

基于 Nakagami 衰落的宽带 MIMO 信道模型 的研究与仿真^{*}

石 巍, 申东娅, 孙 静, 周少山, 崔燕妮, 陆安现

(云南大学 信息学院, 云南 昆明 650091)

摘要: Nakagami 分布是比 Rayleigh, Rice 以及对数正态分布都更加符合实际的衰落信道模型. 通过对 MIMO 无线通信系统信道模型的研究, 提出了 1 种新的 Nakagami 衰落信道的仿真方法, 并用该方法建模宽带 MIMO 信道. 在信道服从 Nakagami 衰落的情况下通过不同的衰落指数 m 对 MIMO 信道的容量、电平通过率、平均衰落持续时间等性能进行仿真和分析, 从而得到了衰落指数 m 和宽带 MIMO 无线通信系统性能的关系, 同时本文的仿真研究表明 Nakagami 模型适用于对 MIMO 信道不同衰落环境下的描述.

关键词: MIMO; 信道模型; Nakagami; 信道容量; 电平通过率; 平均衰落持续时间

中图分类号: TN 929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0258-7971(2008)04-0355-06

在无线信道中, 由于存在多径传播, 使用多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)无线通信系统可以比单输入单输出(Single Input Single Output, SISO)系统提供更高的信道容量, 而建立准确的信道模型来描述无线信道的衰落特性是决定通信性能的一个重要因素. 信号在到达接收端之前会受到不同形式的衰落, 为了描述不同的衰落形式, 人们提出了多种信道模型. 其中, Nakagami 信道是一种非常有用的衰落信道模型, 在描述具体的实测数据结果时, 它比 Rayleigh 分布、Rice 分布以及对数正态分布具有更好的灵活性和适用性^[1]. 自 20 世纪 60 年代 Nakagami 分布提出以来, Nakagami 信号的仿真方法不断出现在大量的文献中. 文献[2]提出了 1 种较为简单的仿真方法, 但该方法的衰落指数 m 必须为整数或半整数. 文献[3]提出了 1 种 $m < 1$ 的数学仿真模型. 文献[4]通过将 Rayleigh 信号进行合成分解, 得到了衰落指数为

任意值的 Nakagami 模型. 文献[5]通过对累积概率密度函数进行反变换的方法, 推导出了相关 Nakagami 的仿真模型.

目前, 许多学者对 MIMO 信道的建模作了大量的研究. 文献[6]总结了 MIMO 信道的分类, 并具体介绍了统计模型与物理模型的区别和建模方法. 文献[7]通过对室内非视距情况下 MIMO 信道的测量, 运用实测数据证明了克罗内克积模型对 MIMO 信道的建模具有较高的准确性. 文献[8]介绍了一种运用抽头延时线模型建立宽带 MIMO 无线信道模型的方法, 并结合该模型的空间相关矩阵对容量进行仿真, 从而得出了空间相关性与容量之间的关系. 文献[9]通过结合收发天线周围的散射体分布等情况, 提出了室外环境中 MIMO 散射分布模型的建模方法, 并且对不同情况下的容量进行仿真比较. 文献[10]提出了一种宏蜂窝环境下的宽带 MIMO 物理散射模型.

^{*} 收稿日期: 2007-11-15

基金项目: 国家高技术研究发展计划(863)资助项目(2007A A01Z2B4); 国家自然科学基金资助项目(60662004, 60172006).

作者简介: 石 巍(1982-), 女, 广西人, 硕士生, 主要从事无线信道的建模与仿真方面的研究.

通讯作者: 申东娅(1964-), 女, 云南人, 教授, 博士生导师, 主要从事宽带无线通信、无线资源管理、移动网络规划、无线与电波传播等方面的工作, shendy@ynu.edu.cn.

本文通过对宽带 MIMO 统计信道模型的研究,提出了一种新的 Nakagami 衰落信道的仿真方法并对具有该衰落特性的宽带 MIMO 信道进行建模.根据不同的衰落指数 m ,运用 Matlab 对该模型的空间相关矩阵、信道容量、电平通过率和平均衰落持续时间等进行仿真分析,从而得到了衰落指数 m 和 MIMO 无线通信系统性能的关系,同时本文的仿真研究表明 Nakagami 模型适用于对 MIMO 信道不同衰落环境下的描述.

1 宽带 MIMO 信道模型

1.1 MIMO 信道模型描述 如图 1 所示的 2 个线性天线阵列,假定基站有 M 个天线,移动台有 N 个天线.在移动台的天线阵列上的信号表示为 $s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)]^T$,其中 $s_n(t)$ 表示移动台第 n 个天线端口的信号.同理在基站天线阵列上的信号表示为 $y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T$.

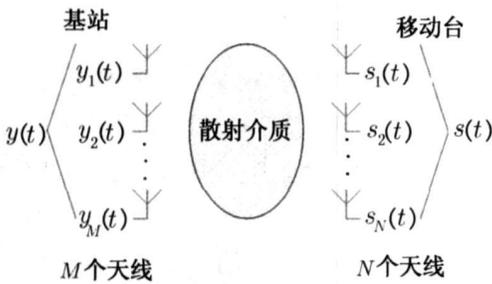


图 1 MIMO 系统

Fig. 1 MIMO system

在频率选择性衰落环境下, MIMO 信道的输入-输出关系可以表示为

$$y(t) = \int H(\tau) s(t - \tau) d\tau, \quad (1)$$

其中 $H(\tau)$ 为宽带 MIMO 无线信道的信道矩阵,即

$$H(\tau) = \sum_{l=1}^L A_l \delta(\tau - \tau_l), \quad (2)$$

其中

$$A_l = \begin{bmatrix} \alpha_{11}^{(l)} & \dots & \alpha_{1N}^{(l)} \\ \vdots & & \vdots \\ \alpha_{M1}^{(l)} & \dots & \alpha_{MN}^{(l)} \end{bmatrix}$$

为一个 $M \times N$ 的复数矩阵,它描述了在时延为 τ_l

时所考虑的 2 个天线阵列之间的线性变换, $\alpha_{mn}^{(l)}$ 为移动台的第 n 个天线到基站的第 m 个天线的复传输系数.式(2)表示的是一个简单的抽头延时线模型,在这里 L 个时延的信道系数是用矩阵来表示,如图 2 所示,图中 $W(\phi_{BS})$ 为控制对角矩阵, ϕ_{BS} 表示入射到基站的平均波达角 ($A \cup A$).

为简化信道模型的分析,假设 $|\alpha_{mn}^{(l)}|$ 服从 Rayleigh 分布.对于给定的时延,进一步假定传输系数的平均功率相同,因此下式

$$P_l = E\{|\alpha_{mn}^{(l)}|^2\} \quad (3)$$

对所有的 $m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N$ 都成立.平均功率时延(PDS)可表示为 $P(t) = \sum P_l \delta(\tau - \tau_l)$,因此通过选择适当的时延、平均功率参数 $\{\tau_l, P_l\}$,可以实现具有特定时延扩展的、按某种规律衰减的 PDS.

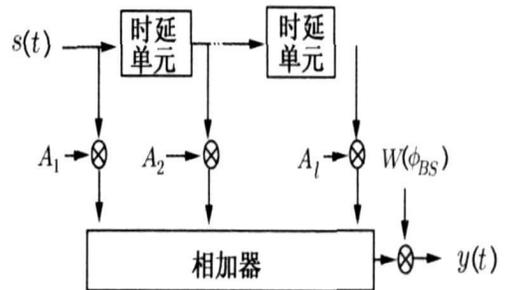


图 2 抽头延时线模型

Fig. 2 Tapped delay line model

1.2 相关信道 对典型的城区环境进行研究,设定移动台被许多散射体包围,基站天线附近不存在本地散射体,而且天线阵列位于本地散射体之上,这样使得在基站观察到的功率方位谱(PAS)被限制在相对窄的波束内.在这种假设条件下,可以认为移动台的 PAS 在 $[0, 2\pi]$ 上服从均匀分布,基站的 PAS 服从 Laplacian 分布^[11].

在以上的条件下,得到基站的第 m_1 个和第 m_2 个天线之间的空间相关系数为

$$\beta_{m_1 m_2}^S = \langle |\alpha_{m_1 n}^{(l)}|^2, |\alpha_{m_2 n}^{(l)}|^2 \rangle, \quad (4)$$

其中符号 $\langle a, b \rangle$ 代表求 a 和 b 之间的相关系数.式(4)中,假定了基站端的相关系数与移动台的天线 n 无关.同理移动台的第 n_1 个和第 n_2 个天线之间的相关系数为

$$\rho_{n_1 n_2}^{MS} = \langle | \alpha_{mn_1}^{(l_1)} |^2, | \alpha_{mn_2}^{(l_2)} |^2 \rangle. \quad (5)$$

式(5)中, 假定移动台端的相关系数与基站的天线 m 无关.

从一个时延到另一个时延, 这些传输系数不相关, 即

$$\langle | \alpha_{mn_1}^{(l_1)} |^2, | \alpha_{mn_2}^{(l_2)} |^2 \rangle = 0, l_1 \neq l_2. \quad (6)$$

根据式(4)和式(5), 分别定义基站和移动台的两个对称相关矩阵如下

$$R_{BS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{BS} & \dots & \rho_{1M}^{BS} \\ \vdots & & \vdots \\ \rho_{M1}^{BS} & \dots & \rho_{MM}^{BS} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$R_{MS} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{MS} & \dots & \rho_{1N}^{MS} \\ \vdots & & \vdots \\ \rho_{N1}^{MS} & \dots & \rho_{NN}^{MS} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

然而基站和移动台的空间相关函数并没有提供足够的信息来求得矩阵 A_l , 因此需要确定连接两组不同天线之间的 2 个传输系数的相关性, 即

$$\rho_{n_2 m_2}^{l_1 m_1} = \langle | \alpha_{m_1 n_1}^{(l_1)} |^2 | \alpha_{m_2 n_2}^{(l_2)} |^2 \rangle, \quad (9)$$

$n_1 \neq n_2, m_1 \neq m_2.$

只要式(4)和式(5)分别与 n 和 m 独立, 从理论上可以证明

$$\rho_{n_2 m_2}^{l_1 m_1} = \rho_{n_1 m_2}^{MS} \rho_{m_1 m_2}^{BS}, \quad (10)$$

此时, MIMO 无线信道的空间相关矩阵可以表示为移动台的相关矩阵 R_{MS} 和基站的相关矩阵 R_{BS} 的克罗内克积, 即

$$R_{MIMO} = R_{MS} \otimes R_{BS}. \quad (11)$$

假设矩阵 A_l 的各元素 $\alpha_{mn}^{(l)}$ 为独立同分布的复高斯过程, 为了得到传输系数之间的相关性, 根据文献[12]介绍的方法, 相关传输系数可以通过下式计算

$$\text{vec}(A_l) = A_l = \sqrt{P_l} C a_l, \quad (12)$$

其中 $\text{vec}(\cdot)$ 为矩阵的矢量化运算, $A_l = [\alpha_{11}^{(l)}, \alpha_{21}^{(l)}, \dots, \alpha_{M1}^{(l)}, \alpha_{12}^{(l)}, \dots, \alpha_{MN}^{(l)}]_{MN \times 1}$, $a_l = [a_1^{(l)}, a_2^{(l)}, \dots, a_{MN}^{(l)}]_{MN \times 1}$, $a_x^{(l)}$ 服从复高斯分布, 且当 $x_1 \neq x_2$ 或 $l_1 \neq l_2$, 有 $E\{ | a_x^{(l)} |^2 \} = 1$ 和 $\langle | a_{x_1}^{(l_1)} |^2, | a_{x_2}^{(l_2)} |^2 \rangle = 0$.

C 为 1 个对称映射矩阵, 它由矩阵 R_{MIMO} 经过 Cholesky 分解得到, 此时要求 R_{MIMO} 为非奇异矩阵.

2 Nakagami 衰落

Nakagami 在 20 世纪 60 年代初引入了一种如式(13)所表达的概率分布来描述长距离 HF 信道中的快衰落现象, 这种分布密度函数后来被称为 Nakagami 分布, 具有这种分布特征的衰落通称为 Nakagami 衰落. Nakagami 分布的概率密度函数为

$$p(r) = \frac{2 m^m r^{2m-1} e^{-\frac{mr^2}{\Omega}}}{(m) \Omega^m}, r \geq 0. \quad (13)$$

其中 $\Omega = E(r^2)$ 为信道增益幅度的平均功率. m 为 Nakagami 衰落指数

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(r^2 - \Omega)^2]}, m \geq \frac{1}{2}. \quad (14)$$

Nakagami 分布覆盖了很多分布情况: $m = 1/2$ 时, 它是单边高斯分布; $m = 1$ 时, 它变成了 Rayleigh 分布; 当 m 趋于无穷时概率密度函数变成冲激函数, 信道成为无衰落的静态信道.

文献[13]提出了一种新的 Nakagami 衰落信号的仿真方法, 该方法直接基于 Rayleigh 衰落信道仿真基础之上, 并且产生的仿真信号具有较理想的统计特性. Nakagami 衰落信道的仿真信号可以表示为

$$r(t) = a_1 e^{-\frac{1}{2} m} (e^{1-m} - 1) g(t) + a_2 \left(1 - e^{-\frac{1}{2} m} \right) [(1 - e^{1-m} C + r_{\text{ray}}(t))], \quad (15)$$

其中 $a_1 = 1/(\sqrt{e} - 1)$, $a_2 = \sqrt{e}/(\sqrt{e} - 1)$ 为仿真信号模型的常数; $g(t)$ 为服从单边 $N(0, 1)$ 的高斯白噪声信号; $r_{\text{ray}}(t)$ 为 Rayleigh 衰落信号; C 为仿真信号模型的修正因子.

运用最小均方差算法, 通过求出使 Nakagami 衰落信号的累积分布函数的理论值与仿真值的最小均方差, 可得到 C 与 m 之间的近似关系

$$C(m) = \frac{0.1839m^5 + 0.2808m^4 - 1.433m^3 + 1.48m^2 - 0.5758m + 0.07238}{m^4 - 3.166m^3 + 3.692m^2 - 1.877m + 0.3513}. \quad (16)$$

3 Nakagami 衰落的宽带 MIMO 信道模型

将式(15)分解为广义平稳过程 $r_1(t)$ 与常量 r_2 的叠加,即

$$r(t) = r_1(t) + r_2, \quad (17)$$

$$r_1(t) = a_1 e^{\frac{1}{2} m} (e^{1-m} - 1) g(t) + a_2 \left(1 - e^{\frac{1}{2} m}\right) r_{\text{ray}}(t), \quad (18)$$

$$r_2 = a_2 \left(1 - e^{\frac{1}{2} m}\right) (1 - e^{1-m}) C, \quad (19)$$

其中广义平稳过程 $r_1(t)$ 为 1 个高斯随机变量和 1 个 Rayleigh 随机变量的叠加,因此 $r_1(t)$ 服从复高斯分布, Rayleigh 随机变量可通过文献[14] 的改进 Jakes 模型模拟. 此时, Nakagami 信道可以分解为散射分量 $r_1(t)$ 和直射分量 r_2 .

根据式(17)~(19),产生 1 个 $M \times M$ 的服从 Nakagami 衰落的信道矩阵 A_l

$$A_l = A_{l1} + A_{l2}, \quad (20)$$

其中 A_l 为宽带 MIMO 信道中延时 τ_l 时刻的信道矩阵, A_{l1} 为散射分量矩阵,由 $r_1(t)$ 模拟生成,其各元素为独立同分布的复高斯过程. A_{l2} 为直射分量矩阵,由 r_2 生成.

在实际环境中,传输系数之间存在一定的相关性,为获得具有相关性的散射分量,可根据第 1 节介绍的方法,将 A_{l1} 变为满足一定相关性的矩阵 A'_{l1} . 由于直射分量的相关性较大,为了计算简单,可将各天线之间的相关系数设为 1,并且直射分量只存在于第 1 个抽头延时中. 此时, Nakagami 衰落的宽带 MIMO 信道矩阵为

$$A_l = A'_{l1} + A_{l2}. \quad (21)$$

4 Nakagami 衰落的宽带 MIMO 信道模型的仿真与分析

4.1 宽带 MIMO 信道相关矩阵的仿真与分析 在本文的仿真分析中,采用 Stanford 大学的 SUI 模型 (Stanford University Interim),该模型假定发射-接收端都是均匀直线阵列. 在仿真过程中,假设基站和移动台分别配有 4 个天线 ($M = 4, N = 4$),且天线阵元之间的距离均为半个波长. 在典型的城区环境中,基站天线阵列位于本地散射体之上,实验证明,在基站观测到的 PAS 一般服从 Laplacian 分布与信道测量结果非常吻合^[11]. 仿真中,假定平均方位角度扩展为 5° . 用基站空间相关函数的解析表达式,可得

$$R_{BS} = \begin{bmatrix} 1.0000 & 0.9342 & 0.7676 & 0.5679 \\ 0.9342 & 1.0000 & 0.9342 & 0.7676 \\ 0.7676 & 0.9342 & 1.0000 & 0.9342 \\ 0.5679 & 0.7676 & 0.9342 & 1.0000 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

该矩阵表明 2 个紧相邻阵元的相关程度很高 (0.9342), 而距离最远的 2 个阵元相关性最小 (0.5679).

由于移动台周围有很多散射体,在移动台观测到的 PAS 服从均匀分布,这导致了阵元间的相关性很小,其空间相关矩阵为

$$R_{MS} = \begin{bmatrix} 1.0000 & 0.2171 & 0.0502 & 0.0326 \\ 0.2171 & 1.0000 & 0.2171 & 0.0502 \\ 0.0502 & 0.2171 & 1.0000 & 0.2171 \\ 0.0326 & 0.0502 & 0.2171 & 1.0000 \end{bmatrix}. \quad (23)$$

4.2 宽带 MIMO 信道容量的仿真与分析 对于基站和移动台分别配有 4 个天线 ($M = 4, N = 4$),抽头个数为 3 ($\tau_1 = 0, \tau_2 = 0.5 \mu\text{s}, \tau_3 = 1 \mu\text{s}$) 的宽带 MIMO 信道,发射端(移动台)在不知道传输信道的状态信息条件下,归一化的信道容量可以表示为

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_{\min} + \frac{\zeta}{N} Q \right) \right], \quad (24)$$

其中 \min 为 M 和 N 中的最小数, I_{\min} 为 $\min \times \min$ 阶的单位矩阵, ζ 为信噪比, $\det(\cdot)$ 为矩阵行列式,矩阵 Q 的定义如下

$$Q = \begin{cases} H^H H, & M < N \\ H H^H, & M > N. \end{cases} \quad (25)$$

根据式(24)和式(25),可以得到在衰落指数 m 分别取 0.5, 0.72, 1, 1.8, 6.9 和 10 的情况下,基于 Nakagami 衰落的宽带 MIMO 信道的容量与信噪比之间的关系,如图 3 所示. 图 3 表明,当衰落指数 m 从 0.5 增加到 1 时,由于该过程的衰落程度为逐渐减小,因此在相同的信噪比下,宽带 MIMO 信道的容量随着衰落指数 m 值的增加而增大. 当 m 从 1 增加到 10 时,虽然该过程的衰落程度也在减小,但由于此时直射分量占的主导地位越来越重,而且它为低秩矩阵,因此引起天线的空间相关性变大,从而导致了 MIMO 信道容量的减小.

图 4 为空间相关性分别是完全不相关、部分相关和完全相关 3 种情况下的宽带 MIMO 信道容量,比较图 3 和图 4 可以看出,在实际环境中,服从 Nakagami 衰落的 MIMO 信道容量大小一般分布在部分相关和完全相关 2 种情况容量的范围内. 一般情况下,当 m 趋于 10 时, MIMO 信道可近似为完全相关的情况. 由此可见, Nakagami 分布对描述不同衰落的 MIMO 信道具有广泛的适用性.

4.3 电平通过率和平均衰落持续时间的仿真与分析 由于随机过程表示为时间的函数, 电平通过率定义为该过程每秒通过并低于某一特定门限的平均次数. 作为通常意义的时变过程, 电平通过率可以通过包络 R 和它对时间的一阶微分的联合概率分布密度计算

$$N_R = \int_0^\infty r p(R, r) dr \quad (26)$$

其中 r 是包络 $r(t)$ 对时间的一阶导数, $p(R, r)$ 是包络 $R(t)$ 和包络关于时间的导数的联合概率密度函数

平均衰落持续时间是当包络通过某一电平后, 持续低于该电平的平均时间. 给定电平门限 R , 平均衰落持续时间可以由下式计算

$$\tau = \frac{1}{NR} \int_0^R p(r) dr, \quad (27)$$

其中 $p(r)$ 为包络的概率密度函数.

通过等增益合并分集接收, 在衰落指数 m 分别为 0.5, 0.72, 1, 1.8, 6.9 和 10 的情况下, 基于 Nakagami 衰落的宽带 MIMO 信道的电平通过率和平均衰落持续时间分别如图 5, 6 所示. 图 5 表明, 当衰落指数 m 从 0.5 增大到 10 时, 由于传播环境的改善, 宽带 MIMO 信道的衰落程度逐渐减小, 从而导致电平通过率的减小. 图 6 表明, 当衰落程度逐渐减少时, 持续低于某个电平的平均时间也在减少, 这意味着通信中断概率随 m 值的增大而减小.

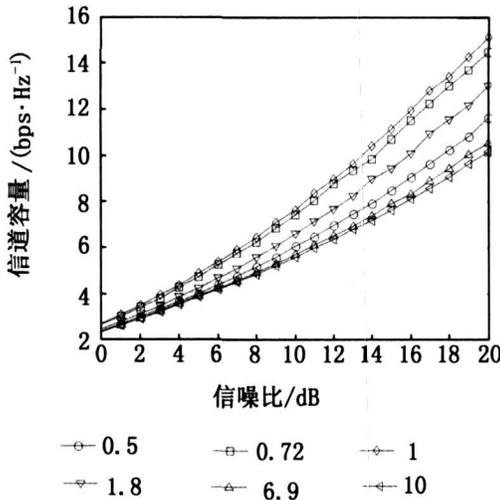


图 3 Nakagami 衰落的宽带 MIMO 信道容量
Fig. 3 Capacity of the wideband MIMO channel over Nakagami fading

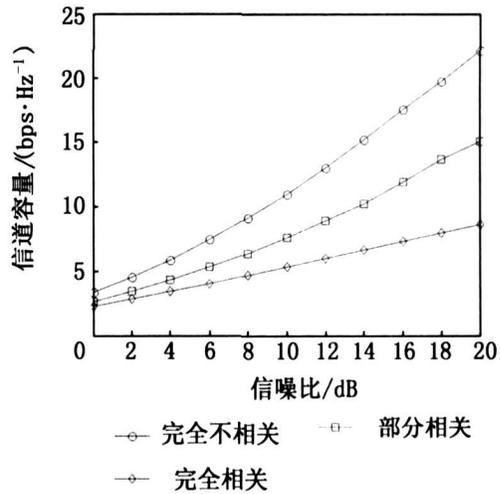


图 4 不同相关性的宽带 MIMO 信道容量
Fig. 4 Capacity of the wideband MIMO with different correlation coefficient channel

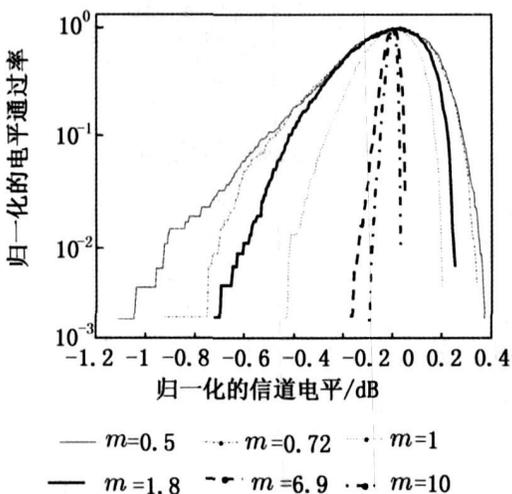


图 5 电平通过率
Fig. 5 Level crossing rate

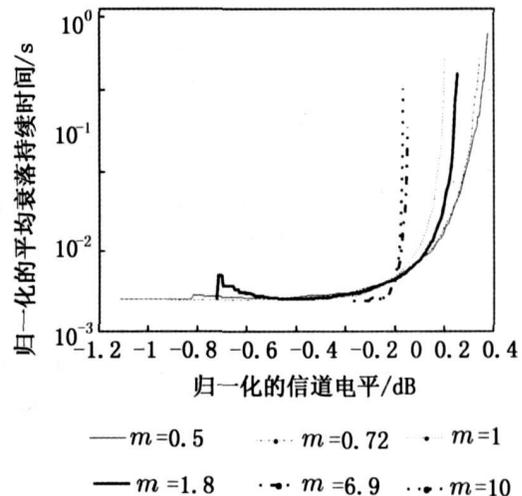


图 6 平均衰落持续时间
Fig. 6 Average fade duration

综合上述分析,当 $m = 1$ 时,即衰落服从 Rayleigh 分布,宽带 MIMO 无线系统的总体性能最好,此时容量达到最大且通信质量较好.可见, MIMO 系统比较适合运用在散射体分布较多的城市环境中.

5 结 论

本文提出了一种新的 Nakagami 衰落信道的仿真方法,并用该方法对具有 Nakagami 衰落特性的宽带 MIMO 信道进行建模.根据不同的衰落指数 m ,利用 Matlab 对该模型的空间相关性和信道容量进行数值分析和比较,并对电平通过率、平均衰落持续时间等进行仿真和分析,从而得到了衰落指数 m 和 MIMO 无线通信系统性能的关系,同时本文的仿真研究表明 Nakagami 模型适用于对 MIMO 信道不同衰落环境下的描述.

参考文献:

- [1] NAKAGAMI M. The m -distribution—A general formula of intensity distribution of rapid fading [M]. Statistical Methods in Radio Wave Propagation, Oxford, England: Pergamon, 1960: 3-36.
- [2] YACOUB M D, VARGAS-BAUTISTA J E, REZENDE-GUEDES L G. On higher order statistics of the Nakagami- m distribution[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(3): 790-794.
- [3] KUN-WAH YIP, TUNG-SANG NG. A simulation model for Nakagami- m fading channels, $m < 1$ [J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(2): 214-221.
- [4] ZHANG Q T. A decomposition technique for efficient generation of correlated Nakagami fading channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2000, 18(11): 2385-2392.
- [5] BEAULIEU N C, CHENG C. Efficient Nakagami- m fading simulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular

Technology, 2005, 54(2): 413-424.

- [6] YU K, OTTERSTEN B. Models for MIMO propagation channels: a review [J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2002, 2(7): 653-666.
- [7] YU K, BENGTSOON M, OTTERSTEN B, et al. Second order statistics of NLOS indoor MIMO channels based on 5.2 GHz measurements[C]//Proceedings of GLOBECOM, San Antonio, Texas, USA, 2001, 1: 156-160.
- [8] PEDERSEN K I, ANDERSEN J B, KERMOAL J P, et al. A stochastic multiple-input-multiple-output radio channel model for evaluation of space-time coding algorithms [C]. Proceedings of IEEE VTC 2000 Fall, Boston, USA, 2000: 893-897.
- [9] GESBERT D, BOLCSKEI H, GORE D A, et al. Outdoor MIMO wireless channels: models and performance prediction[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(12): 1926-1934.
- [10] OESTGES C, ERCEG V, PAULRAJ A J. A Physical scattering model for MIMO macrocellular broadband wireless channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(5): 724-729.
- [11] PEDERSEN K I, MOGENSEN P E, FLEURY B H. Spatial channel characteristics in outdoor environments and their impact on BS antenna system performance [C]//Proceedings of IEEE VTC, Ottawa, Canada, 1998: 719-724.
- [12] KLINGENBRUNN T, MOGENSEN P E. Modelling frequency correlation of fast fading in frequency hopping GSM link simulation[C]//Proceedings of IEEE VTC, 1999: 2398-2402.
- [13] 张麇烽, 申东娅, 荣剑, 等. 一种新的 Nakagami 衰落信道的仿真模型[C]. 2006 全国第十一届微波集成电路与移动通信学术年会论文集, 贵州, 贵阳, 2006: 44-45.
- [14] LI YUNXIN, HUANG XIAOJING. The simulation of independent Rayleigh faders[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(9): 1503-1514.

Study and simulation of the wideband MIMO channel model over Nakagami fading

SHI Wei, SHEN Dong-ya, SUN Jing, ZHOU Shao-shan, CUI Yan-ni, LU An-xian

(School of Information, Yunnan University, Kunming 650091, China)

(下转第 366 页)

- parameters via a delay decoupling optimization approach[J]. ELSEVIER Signal Processing, 2005(85): 2 394-2 411.
- [5] VANDERVEEN M C, A van der Veen, PAULRA J A. Estimation of multipath channel parameters in wireless communications[J]. IEEE Trans Signal Process, 1998, 46(3): 682-690.
- [6] KANG I, FITZ M P, GELFAND S B. Blind estimation of multipath channel parameters: A modal analysis approach[J]. IEEE Trans Comm, 1999, 47(8): 1 140-1 150.
- [7] 孙卫军, 邹永忠, 李道本. 信道盲参数估计性能分析[J]. 北京邮电大学学报, 2005, 28(2): 50-53
- [8] XU G, LIU H, TONG L, et al. A least-squares approach to blind channel identification[J]. IEEE Trans Signal Process, 1995, 43(12): 2 982-2 993.
- [9] Simon Haykin. Adaptive filter theory[M]. 4th ed. Publishing House of Electronics Industry, 2003.

An application of steepest descent approach to SIMO FIR semi-blind channel estimation

ZHANG Xue-mei, SHEN Dong-ya, ZHAO Cui-qin, CUI Yan-ni
(School of Information, Yunnan University, Kunming 650091, China)

Abstract Channel estimation is a fundamental concern in wireless communication. An improved semi-blind channel estimation method using parametric multipath channel modeling is proposed, which is applied to static multipath channel. This method derives cost function based upon sub-channel response matching (SRM) criterion. To begin with, a global minimum is located through linear searches and is regarded as an initial estimated vector. Secondly, Steepest Descent Approach (SDA) is exploited to refine the initial estimated one. Computer simulations show that the proposed SDA is superior to Gauss-Newton (G-N) method.

Key words: semi-blind channel estimation; parametric multipath channel modeling; steepest descent approach

* * * * *
(上接第 360 页)

Abstract: Nakagami distribution is a more realistic fading channel model to describe the radio environment than Rayleigh, Rice and Lognormal distribution. A new simulation method which is used to simulate the Nakagami fading channel and to modeling the wideband MIMO channel is introduced. Then, simulations over different fading figure m are proposed which including the capacity, level crossing rate and average fade duration. Next, the relationship between the fading figure m and the performances of wideband MIMO wireless system is given based on the simulation results. Meanwhile, it proved that the Nakagami model is applicable to fit the MIMO channels under different fading environment.

Key words: Multiple Input Multiple Output; channel model; Nakagami; channel capacity; level crossing rate; average fade duration