k}$ 和 $\alpha_{i,0,k}$ 分别表示第 $k$ 径的到达角和旋转角。

旋转角 $\alpha_{i,0,k}$ 定义为

$$\alpha_{i,0,k} = (-1)^{i-1} \cdot \frac{\pi}{4N_i} \cdot \tan\left(\frac{k}{K+2} \cdot \frac{\pi}{4}\right) \quad (14)$$

其中, $i=1,2;k=1,2,\dots,K$ 。

将式(14)代入式(9)得

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{\mu_i, \mu_{i,k}}(\tau) = & \frac{1}{N_{i,k}} \sum_{n=1}^{N_{i,k}} \cos\left\{2\pi f_d \cos\left[\frac{\pi}{2N_i}\left(n - \frac{1}{2}\right) + \right. \right. \\ & \left. \left. (-1)^{i-1} \cdot \frac{\pi}{4N_i} \cdot \tan\left(\frac{k}{K+2} \cdot \frac{\pi}{4}\right)\right] \tau\right\} \quad (15) \end{aligned}$$

为了衡量式(11a)的近似程度,选用多径模型与参考模型 ACF 的均方误差函数作为判断标准,即

$$e_2 = \sqrt{\frac{1}{\tau_d} \int_0^{\tau_d} |\tilde{r}_{\mu_i, \mu_{i,k}}(\tau) - r_{\mu_{i,k}}(\tau)|^2 d\tau} \quad (16)$$

### 4 相关特性分析

在原始 MEDS 模型基础上,对多普勒频率引入旋转角,必然会对模型的相关特性产生影响。首先,将旋转角 $\alpha_{i,0,k}$ 看成一个整体,将 ACF 的均方误差 $e_2$ 作为 $\alpha_{i,0,k}$ 的函数,以此判断旋转角的取值对 ACF 特性的影响。图 1 给出了 $-2 \leq \alpha_{i,0,k} \leq 2$ 之间时两者的关系。由图 1 可知, $e_2$ 随着 $\alpha_{i,0,k}$ 以 $\pi/2$ 为周期进行变化,且每个周期内的均方误差值对称地单调递增和递减。当 $\alpha_{i,0,k}=0$ 时,即退化到原始 MEDS,均方误差值也降到最小,说明旋转角的引入对 ACF 性能产生了一定的负面影响。然而均方误差值同时也会受到正弦波数目 $N$ 值的影响,随着 $N$ 值的增加,误差值会越来越小。

其次,式(13)中

$$\frac{\pi}{4N_i} \leq \frac{\pi(n-1/2)}{2N_i} \leq \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4N_i} \quad (1 \leq n \leq N_i),$$

观察式(14)有

$$0 < \alpha_{i,0,k} < \frac{\pi}{4N_i} \quad (i=1)$$

或

$$-\frac{\pi}{4N_i} < \alpha_{i,0,k} < 0 \quad (i=2),$$

这样有 $\alpha_{i,n,k} \subset (0, \frac{\pi}{2})$ 。同时 $\alpha_{i,0,k}$ 值随着 $k$ 值单调

递增或单调递减,因此 $f_{i,n,k}$ 也是 $k$ 值的单调函数。这样 $\alpha_{i,0,k}$ 的定义式(14)能够保证式(12a)和式(12b)的成立,进而保证了新模型的 CCF 表达式(11b)成立。这说明新模型随着 $k$ 与 $i$ 值的不同,所生成的多径信道将具有很强的非相关性,即使 $N_i$ 取值相同也不影响新模型的非相关特性。

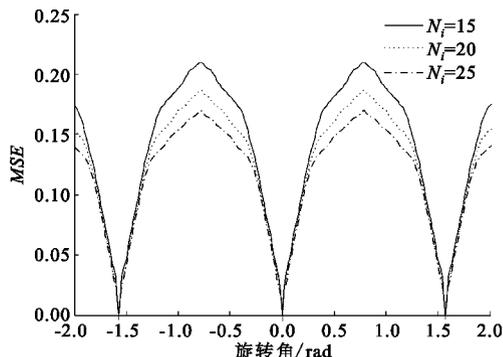


图 1 旋转角与 AFC 均方误差的关系  
Fig. 1 Relationship between rotation angle and MSE of AFC

### 5 实验仿真与性能分析

为了更直观地了解新模型的性能,且具有可比性,我们选取与文献[2]相同的参数 $f_d=91$  Hz, $N=20,K=5$ ,以产生多径中的第 3 条( $k=3$ )非相关瑞利衰落信道为考察对象对新模型进行验证,并将本文的新模型与参考模型及文献[2]中的 GMEDS<sub>1</sub> 模型进行性能比对,图 2 给出了三者的 ACF 曲线。可以发现,新模型能够很好地接近参考模型的 ACF,这说明新模型具备良好的自相关特性,并且与参考模型具有很好的吻合度,具有较高的有效性。

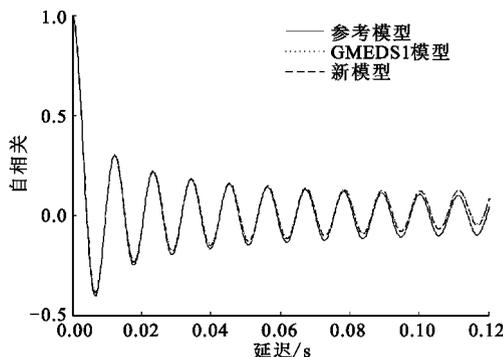


图 2 自相关函数对比  
Fig. 2 Contrast between AFC of each model

为进一步说明新模型的精确程度,采用式(16)均方误差函数作为判断标准,图 3 给出了新模型和 GMEDS<sub>1</sub> 模型两者 ACF 特性的对比关系。从图中可以看出,在上面实现条件的情况下新模型的误差得到了降低,在最大允许时间间隔内精度提高了 20%。

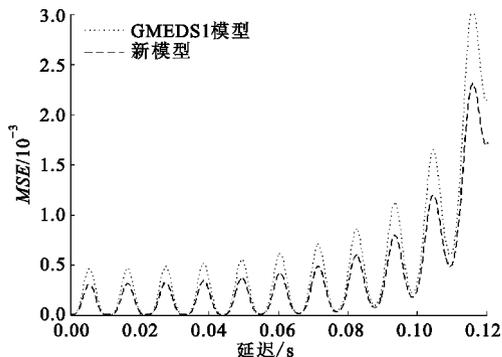


图 3 自相关函数的均方误差对比

Fig. 3 Contrast between MSE of each AFC

图 4 给出了 5 条实验仿真信道中的第 1、第 2 和第 3 条信道包络的时域图形。直观上可以发现该 3 条信道的包络具有较好的非相关的瑞利信道特点, 且三者并不具备相关性。

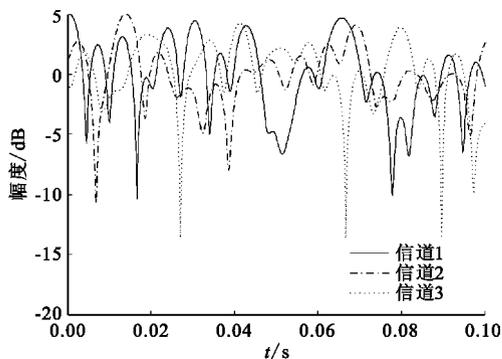


图 4 3 条非相关瑞利衰落信道时域波形

Fig. 4 Waveform of 3 uncorrelated Rayleigh fading channels in the time domain

## 6 结论

本文在原始精确多普勒扩展方法的基础上, 在多普勒频率中加入了由多径序数控制的旋转角, 对多普勒频率的到达角进行调节, 与原始方法相比, 在不增加实现开支的情况下, 能够实现各条模拟信道之间的非相关性。理论分析表明, 旋转角的不同取值能够保证模型的互相关函数值为 0, 同时仿真分析也验证了该方法具有很好的有效性和非常高的精度, 因此对频率选择性信道和 OFDM、MIMO、FH 等先进无线通信技术的性能模拟测试具有较强的指导意义。但是, 通过设置旋转角实现多径非相关信道的同时, 也给信道模拟的精度带来了差异, 如何消除这种由旋转角带来的精度差异是进一步研究的方向。

## 参考文献:

[1] Pätzold M, Hogstad B O, Kim D. A New Design Concept

for High-performance Fading Channel Simulators Using Set Partitioning [J]. *Wireless Personal Communication*, 2007, 40 (3): 267-279.

- [2] Pätzold M, Chengxiang W, Hogstad B O. Two New Sum-of-Sinusoids-Based Methods for the Efficient Generation of Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8 (6): 3122-3131.
- [3] Gan Y, Xu Q. An Improved SoS Method for Generating Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Waveforms [J]. *IEEE Communications Letters*, 2010, 14 (7): 641-643.
- [4] 胡凯, 崔琛, 金家保. 一种新的 Jakes 模型参数计算方法 [J]. *信号处理*, 2010, 26 (11): 1713-1717.
- HU Kai, CUI Chen, JIN Jia-bao. A Novel Parameter Calculation Method of Jakes Model [J]. *Signal Processing*, 2010, 26 (11): 1713-1717. (in Chinese)
- [5] Gutiérrez A C, Pätzold M, Sandoval A, et al. An Ergodic Sum-of-Cisoids Simulator for Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Channels Under Generalized Scattering Conditions [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61 (5): 2375-2382.
- [6] Wang C-X, Yuan D-F, Chen H-H, et al. An Improved Deterministic SoS Channel Simulator for Multiple Uncorrelated Rayleigh Fading Channels [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7 (9): 3307-3311.
- [7] Pätzold M. *Mobile Fading Channels* [M]. 2nd ed. Chichester: Wiley, 2012.
- [8] Patel S C, Stüber L G, Pratt G T. Comparative Analysis of Statistical Models for the Simulation of Rayleigh Faded Cellular channels [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53 (6): 1017-1026.

## 作者简介:



李静威(1981—),男,河北武邑人,2007 年获硕士学位,现为博士研究生,主要研究方向为信道建模与估计、通信设备性能测试;

LI Jing-wei was born in Wuyi, Hebei Province, in 1981. He received the M. S. degree in 2007. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research interests include modeling

and estimation of channel, communication performance test.

Email: jxyljw@163.com

全厚德(1963—),男,辽宁大连人,博士,教授、博士生导师,主要研究方向为通信设备性能测试;

QUAN Hou-de was born in Dalian, Liaoning Province, in 1963. He is now a professor with the Ph. D. degree and also the Ph. D. supervisor. His research concerns communication equipment performance test.

崔佩璋(1974—),男,山西长治人,硕士,讲师,主要研究方向为信息与通信工程。

CUI Pei-zhang was born in Changzhi, Shanxi Province, in 1974. He is now a lecturer with the M. S. degree. His research concerns information and communication engineering.