

混合衰落信道下存在反馈时延的 多天线中继性能分析

林 敏^{1,2}, 安 康³, 欧阳键⁴, 李 敏³, 牛英滔¹

(1. 解放军理工大学, 江苏南京 210007; 2. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210096;
3. 解放军理工大学通信工程学院, 江苏南京 210007; 4. 南京航空航天大学计算机科学与技术学院, 江苏南京 210006)

摘 要: 研究了混合 Rayleigh-Rician 衰落信道下, 存在反馈时延的多天线双跳放大转发 (AF) 中继系统的性能. 首先, 基于反馈时延波束成形 (BF) 模型得到混合衰落信道下中继系统的输出等效信噪比 (SNR). 然后, 利用无穷级数展开推导出输出信噪比中断概率 (OP) 和概率密度函数 (PDF) 的解析表达式, 并进一步得到中继系统遍历容量和平均误符号率 (ASER) 的理论计算公式. 最后, 计算机仿真验证了所提出的性能分析方法的正确性, 并定量分析了天线数量、反馈时延和信道参数对系统性能的影响.

关键词: 放大转发中继系统; 混合衰落信道; 波束成形; 性能分析

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)01-0036-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.01.006

Performance Analysis of Multi-Antenna Relaying with Feedback Delay over Mixed Fading Channels

LIN Min^{1,2}, AN Kang³, OUYANG Jian⁴, LI Min³, NIU Ying-tao¹

(1. PLA University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China; 2. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China; 3. College of Communication Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210007, China; 4. College of Computer Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210006, China)

Abstract: The performance of a multi-antenna two-hop amplify-and-forward (AF) relay system with feedback delay over mixed fading channels is studied, where the source-relay and relay-destination links follow Rayleigh and Rician fading, respectively. Based on the beamforming (BF) model with feedback delay, we first obtain the equivalent output signal-to-noise ratio (SNR) for the AF relaying. With the help of infinite-series representation, we then derive the analytical expressions for the outage probability (OP) and probability density function (PDF) of the output SNR. Furthermore, the theoretical formulas of the Ergodic capacity and average symbol error rates (ASERs) of the system are also developed. Finally, the analytical results are verified through comparison with Monte Carlo simulations, where the effects of antenna number, feedback delay and channel parameters on the system performance are also investigated.

Key words: amplify-and-forward relaying; mixed fading channels; beamforming; performance analysis

1 引言

中继传输技术作为一种能提高通信系统容量、扩大无线覆盖范围和提升系统服务质量 (QoS) 的有效手段, 已经成为包括 LTE-Advanced 和 WiMAX 在内的下一代移动通信系统的关键技术之一^[1]. 早期的中继技术主要关注三节点传输模型且每个节点均配置单根天线的情况,

但由于多天线技术在提高频谱效率、功率效率和信息传输速率等方面有着明显的优势, 因此多天线中继传输技术近几年来更受国内外学者的青睐, 并且提出了多种方案, 主要包括正交空时编码^[2]、空分复用^[3]、天线选择^[4]、线性预编码^[5,6]及波束成形 (BF)^[7,8]等. 其中 BF 技术通过阵列增益来提高接收信噪比 (SNR) 的同时还可实现空分多址 (SDMA) 来提高频谱利用率, 从而受

到了更为广泛的关注. 文献[7,8]的研究表明,当信道状态信息(CSI)准确已知时,基于输出瞬时信噪比最大化准则得到的最优 BF 权矢量对应于发射和接收分别采用最大比发射(MRT)和最大比合并(MRC).与此同时,多输入多输出(MIMO)放大转发(AF)中继系统的性能分析也成为无线通信领域的一个热门研究课题,例如文献[8]推导出最优 BF 下 MIMO AF 中继系统的中断概率(OP)、概率密度函数(PDF)和平均误符号率(ASER)的闭合表达式,文献[9]推导出适用于不同天线数以及不同中继配置的 MIMO 双跳 AF 中继系统遍历容量的解析表达式,文献[10]还推出发射端采用天线选择同时接收端采用 MRC 的双跳 MIMO 中继网络的 OP 和 ASER.但是上述文献只关注对称信道,即源-中继链路和中继-目标链路均满足 Rayleigh 衰落特性,而在实际的无线通信环境中,引入中继的双跳无线信道通常存在着直达径(LOS),混合衰落信道被认为是更加准确和实用的一种信道模型^[11].虽然最近已有文献对这类信道开展研究,但文献[12,13]考虑所有节点均配置单根天线的最简单情况,而文献[14]只分析准确已知 CSI 条件下多天线 BF 中继系统的性能.需要指出的是,许多实际系统中发射端通常采用反馈方式获得 CSI,反馈时延的存在往往导致发射端获得的 CSI 与真实的 CSI 之间有一定的误差,从而影响 BF 的性能^[15].尽管针对 Rayleigh 衰落信道,文献[16]研究了存在反馈时延条件下的多天线 AF 中继系统 BF 性能,但据我们所知,迄今为止还没有文献对混合衰落信道下存在反馈时延的多天线中继系统的性能进行分析.在这种情况下,本文首先利用文献[15]提出的反馈时延 BF 模型,得到混合衰落信道下 AF 中继系统的输出等效 SNR,接着通过推导出中继系统的中断概率、概率密度函数、遍历容量和平均误符号率的解析表达式来对多天线双跳 AF 中继系统的性能进行分析,最后计算机仿真验证了本文所提出的性能分析方法的正确性,并进一步定量分析了天线数量、反馈时延和信道参数对系统性能的影响.

符号说明: $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, $|\cdot|$ 表示绝对值, $\|\cdot\|_F$ 表示矩阵的 Frobenius 范数, $E[\cdot]$ 表示数学期望, $\exp(\cdot)$ 表示指数函数, $\mathbf{0}_N$ 表示 $N \times N$ 的零矩阵, \mathbf{I}_N 表示 $N \times N$ 的单位矩阵, $\mathbf{N}_c(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\Sigma})$ 表示均值为 $\boldsymbol{\mu}$ 、协方差矩阵为 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的复高斯分布.

2 系统模型

对于如图 1 所示的多天线双跳中继系统,由一个配置 N_s 根天线的源节点 S ,一个配置 1 根天线的中继节点 R 和一个配置 N_d 根天线的目标节点 D 组成.与文献[14]类似,假设该系统中 S - R 链路和 R - D 链路分别满足 Rayleigh 和 Rician 分布,并且严重的衰落导致 S - D 之间

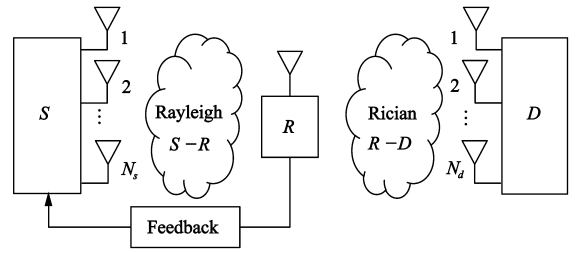


图1 混合衰落信道下的多天线双跳中继传输系统模型

不存在直达链路.整个中继传输过程分为两个时隙.在第一个时隙,源节点 S 经过 BF 权矢量 \mathbf{w}_s 处理后将 $x(t)$ 发射出去,那么中继节点 R 接收到的信号可表示为

$$y_r(t) = \sqrt{P_1} \mathbf{h}_{rs}^H(t) \mathbf{w}_s(t | T_d) x(t) + n_1(t) \quad (1)$$

式中 P_1 是源节点 S 的发射功率, $x(t)$ 为发射信号且满足 $E[|x(t)|^2] = 1$, $n_1(t)$ 是均值等于 0, 方差等于 σ_1^2 的加性高斯白噪声(AWGN), $\mathbf{h}_{rs}(t)$ ($N_s \times 1$) 表示 S - R 链路的信道矢量,其每个元素服从相互独立的 Rayleigh 分布.若源节点 S 处考虑反馈时延的影响,发射 BF 权矢量通常表示为 $\mathbf{w}_s(t | T_d) = \mathbf{h}_{rs}(t - T_d) / \|\mathbf{h}_{rs}(t - T_d)\|_F$ ^[15],其中 $\mathbf{h}_{rs}(t - T_d)$ 表示 $\mathbf{h}_{rs}(t)$ 延时 T_d 后的信道矢量,它们之间满足以下关系

$$\mathbf{h}_{rs}(t) = \rho_d \mathbf{h}_{rs}(t - T_d) + \sqrt{1 - |\rho_d|^2} \mathbf{e}(t) \quad (2)$$

式中 $\rho_d = J_0(2\pi f_d T_d)$ 表示 $\mathbf{h}_{rs}(t)$ 和 $\mathbf{h}_{rs}(t - T_d)$ 之间的归一化相关系数,其中 $J_0(\cdot)$ 表示第一类零阶 Bessel 函数, f_d 表示多普勒频移, $\mathbf{e}(t)$ 表示服从 $\mathbf{N}_c(\mathbf{0}_{N_s}, \mathbf{I}_{N_s})$ 的误差矢量.

在第二个时隙,中继节点 R 采用 AF 协议将接收到的信号乘以一个可变增益放大因子 G ,然后将信号转发至目标节点 D .假设 R - D 链路的信道矢量 $\mathbf{h}_{dr}(t)$ ($N_d \times 1$) 服从相互独立的 Rician 分布,那么可以得到

$$\mathbf{h}_{dr} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{h}_L + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{h}_S \quad (3)$$

式中 K 为 Rician 因子, \mathbf{h}_L 和 \mathbf{h}_S 分别表示衰落信道中的直达径和散射分量.在接收端准确估计出信道 CSI 的情况下,目标节点 D 对接收到的信号进行 MRC 后,输出信号可表示为

$$y_d(t) = \mathbf{w}_{dr}^H(t) [\sqrt{P_2} G y_r(t) \mathbf{h}_{dr}(t) + \mathbf{n}_2(t)] \quad (4)$$

式中 P_2 为中继节点 R 的信号发射功率, $\mathbf{n}_2(t)$ ($N_d \times 1$) 表示服从 $\mathbf{N}_c(\mathbf{0}_{N_d}, \sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_d})$ 的 AWGN 矢量, $\mathbf{w}_{dr}(t) = \mathbf{h}_{dr}(t) / \|\mathbf{h}_{dr}(t)\|_F$ 表示接收 MRC 权矢量,而增益 G 由下式给出^[14,16]

$$G^2 = \frac{1}{P_1 \|\mathbf{h}_{rs}^H(t) \mathbf{w}_s(t | T_d)\|_F^2 + \sigma_1^2} \quad (5)$$

根据式(4)和式(5)不难得到瞬时输出 SNR 为

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

式中

$$\gamma_1 = \|\mathbf{h}_{rs}^H(t) \mathbf{w}_{rs}(t|T_d)\|_F^2 \bar{\gamma}_1 \quad (7a)$$

$$\gamma_2 = \|\mathbf{w}_{dr}^H(t) \mathbf{h}_{dr}(t)\|_F^2 \bar{\gamma}_2 \quad (7b)$$

其中 $\bar{\gamma}_i = P_i/\sigma_i^2$ ($i=1,2$) 为每跳的平均 SNR.

3 性能分析

3.1 系统的统计特性

中断概率是衡量无线通信质量的一项重要指标. 它通常定义为系统输出信噪比 γ 低于某一特定门限值 γ_{th} 的概率, 即

$$P_o = \Pr(\gamma \leq \gamma_{th}) = F_\gamma(\gamma_{th}) \quad (8)$$

其中 $F_\gamma(x)$ 为 γ 的累积分布函数(CDF), 它可由下式计算得到

$$F_\gamma(x) = 1 - \int_0^\infty \left[1 - F_{\gamma_1}\left(x + \frac{x^2+x}{u}\right) \right] f_{\gamma_2}(x+u) du \quad (9)$$

其中 $f_{\gamma_2}(x)$ 是 γ_2 的 PDF. 由于 $\mathbf{h}_{rs}(t)$ 中各元素为相互独立的 Rayleigh 分布, 那么 γ_1 服从自由度为 $2N_s$ 的中心卡方分布, 考虑反馈时延的影响后, γ_1 的 CDF 可表示为^[15]

$$F_{\gamma_1}(x) = 1 - (|\rho_d|^2)^{N_s-1} \sum_{i=0}^{N_s-1} \binom{N_s-1}{i} \left(\frac{1-|\rho_d|^2}{|\rho_d|^2} \right)^i \times \sum_{j=0}^{N_s-i-1} \frac{1}{j! \bar{\gamma}_1^j} x^j \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}_1}\right) \quad (10)$$

其次, 考虑到 $\mathbf{h}_{dr}(t)$ 中各元素服从相互独立的 Rician 分布, γ_2 为自由度等于 $2N_d$ 的非中心卡方分布, 其 PDF 可表示为^[14]

$$f_{\gamma_2}(x) = \exp(-KN_d) \left(\frac{1}{KN_d} \right)^{\frac{N_d-1}{2}} \left(\frac{1+K}{\bar{\gamma}_2} \right)^{\frac{N_d+1}{2}} x^{\frac{N_d-1}{2}} \times e^{-(1+K)x/\bar{\gamma}_2} I_{N_d-1} \left(2\sqrt{\frac{N_d K(1+K)}{\bar{\gamma}_2}} x \right) \quad (11)$$

式中 $I_m(\cdot)$ 为第一类 m 阶变型 Bessel 函数, 其级数展开式可表示为^[17]

$$I_m(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{m+2n}}{n! \Gamma(m+n+1)} \quad (12)$$

将式(10)、式(11)和式(12)代入式(9), 并利用以下积分公式^[17]

$$\int_0^\infty x^{\nu-1} \exp\left(-\frac{\alpha}{x} - \beta x\right) dx = 2 \left(\frac{\alpha}{\beta} \right)^{\frac{\nu}{2}} K_\nu(2\sqrt{\alpha\beta}) \quad (13)$$

和二项式定理, 可以得到

$$F_\gamma(x) = 1 - 2 (|\rho_d|^2)^{N_s-1} \exp\left(-KN_d - \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_1} + \frac{1+K}{\bar{\gamma}_2}\right)x\right) \times \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-i-1} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{N_d+n-1} \sum_{p=0}^j \Xi(i, j, n, m, p) x^{m+p} \times (x^2+x)^{\frac{N_d+j+n-m-p}{2}} K_{N_d-j+n-m+p} \left(2\sqrt{\frac{(1+K)(x^2+x)}{\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}} \right) \quad (14)$$

其中 $K_\nu(\cdot)$ 表示第二类 ν 阶变型 Bessel 函数^[17], 并且

$$\Xi(i, j, n, m, p) = \binom{N_s-1}{i} \binom{N_d+n-1}{m} \binom{j}{p} \left(\frac{1-|\rho_d|^2}{|\rho_d|^2} \right)^i \times \frac{(KN_d)^n}{j! n! \Gamma(N_d+n)} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_1} \right)^{\frac{N_d+j+n-m+p}{2}} \left(\frac{1+K}{\bar{\gamma}_2} \right)^{\frac{N_d+j+n-m-p}{2}} \quad (15)$$

最后, 将式(14)中的变量 x 用信噪比门限值 γ_{th} 代替并代入式(8), 就可以直接计算出存在反馈时延的双跳 AF 中继系统的中断概率.

接下来我们推导输出 SNR 的概率密度函数. 将式(14)对 x 进行求导, 并利用以下公式^[17]

$$x \frac{d}{dx} K_\nu(x) + \nu K_\nu(x) = -x K_{\nu-1}(x) \quad (16)$$

经过相应的数学推导后, 不难得到输出 SNR 的 PDF 为

$$f_\gamma(x) = 2 (|\rho_d|^2)^{N_s-1} \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-i-1} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{N_d+n-1} \sum_{p=0}^j \Xi(i, j, n, m, p) x^{m+p} (x^2+x)^{\frac{N_d+n-m+j-p}{2}} \times \left[\frac{2\beta(2x+1)}{\sqrt{x^2+x}} K_{N_d+n-m+p-j-1}(\beta\sqrt{(x^2+x)}) - \left(\frac{m+p}{x} + (j-p) \frac{2x+1}{x^2+x} - \alpha \right) \times K_{N_d+n-m+p-j}(\beta\sqrt{(x^2+x)}) \right] \quad (17)$$

其中 $\alpha = 1/\bar{\gamma}_1 + (1+K)/\bar{\gamma}_2$, $\beta = 2\sqrt{(1+K)/\bar{\gamma}_1 \bar{\gamma}_2}$.

到目前为止, 我们已经推导出存在反馈时延的多天线双跳中继系统的 CDF 和 PDF 闭合表达式. 需要指出的是, 在相关研究中, 文献[12]仅得到 $N_s = N_d = 1$, 即源和目标节点均为单天线情况下的 CDF 解析表达式, 文献[14]只关注 $\rho_d = 1$, 即不存在反馈时延情况下的系统中断概率, 而文献[16]仅推导 $K = 0$, 即 $S-R$ 和 $R-D$ 链路均为 Rayleigh 分布情况下的中断概率. 因此, 本文研究将前人的相关工作推广到更加一般的情况.

3.2 系统的遍历容量

根据信息论原理, 遍历容量定义为源节点和目标节点之间的最大平均互信息量, 即

$$C_{\text{erg}} = \frac{1}{2} E[\log_2(1+\gamma)] = \frac{1}{2} \int_0^\infty \log_2(1+x) f_\gamma(x) dx \quad (18)$$

考虑到将式(17)代入式(18)得不到闭合表达式,于是我们对式(18)中的 $\log_2(1+\gamma)$ 进行泰勒级数展开,得到遍历容量的二阶近似表达式为

$$C_{\text{erg}} \approx \frac{1}{2} \log_2(e) \left[\ln(1 + \text{E}[\gamma]) - \frac{\text{E}[\gamma^2] - \text{E}^2[\gamma]}{2(1 + \text{E}[\gamma])^2} \right] \quad (19)$$

接下来我们推导输出信噪比 γ 的普通矩 $\text{E}[\gamma^\eta]$ ($\eta = 1, 2, \dots$)的计算公式.为了能得到解析表达式,与文献[14]和[16]一样,我们不妨省略式(6)中的常数1,令

$$\gamma \approx \tilde{\gamma} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \quad (20)$$

与前面类似的推导过程,不难得到 $\tilde{\gamma}$ 的CDF为

$$\begin{aligned} F_{\tilde{\gamma}}(x) &= 1 - \int_0^\infty \left[1 - F_{\gamma_1} \left(\frac{x^2 + ux}{u} \right) \right] f_{\gamma_2}(u+x) du \\ &= 1 - 2 \left(|\rho_d|^2 \right)^{N_s-1} e^{-KN_d - \alpha x} \\ &\quad \times \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-i-1} \sum_{n=0}^\infty \sum_{m=0}^{N_d+n-1} \sum_{p=0}^j \Xi(i, j, n, m, p) \\ &\quad \times x^{N_d+j+n} K_{N_d-j+n-m+p}(\beta x) \end{aligned} \quad (21)$$

其中 $\Xi(i, j, n, m, p)$ 由式(15)给出.于是可以进一步得到 γ 的高阶矩

$$\begin{aligned} \text{E}[\gamma^\eta] &\approx \text{E}[\tilde{\gamma}^\eta] = \eta \int_0^\infty x^{\eta-1} [1 - F_{\tilde{\gamma}}(x)] dx \\ &= 2\sqrt{\pi} \eta \left(|\rho_d|^2 \right)^{N_s-1} e^{-KN_d} \\ &\quad \times \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-i-1} \sum_{n=0}^\infty \sum_{m=0}^{N_d+n-1} \sum_{p=0}^j \Xi(i, j, n, m, p) \\ &\quad \times \frac{(2\beta)^{N_d+n-m-j+p}}{(\alpha+\beta)^{2N_d+2n-m+p+\eta}} \frac{\Gamma(2N_d+2n-m+p+\eta)}{\Gamma(N_d+n+j+\eta+1/2)} \\ &\quad \times \Gamma(2j+m-p+\eta) {}_2F_1(2N_d+2n-m+p+\eta, \\ &\quad N_d+n-m+p-j+1/2; \\ &\quad N_d+n+j+\eta+1/2; \frac{\alpha-\beta}{\alpha+\beta}) \end{aligned} \quad (22)$$

其中 ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ 表示高斯超几何函数^[17].在以上推导过程中我们利用了积分公式^[17]

$$\begin{aligned} &\int_0^\infty x^{\mu-1} e^{-\alpha x} K_\nu(\beta x) dx \\ &= \frac{\sqrt{\pi} (2\beta)^\nu}{(\alpha+\beta)^{\mu+\nu}} \frac{\Gamma(\mu+\nu) \Gamma(\mu-\nu)}{\Gamma(\mu+1/2)} \\ &\quad \times {}_2F_1\left(\mu+\nu, \nu+1/2; \mu+1/2; \frac{\alpha-\beta}{\alpha+\beta}\right) \end{aligned} \quad (23)$$

令 $\text{E}[\gamma^\eta]$ 的阶数 η 分别等于1和2,并将它们代入式(19)就可计算出中继系统的遍历容量.

3.3 系统的错误概率

在常用的调制方式下,衰落信道中系统的平均误符号率可以统一表示为^[18]

$$P_s = \frac{a}{2} \sqrt{\frac{b}{\pi}} \int_0^\infty x^{-1/2} e^{-bx} F_\gamma(x) dx \quad (24)$$

式中 a 和 b 表示与调制方式有关的系数,包括 M -PAM,

M -PSK和 M -QAM等多种调制方式.将式(14)代入式(24),就可得到中继系统的精确ASER,但它只能借助于数值积分方法求解.为了获得ASER的解析表达式,我们用 $F_{\tilde{\gamma}}(x)$ 代替 $F_\gamma(x)$ 代入式(24),并经过必要的计算后得到

$$\begin{aligned} P_s &\approx \frac{a}{2} - a \sqrt{\frac{b}{\pi}} \left(|\rho_d|^2 \right)^{N_s-1} e^{-KN_d} \\ &\quad \times \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-i-1} \sum_{n=0}^\infty \sum_{m=0}^{N_d+n-1} \sum_{p=0}^j \Xi(i, j, n, m, p) \\ &\quad \times \int_0^\infty x^{N_d+n+j-\frac{1}{2}} e^{(\alpha-b)x} K_{N_d-j+n-m+p}(\beta x) dx \end{aligned} \quad (25)$$

利用式(23),不难进一步得到该中继系统ASER的近似表达式为

$$\begin{aligned} P_s &\approx \frac{a}{2} - a \sqrt{b} \left(|\rho_d|^2 \right)^{N_s-1} e^{-KN_d} \\ &\quad \times \sum_{i=0}^{N_s-1} \sum_{j=0}^{N_s-i-1} \sum_{n=0}^\infty \sum_{m=0}^{N_d+n-1} \sum_{p=0}^j \Xi(i, j, n, m, p) \\ &\quad \times \frac{(2\beta)^{N_d+n-m+p-j}}{(\alpha+\beta+b)^{2N_d+2n-m+p+1/2}} \frac{\Gamma(2j+m-p+1/2)}{\Gamma(N_d+j+n+1)} \\ &\quad \times \Gamma(2N_d+2n-m+p+1/2) \\ &\quad \times {}_2F_1(2N_d+2n-m+p+1/2, N_d+n-m+p-j+1/2; \\ &\quad N_d+n+j+1; \frac{\alpha-\beta+b}{\alpha+\beta+b}) \end{aligned} \quad (26)$$

4 计算机仿真

本小节通过计算机仿真来验证多天线双跳AF中继系统性能分析方法的正确性,同时定量分析天线数量、反馈时延和Rician因子对系统性能的影响.

首先,图2和图3分别给出了概率密度函数随输出信噪比 γ 的变化情况,其中仿真参数选取如下: $\bar{\gamma}_1 = 15\text{dB}$, $\bar{\gamma}_2 = 10\text{dB}$;根据文献[13],在实际的地面无线通信系统中Rician因子 K 的变化范围是0-12dB,在本文中 choice $K = 4\text{dB}$.此外,根据 $\rho_d = J_0(2\pi f_d T_d)$,反馈时延参数设置为 $\rho_d = \{1, 0.9, 0.7\}$,对应 $f_d T_d = \{0, 0.6, 1.1\}$.不难发现由式(17)计算的结果和Monte Carlo仿真的结果几乎完全一致,这就证明了本文推导的PDF解析表达式的准确性.此外,从这两张图中还可以看出,随着天线数量或相关系数的增加,PDF曲线峰值对应的SNR也增大,这意味着源和目标节点配置更多的天线,或源节点获得的CSI越准确,系统的性能越好.

其次,考虑到过高的门限电平在实际应用中没有意义,因此选择 $\gamma_{th} = 3\text{dB}$, $\bar{\gamma}_1 = 3\bar{\gamma}_2$ 以及 $K = 4\text{dB}$,得到不同天线组合以及反馈时延条件下系统中断概率曲线分别如图4和图5所示.从图4可以看出,系统中断概率随天线数的增加而明显降低,这是因为增加天线数使系统获得更大的阵列增益.通过图5我们不难发现,

当反馈时延参数 $\rho_d \rightarrow 1$ 时,由于源节点获取的 CSI 越准确,系统中断概率越低.此外,理论计算与 Monte Carlo 仿

真很好的吻合,证明了 3.1 小节推导的 CDF 解析表达式的正确性.

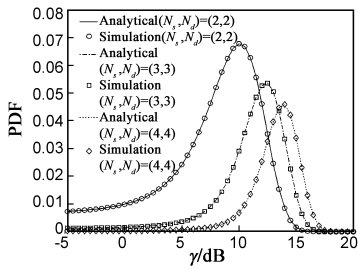


图2 不同天线组合下的PDF曲线 ($\rho_d=0.9, K=4\text{dB}$)

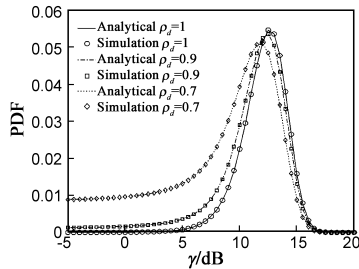


图3 不同 ρ_d 下的PDF曲线 ($N_s=N_d=3, K=4\text{dB}$)

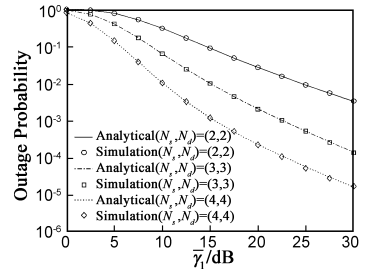


图4 不同天线组合下的OP曲线 ($\rho_d=0.9, K=4\text{dB}$)

接着,在 $\gamma_1 = \gamma_2$ 以及 $K = 4\text{dB}$ 的条件下,图 6 和图 7 分别给出了不同天线组合和反馈时延情况下系统遍历容量计算值与 Monte Carlo 仿真的对比曲线.很明显,这两种方法得到的结果几乎完全一致,这就证明了近

似表达式能精确估计出系统的遍历容量,但与 Monte Carlo 仿真相比可以显著减少计算时间.另外,这两张图还直观表明了在天线数量越多和/或反馈时延越小的情况下,系统的遍历容量也越大.

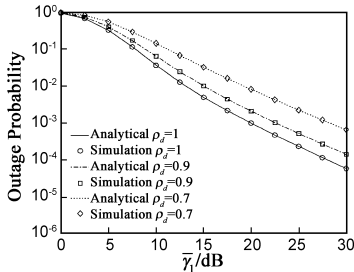


图5 不同 ρ_d 下的OP曲线 ($N_s=N_d=3, K=4\text{dB}$)

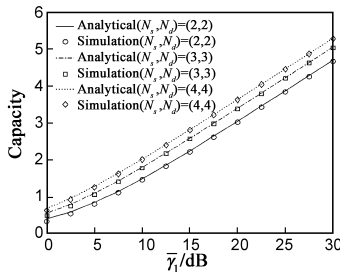


图6 不同天线组合下的遍历容量曲线 ($\rho_d=0.9, K=4\text{dB}$)

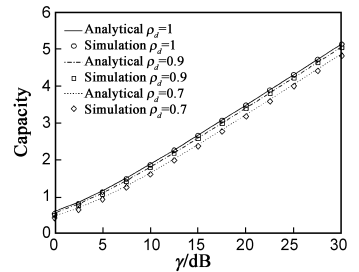


图7 不同 ρ_d 下的遍历容量曲线 ($N_s=N_d=3, K=4\text{dB}$)

最后,我们选择 BPSK 和 QPSK 两种典型的调制方式,并且假设 $\gamma_1 = 3\gamma_2$,得到不同天线组合、反馈时延和 Rician 因子三种情况下 ASER 随 γ_1 的变化曲线,分别如图 8、图 9 和图 10 所示.正如我们所预料的,由于式(6)中的常数 1 被忽略,尽管在低 SNR 情况下存在着细微偏差,但总体上通过式(26)计算得到的 ASER 曲线能很好地和 Monte Carlo 实验结果相吻合,验证了平均误符号率理论计算公式的正确性.与 PDF 和 OP 的结果相似,由图 8 和图 9 可以看出,在信道参数不变的情况下,

系统的 ASER 随收、发天线数的增加或者 $\rho_d \rightarrow 1$ 而明显降低.此外,图 10 表明增大 Rician 因子 K 能有效提高系统的传输可靠性.例如,在 ASER 等于 10^{-3} 的情况下,当 K 由 4dB 增加到 9dB 时,对于 BPSK 调制方式,可获得 2dB 的增益.对于 QPSK 调制方式,可获得 4dB 的增益.这是因为 K 越大,链路的 LOS 分量越强,使得双跳中继链路的信道质量越好.因此在实际系统设计时,中继节点通常选择在与源节点和/或目标节点存在直直径的地方,从而有助于更好的克服无线信道的衰落特性,提高系统的性能.

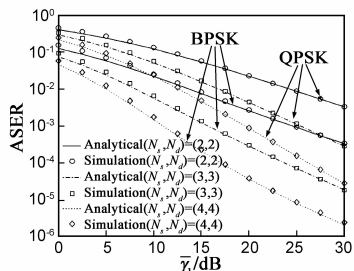


图8 不同天线组合下的ASER曲线 ($\rho_d=0.9, K=4\text{dB}$)

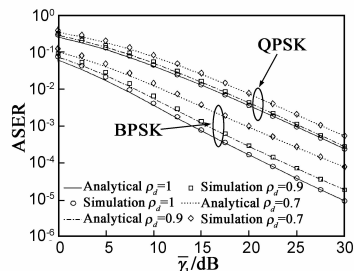


图9 不同 ρ_d 下的ASER曲线 ($N_s=N_d=3, K=4\text{dB}$)

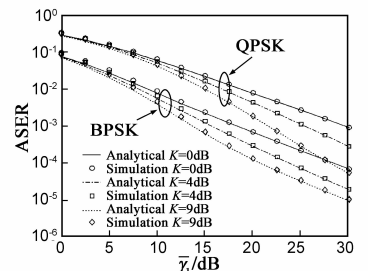


图10 不同 K 因子下的ASER曲线 ($N_s=N_d=3, \rho_d=0.9$)

5 结论

针对混合 Rayleigh-Rician 衰落信道,本文首先得到存在反馈时延的多天线双跳 AF 中继系统的等效输出 SNR,接着利用无穷级数展开,推导出输出信噪比的中断概率和概率密度函数,以及系统的遍历容量和平均误符号率的解析表达式,并通过计算机仿真验证了理论分析的正确性,还进一步分析了天线数量、反馈时延和 Rician 因子 K 对系统性能的影响.由于 Rayleigh-Rician 混合信道更加符合实际的信道模型,并且反馈时延的存在导致发射端获得的 CSI 与真实的 CSI 产生一定的误差,因此本文的研究工作为中继传输系统的工程设计和性能评估提供了很好的参考和依据.

参考文献

- [1] Y Yang, H Hu, J Xu, et al. Relay technologies for WiMAX and LTE-Advanced mobile systems[J]. IEEE Communication Magazine, 2009, 47(10): 100 – 105.
- [2] I H Lee, D Kim. End-to-end BER analysis for dual-hop OST-BC transmissions over Rayleigh fading channels [J]. IEEE Transactions on Communication, 2008, 56(3): 347 – 351.
- [3] 李春国, 赵睿, 等. 中继辅助的 MIMO 系统联合最优的功率分配研究[J]. 电子学报, 2010, 38(10): 2214 – 2218.
Li Chun-guo, Zhao Rui, et al. Investigation on joint optimal power allocation for MIMO systems assisted by relay[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(10): 2214 – 2218. (in Chinese)
- [4] 张广池, 秦家银. 放大转发 MIMO 中继系统快速天线选择算法[J]. 电子学报, 2010, 38(1): 68 – 73.
Zhang Guang-chi, Qin Jia-yin. Fast antenna selection algorithm in amplify-and-forward MIMO relay systems. [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(1): 68 – 73. (in Chinese)
- [5] 李汀, 杨绿溪. 一种前向放大中继通信系统中的有限反馈中继预编码方案[J]. 电子学报, 2010, 38(7): 1531 – 1534.
Li Ting, Yang Lüxi. Limited feedback precoding for amplify-and-forward relaying[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(7): 1531 – 1534. (in Chinese)
- [6] 李全忠, 黄济宇, 等. 基于 MMSE 准则的 MIMO 多中继系统线性收发机设计[J]. 电子学报, 2012, 40(7): 1323 – 1327.
Li Quan-zhong, Huang Ji-yu, et al. Linear transceiver design for MIMO multiple-relay systems based on MMSE criterion[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(7): 1323 – 1327. (in Chinese)
- [7] Y Fu, L Yang, W P Zhu, et al. Optimal relay precoding for two-hop AF transmission and performance analysis over Rayleigh-fading channels[J]. IEEE Transactions on Communication, 2011, 60(11): 3072 – 3079.
- [8] M Li, M Lin, Q Yu, et al. Optimal beamformer design for two hop MIMO AF relay networks over Rayleigh fading channels [J]. IEEE Journal of Selected Areas in Communication, 2012, 30(8): 1402 – 1414.
- [9] S Jin, M R McKay, C Zhong, et al. Ergodic capacity analysis of amplify-and-forward MIMO dual-hop systems[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(5): 2204 – 2224.
- [10] P L Yeoh, et al. Exact and asymptotic SER of distributed TAS/MRC in MIMO relaying networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2011, 10(3): 751 – 756.
- [11] P Kyö, et al. WINNER II interim channel models (IST-4 – 027756 WINNER IID1.1.1V1.1) [OL]. <http://www.ist-winner.org/WINNER2-Deliverables/D1.1.1.pdf>.
- [12] H A Suraweera, et al. Two hop amplify-and-forward transmission in mixed Rayleigh and rician fading channels [J]. IEEE Communication Letter, 2009, 13(4): 227 – 229.
- [13] H A Suraweera, et al. Performance analysis of the dual-hop asymmetric fading channel [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2009, 8(6): 2783 – 2788.
- [14] S Chen, F Liu, et al. On the performance of two-Hop amplify and forward relay networks with beamforming over rayleigh-rician fading channels [A]. Proceedings of IEEE Vehicle Technology Conference (VTC2010-Fall) [C]. Ottawa, Canada: IEEE Vehicle Technology Society, 2010. 1 – 4.
- [15] M Yao, D Zhang, et al. Error performance of transmit beamforming with delayed and limited feedback [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2009, 8(3): 1164 – 1170.
- [16] H A Suraweera, et al. Effect of feedback delay on amplify-and-forward relay networks with beamforming [J]. IEEE Transactions on Vehicle Technology, 2011, 60(3): 1265 – 1271.
- [17] I S Gradshteyn, I M Ryzhik, A Jeffrey. Table of Integrals, Series, and Products (7th) [M]. Burlington: Academic Press, 2007. 340, 368, 709, 916 – 922, 1005 – 1024.
- [18] M K Simon, M S Alouini. Digital Communication over Fading Channels (2nd) [M]. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2005.

作者简介

林 敏 男, 1972 年 10 月出生于浙江台州, 博士, 高级工程师, 硕士生导师, 解放军理工大学学科带头人, 中国电子学会高级会员. 主要从事无线和卫星通信、通信信号处理等领域的研究工作. 获国家科技进步二等奖 1 项, 军队科技进步二等奖 4 项, 国家发明专利 3 项, 在 IEEE JSAC 等期刊和 IEEE ICC 等会议上共发表学术论文 70 余篇, 其中 SCI 收录 11 篇, 是国内外多家核心期刊的特邀审稿人.

E-mail: linmin63@163.com

安 康 男, 1989 年 8 月出生于新疆石河子, 解放军理工大学硕士研究生. 主要研究方向为协同通信、阵列信号处理等.

E-mail: ankanguaa@163.com

欧阳键 男, 1983 年 12 月出生于江苏南京, 南京航空航天大学博士研究生, 主要研究方向为无线通信网络、无人机通信等. 已发表学术论文 10 余篇, 其中 SCI 收录 5 篇.