

增强合作中继系统在多径阴影联合衰落信道下的性能分析

程卫军, 黄燕

(中央民族大学 信息工程学院, 北京 100081)

摘 要: 针对数字通信系统在多径阴影联合衰落信道下不易获得性能闭式解的问题, 运用 MG (mixture Gamma) 模型近似了 NL (Nakagami-lognormal) 衰落信道模型, 在各跳具有独立不同衰落分布下研究和推导了增强合作中继系统的误码率和中断性能, 数值和仿真分析验证了理论分析的正确性。结果表明运用 MG 近似 NL 模型有助于合作中继系统在多径阴影联合衰落信道下的性能研究。

关键词: 增强合作中继; 联合多径阴影衰落; 混合 Gamma; 误码率; 中断率

中图分类号: TN919.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)12-0162-06

Performance analysis of incremental cooperative relaying system over composite multipath/shadowing fading channels

CHENG Wei-jun, HUANG Yan

(School of Information Engineering, Minzu University of China, Beijing 100081, China)

Abstract: Since the performance metrics of digital communication systems over composite multipath/lognormal fading channels is intractable, a mixture Gamma (MG) fading model is used to approximate Nakagami-lognormal (NL) fading model. By using MG fading channel model, some exact closed-form expressions of the average error rate and outage probability for incremental cooperative relaying system are obtained, respectively, where per hop is independent and non-identically distributed. Finally, numerical and simulation results are shown to verify the accuracy of the analytical results. These results show that it is helpful to approximate the composite NL distribution by using the MG distribution in the performance analysis of cooperative relaying systems.

Key words: incremental cooperative relaying; composite multipath/lognormal fading; mixture Gamma; error rate; outage probability

1 引言

近 10 年来, 合作中继技术以其具有提供空间分集克服多径衰落、延伸覆盖和增加容量等特点, 一直受到国内外通信业者的青睐, 其研究已应用到多种无线通信领域, 如 LTE-Advanced。合作中继技术在衰落环境下的性能分析也一直是通信业者的研究主题, 从最初的 Rayleigh、Rician 和 Nakagami 衰落分布, 到 Lognormal、Weibull 和 Gamma 衰落分布, 直到最近在多径阴影联合衰落分布下的性能研究, 如 KG (generalized-K) 和 \mathcal{G} 分布, 在两跳链路^[1-3]、多跳链路^[4]、合作分集系统^[5]及选择中继^[6]等模型方面涌现了很多出色的工作。

由于联合衰落分布考虑了大尺度和小尺度衰落, 即联合了多径衰落和阴影衰落, 可更好地模拟无线通信环境, 受到了广泛关注。但这种联合模型不存在闭式表达式, 在数学上很难处理, 这对无线通信系统性能的分析造成了困难。KG 衰落模型是利用 Gamma 分布近似 Lognormal 分布而得到的, \mathcal{G} 衰落模型是利用 IG (inverse Gaussian) 分布近似 Lognormal 分布而得到的。由于在 KG 和 \mathcal{G} 衰落模型中, 单跳链路的平均信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio) 的概率密度函数 (PDF, probability density function) 中含有修正贝塞尔函数, 数字通信系统的中断率和误码率等性能的解析式经常涉及到超几何函数和 Whittaker 函数, 甚至包含 Meijer's G 函数。

尤其在复杂模型分析中其表达式冗长复杂，不得不采用进一步的近似来获得最后结果，如文献[1]和文献[6]采用 Padé Approximants 近似分别研究了两跳固定增益中继和两跳可变增益中继的性能，文献[3]在 \mathcal{G} 衰落下仅获得了两跳中继系统平均容量的近似上下界。

最近，文献[7]利用 MG (mixture Gamma) 分布模型来近似 NL 模型得到了较好的效果，该模型是利用 Gaussian-Hermite 正交和来近似 NL 模型，通过调整 Gamma 分布函数的个数可实现精确匹配 NL 模型。目前，利用 KG 和 \mathcal{G} 衰落信道模型研究合作中继系统已有文献发表^[1-6]，但这些文献多集中在两跳或多跳中继和两跳合作模型等，鲜有文献讨论更复杂的合作系统模型，如增强合作^[8]和增强机会合作^[9]等，尤其还没有利用 MG 分布近似 NL 模型在增强合作中继系统中的性能分析。

增强合作中继系统最早由文献[10]提出，由于能提高谱效率而备受关注，如文献[8,9]。基于此，本文针对经典的三节点增强合作模型在 MG 衰落模型下研究了该合作系统的误码率和中断率等性能，给出了精确的闭式解和高 SNR 区时的近似解，最后仿真验证了理论分析的正确性。

2 系统和信道模型

考虑经典的三节点增强合作系统模型，由一个源节点 S、一个目的节点 D 和一个中继节点 R 组成，为单天线节点，所有链路均服从 NL 联合衰落。在第一阶段，S 广播自己的信号给 R 和 D，D 对第一阶段收到的直达信号进行判决，若瞬时接收 SNR (γ_0) 大于规定的性能阈值 (γ_T)，即 $\gamma_0 > \gamma_T$ ，则 D 反馈一个信令信息给 R 并告知 R 停止合作发送，否则，告知 R 进行第二阶段的放大合作发送。在第二个阶段，R 对接收的信号进行放大处理后发送给 D，最后 D 对 2 个阶段接收的信号进行 MRC(maximal ratio combining)处理。为此，该方案的发送过程数学描述如下。

在第一阶段，D 和 R 的接收信号可分别表示为

$$y_{D_0} = h_0 s + n_0, \quad y_R = h_1 s + n_1 \quad (1)$$

在合作阶段，D 接收 R 发送的信号可表示为

$$y_D = \beta h_1 h_2 s + \beta h_2 n_1 + n_2 \quad (2)$$

其中， s 为 S 的独立复高斯输入信号，其平均功率取

为 P_S ； h_0 、 h_1 和 h_2 分别为 SD 链路、SR 链路和 RD 链路的信道系数，并考虑路径损耗的影响，服从 NL 联合衰落； n_1 、 n_0 和 n_2 分别是 R 和 D 在接收时引入的加性高斯白噪声，为零均值和相同方差 N ， β 为中继节点 R 的放大系数。

若定义第 i 跳链路的瞬时 SNR 为 $\gamma_i = P_S |h_i|^2 / N$ ， $i \in \{0, 1, 2\}$ ，其均值为 $\bar{\gamma}_i = \rho \Omega_i$ ， $\rho = P_S / N$ ，其中 Ω_i 为信道系数 h_i 的方差， $\Omega_i = E[|h_i|^2] = (d_0/d_i)^\epsilon$ ， d_i 表示第 i 跳的距离， d_0 表示 S 到 D 的直达距离， ϵ 为路耗指数。由于假设 h_i 服从 NL 联合衰落，则第 i 跳链路瞬时 SNR 的 PDF 可表示为^[11]

$$f_{\gamma_i}(x) = \int_0^\infty \frac{m_i^{m_i} x^{m_i-1} \exp\left[-\frac{m_i x}{\rho y}\right]}{\Gamma(m_i)(\rho y)^{m_i}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\lambda_i y}} \exp\left[-\frac{(\ln y - \mu_i)^2}{2\lambda_i^2}\right] dy \quad (3)$$

其中， m_i 为 Nakagami- m 衰落参数（为分析方便，本文取整数）， μ_i 和 λ_i 分别为对数正态阴影衰落的均值和方差， $\Gamma(\cdot)$ 为标准 Gamma 函数， $\mu_i = \ln \Omega_i$ ， $\lambda_i = (\ln 10/10)\sigma_i$ ， σ_i 为第 i 跳阴影标准方差 (dB)。由于式(3)不存在闭式解，数字通信系统的性能分析很难获得解析式。为此，本文采用文献[7]的 MG 模型来近似式(3)，则上式可重写为

$$f_{\gamma_i}(x) = \sum_{j=1}^N \frac{c_j a_j}{2\rho^{m_i}} x^{m_i-1} \exp\left[-\frac{b_j}{\rho} x\right] \quad (4)$$

由式(4)可得第 i 跳链路瞬时 γ_i 的累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function) 为

$$F_{\gamma_i}(x) = 1 - \sum_{j=1}^N \frac{c_j a_j}{b_j^{m_i}} \Gamma\left(m_i, \frac{b_j}{\rho} x\right) \quad (5)$$

其中， $a_j = 2m_i^{m_i} w_j \exp[-m_i(\sqrt{2}\lambda_i t_j + \mu_i)] / \sqrt{\pi} \Gamma(m_i)$ ， $b_j = m_i \exp[-(\sqrt{2}\lambda_i t_j + \mu_i)]$ ， $c_j = \sqrt{\pi} / \sum_{j=1}^N w_j$ ， t_j 和 w_j 分别为 Gaussian-Hermite 积分式的横坐标取值和权重因子，其不同 N 时的取值可参见文献[12]， $\Gamma(\cdot, \cdot)$ 为文献[13]定义的不完全 Gamma 函数。

此外，式(4)具有一定的灵活性。显然，当 $m=1$ 时，式(4)可退化为 Rayleigh-lognormal 衰落；当 $\lambda=0$ 时，式(4)为 Nakagami- m 衰落，当 $m \rightarrow \infty$ 时，式(4)为 Lognormal 衰落。图 1 给出了利用 MG 模型近似 NL、Lognormal 和 Nakagami- m 分布的 PDF

比较分析。从图中可看出，在 $m=2, \sigma=4 \text{ dB}, N=10$ 时，MG 和 NL 分布匹配的非常好，若增加 m 值，如 $m=8$ 时两者发生偏离，但 $N=20$ 时两者又匹配得很好，可见改变参数 N 的值，可以匹配不同的 NL 模型。在 $m=8$ 和 $N=20$ 时，MG 与 Lognormal 具有近似的分布。若 $\sigma=0 \text{ dB}$ ，MG 完全退化为 Nakagami- m 分布。

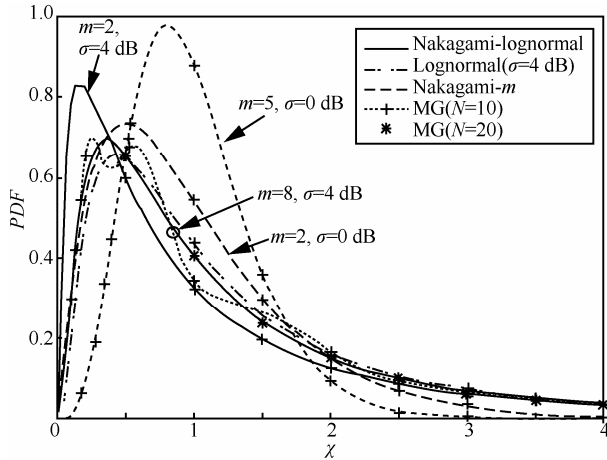


图 1 利用 MG 分布近似 NL、Nakagami- m 和 Lognormal 的 PDF 比较

3 性能分析

本节首先运用矩生函数 (MGF, moment generation function) 方法研究增强合作系统的误码率性能，然后给出该系统的中断率分析。

3.1 误码率分析

根据第 i 跳链路瞬时 SNR(γ_i) 的定义，若取 $\beta^2 = P_s / (P_s |h_i|^2 + N)$ ，由式(2)可得经过 R 转发后在目的节点处的接收信噪比为^[10]

$$\gamma_{SRD} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1} \quad (6)$$

为分析方便，式(6)的上界经常在性能的分析中被采用，即 $\gamma_{SRD} \leq \gamma_R = \min(\gamma_1, \gamma_2)$ ，文献[2,5,9]等已证明了这种近似的正确性。因此，两跳链路瞬时

SNR(γ_R) 的 CDF 为

$$F_{\gamma_R}(\gamma) = 1 - \Pr(\gamma_1 > \gamma) \Pr(\gamma_2 > \gamma) = F_{\gamma_1}(\gamma) + F_{\gamma_2}(\gamma) - F_{\gamma_1}(\gamma) F_{\gamma_2}(\gamma) \quad (7)$$

将式(7)关于变量 γ 求导，可得 γ_R 的 PDF 为

$$f_{\gamma_R}(\gamma) = f_{\gamma_1}(\gamma) + f_{\gamma_2}(\gamma) - [f_{\gamma_1}(\gamma) F_{\gamma_2}(\gamma) + F_{\gamma_1}(\gamma) f_{\gamma_2}(\gamma)] \quad (8)$$

将式(4)和式(5)代入式(8)中，式(8)可重写为

$$f_{\gamma_R}(\gamma) = \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \frac{c_j c_k a_j a_k}{4 \rho^{m_j} \rho^{m_k}} \gamma^{m_j-1} \exp(-\frac{b_j}{\rho} \gamma) \Gamma(m_j, \frac{b_k}{\rho} \gamma) + \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \frac{c_j c_k a_j a_k}{4 b_j^m \rho^{m_2}} \gamma^{m_2-1} \exp(-\frac{b_k}{\rho} \gamma) \Gamma(m_1, \frac{b_j}{\rho} \gamma) \quad (9)$$

根据增强合作发送协议，目的节点 D 处的瞬时接收信噪比在整个接收过程中可数学描述如下

$$\gamma = \begin{cases} \gamma_0, & \gamma_0 \geq \gamma_T \\ \gamma_0 + \gamma_R, & \gamma_0 < \gamma_T \end{cases} \quad (10)$$

所以，式(10)中变量 γ 的 CDF 可表示为

$$F_\gamma(z) = \Pr(\gamma < z) = \Pr(\gamma_0 < z, \gamma_0 \geq \gamma_T) + \Pr(\gamma_0 + \gamma_R < z, \gamma_0 < \gamma_T) = \begin{cases} z \geq \gamma_T & \int_{\gamma_T}^z f_{\gamma_0}(x) dx + \int_0^{\gamma_T} \int_0^{z-x} f_{\gamma_0}(x) f_{\gamma_R}(y) dx dy \\ z < \gamma_T & \int_0^z \int_0^{z-x} f_{\gamma_0}(x) f_{\gamma_R}(y) dx dy \end{cases} \quad (11)$$

对式(11)关于变量 z 求导，可得变量 γ 的 PDF 为

$$f_\gamma(z) = \begin{cases} z \geq \gamma_T & f_1(z) = \underbrace{f_{\gamma_0}(z)}_{F_0} + \underbrace{\int_0^{\gamma_T} f_{\gamma_0}(x) f_{\gamma_R}(z-x) dx}_{F_1} \\ z < \gamma_T & f_2(z) = \underbrace{\int_0^z f_{\gamma_0}(x) f_{\gamma_R}(z-x) dx}_{F_2} \end{cases} \quad (12)$$

将式(4)和式(9)代入式(12)， $f_1(z)$ 和 $f_2(z)$ 中各项可分别求得如下

$$F_0 = \sum_{i=1}^N \frac{c_i a_i}{2 \rho^{m_0}} z^{m_0-1} \exp(-b_i z / \rho) \quad (12a)$$

$$F_1 = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{n=0}^{m_2-1} \sum_{l=0}^{m_1+n-1} \left(\frac{c_i a_i c_j c_k a_j a_k \Gamma(m_2) (-1)^l \gamma^{m_0+l} (b_i - b_j - b_k) \gamma_T / \rho}{8 \rho^{m_1+n-1} b_k^{m_2-n} n! (b_i - b_j - b_k)^{m_0+l}} z^{m_1+n-l-1} \exp[-(b_j + b_k)z / \rho] + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{n=0}^{m_1-1} \sum_{l=0}^{m_2+n-1} \left(\frac{c_i a_i c_j c_k a_j a_k \Gamma(m_1) (-1)^l \gamma^{m_0+l} (b_i - b_j - b_k) \gamma_T / \rho}{8 \rho^{m_2+n-1} b_j^{m_1-n} n! (b_i - b_j - b_k)^{m_0+l}} z^{m_2+n-l-1} \exp[-(b_j + b_k)z / \rho] \right) \quad (12b)$$

$$F_2 = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{n=0}^{m_2-1} \sum_{l=0}^{m_1+n-1} \binom{m_1+n-1}{l} \frac{c_i a_i c_j c_k a_j a_k \Gamma(m_2) (-1)^l z^{m_1+n-l-1}}{8 \rho^{m_1+n-l} b_k^{m_2-n} n! (b_i - b_j - b_k)^{m_0+l}} \exp[-(b_j + b_k)z/\rho] \gamma[m_0 + l, (b_i - b_j - b_k) \frac{z}{\rho}] +$$

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{n=0}^{m_1-1} \sum_{l=0}^{m_2+n-1} \binom{m_2+n-1}{l} \frac{c_i a_i c_j c_k a_j a_k \Gamma(m_1) (-1)^l z^{m_2+n-l-1}}{8 \rho^{m_2+n-l} b_j^{m_1-n} n! (b_i - b_j - b_k)^{m_0+l}} \exp[-(b_j + b_k)z/\rho] \gamma[m_0 + l, (b_i - b_j - b_k) \frac{z}{\rho}] \quad (12c)$$

其中， $\gamma(\cdot; \cdot)$ 为文献[13]定义的不完全 Gamma 函数。

所以，根据 MGF 的定义 $M_\gamma(s) = \int_0^\infty \exp(-sz) f_\gamma(z) dz$ ，变量 γ 的 MGF 可如下

$$M_\gamma(s) = \underbrace{\int_0^{\gamma_T} \exp(-sz) f_2(z) dz}_{F_3} + \underbrace{\int_{\gamma_T}^\infty \exp(-sz) f_1(z) dz}_{F_4} \quad (13)$$

将式(12)代入式(13)，式(13)中第一项和第二项可分别求得

$$F_3 = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{n=0}^{m_2-1} \sum_{l=0}^{m_1+n-1} \binom{m_1+n-1}{l} \frac{c_i a_i c_j c_k a_j a_k \Gamma(m_2) (-1)^l \Gamma(m_0 + l)}{8 b_k^{m_2-n} n! (b_i - b_j - b_k)^{m_0+l}} \cdot$$

$$\left(\frac{\gamma[m_1 + n - l, (b_j + b_k + \rho s) \gamma_T / \rho]}{(b_j + b_k + \rho s)^{m_1+n-l}} - \sum_{v=0}^{m_0+l-1} \frac{(b_i - b_j - b_k)^v \gamma[m_1 + n + v - l, (b_i + \rho s) \gamma_T / \rho]}{v! (b_i + \rho s)^{m_1+n+v-l}} \right) +$$

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{n=0}^{m_1-1} \sum_{l=0}^{m_2+n-1} \binom{m_2+n-1}{l} \frac{c_i a_i c_j c_k a_j a_k \Gamma(m_1) (-1)^l \Gamma(m_0 + l)}{8 b_j^{m_1-n} n! (b_i - b_j - b_k)^{m_0+l}} \cdot$$

$$\left(\frac{\gamma[m_2 + n - l, (b_j + b_k + \rho s) \gamma_T / \rho]}{(b_j + b_k + \rho s)^{m_2+n-l}} - \sum_{v=0}^{m_0+l-1} \frac{(b_i - b_j - b_k)^v \gamma[m_2 + n + v - l, (b_i + \rho s) \gamma_T / \rho]}{v! (b_i + \rho s)^{m_2+n+v-l}} \right) \quad (13a)$$

$$F_4 = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{n=0}^{m_2-1} \sum_{l=0}^{m_1+n-1} \binom{m_1+n-1}{l} \frac{c_i a_i c_j c_k a_j a_k \Gamma(m_2) (-1)^l \gamma[m_0 + l, (b_i - b_j - b_k) \gamma_T / \rho] \Gamma[m_1 + n - l, (b_j + b_k) \gamma_T / \rho + s \gamma_T]}{8 b_k^{m_2-n} n! (b_i - b_j - b_k)^{m_0+l} (\rho s + b_j + b_k)^{m_1+n-l}} +$$

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{n=0}^{m_1-1} \sum_{l=0}^{m_2+n-1} \binom{m_2+n-1}{l} \frac{c_i a_i c_j c_k a_j a_k \Gamma(m_1) (-1)^l \gamma[m_0 + l, (b_i - b_j - b_k) \gamma_T / \rho] \Gamma[m_2 + n - l, (b_j + b_k) \gamma_T / \rho + s \gamma_T]}{8 b_j^{m_1-n} n! (b_i - b_j - b_k)^{m_0+l} (\rho s + b_j + b_k)^{m_2+n-l}} +$$

$$\sum_{i=1}^N \frac{c_i a_i \Gamma[m_0, (\rho s + b_i) \frac{\gamma_T}{\rho}]}{2(\rho s + b_i)^{m_0}} \quad (13b)$$

尽管式(13)给出了 MGF 精确解析式并易于计算，但其表达式过于冗长，研究增强合作系统在高 SNR 区近似解析式具有重要的意义，可用于分析系统分集增益性能。由文献[9]中式(22)可知，在高 SNR 区增强合作系统的性能将取决于直达链路的性能。为此，在条件 $\gamma_0 \geq \gamma_T$ 下， γ_0 的 PDF 可表示为

$$f_{\gamma_0 | \gamma_0 > \gamma_T}(\gamma) = \frac{\sum_{i=1}^N c_i a_i \gamma^{m_0-1} \exp(-b_i \gamma / \rho) / \rho^{m_0}}{\sum_{i=1}^N c_i a_i \Gamma(m_0, b_i \gamma_T / \rho) / b_i^{m_0}} \quad (14)$$

故式(14)的 MGF 可表示如下

$$MGF_{\gamma_0 | \gamma_0 > \gamma_T}(s) = \frac{\sum_{i=1}^N c_i a_i \Gamma[m_0, (s + b_i / \rho) \gamma_T] / (\rho s + b_i)^{m_0}}{\sum_{i=1}^N c_i a_i \Gamma(m_0, b_i \gamma_T / \rho) / b_i^{m_0}} \quad (15)$$

由文献[11]知，MPSK 调制的误码率解析式运用 MGF 方法可表示为

$$P_{e-MPSK} = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_\gamma \left(\frac{g_M}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (16)$$

其中， M 表示进制数， $g_M = \sin^2(\pi/M)$ 。

所以，将式(13a)和式(13b)或式(15)代入到式(16)，利用数值积分的方法可分别获得 PSK 在不同进制下误码率的精确和近似性能，其分析结果见第 4 部分。同理，也可获得其他调制方式的平均误符号率，如 MQAM 等，由于篇幅，这里不再赘述。

3.2 中断率分析

中断率分析是研究通信系统可靠性的另一个重要性能。由文献[11]知，中断率定义为系统瞬时输出 SNR 低于给定 SNR 阈值的概率，可记为

$$P_{out} = \Pr(\gamma \leq \gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (17)$$

其中, $f_\gamma(\gamma)$ 为系统瞬时输出 SNR 的 PDF, γ_{th} 为阈值 SNR。在增强合作系统中, 若直达链路的 SNR 低于阈值 γ_T , 目的节点则要求中继节点进行放大合作发送, 在这种情况下, 主要考虑目的节点进行 MRC 处理后的 SNR 仍低于阈值 γ_T 的中断概率。为此, 运用式(12)中的 $f_2(z)$, 系统的中断概率可

表示如下

$$P_{out} = \Pr(\gamma_0 + \gamma_R \leq \gamma_T | \gamma_0 \leq \gamma_T) \Pr\{\gamma_0 \leq \gamma_T\} = \Pr(\gamma_0 + \gamma_R \leq \gamma_T) = \int_0^{\gamma_T} f_2(\gamma) d\gamma \quad (18)$$

将式(12c)代入式(18)中, 类似式(13a)推导方法, 可得系统中断概率的闭式解为

$$P_{out} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{n=0}^{m_2-1} \sum_{l=0}^{m_1+n-1} \binom{m_1+n-1}{l} \frac{c_i a_i c_j c_k a_j a_k \Gamma(m_2) (-1)^l \Gamma(m_0+l)}{8 b_k^{m_2-n} n! (b_i - b_j - b_k)^{m_0+l}} \left(\frac{\chi[m_1+n-l, (b_j+b_k)\gamma_T/\rho]}{(b_j+b_k+\rho s)^{m_1+n-l}} - \sum_{v=0}^{m_0+l-1} \frac{(b_i-b_j-b_k)^v \chi[m_1+n+v-l, b_i\gamma_T/\rho]}{v! b_i^{m_1+n+v-l}} \right) + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \sum_{n=0}^{m_1-1} \sum_{l=0}^{m_2+n-1} \binom{m_2+n-1}{l} \frac{c_i a_i c_j c_k a_j a_k \Gamma(m_1) (-1)^l \Gamma(m_0+l)}{8 b_j^{m_1-n} n! (b_i - b_j - b_k)^{m_0+l}} \left(\frac{\chi[m_2+n-l, (b_j+b_k)\gamma_T/\rho]}{(b_j+b_k)^{m_2+n-l}} - \sum_{v=0}^{m_0+l-1} \frac{(b_i-b_j-b_k)^v \chi[m_2+n+v-l, b_i\gamma_T/\rho]}{v! b_i^{m_2+n+v-l}} \right) \quad (19)$$

4 数值与仿真分析

针对上述理论分析, 本节将给出所研究方案的数值和仿真分析。不失一般性, 在分析中假设所有衰落信道均为平坦衰落, 合作节点位于 SD 的连线上, 取 $d_{SD} = 1, \epsilon = 4$ 。由于文献[8]已讨论了 Nakagami 衰落下 m 因子对增强合作中继系统性能的影响, 这里主要讨论该系统在不同阴影方差和中继节点不同位置下的性能比较。

图 2 给出了 BPSK 误码率与 SNR(ρ)的关系分析, 其中各跳的 m 衰落因子和阴影方差相同, 即 $m_0 = m_1 = m_2 = 2, \sigma_0 = \sigma_1 = \sigma_2 = 4$ dB 或 8 dB, 中继节点 R 位于 SD 连线的中点, 即 $d_1 = d_2 = 0.5$, 对 MG 分布 $N = 16$ 。图中给出了增强合作中继系统在不同阈值($\gamma_T = 5$ dB, 8 dB 和 10 dB)下的性能分析, 同时也给出了与单跳直达链路和传统 MRC 系统的性能比较, 以及增强中继系统的仿真分析。从图中可看出, 随着阈值 γ_T 的增加, 中继节点被要求合作的机会就越大, 并趋于传统 MRC 系统, 而随着 SNR 的增加, 在高 SNR 区式(15)的近似分析具有一致性, 系统性能趋于与单跳直达链路有相同的分集增益, 获得了明显的编码增益。增加系统阴影方差, 可发现系统性能恶化。同时, 仿真分析验证了理论分析除了在低 SNR 区有偏离外, 在中高 SNR 区都能较好地匹配。

图 3 给出 BPSK 误码率在不同 SNR 和中继节点不同位置(d_1)下性能分析, 其中, $m_0 = m_1 = m_2 = 2, \sigma_0 = \sigma_1 = \sigma_2 = 4$ dB, $\gamma_T = 5$ dB, $N = 16$, 中继节

点 R 在 SD 连线上移动。从图中可看出, 中继节点位置的变化除了在低 SNR 区外对增强合作系统的性能影响不大, 这是因为在低 SNR 区中继节点要参与合作发送, 而在中高 SNR 区不参与合作发送的缘故。

图 4 给出了增强合作系统在不同信道参数下的中断率比较, 其中 $d_1 = d_2 = 0.5, N = 16$ 。从图中可看出, 在相同参数下, 增加 γ_T , 系统的中断率增加, 这说明系统输出的瞬时 SNR 低于 γ_T 的概率增加, 增加 m 因子, 系统的分集增益获得提高, 而增加 σ 因子, 系统的编码增益减少, 其中 $\sigma_0 = 4$ dB, $\sigma_1 = \sigma_2 = 0$ dB 的情况可看作直达链路具有联合衰落, 而中继链路由于中继节点消除了阴影仅具有多径衰落的情景。

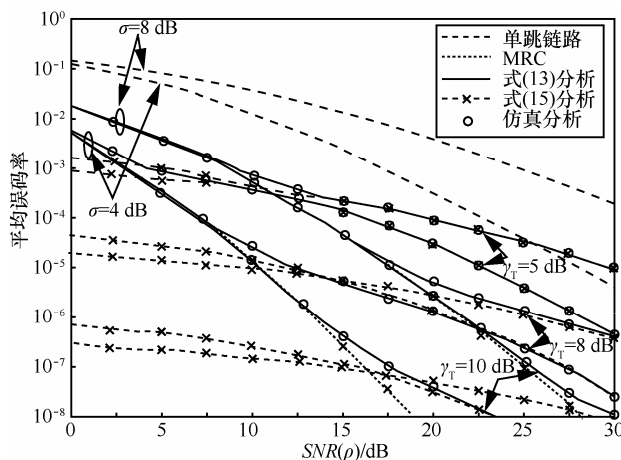


图 2 BPSK 在不同 SNR 下的平均误码率

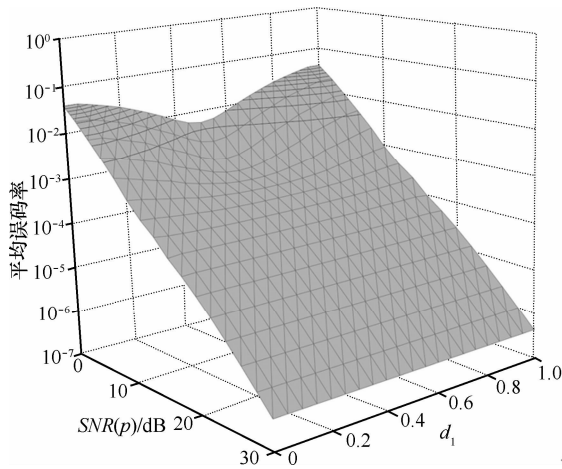


图 3 BPSK 误码率在不同 SNR 和中继节点不同位置下性能分析

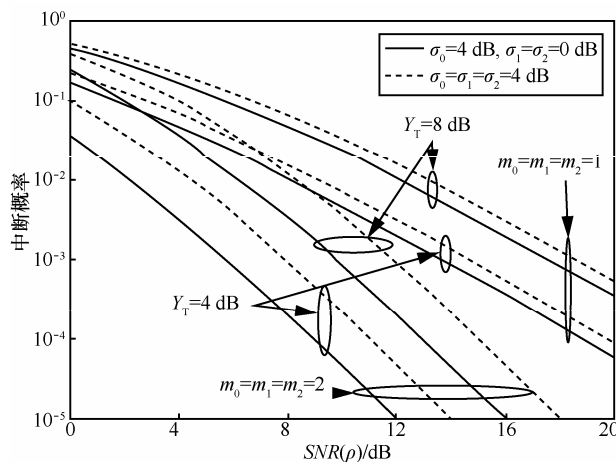


图 4 增强合作系统在不同信道参数下的中断率比较

5 结束语

本文在多径阴影联合衰落环境下研究和分析了增强合作中继系统的误码率和中断率等性能。运用 MG 分布模型近似了 NL 衰落模型，在独立不同分布下导出了系统误码率和中断率的分析表达式，数值计算和仿真研究验证了理论近似分析的正确性。该研究方法有助于合作中继系统在联合衰落环境下的性能研究，尤其当合作中继系统遭受具有联合多径阴影衰落的干扰时的情景，也可推广到其他合作中继模型中，如文献[9]的增强选择合作模型和文献[14]中的 CDR 模型。

参考文献:

- [1] WU L H, LIN J R, NIU K, HE Z Q. Performance of dual-hop transmissions with fixed gain relays over generalized-k fading channels[A]. Proceedings of the ICC[C]. Dresden, Germany, 2009.1-5.
- [2] WAQAR O, GHOGHO M, MCLERNON D. Performance analysis of dual-hop variable gain relay networks over Generalized-K fading channels[A]. IEEE 11th International Workshop on Signal Processing

- Advances in Wireless Communications (SPAWC)[C]. Marrakech, 2010.1-5.
- [3] ZHONG C J, MATTHAIIOU M, KARAGIANNIDIS G K, *et al.* Capacity bounds for AF dual-hop relaying in \mathcal{G} fading channels[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2012, 61(4):1730-1740.
- [4] CAO J F, YANG L L, ZHONG Z D. Performance analysis of multihop wireless links over Generalized-K fading channels[A]. IEEE VTC 2010-Fall[C]. Beijing, China, 2010.1-5.
- [5] DATSIKAS C K, PEPPAS K P, LAZARAKIS F I, *et al.* Error rate performance analysis of dual-hop relaying transmissions over generalized-K fading channels[J]. Int J Electron Commun (AEU), 2010, 64:1094-1099.
- [6] BISSIAS N, EFTHYMOGLOU G P, AALO V A. Performance analysis of dual-hop relay systems with single relay selection in composite fading channels[J]. International Journal of Electronics and Communications, 2012, 66:39-44.
- [7] ATAPATTU S, TELLAMBURA C, JIANG H. Representation of composite fading and shadowing distributions by using mixtures of gamma distributions[A]. Proc IEEE Wireless Commun. Network Conf[C]. 2010.1-5.
- [8] LI G X, CHEN J, CHEN Y, GAO X. Performance analysis of incremental relaying for amplify-and-forward cooperative networks in Nakagami-m channels[A]. The 2nd international conference on Computer science and network Technology[C]. 2012. 1681-1685.
- [9] IKKI S S, MOHAMED H A. Performance analysis of cooperative diversity with incremental-best-relay technique over Rayleigh fading channels[J]. IEEE Trans on Commun, 2011,59(8):2152-2161.
- [10] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Trans Information Theory, 2004, 50(12):3062-3080.
- [11] SIMOM M K, ALOUINI M S. Digital Communication Over Fading Channels, 2nd edition[M]. New York: Wiley, 2005.
- [12] ABRAMOWITZ M, STEGUNI A. Handbook of Mathematical Functions: With Formulas, Graphs, and Mathematical Tables[M]. Dover Publications, 1965.
- [13] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of Integrals, Series, and Products, 6th Edition[M]. New York: Academic, 2000.
- [14] SUNF, CARVALHO E D, POPOVSKI P, *et al.* Coordinated direct and relay transmission with linear non-regenerative relay beamforming[J]. IEEE Signal Process Letter, 2012,19(10): 680-683.

作者简介:



程卫军 (1973-), 男, 山东曹县人, 博士, 中央民族大学副教授, 主要研究方向为合作通信、多跳无线网络和无线网络资源管理等。



黄燕 (1986-), 女, 江西景德镇人, 中央民族大学硕士生, 主要研究方向为无线通信网络。