

一种改进的衰落分集信道量化 FSMC 模型及其性能分析

高 凯, 张尔扬

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 针对无线快衰落信道, 本文提出一种改进的一阶 FSMC 量化模型, 并提出一种通过分析基带差错序列游程分布特性的新方法, 来验证 Markov 模型的性能. 文中给出 FSMC 量化模型参数提取方法, 并分别通过对采用选择性合并、等增益合并、最大比合并以及不采取分集合并的 Nakagami 分布衰落信道的仿真, 证实了改进的量化 FSMC 模型的准确性.

关键词: 有限态 Markov 信道; Nakagami m 分布; 信道模型

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 12-2227-05

An Improved Quantized FSMC Model of Fading Diversity Channel and Its Performance Analysis

GAO Kai, ZHANG Er-yang

(National University of Defence Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: Aiming at fast fading channel, this paper presents a improved first order quantized FSMC model and a new method to validate performance of the model by analyzing the distribution of the error sequence. The simulation is carried out to emulate selection, equal gain, maxirn ratio combining and no combining in the Nakagami distribution fading channel and simulations results verify the accuracy of the improved first order quantized FSMC model.

Key words: FSMC; Nakagami m distribution; channel model

1 引言

Markov 模型在衰落信道的仿真中得到了广泛的应用, 采用 Markov 模型对衰落信道建模一般输出相应的基带差错序列, 而不是衰落信道的包络, 这样可以简化仿真过程, 从而快速、有效的实现通信模块的仿真、测试.

FSMC (Finite State Markov Channel) 模型将接收信号的信噪比 (SNR) 量化为有限的状态, 然后采用一阶有限态 Markov (马尔科夫) 模型实现^[1], 该方法具有很高的准确性、较低的复杂度. 一些文献分析讨论了对瑞利分布衰落信道^[1] 以及莱斯分布衰落信道^[2] 采用 FSMC 进行建模.

但是传统的 FSMC 模型都针对无线信道的慢衰落^[1,2], 假设相邻采样点之间的 SNR 为连续的, 对于快衰落一阶 Markov 模型不再适用, 文献[2] 中提出采用无记忆信道模型来描述快的瑞利衰落, 但是这与实际信道的有记忆性相违背.

Nakagami 分布相对瑞利分布、对数正态分布、莱斯分布更准确的与实验数据相吻合, 能够比较充分的描述多径效应, 并

且具有更好的灵活性与广泛的适应性, 因此在现代无线通信的理论研究与实际应用中得到了广泛的重视. 文献[3] 中讨论了采用高阶 FSMC 模型对 Nakagami 分布衰落信道进行建模, 但是该方法具有很高的计算复杂度, 限制了其在实际中的应用.

本文提出采用改进的一阶 FSMC 模型对采用不同分集方式的 Nakagami 分布衰落信道进行建模, 大大简化了运算的复杂度, 并且针对 Markov 模型输出的基带差错序列的误码游程分布特性, 分析对比了建模后的性能.

2 衰落信道的量化 FSMC 模型

设无线衰落信道的数据传输速率为 R_s , 对接收信号的 SNR 进行采样, 采样速率为 $f_s (f_s = M \cdot R_s, M \geq 1, M$ 为信道的过采样率). 然后按照门限 $\{A_k\}$ 进行量化, 其中, $k = 0, 1, \dots, K - 1, K; A_0 = 0; A_K = +\infty$.

具体改进的 FSMC 信道模型的实现结构如图 1 所示. 模型使用两个在 $[0, 1]$ 均匀分布的随机噪声, 一个均匀分布的随

机噪声根据转移概率决定 Markov 状态的转移, 另一个根据所属状态的瞬时误码率决定差错序列的产生. 衰落信道 SNR 生成模块以第一个均匀分布的随机噪声产生器的输出作为 Markov 模型的状态转移参数, 以信道的采样速率输出量化的衰落信道的 SNR 状态参数 s_i , 然后经 M 倍抽取, 得到相应的基带数据对应的 SNR 状态参数 s'_i , 最后根据第二个均匀分布的随机噪声产生器的输出以及内部的各状态瞬时误码率表, 输出相应的基带差错序列.

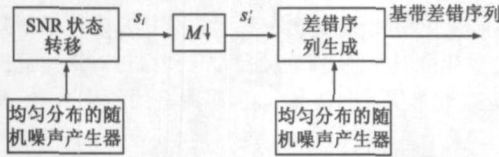


图 1 改进的 FSMC 信道模型

量化后的 SNR 可以表示为:

$$s_i = k, \quad \text{当 } a_i = a(iT) \in [A_k, A_{k+1}) \quad (1)$$

量化后的 SNR 属于不同状态的概率为:

$$P_k = \int_{A_k}^{A_{k+1}} p d f_A(a) da \quad (2)$$

其中 $p d f_A(a)$ 为信道输出信噪比(SNR)的概率密度函数.

不同状态下的平均 SNR 为:

$$T_k = \frac{1}{P_k} \int_{A_k}^{A_{k+1}} a p d f_A(a) da \quad (3)$$

其中, $k = 0, 1, \dots, K-1$. 衰落信道的理论误码率为:

$$P_e = \int_0^{\infty} e(a) p d f_A(a) da \quad (4)$$

其中 $e(a)$ 为接收机在 AWGN 信道中的误码率, 对于相干 BPSK 解调 $e(a) = Q(\sqrt{2a})$, 其中

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt.$$

采用 FSMC 模型时, 在每个状态的瞬时误码率为:

$$P_{e_k} = \frac{1}{P_k} \int_{A_k}^{A_{k+1}} e(a) p d f_A(a) da \quad (5)$$

表 1 差错游程出现概率(最大多普勒扩展: 100Hz, 过采样率: 1)

合并方式	分布参数		差错游程出现概率(量化模型/物理模型)			误码率 (量化/物理模型)
	ρ	m	L= 1	L= 2	L= 3	
NC	3	1	0.0593/0.0589	0.0107/0.0106	0.0026/0.0026	0.0926/0.0933
		4	0.0350/0.0346	0.0025/0.0024	0.0002/0.0002	0.0408/0.0408
	6	1	0.0366/0.0364	0.0059/0.0059	0.0012/0.0012	0.0537/0.0543
		4	0.0103/0.0105	0.0004/0.0004	<0.0001/ <0.0001	0.0111/0.0115
SC	3	1	0.0297/0.0299	0.0029/0.0029	0.00037/0.00040	0.0369/0.0378
		4	0.0190/0.0189	0.0007/0.0007	<0.0001/ <0.0001	0.0205/0.0206
	6	1	0.0122/0.0123	0.0008/0.0008	0.00006/0.00006	0.0139/0.0140
		4	0.0032/0.0032	<0.0001/ <0.0001	<0.0001/ <0.0001	0.0033/0.0033
EGC	3	1	0.0239/0.0238	0.0021/0.0021	0.0002/0.0002	0.0290/0.0292
		4	0.0065/0.0065	0.0001/0.0001	<0.0001/ <0.0001	0.0067/0.0068
	6	1	0.0091/0.0092	0.0005/0.0005	<0.0001/ <0.0001	0.0102/0.0104
		4	0.0006/0.0006	<0.0001/ <0.0001	<0.0001/ <0.0001	0.0006/0.0006
MRC	3	1	0.0200/0.0201	0.0016/0.0016	0.0002/0.0002	0.0239/0.0243
		4	0.0059/0.0058	0.0001/0.0001	<0.0001/ <0.0001	0.0061/0.0060
	6	1	0.0074/0.0075	0.0004/0.0004	<0.0001/ <0.0001	0.0082/0.0084

门限 $\{A_k\}$ 的选取有多种方法, 一些文献提出采用 MMSE 准则以及采用等状态驻留时间的方法实现最佳门限值的选取^[4], 但这些方法计算量大, 本文用等概率法, 即取 $P_k = 1/K$, 然后计算出门限值.

采用一阶 FSMC 模型进行分析时, 信道的过采样率 M 的选择必须保证: (1) 在一个采样周期内, 接收信号的 SNR 不变; (2) 相邻采样点之间的 SNR 为连续的.

参照文献[1], 相邻采样点对应的不同状态之间的转移概率为:

$$\begin{aligned}
 P_{i,k} &= 0, \quad \forall |i-k| > 1, \\
 P_{k,k+1} &= (N_{k+1}) / (f_s P_k), \quad k = 0, 1, \dots, K-2 \quad (6) \\
 P_{k,k-1} &= [N_k / (f_s P_k)], \quad k = 1, 2, \dots, K-1 \\
 P_{0,0} &= 1 - P_{0,1}, \quad P_{K-1,K-1} = 1 - P_{K-1,K-2} \\
 P_{k,k} &= 1 - P_{k,k-1} - P_{k,k+1}, \quad k = 1, 2, \dots, K-2 \quad (7)
 \end{aligned}$$

其中 N_k 为衰落信道输出 SNR 在不同的 T_k 时, 对应的电平穿越速率(LCR).

文献[6~ 8]给出了 Nakagami 衰落信道采用不同的分集时包络的 pdf、cdf 与 LCR, 经过适当的变换, 可以得到相应的 SNR 对应的 pdf、cdf 与 LCR, 详见附录.

3 性能分析及计算机仿真

衰落信道的一阶 Markov 模型的性能验证, 一般有两类方法: 信息尺度验证法与统计方法^[5]. 前者从信息论的角度, 用前后两采样点之间的互信息量来验证一阶 Markov 模型的可行性, 后者一般分析模型量化状态的概率分布、LCR 与自相关函数等. 用 Markov 模型对衰落信道建模, 最终利用的是基带差错序列, 现有的验证方法主要对衰落信道量化包络特性进行验证, 没有考虑到后端的基带差错序列的分布特性.

本文主要分析改进的 FSMC 信道模型输出的基带差错序列的分布特性, 分析基带差错序列误码率, 分析基带差错序列中不同长度错误游程的出现概率以及不同长度游程之间的距

表 2 差错游程出现概率(最大多普勒扩展: 2000Hz, 过采样率: 10)

合并方式	分布参数		差错游程出现概率(量化模型/物理模型)			误码率 (量化/物理模型)
	ρ	m	L=1	L=2	L=3	
NC	3	1	0.0667/0.0703	0.0096/0.0089	0.0015/0.0012	0.0916/0.0923
		4	0.0360/0.0361	0.0020/0.0018	0.0001/0.0001	0.0404/0.0401
	6	1	0.0427/0.0449	0.0043/0.0035	0.0004/0.0003	0.0530/0.0530
		4	0.0109/0.0108	0.0002/0.0002	<0.0001/ <0.0001	0.0113/0.0112
SC	3	1	0.0325/0.0331	0.0020/0.0019	0.0001/0.0001	0.0371/0.0372
		4	0.0193/0.0195	0.0005/0.0005	<0.0001/ <0.0001	0.0205/0.0206
	6	1	0.0132/0.0133	0.0004/0.0003	<0.0001/ <0.0001	0.0140/0.0140
		4	0.0032/0.0032	0.0001/ <0.0001	<0.0001/ <0.0001	0.0033/0.0033
EGC	3	1	0.0257/0.0260	0.0013/0.0012	<0.0001/ <0.0001	0.0287/0.0286
		4	0.0066/0.0066	<0.0001/ <0.0001	<0.0001/ <0.0001	0.0067/0.0067
	6	1	0.0098/0.0098	0.0002/0.0002	<0.0001/ <0.0001	0.0102/0.0102
		4	0.0006/0.0006	<0.0001/ <0.0001	<0.0001/ <0.0001	0.0006/0.0006
MRC	3	1	0.0217/0.0220	0.0010/0.0009	<0.0001/ <0.0001	0.0238/0.0238
		4	0.0059/0.0059	0.0001/0.0001	<0.0001/ <0.0001	0.0061/0.0061

离的概率分布. 衰落信道的误码特性可以通过不同长度错误游程的分布计算得到.

仿真时, 结合文献[9]中 Rayleigh 衰落信道的仿真实验, 以及文献[10]中 Nakagami 序列的构造, 产生 Nakagami 分布衰落信道的包络采样序列, 并参考文献[7]产生采用不同的分集合并方式的相应的衰落信道的包络采样序列.

数 m 分别取 1、4; ρ 分别取 3dB、6dB; 对于较小多普勒扩展, 过采样率为 1, 大的多普勒扩展, 过采样率为 10; 分集支路数都取为 2.

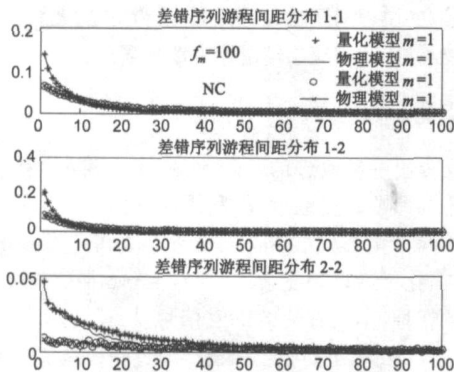


图 2 间距分布密度, NC, f_m 取 100Hz

表 1、表 2 分别显示了最大多普勒扩展 f_m 取 100Hz、2000Hz 时, 采用改进的 FSMC 量化模型与实际未量化的物理模型对应的差错游程数量分布以及误码率. 仿真中只记录 $L \leq 3$ 的游程. 仿真中, 数据速率 R_s 为 10kb/s; Nakagami 分布参

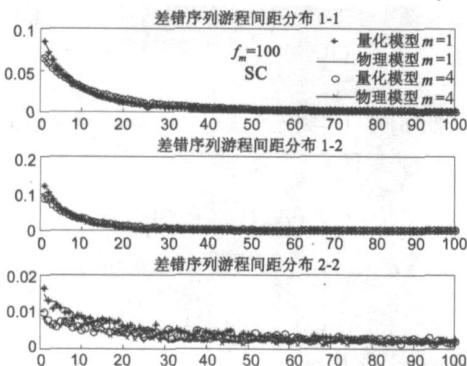


图 3 间距分布密度, SC, f_m 取 100Hz

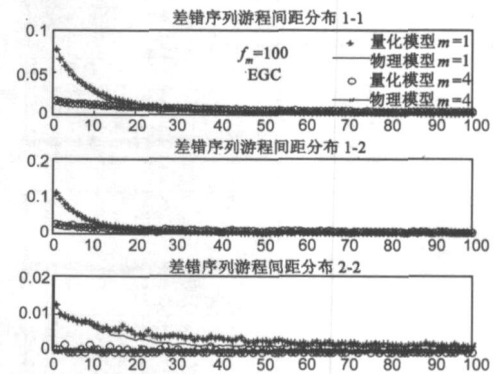


图 4 间距分布密度, EGC, f_m 取 100Hz

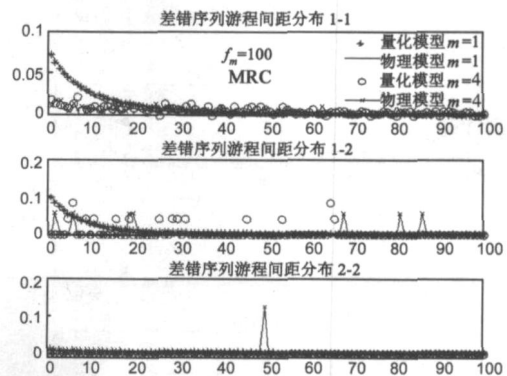


图 5 间距分布密度, MRC, f_m 取 100Hz

从表 1、表 2 中可以看出改进的 FSMC 量化模型, 对于不同合并方式, 其误码率特性都与实际的物理信道模型相吻合, 并且不同长度游程出现概率吻合性也较好. 并且 m 越大, 采用的合并方式性能越好, 吻合程度越好. 这主要因为 m 越大, 采用的合并方式性能越好, 则相应的信道稳定性越强.

图 2~9 分别显示了最大多普勒扩展 f_m 取 100Hz、2000Hz 时以及采用不同的合并方式时, 采用改进的 FSMC 量化模型

与实际未量化的物理模型对应的不同长度的游程间距分布的概率密度. Nakagami 分布参数 ρ 取 3dB, 其他参数同上. 每个图中由上至下分别显示了相邻的长度为 1 的游程间距、相邻的长度为 1 与 2 的游程间距以及相邻的长度为 2 的游程间距分布的概率密度. 图中只显示了间距小于 100 的部分.

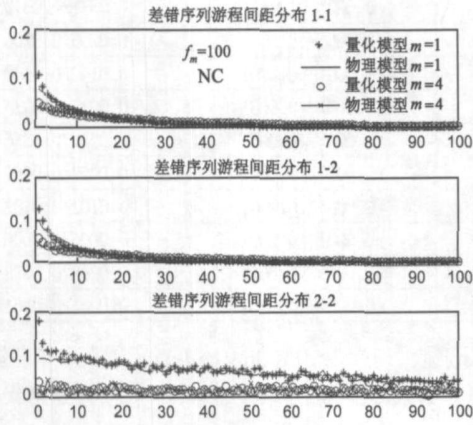


图 6 间距分布密度, NC, f_m 取 2000 Hz

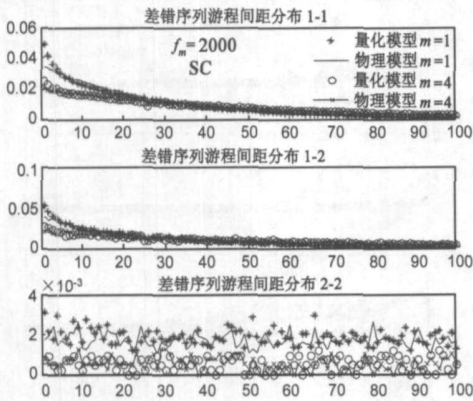


图 7 间距分布密度, SC, f_m 取 100 Hz

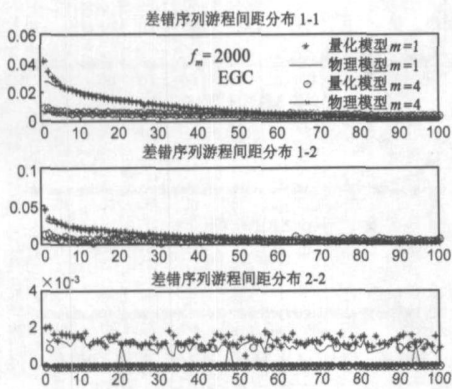


图 8 间距分布密度, EGC, f_m 取 2000 Hz

图 2~ 5 显示了最大多普勒扩展 f_m 取 100 Hz, 采用不同的合并方式时, 不同长度的游程间距分布的概率密度.

图 6~ 9 显示了最大多普勒扩展 f_m 取 2000 Hz, 采用不同的合并方式时, 不同长度的游程间距分布的概率密度.

由图可以看出对不同的 Nakagami 分布参数 m , 以及不同

的最大多普勒扩展 f_m , 改进的量化 FSMC 模型的不同长度游程间距分布的概率密度与实际物理信道的概率分布密度基本吻合. 图 5、图 8 与图 9 中, 长度为 1 与 2 的游程间距以及长度为 2 的游程间距分布曲线中, 有些点吻合性较差, 这主要是由于相应的长度为 2 的游程出现概率较小, 仿真中由于仿真时间与速度的限制, 产生的相应游程数目较少而导致, 当仿真数据足够长时, 孤立的不吻合的点将显著减少.

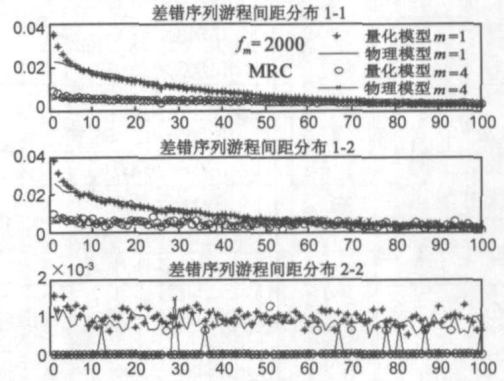


图 9 间距分布密度, MRC, f_m 取 2000 Hz

从图 2~ 9 中可以看出, 对于不同合并方式, 相同的其他信道参数, 采用的合并方式性能越好, 相应的游程间距越大; 对于相同的其他信道参数、合并方式, Nakagami 分布参数 m 越大, 相应的游程间距越大. 这都是因为 m 越大, 采用的合并方式性能越好, 则相应的信道稳定性越强.

4 结束语

本文提出一种改进的一阶 FSMC 量化模型, 给出了量化模型的不同参数的提取过程. 利用改进的 Markov 模型, 本文对采用不同分集方式的 Nakagami 分布衰落信道包络进行建模, 大大简化了运算的复杂度. 针对 Markov 模型输出基带差错序列的特性, 本文在传统的互信息量、量化状态的概率分布、LCR 与自相关函数尺度外, 提出通过验证基带差错序列的游程分布特性来验证量化模型的性能. 仿真结果证实了改进的量化 FSMC 模型的准确性.

附录

文献[6~ 8]给出了 Nakagami 衰落信道采用不同的分集时包络的 pdf、cdf 与 LCR, 经过适当的变换, 可以得到相应的 SNR 对应的 pdf、cdf 与 LCR.

1 无合并 (NC)

由文献[6]可以得到无分集时, Nakagami 衰落信道的 SNR 对应的 pdf、cdf 与 LCR:

$$p f_A(a) = \frac{a^{m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\rho} \right)^m \exp\left(-\frac{m}{\rho} a\right) \quad (8a)$$

$$cdf(A) = \frac{\Gamma(m, mA/\rho)}{\Gamma(m)} \quad (8b)$$

$$N_A = \frac{\sqrt{2\pi} f_m}{\Gamma(m)} \left(\frac{mA}{\rho} \right)^{m-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{mA}{\rho}\right) \quad (8c)$$

其中, $\rho = E(A)$, f_m 为无线信道的最大 doppler 扩展.

2 选择性合并 (SC)

由文献[7]可以得到采用选择性合并时, Nakagami 衰落分集信道的 SNR 对应的 pdf 、 cdf 与 LCR:

$$pdf_A(a) = \frac{Ma^{m-1}\Gamma^{M-1}(m, mA/\rho)}{\Gamma^M(m)} \left(\frac{m}{\rho}\right)^m \exp\left[-\frac{m}{\rho}a\right] \quad (9a)$$

$$cdf(A) = \left[\frac{\Gamma(m, mA/\rho)}{\Gamma(m)}\right]^M \quad (9b)$$

$$N_A = \frac{Mf_m \sqrt{2\pi} \Gamma^{M-1}(m, mA/\rho)}{\Gamma^M(m)} \left(\frac{mA}{\rho}\right)^{m-(1/2)} \exp\left[-\frac{mA}{\rho}\right] \quad (9c)$$

其中 M 为分集的支路数。

3 等增益合并 (EGC)

等增益合并时包络统计特性表达式非常复杂^[7,8], 为分析方便本文恒取 M 为 2, 得到采用等增益合并时, Nakagami 衰落分集信道的 SNR 对应的 pdf 、 cdf 与 LCR:

$$pdf_A(a) = \frac{B(2m, 0.5) a^{2m-1} \phi(2m, 2m+0.5, mA/\rho)}{2^{2m-2} \Gamma^2(m)} \cdot \left(\frac{m}{\rho}\right)^{2m} \exp\left[-\frac{2m}{\rho}a\right] \quad (10a)$$

$$cdf(A) = \frac{\sqrt{\pi}}{2^{4m-2} \Gamma^2(m)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(2m+n)\Gamma(2m+n)}{\Gamma(2m+n+0.5)2^n n!} \cdot \Gamma(2m+n, 2\frac{mA}{\rho}) \quad (10b)$$

$$N_A = \frac{f_m \sqrt{2\pi} B(2m, 0.5)}{2^{2m-2} \Gamma^2(m)} \left(\frac{mA}{\rho}\right)^{2m-\frac{1}{2}} \exp\left[-\frac{2mA}{\rho}\right] \cdot \phi(2m, 2m+0.5, mA/\rho) \quad (10c)$$

其中 $b(x, y)$ 为 Beta 函数, $\phi(x, y, z)$ 为超几何分布函数。

4 最大比合并 (MRC)

由文献[7]可以得到采用最大比合并时, Nakagami 衰落分集信道的 SNR 对应的 pdf 、 cdf 与 LCR:

$$pdf_A(a) = \frac{a^{mM-1}}{\Gamma(mM)} \left(\frac{m}{\rho}\right)^{mM} \exp\left[-\frac{m}{\rho}a\right] \quad (11a)$$

$$cdf(A) = \frac{\Gamma(mM, mA/\rho)}{\Gamma(mM)} \quad (11b)$$

$$N_A = \frac{\sqrt{2\pi} f_m}{\Gamma(mM)} \left(\frac{mA}{\rho}\right)^{mM-\frac{1}{2}} \exp\left[-\frac{mA}{\rho}\right] \quad (11c)$$

参考文献:

[1] H S Wang, N Moayeri. Finite state Markov channel a useful

model for radio communication channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1995, 44(1): 163- 171.

[2] Fulvio Babich, Giancarlo Lombardi. A markov model for the mobile propagation channel[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000, 49(1): 63- 73.

[3] Y L Guan, L F Turner. Generalised FSMC model for radio channels with correlated fading[J]. IEE Proceedings Communications, 1999, 146(4): 133- 137.

[4] Q T Zhang, SA Kassam. Finite state markov model for rayleigh fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(11): 1688- 1692.

[5] C C Tan, N C Beaulieu. On first order Markov modeling for the Rayleigh fading channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(12): 2032- 2040.

[6] M D Yacoub, J E V Bautistu, L Guerra de Rezende Guedes. On higher order statistics of the Nakagami m distribution[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(5): 790- 794.

[7] M D Yacoub, C R C M d silva, J E V Bautista. Second order statistics for diversity combining techniques in nakagami fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2001, 50(11): 1464- 1470.

[8] G D skander, P Takis Mathiopoulos. Analytical level crossing rates and average fade durations for diversity techniques in Nakagami fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(8): 1301- 1309.

[9] Alex Stephenne, Benoit Champagne. Effective multi path vector channel simulator for antenna array systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000, 49(12): 2370- 2381.

[10] Q T Zhang. A decomposition technique for efficient generation of correlated nakagami fading channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Commu, 2000, 18(11).

作者简介:

高 凯 男, 1978 年生于江苏连云港, 国防科技大学博士生, 主要研究方向为无线信道仿真、扩展频谱通信。

E-mail: gaoka000@sina.com

张尔扬 男, 1941 生于浙江宁波, 博士生导师, 主要研究方向为军用无线通信与网络技术、空间通信与组网、军用电子信息系统仿真技术。