

独立不同分布 Nakagami- m 衰落信道下 最大比合并性能分析

李 涛¹, 蒋 磊¹, 陈博文²

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077; 2. 95844 部队, 甘肃酒泉, 735000)

摘要 为研究独立不同分布(i. n. d.) Nakagami- m 衰落信道下的分集接收系统采用最大比合并(MRC)时的系统性能,以输出信噪比的概率密度函数为基础,导出了系统中断概率的精确解并给出中断概率数值解的一种获得方法。根据输出信噪比的矩生成函数,推导出不同调制方式下系统平均误符号率的 Chernoff 上界、渐进分集增益和有效分集增益的表达式,并仿真验证了其正确性。仿真结果表明:增加分集支路数能够很大程度地减小系统平均误符号率,提高分集增益,但同时各支路衰落不平衡程度对系统性能的影响变大,各支路衰落不平衡程度在信道衰落越小时对中断概率影响越大。

关键词 Nakagami- m 衰落;最大比合并;矩生成函数;平均误符号率;分集增益

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2018.06.014

中图分类号 TN911.2 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2018)06-0084-06

A Performance Analysis of Maximal Ratio Combining under Condition of Non-Identically Distributed Nakagami- m Fading Channels

LI Tao¹, JIANG Lei¹, CHEN Bowen²

(1. Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;

2. Unit 95844, Jiuquan 735000, Gansu, China)

Abstract: For convenience of studying the performance of the maximal ratio combining (MRC) diversity system under condition of non-identically distributed (i. n. d.) Nakagami- m fading channels, both the exact solution of the system outage probability and a method for obtaining the numerical solution of the outage probability are concluded based on the probability density function of the output signal to noise ratio (SNR). In accordance with the moment generation function (MGF) of the output SNR, the expressions of Chernoff upper bound of the average symbol error rate (ASER), the asymptotic diversity gain and the effective diversity gain under different modulation methods are obtained, and the correctness is verified by simulation. The simulation results indicate that with the increase of the number of diversity branches, the system's average symbol error rate decreases, and the diversity gain is enhanced. Simultaneously, the degree of fading unbalance for each branch has a greater impact on the system performance. Besides, the smaller the degree of channel fading, the greater its impact on the outage probability.

Key words: Nakagami- m fading; maximal ratio combining; moment generation function; average symbol error rate; diversity gain

收稿日期: 2018-04-11

基金项目: 国家自然科学基金(61601500)

作者简介: 李 涛(1993—),男,四川资中人,硕士生,主要从事分集接收研究。E-mail: li1363113426@outlook.com

引用格式: 李涛, 蒋磊, 陈博文. 独立不同分布 Nakagami- m 衰落信道下最大比合并性能分析[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2018, 19(6): 84-89. LI Tao, JIANG Lei, CHEN Bowen. A Performance Analysis of Maximal Ratio Combining under Condition of Non-Identically Distributed Nakagami- m Fading Channels[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2018, 19(6): 84-89.

无线信道是一种复杂的时变信道,由于多径的存在,各路径的振幅、相位及角度会随机变化,导致接收信号包络剧烈的波动,信噪比下降,甚至产生深衰落以致通信中断。分集合并是目前解决多径衰落,特别是深衰落有效的方式之一,并且得到广泛应用的技术。基本的合并方式有选择合并(Selection Combining, SC)、等增益合并(Equal Gain Combining, EGC)和最大比合并(Maximal Ratio Combining, MRC),其中 MRC 是性能最好的合并方式,但同时需要的先验知识也最多。

Nakagami- m 衰落作为一个较为一般性的衰落模型,根据 m 的不同取值可以得到瑞利、莱斯等多种衰落分布^[1],能够较好地描述无线接收信号的衰落情况,并且在实际分集合并系统中,各个接收节点往往相距较远,虽然链路之间相互独立,但不一定服从相同分布,因此, i. n. d. Nakagami- m 衰落信道具有更广泛的适用性。目前,国内外已有部分人对 Nakagami- m 衰落信道下分集合并系统采用不同合并方式时的性能展开了研究,他们的研究方法及结论对于研究 i. n. d. Nakagami- m 衰落下 MRC 的性能具有借鉴意义。

针对 i. n. d. Nakagami- m 衰落信道,现有的文献多以系统输出信噪比为基础^[2],采用矩生成函数的方法^[3-5]对系统性能进行分析,对于中继协作通信系统^[3-4]和双移动系统^[5]中采用 EGC 时系统平均误符号率及中断概率的研究方法同样适用于分集合并系统。在系统平均误符号率的求解问题上,文献[6]根据衰落系数是否取整分别以简单项的有限和及超几何函数的形式给出了 MIMO 系统采用 MRC 的平均误码率;文献[7]仅导出了采用 MRC 合并方式时 MQAM 调制信号的平均误符号率,以 Appell 和 Gauss 超几何函数给出,没考虑其他调制方式。除了 i. n. d. Nakagami- m 衰落信道外,针对双瑞利衰落信道^[8] MRC 系统性能分析中采用的基于矩生成函数的方法对于 Nakagami- m 衰落信道具有借鉴意义。

结合现有文献中系统性能的分析方法与结论,本文针对 i. n. d. Nakagami- m 衰落信道下 MRC 分集接收系统的性能展开研究,以输出信噪比的概率密度函数为基础,导出了系统中断概率的精确解并针对其求解困难问题,给出中断概率数值解的一种获得方法;以输出信噪比的矩生成函数为基础,推导了不同调制方式下系统的平均误符号率(Average Symbol Error Rate, ASER)、渐进分集增益和有效分集增益的表达式,针对 ASER 求解困难的问题,以 ASER 的 Chernoff 上界替代 ASER 分析系统性

能。最后仿真探讨了衰落系数、各支路衰落不平衡程度、分集支路数等参数对系统性能的影响。

1 MRC 信号接收模型

基于 Nakagami- m 衰落的分集接收系统如图 1 所示,发射端信号 $s(t)$ 经过 L 个独立不同分布的 Nakagami- m 衰落子信道到达各个接收节点,采用均衡后再合并的方式,第 i 个分集支路的接收信号经过时延补偿后可以表示为^[9]:

$$x_i(t) = h_i e^{-j\theta_i} s(t) + \omega_i(t) \quad (1)$$

式中: h_i 、 θ_i 和 ω_i 分别表示第 i 个分集支路的衰落幅度、相位和复高斯噪声。各支路接收信号 $x_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, L$) 通过加权系数 w_i 合并为一个总接收信号 $Y(t)$:

$$Y(t) = \sum_{i=1}^L w_i x_i(t) \quad (2)$$

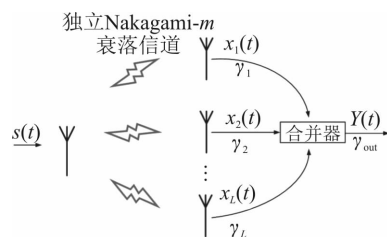


图1 Nakagami- m 衰落信道下分集接收系统

Fig. 1 Diversity reception system over Nakagami- m fading

通过选取不同的加权系数 w_i , 构成不同的合并策略。MRC 算法是以输出信噪比最大化为准则来选取的加权系数,第 i 个分集支路的加权系数 w_i 为:

$$w_i = \frac{h_i}{H_i} e^{j\theta_i} \quad (3)$$

式中: N_i 表示该第 i 个分集支路的噪声功率谱密度,则系统输出信噪比 γ_{out} 为:

$$\gamma_{out} = \sum_{i=1}^L \gamma_i \quad (4)$$

式中: $\gamma_i = |h_i|^2 E_s / N_i$ 为第 i 个分集支路的输出信噪比, E_s 表示符号能量。

2 接收信噪比统计特性分析

矩生成函数(Moment Generation Function, MGF)方法是分析衰落信道系统性能的一种常用方法。

定义 1 一个概率密度函数(Probability Density Function, PDF)为 $f(x)$ 的非负随机变量 X 的矩生成函数 $M_X(x)$ 定义为:

$$M_X(x) = Ex[e^{-sx}] = \int_0^{\infty} e^{-sx} f(x) dx \quad (5)$$

MGF 具有以下特性:

设连续随机变量 X, Y 相互独立, $M_X(s)$ 和 $M_Y(s)$ 分别为其 MGF, 那么随机变量 $Z = aX + bY$ 的 MGF 为:

$$M_Z(s) = M_X(as)M_Y(bs) \quad (6)$$

即 MGF 具有独立随机变量之和的矩生成函数为其各自矩生成函数之积的特点, 该特性可以在分析分集合并系统时避免复杂的积分计算。

文献[4]中采用 $M_X(s) = \int_0^{\infty} e^{-sx} f(x) dx$ 定义 MGF, 2 种定义本质上相同, MGF 具有相同的特性, 采用式(5)定义 MGF 与拉普拉斯变换的定义方式相一致, 即 $M_X(x)$ 可以看作是概率密度函数 $f(x)$ 的拉普拉斯变换 $L[f(x), s]$ 。

2.1 单支路输出信噪比统计特性

考虑第 i 个分集支路, 其衰落信道功率增益 $|h_i|^2$ 服从 Gamma 分布, 概率密度可以表示为:

$$f_i(x) = \left(\frac{m_i}{\Omega_i}\right)^{m_i} \frac{x^{m_i-1}}{\Gamma(m_i)} \exp\left(-\frac{m_i x}{\Omega_i}\right), x \geq 0 \quad (7)$$

式中: $\Omega_i = E[|H_i|^2]$, $m_i > 0$ 表示第 i 个分集支路的衰落系数用于描述信道衰落的恶劣程度, 且各支路衰落程度不同, $\Gamma(\alpha) = \int_0^{\infty} z^{\alpha-1} e^{-z} dz$ 表示 Gamma 函数。此时, 该支路输出瞬时信噪比 γ_i 服从 Gamma 分布, 其 PDF 为:

$$f(\gamma_i) = \left(\frac{m_i}{\bar{\gamma}_i}\right)^{m_i} \frac{\gamma_i^{m_i-1}}{\Gamma(m_i)} \exp\left(-\frac{m_i \gamma_i}{\bar{\gamma}_i}\right), \gamma_i \geq 0 \quad (8)$$

式中: $\bar{\gamma}_i$ 表示第 i 个分集支路的平均比特信噪比:

$$\bar{\gamma}_i = E[|h_i|^2] E_b/N_0 = \Omega_i E_b/N_0 \quad (9)$$

式中: E_b/N_0 表示无衰落条件下的比特信噪比。

根据式(5)和式(8)求得第 i 个分集支路的输出信噪比 γ_i 的 MGF 为:

$$M_{\gamma_i}(s) = Ex[e^{-s\gamma_i}] = \int_0^{\infty} e^{-s\gamma_i} f(\gamma_i) d\gamma_i =$$

$$\left(m_i/\bar{\gamma}_i\right)^{m_i} \frac{1}{\Gamma(m_i)} \int_0^{\infty} \gamma_i^{m_i-1} \exp\left(-\left(m_i/\bar{\gamma}_i + s\right)\gamma_i\right) d\gamma_i \quad (10)$$

将文献[10]中的式(3.381.4)带入式(10), 化简为:

$$M_{\gamma_i}(s) = \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_i}{m_i} s\right)^{-m_i}, m_i > 0 \quad (11)$$

2.2 MRC 输出信噪比统计特性

由式(4)和式(8)可知 MRC 系统合并器输出信噪比 γ_{out} 可以表示为 L 个相互独立的 Gamma 随机变量之和^[11], 合并器输出信噪比 γ_{out} 的 MGF 可由定义 $M_{\gamma_{out}}(s) = \int_0^{\infty} e^{-s\gamma_{out}} f(\gamma_{out}) d\gamma_{out}$ 得到, 但很难积

分, 由于各 γ_i 相互独立, 根据式(6)中 MGF 的性质可将 $M_{\gamma_{out}}(s)$ 化简为:

$$M_{\gamma_{out}}(s) = Ex[e^{-s\gamma_{out}}] = \prod_{i=1}^L M_{\gamma_i}(s) \quad (12)$$

3 MRC 系统性能分析

3.1 中断概率

中断概率(Outage Probability, OP)是通信系统中一个重要的性能指标, 它表明了系统抗衰落的能力, 同时也反映了系统可容忍的最大误比特率。MRC 分集接收系统的中断概率 P_{out}^{MRC} 可以定义为合并器瞬时输出信噪比 γ_{out} 小于给定门限 γ_{th} 的概率:

$$P_{out}^{MRC} = Pr[\gamma_{out} < \gamma_{th}] = F_{\gamma_{out}}(\gamma_{th}) \quad (13)$$

式中: $F_{\gamma_{out}}(\gamma)$ 为 γ_{out} 的累积分布函数。根据文献[2], γ_{out} 的概率密度函数表示为:

$$f(\gamma_{out}) = B \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\delta_k \gamma_{out}^{\rho+k-1} e^{-\gamma_{out}/b_{min}}}{\Gamma(\rho+k) b_{min}^{\rho+k}} \quad (14)$$

式中: $b_i = \Omega_i/m_i$, $b_{min} = \{b_i\}$, $B = \prod_{i=1}^L (b_{min}/b_i)^{m_i}$, $\rho =$

$\sum_{i=1}^L m_i > 0$, δ_k 由递推得到:

$$\delta_{k+1} = \frac{1}{k+1} \sum_{i=1}^{k+1} i r_k \delta_{k+1-i} \quad (15)$$

式中: $\delta_0 = 1$, $r_k = \sum_{i=1}^L m_i (1 - b_{min}/b_i)^k / k$ 。

由式(13)和式(14), 中断概率可以表示为:

$$P_{out}^{MRC} = \int_0^{\gamma_{th}} B \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\delta_k \gamma_{out}^{\rho+k-1} e^{-\gamma_{out}/b_{min}}}{\Gamma(\rho+k) b_{min}^{\rho+k}} d\gamma_{out} \quad (16)$$

将文献[10]中的式(2.321.2)带入式(16), 得到 P_{out}^{MRC} 的通用解为:

$$P_{out}^{MRC} = B \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{\delta_k e^{-\gamma_{th}/b_{min}} b_{min}}{\Gamma(\rho+k) b_{min}^{\rho+k}} \sum_{i=1}^{\rho+k-1} (-1)^{i+1} i! \binom{\rho+k-1}{i} b_{min}^{i+1} \gamma_{th}^{\rho+k-1-i} \right] \quad (17)$$

该式为无穷级数的形式, 在实际应用中, 只能取其近似值或者数值界, 考虑到:

$$L[F_{\gamma_{out}}(\gamma), s] = M_{\gamma_{out}}(s)/s \quad (18)$$

因此:

$$F_{\gamma_{out}}(\gamma) = L^{-1} \left[\frac{M_{\gamma_{out}}(s)}{s}, \gamma \right] \quad (19)$$

式中: L^{-1} 为逆拉普拉斯算子。所以, MRC 分集接收系统的中断概率 P_{out}^{MRC} 也可以表示为:

$$P_{out}^{MRC} = L^{-1} \left[\frac{M_{\gamma_{out}}(s)}{s}, \gamma \right]_{\gamma=\gamma_{th}} \quad (20)$$

在仿真中, 可以根据 $M_{\gamma_{out}}(s)$ 的具体表达式和给定的 γ_{th} 的值算出 P_{out}^{MRC} 的数值解。

3.2 平均误符号率

对于衰落信道下的多种调制信号(包括 M 进制移相调制 MPSK、 M 进制正交振幅键控 MQAM 和 M 进制脉冲幅度调制 MPAM 等),采用相干解调时,系统的平均误符号率 ASER 的通用公式^[12]为:

$$P_{\text{ASER}} = \sum_{d=1}^D E_d \int_0^{\theta_d} M_{\gamma_{\text{out}}} \left(\frac{\phi_d}{V_d - 2\Lambda_d \sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (21)$$

式中: D 、 E_d 、 θ_d 、 V_d 、 Λ_d 和 ϕ_d 的取值见表 1。例如,对于相干 MPSK 调制信号,采用相干解调时,根据式(21)及表 1,系统的 ASER 为:

$$P_{\text{ASER}}^{\text{MPSK}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-\pi)/M} M_{\gamma_{\text{out}}} \left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (22)$$

对于 MQAM 信号,系统 ASER 为:

$$P_{\text{ASER}}^{\text{MQAM}} = \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\pi \sqrt{M}} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_{\text{out}}} \left(\frac{3}{2(M-1)\sin^2 \theta} \right) d\theta - \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\pi \sqrt{M}} \int_0^{\pi/4} M_{\gamma_{\text{out}}} \left(\frac{3}{2(M-1)\sin^2 \theta} \right) d\theta = \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\pi \sqrt{M}} \int_{\pi/4}^{\pi/2} M_{\gamma_{\text{out}}} \left(\frac{3}{2(M-1)\sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (23)$$

同理可得其余调制方式下系统的平均误符号率。

表 1 不同调制方式下参数取值表

Tab. 1 The value of parameters over different modulation methods

调制方式	D	E_d	V_d	Λ_d	ϕ_d	θ_d
MPSK	1	$1/\pi$	0	$-1/2$	$\sin^2(\frac{\pi}{M})$	$\frac{\pi M - \pi}{M}$
MDPSK	1	$2/\pi$	$1 + \cos(\frac{\pi}{M})$	$\cos(\frac{\pi}{M})$	$\sin^2(\frac{\pi}{M})$	$\frac{\pi M - \pi}{M}$
MQAM	2	$\frac{4(\sqrt{M}-1)}{\pi \sqrt{M}}$	0	$-1/2$	$\frac{3/2}{1-M}$	$\pi/2$
		$\frac{-4(\sqrt{M}-1)}{\pi \sqrt{M}}$	0	$1/2$	$\frac{3/2}{1-M}$	$\pi/4$
MPAM	1	$\frac{2(M-1)}{\pi M}$	0	$-1/2$	$\frac{3}{M^2-1}$	$\pi/2$

当 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 时, P_{ASER} 取得最大值,称为 Chernoff

上界,为 ASER 的一致界^[13],即:

$$P_B = P_{\text{ASER}} \Big|_{\theta = \frac{\pi}{2}} \quad (24)$$

根据文献[13]中的结论,可以用系统平均误符号率的 Chernoff 上界 P_B 取代 P_{ASER} 来分析系统的分集性能。表 2 表示不同调制方式下系统 P_{ASER} 的 Chernoff 上界的表达式。

表 2 不同调制方式下 P_{ASER} 的 Chernoff 上界 P_B

Tab. 2 The value of P_B over different modulation methods

调制方式	P_B
MPSK	$\frac{M-1}{M} \prod_{i=1}^L \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_i \sin^2(\pi/M)}{m_i} \right)^{-m_i}$
MDPSK	$\frac{2(M-1)}{M} \prod_{i=1}^L \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_i \sin^2(\pi/M)}{m_i (1 - \cos \frac{\pi}{M})} \right)^{-m_i}$
MQAM	$\frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \prod_{i=1}^L \left(1 + \frac{3 \bar{\gamma}_i}{2m_i (M-1)} \right)^{-m_i}$
MPAM	$\frac{M-1}{M} \prod_{i=1}^L \left(1 + \frac{3 \bar{\gamma}_i}{2m_i (M-1)} \right)^{-m_i}$

3.3 分集增益

以相干 MPSK 调制信号为例分析 MRC 系统的分集增益,根据表 2, MPSK 调制方式下,系统 ASER 的 Chernoff 上界为:

$$P_B^{\text{MPSK}} = \frac{(M-1)}{M} \prod_{i=1}^L \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_i \sin^2(\pi/M)}{m_i} \right)^{-m_i} \quad (25)$$

定义 2 文献[14]中式(14),MRC 分集接收系统的渐进分集增益 d_a 定义为:

$$d_a = \lim_{E_b/N_0 \rightarrow \infty} [-\log P_{\text{ASER}} / \log(E_b/N_0)] \quad (26)$$

对于相干 MPSK 调制信号,将 $P_{\text{ASER}}^{\text{MPSK}}$ 替换为其 Chernoff 上界 P_B^{MPSK} ,系统渐进分集增益 d_a^{MPSK} 为:

$$d_a^{\text{MPSK}} =$$

$$\lim_{E_b/N_0 \rightarrow \infty} [-\log P_B^{\text{MPSK}} / \log(E_b/N_0)] = \sum_{i=1}^L m_i \quad (27)$$

可以看出文献[8]中关于瑞利衰落信道下采用 MRC 合并方式时,支路数为 L 的系统渐进分集增益为 L 是上式 $m=1$ 的特殊解,而 $m=1$ 时, Nakagami- m 衰落即为瑞利衰落。渐进分集增益表示的是信噪比趋于无穷大时的系统增益,实际应用中一般是有限信噪比甚至是低信噪比,有效分集增益显得更具应用价值。

定义 3 MRC 分集接收系统的有效分集增益 d_e 定义为^[15]:

$$d_e = -\log P_{\text{ASER}} / \log(E_b/N_0) \quad (28)$$

由定义可以看出,当 $E_b/N_0 \rightarrow \infty$ 时,有效分集增益即为渐进分集增益,在应用中,可以将 P_{ASER} 替换成 Chernoff 上界进行计算。

4 系统性能仿真

在仿真中,均采用BPSK调制信号,各独立分集支路的平均衰落功率 Ω_i 服从如下分布:

$$\Omega_i = \Omega_0 \exp[(1-i)\delta] \quad (29)$$

式中: δ 表示功率衰减因子。

图2表示在不同平均信噪比下系统的平均误符号率的理论值与仿真值曲线,其中 $\delta=0.5$ 。图中两曲线几乎重合,验证了MGF及ASER表达式的正确性。

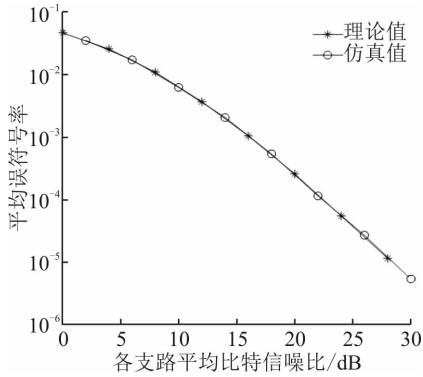


图2 $\delta=0.5$ 时系统平均误符号率

Fig. 2 System average symbol error rate at $\delta=0.5$

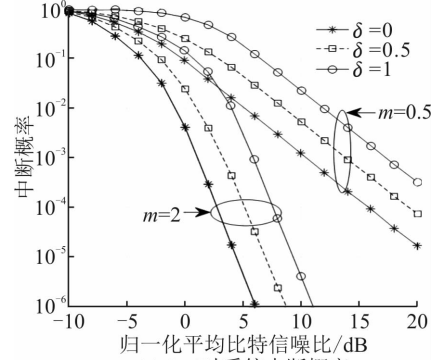
为进一步研究各参数变量对系统性能的影响,图3分别给出了系统中断概率、平均误符号率和有效分集增益随各参数变化曲线。其中图3(a)为不同功率衰减因子 δ 和衰落系数 m 条件下,MRC分集接收系统的中断概率与平均比特信噪比的关系图,其中分集支路数 $L=4$,横坐标表示归一化平均比特信噪比 $\bar{\gamma}/\gamma_{th}$ 。

从图中可以看出, m 越大(即衰落越小)中断概率越小; δ 越大(即各分集支路的衰落不平衡程度增加)中断概率越大,且当 m 值越大时, δ 对中断概率的影响更加明显;在信噪比较低的情况下,由于系统中断概率处于较高水平,信道衰落大小和各支路衰落不平衡程度对中断概率影响很小。

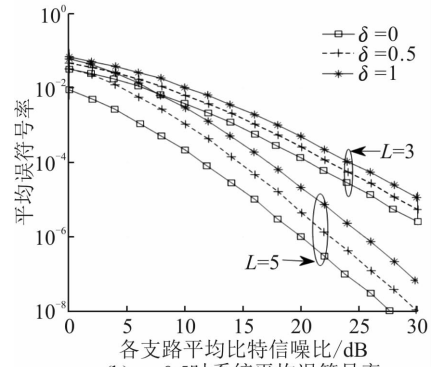
图3(b)分别给出了MRC分集合并系统在不同功率衰减因子 δ ,支路数 L 及平均比特信噪比下的平均误符号率,衰落系数 $m=0.5$ 。可以看出,增加分集支路数 L 能大幅减小系统平均误符号率,但当支路越多时,各支路衰落不平衡程度对系统的平均误符号率的影响越大。

图3(c)为MRC分集合并系统在衰落系数 $m=1$ 条件下的有效分集增益。从图中可以看出,随着平均信噪比的增加,有效分集增益趋于渐进分集增益;并且增加分集支路数 L 能很大程度上提高分集

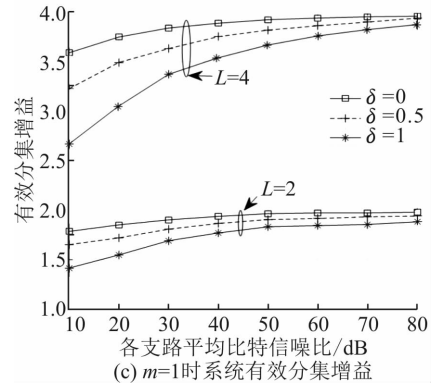
增益,但同时各支路衰落不平衡程度对系统的有效分集增益影响越大。



(a) $L=4$ 时系统中断概率



(b) $m=0.5$ 时系统平均误符号率



(c) $m=1$ 时系统有效分集增益

图3 各参数变化时系统性能曲线

Fig. 3 System performance indicators changes with parameters

5 结语

分集合并系统性能分析具有重要的意义,是衡量算法优劣的重要指标。本文针对i. n. d. Nakagami- m 衰落信道下MRC分集接收系统的性能展开研究,导出了系统中断概率的通用解并给出中断概率数值解的一种获得方法;通过输出信噪比的矩生成函数,导出了不同调制方式下系统平均误符号率的Chernoff上界、渐进分集增益和有效分集增益的表达式,并仿真探讨了各参数变化对系统性能的影响,本文的方法与结论对于分集合并系统的性能分析具有一定的借鉴意义。

参考文献(References):

- [1] NAKAGAMI M. The m -Distribution Nakagami; A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading[M]. Oxford: Pergamon Press, 1960: 3-36.
- [2] 朱秋明,吕卫华,黄嘉乐,等.基于 Nakagami 衰落的分集合并系统性能分析[J].南京航空航天大学学报,2013,45(3):424-428.
ZHU Q M, LYU W H, HUANG J L, et al. Performance Analysis of Diversity System over Nakagami- m Fading Channels[J]. Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2013,45(3):424-428. (in Chinese)
- [3] SALAMA S I, MOHAMED H A. Performance of Cooperative Diversity Using Equal Gain Combining (EGC) over Nakagami- m Fading Channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(2):557-562.
- [4] 杨定伟. Nakagami- m 信道下的中继协作系统研究[D].武汉:华中师范大学,2014.
YANG D W. Research on Cooperative System Using Relay Diversity over Nakagami- m Fading Channel[D]. Wuhan: Huazhong Normal University, 2014. (in Chinese)
- [5] 宫丰奎,李连本,叶鹏,等.等增益合并下协作 MTM 系统的性能分析[J].电子科技大学学报,2013,42(3):360-364.
GONG F K, LI L B, YE P, et al. Performance Analysis of Cooperative MTM Communication with Equal Gain Combining[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2013, 42(3): 360-364. (in Chinese)
- [6] JUAN M, NDREA J. Exact Error Rates of MRC with Transmit Antenna Selection in Non-Identically Distributed Nakagami Fading Channels[C]//GLOBECOM. IEEE, 2008:1-5.
- [7] LYAD A F, PRABHU V K. Performance Analysis of MQAM with MRC over Nakagami- m Fading Channels [C]// IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Las Vegas, NV: IEEE, 2006: 1332-1337.
- [8] 李兆旭,曹文魁,梁波,等.双瑞利衰落下最大比合并性能研究[J].电路与系统学报,2012,17(3):88-93.
LI Z X, CAO W K, LIANG B, et al. Research on Maximum Ratio Merging Performance in Double Rayleigh Fading Channels[J]. Journal of Circuits and Systems, 2012,17(3):88-93. (in Chinese)
- [9] ARUNA G, SAHU P R. Performance Analysis of MRC Receiver with Channel Estimation Error and Co-Channel Interference in Nakagami- m Fading Channel [C]//2012 National Conference on Communications. Kharagpur, India: IEEE, 2014:1-4.
- [10] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of Integrals, Series and Products[M]. 7th Ed. San Diego: Academic Press, 2007.
- [11] MOSCHOPOULOS P G. The Distribution of the Sum of Independent Gamma Random Variables[J]. Annals of Institute of Statistical Mathematics (Part A), 1985, 37(3):541-544.
- [12] YILMAZ F, KUCUR O. Exact Performance of Wireless Multihop Transmission for M-Ary Coherent Modulations over Generalized Gamma Fading Channels [C]//2018 IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Cannes, France: IEEE, 2018:1-5.
- [13] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital Communication over Fading Channels [M]. 2nd Ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons Press, 2005.
- [14] NABAR R U, BÖLCSKEI H, KNEUBÜHLER F W. Fading relay Channels; Performance Limits and Space-Time Signal Design[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 2004, 22(6): 1099-1109.
- [15] UYSAL M. Maximum Achievable Diversity Order for Cascaded Rayleigh Fading Channels [J]. IEEE Electron Letter, 2005, 41(23): 1289-1290.

(编辑:徐楠楠)