

# 信道估计误差与同道干扰下的双向中继系统性能分析

胡健伟 蔡跃明 王磊

(解放军理工大学通信工程学院, 南京, 210007)

**摘要:** 分别在瑞利衰落环境和瑞利-莱斯混合衰落环境下, 研究了双向中继系统在同时受到信道估计误差和同道干扰影响下的中断概率性能。首先, 给出了系统模型以及系统协议; 然后, 基于得到的接收端信干噪比表达式, 分别推导了双向中继系统在单一瑞利衰落环境和瑞利-莱斯混合衰落环境下的中断概率表达式; 最后, 分析了双向中继系统受信道估计误差和同道干扰影响时的最佳中继位置选择, 并得出了最佳中继位置的闭式表达式。数值仿真验证了所推导的中断概率表达式以及最佳中继位置表达式的正确性, 揭示了信道估计误差和同道干扰对系统性能的影响, 表明当信道估计质量阶数小于 1 时性能将明显下降, 当衰落因子增大时性能将得到提高。

**关键词:** 双向中继; 信道估计误差; 同道干扰; 混合衰落信道; 中继位置

**中图分类号:** TN929.5      **文献标志码:** A

## Performance Analysis of Two-Way AF Relaying with Channel Estimation Error and Co-channel Interference

Hu Jianwei, Cai Yueming, Wang Lei

(Institute of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing, 210007, China)

**Abstract:** Different wireless channels may experience different kinds of channel fading due to the complexity of practical situations exposed to the impact of channel estimation error and cochannel interference. To coincide with the practical scenarios, the outage performance of the two-way relaying system is investigated under the Rayleigh fading environment and Rayleigh-Rice mixed fading environment, respectively. First, the system model and the system protocol are presented. Then, based on the expression of the signal-to-interference-plus-noise ratio at the receiver, the closed-form expressions for the outage probabilities are derived for Rayleigh fading environment and Rayleigh-Rice mixed fading environment, respectively. Finally, the optimum relay position selection is discussed considering the channel estimation error and the co-channel interference in the two-way relaying system, and the closed-form expression for the optimum relay position is derived. Simulation results verify the correctness of the outage probability and the optimum relay position analysis, and reveal that channel estimation error and the co-channel interference have great impact on the system performance. Furthermore, the performance declines visibly when the channel estimation quality order is less than 1, and becomes better when the fading coefficient increases.

**Key words:** two-way relay; channel estimation error; co-channel interference; mixed fading channels; relay location

## 引 言

协同通信技术不仅能够有效地克服信道的衰落特性,还能提高覆盖范围,已经成为了无线通信研究领域的热点。现有的相关研究工作主要集中于单向中继系统,与之相比,双向中继系统因其能够获得更高的系统吞吐量而拥有广阔的应用前景。已有许多文献对各种信道衰落环境下的中继系统的性能进行了分析。文献[1]研究了瑞利衰落环境下两跳固定增益放大转发中继系统的平均误比特率性能。文献[2,3]研究了 Nakagami- $m$  衰落信道下多跳变增益和固定放大转发中继系统的中断性能。文献[4]给出了瑞利衰落环境下采用放大转发协议的多中继系统的平均误符号率性能。已有的研究大部分是基于一些理想的假设,比如完全信道状态信息<sup>[5-9]</sup>。文献[5]研究了解码转发(Decode forward, DF)系统中信道估计误差的影响;文献[6]给出了信道估计误差存在时多中继系统的中断概率和误码率;文献[7]研究了信道估计误差对于多中继放大转发中继通信系统的影响;文献[8,9]在前人研究基础上,研究了平坦瑞利衰落信道下,信道估计误差对于中继通信系统的误码率以及系统中断概率的影响。另外,同道干扰是协同通信中一个重要的问题。一些学者已经研究了单向中继中同道干扰的影响<sup>[10,11]</sup>。文献[10]研究了瑞利衰落信道下目的端受多干扰影响的放大转发(Amplify forward, AF)中继系统的中断概率;文献[11]研究了同道干扰对双向中继网络性能的影响。文献[12]研究了信道估计误差和同道干扰同时影响单向双跳中继系统的情况,并且通过计算信干噪比上界的累计概率分布函数得到系统误码率下界。

尽管信道估计误差和同道干扰均对协同无线通信网络性能产生很大影响,但是还未见关于其同时存在对双向中继系统性能影响的相关研究结果。另一方面,以上所有文献都是考虑两跳链路经历相同的信道衰落。在实际无线中继通信中,不同的无线链路很可能受到不同信道衰落的影响,即信号在多跳传输中经历混合信道衰落。比如,在城市蜂窝通信中,基站和中继站之间可能存在视距链路,可以认为经历莱斯衰落,而中继和用户之间可能不存在视距链路,可以认为是经历瑞利衰落。文献[13]分析了一个实际的非对称双向多中继系统模型,推导出了该模型在译码转发方式下采用网络编码时的中断概率表达式。文献[14,15]分别研究了混合莱斯-瑞利信道条件下两跳变增益和固定增益放大转发中继系统的中断和误码性能。关于混合衰落信道下双向中继系统的研究还很少,这是本文研究的另一目的所在。

## 1 系统模型

本文考虑一个3节点的双向中继系统,由于距离或建筑物阻碍等原因,节点A和节点B之间没有直传,通过中继节点R来通信,并且假设中继节点的抗干扰能力较弱,它受到单个同道干扰的影响,如图1所示。假设各节点间均经历瑞利衰落或者莱斯衰落,并且,由于不利环境的影响,信道估计存在误差。系统采用时分复用(Time division duplex, TDD)模型,使用两时隙传输策略。

在第1个时隙,中继R收到的来自节点A和节点B的信号可表示为

$$y_R = \sqrt{P_A} h_{AR} x_A + \sqrt{P_B} h_{BR} x_B + \sqrt{P_J} h_{JR} x_J + n_R \quad (1)$$

式中: $x_A$ 和 $x_B$ 为源节点发送的有用信号; $x_J$ 为同道干扰信号,它们都有单位能量,即 $E[|x_A|^2] = E[|x_B|^2] = E[|x_J|^2] = 1$ ;  $h_{AR}$ ,  $h_{BR}$ 和 $h_{JR}$ 分别为节点A, B和干扰源J到中继R的信道衰落系数,  $h_{\zeta} \sim CN(0, \Omega_{\zeta})$ ,  $\zeta = AR, BR, JR$ ;  $P_A$ ,  $P_B$ 和 $P_J$ 分别为节点A, B与干扰J的功率;  $n_R$ 为中继处的噪声,且假设所

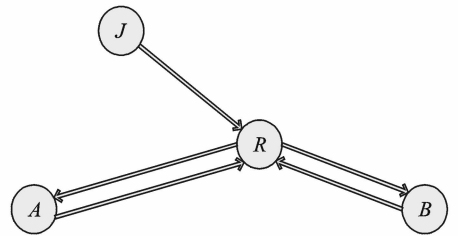


图1 双向中继协同通信系统干扰模型  
Fig. 1 Cooperative communication system using two-way relay with interference

有节点噪声都是均值为零、方差为  $N_0$  的加性高斯白噪声。

在第 2 个时隙,中继接收到的信号被乘以一个放大转发因子,可以表示为

$$\beta = \sqrt{\frac{P_R}{P_A |\hat{h}_{AR}|^2 + P_B |\hat{h}_{BR}|^2 + P_J |h_{JR}|^2 + N_0}} \quad (2)$$

式中: $\beta$  为中继节点的放大因子; $P_R$  为中继功率; $\hat{h}_{AR}$  和  $\hat{h}_{BR}$  为链路 A-R 和 B-R 的信道估计值,其均值分别为  $\hat{\Omega}_{AR}$  和  $\hat{\Omega}_{BR}$ 。注意到中继只获知信道估计值,这个估计值和实际值之间存在以下关系

$$h_\zeta = \hat{h}_\zeta + e_\zeta \quad \zeta = AR, BR \quad (3)$$

式中: $e_\zeta$  为信道估计误差,服从均值为零、方差为  $\sigma_\zeta^2$  的高斯分布。设传输信噪比表示为 SINR,则误差方差与传输信噪比之间关系为  $\sigma_\zeta^2 = \text{SINR}^{-\omega_\zeta}$ ,其中  $\omega_\zeta$  为信道估价质量阶数<sup>[6]</sup>,并且令信道估计值和信道估计误差相互独立,故有  $\hat{\Omega}_\zeta = \Omega_\zeta - \sigma_\zeta$ 。

中继随后将这个被处理过的信号广播给节点 A 和 B,在节点 A 和 B 的接收端信号可以表示为

$$y_A = \beta h_{AR} y_R + n_A \quad (4)$$

$$y_B = \beta h_{BR} y_R + n_B \quad (5)$$

由式(4,5)可看出,接收信号  $y_A, y_B$  均包含  $y_R$ ,而式(1)中  $y_R$  只包含了节点 A 和 B 自身所发送的信号,所以必须进行自干扰消除来获得另一端的有用信号。另外,假设中继能够通过导频序列估计出信道状态信息,并将其发送给节点 A 和 B。

## 2 性能分析

### 2.1 SNR 分析

节点 A 处接收到的信号在消除自干扰项  $\sqrt{P_A} \beta \hat{h}_{AR}^2 x_A$  后可以表示为

$$\tilde{y}_A = y_A - \sqrt{P_A} \beta \hat{h}_{AR}^2 x_A \quad (6)$$

代入式(1~4),得到

$$\begin{aligned} \tilde{y}_A = & \sqrt{P_B} \beta \hat{h}_{AR} \hat{h}_{BR} x_B + \sqrt{P_B} \beta \hat{h}_{AR} e_{BR} x_B + \sqrt{P_B} \beta \hat{h}_{BR} e_{AR} x_B + \sqrt{P_B} \beta e_{AR} e_{BR} x_B + 2\sqrt{P_A} \beta \hat{h}_{AR} e_{AR} x_A + \\ & \sqrt{P_A} \beta e_{AR}^2 x_A + \beta \hat{h}_{AR} \sqrt{P_J} h_{JR} x_J + \beta e_{AR} \sqrt{P_J} h_{JR} x_J + \beta \hat{h}_{AR} n_R + \beta e_{AR} n_R + n_A \end{aligned} \quad (7)$$

从式(7)可以看出,信号中  $\sqrt{P_B} \beta \hat{h}_{AR} \hat{h}_{BR} x_B$  是想要得到的有用部分,剩下的是无用的干扰噪声部分,由此计算信干噪比得到

$$\gamma_A = \frac{P_B P_R |\hat{h}_{AR}|^2 |\hat{h}_{BR}|^2}{P_B |\hat{h}_{BR}|^2 l + P_R |\hat{h}_{AR}|^2 m + k} \quad (8)$$

式中: $l = P_R \sigma_{AR}^2 + N_0$ ;  $m = P_B \sigma_{BR}^2 + 4P_A \sigma_{AR}^2 + P_J |h_{JR}|^2 + P_A P_R^{-1} N_0 + N_0$ ;  $k = P_B P_R \sigma_{AR}^2 \sigma_{BR}^2 + P_A P_R \sigma_{AR}^4 + P_R \sigma_{AR}^2 N_0 + P_J |h_{JR}|^2 N_0 + P_J |h_{JR}|^2 P_R \sigma_{AR}^2 + N_0^2$ 。

为了简化式(8),定义  $\gamma_1 = P_B |\hat{h}_{BR}|^2 / N_0$ ,  $\gamma_2 = P_R |\hat{h}_{AR}|^2 / N_0$ ,  $\gamma_3 = P_J |h_{JR}|^2 / N_0$ ,其均值分别为  $\Omega_1 = P_B \hat{\Omega}_{BR} / N_0$ ,  $\Omega_2 = P_R \hat{\Omega}_{AR} / N_0$ ,  $\Omega_3 = P_J \Omega_{JR} / N_0$ 。这样式(8)可以被简化为

$$\gamma_A = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\alpha \gamma_1 + \theta \gamma_2 + \epsilon} \quad (9)$$

式中: $\alpha = \frac{P_R \sigma_{AR}^2}{N_0} + 1$ ;  $\epsilon = \frac{k}{N_0^2}$ ;  $\theta = \frac{P_B \sigma_{BR}^2 + 4P_A \sigma_{AR}^2 + P_J |h_{JR}|^2}{N_0} + \frac{P_A}{P_R} + 1$ 。 $\theta$  和  $\epsilon$  包含变量  $\gamma_3$ ,为了使其更简洁,可以将其写为

$$\theta = \gamma_3 + s_1 \quad (10)$$

$$\epsilon = \left( \frac{P_R \sigma_{AR}^2}{N_0} + 1 \right) \gamma_3 + s_2 \quad (11)$$

$$\text{式中: } s_1 = \frac{P_B \sigma_{BR}^2 + 4P_A \sigma_{AR}^2}{N_0} + \frac{P_A}{P_R} + 1; s_2 = \frac{P_B P_R \sigma_{AR}^2 \sigma_{BR}^2 + P_A P_R \sigma_{AR}^4 + P_R \sigma_{AR}^2 N_0 + N_0^2}{N_0^2}.$$

### 2.2 单一衰落特性信道中断概率分析

中断概率常作为衡量系统传输性能的重要指标。当源节点和目的节点之间的信息速率低于某一给定速率,或目的节点接收信噪比低于某一门限,信号传送发生中断,中断概率即定义了发生这一中断事件发生的概率。假定信噪比门限值为  $\gamma_{th}$ ,则中断概率  $P_{out}$  定义为

$$P_{A,out} = Pr\{r_{BRA} < r_{th}\} = Pr\{\gamma_A < \gamma_{th}\} = F_{\gamma_A}(\gamma_{th}) \tag{12}$$

式中:  $Pr(X)$  为事件  $X$  的概率;  $F_Y(\cdot)$  为随机变量  $Y$  的累积概率分布函数。可以计算为

$$F_{\gamma_A}(\gamma_{th}) = Pr(\gamma_A \leq \gamma_{th}) = Pr\left(\frac{\gamma_1 \gamma_2}{\alpha \gamma_1 + \theta \gamma_2 + \epsilon} \leq \gamma_{th}\right) = \int_0^{+\infty} \left[1 - \int_{\theta \gamma}^{+\infty} Pr(\gamma_2 \geq \frac{\alpha \gamma_{th} x + \left[\left(\frac{P_R \sigma_{AR}^2}{N_0} + 1\right) z + s_2\right] \gamma_{th}}{x - (z + s_1) \gamma_{th}}) f_{\gamma_1}(x) dx\right] \times f_{\gamma_1}(z) dz \tag{13}$$

式中:  $f(\gamma)$  为随机变量的概率密度函数,易知  $f(\gamma) = \frac{1}{\Omega} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Omega}\right)$ 。根据文献[16]式(3.471.9)和式(6.643.6),式(13)可以被积分为

$$F_{\gamma_A}(\gamma_{th}) = 1 - \frac{2}{\Omega_3 g_2} \int_{d_1}^{+\infty} u^+ K_1(2\sqrt{u}) e^{-\frac{g_1 - 1/\Omega_3}{g_2} u - \frac{g_1 - 1/\Omega_3}{g_2} d_2 + d_1} du \tag{14}$$

式中:  $g_1 = -\frac{\gamma_{th}}{\Omega_1}$ ;  $g_2 = \frac{\alpha \gamma_{th}^2 N_0 + P_R \sigma_{AR}^2 \gamma_{th} + N_0 \gamma_{th}}{\Omega_1 \Omega_2 N_0}$ ;  $d_1 = -\frac{\alpha \gamma_{th}}{\Omega_2} - \frac{s_1 \gamma_{th}}{\Omega_1}$ ;  $d_2 = \frac{\alpha s_1 \gamma_{th}^2 N_0^2 + s_2 \gamma_{th}}{\Omega_1 \Omega_2 N_0^2}$ 。  $K_1(\cdot)$  为第 2 类修正的贝塞尔函数。这个积分式由于积分因子下限非零,所以很难再次积分,然而通过观察及仿真验证知道  $d_2$  是一个很小的数,与其他参数相差 3 个数量级,故为了简化计算可以将其忽略。这样根据文献[16]中式(6.643.6)可以得到一个高度精确的值为

$$F_{\gamma_A}(\gamma_{th}) = 1 - \frac{e^{-\frac{d_2(1/\Omega_3 - g_1)}{g_2} + \frac{g_2}{2(1/\Omega_3 - g_1)} + d_1}}{\Omega_3(1/\Omega_3 - g_1)} W_{-1, -\frac{1}{2}}\left(\frac{g_2}{\Omega_3 - g_1}\right) \tag{15}$$

为了建立系统参数与中断概率之间的直观联系,可以使上式更加简洁明了。注意到当  $x$  很小时,  $K_1(\cdot)$  可以被近似为  $K_1(x) \simeq 1/x$ 。因此在高信噪比区域式(14)可以被简化为

$$F_{\gamma_A}(\gamma_{th}) \approx \frac{(\alpha \Omega_1 + s_1 \Omega_2 + \Omega_2 \Omega_3) \gamma_{th}}{\Omega_1 \Omega_2} \tag{16}$$

### 2.3 混合衰落信道

假设源节点  $A$  以及同道干扰节点  $J$  与中继节点  $R$  之间的无线链路经历瑞利衰落,源节点  $B$  与中继节点  $R$  之间的无线链路经历莱斯衰落,则  $\gamma_1$  的概率密度函数表示为

$$f_{\gamma_1}(\gamma_1) = \frac{(K+1)e^{-K}}{\Omega_1} e^{-\frac{(1+K)\gamma_1}{\Omega_1}} I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega_1}} \gamma_1\right) \tag{17}$$

式中:  $K$  为莱斯衰落因子;  $I_0(\cdot)$  为零阶贝塞尔函数,可以表示为  $I_0(x) = \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{x^{2n}}{2^{2n}(n!)^2} =$

$\sum_{n=0}^{+\infty} \frac{x^{2n}}{2^{2n} n! \Gamma(n+1)}$ 。将式(17)代入式(13)可得

$$F_{\gamma_A}(\gamma_{th}) = \int_0^{+\infty} (1 - I) f_{\gamma_1}(z) dz \tag{18}$$

式中:  $I = \int_0^{+\infty} \frac{(K+1)e^{-K}}{\Omega_1} e^{-\frac{\alpha \gamma_1 + \epsilon \gamma}{\Omega_2 (1 - \theta \gamma)}} - \frac{(K+1)\gamma_1}{\Omega_1} \sum_{l=0}^{+\infty} \frac{\left[\frac{K(K+1)\gamma_1}{\Omega_1}\right]^l}{(l!)^2} d\gamma_1$ 。令  $y = \gamma_1 - \theta \gamma$ ,并将  $(y + \theta \gamma)^l$  进行

二项展开,得

$$F_{\gamma_s}(\gamma_{th}) = \int_0^{+\infty} \left[ 1 - \int_0^{+\infty} \frac{(K+1)e^{-K}}{\Omega_1} \sum_{l=0}^{+\infty} \left[ \frac{K(K+1)}{\Omega_1} \right]^l e^{-\frac{\alpha\gamma}{\Omega_2} - \frac{(K+1)\theta\gamma}{\Omega_1}} \times \frac{1}{(l!)^2} \sum_{i=0}^l C_l^i(\theta\gamma)^{l-i} y^i e^{-\frac{\alpha\theta\gamma^2 + \epsilon\gamma}{\Omega_2 y} - \frac{(K+1)y}{\Omega_1}} \right] dy f_{\gamma_s}(z) dz \quad (19)$$

再利用文献[16]中式(3.471.9)对  $y$  进行积分

$$F_{\gamma_s}(\gamma_{th}) = \int_0^{+\infty} \left[ 1 - \frac{(K+1)e^{-K}}{\Omega_1} \sum_{l=0}^{+\infty} \left[ \frac{K(K+1)}{\Omega_1} \right]^l e^{-\frac{\alpha\gamma_{th}}{\Omega_2} - \frac{(K+1)\theta\gamma_{th}}{\Omega_1}} \frac{1}{(l!)^2} \times \sum_{i=0}^l C_l^i(\theta\gamma_{th})^{l-i} 2 \left[ \frac{(\alpha\theta\gamma_{th}^2 + \epsilon\gamma_{th})\Omega_1}{\Omega_2(K+1)} \right]^{\frac{i+1}{2}} \times K_{i+1} \left( 2\sqrt{\frac{(\alpha\theta\gamma_{th}^2 + \epsilon\gamma_{th})(K+1)}{\Omega_1\Omega_2}} \right) \right] f_{\gamma_s}(z) dz \quad (20)$$

根据文献[16]获知修正的贝塞尔函数渐进式为

$$K_\nu(x) \propto \frac{(\nu-1)!}{2} \left(\frac{x}{2}\right)^{-\nu} \quad (21)$$

将其代入式(20),积分可得

$$F_{\gamma_s}(\gamma_{th}) = 1 - \frac{(K+1)e^{-K}}{\Omega_1\Omega_3} \sum_{l=0}^{+\infty} \left[ \frac{K(K+1)}{\Omega_1} \right]^l \frac{e^{-\frac{\alpha\gamma_{th}}{\Omega_2} - \frac{(K+1)\gamma_{th}s_1}{\Omega_1}}}{(l!)^2} \times \sum_{i=0}^l C_l^i \gamma_{th}^{l-i} i! \times \left(\frac{K+1}{\Omega_1}\right)^{-i-1} \left(\frac{(K+1)\gamma_{th}}{\Omega_1} + \frac{1}{\Omega_3}\right)^{i-l-1} \times e^{s_1\left(\frac{(K+1)\gamma_{th}}{\Omega_1} + \frac{1}{\Omega_3}\right)} \Gamma(l-i+1, s_1\left(\frac{(K+1)\gamma_{th}}{\Omega_1} + \frac{1}{\Omega_3}\right)) \quad (22)$$

式(22)即为混合衰落信道中断概率表达式。

### 2.4 最佳中继位置

令节点  $A$  到节点  $B$  的距离归一化为 1, 并设  $A$  到  $R$  的距离为  $d$ , 路径衰落指数为 3。这样可以得到  $\Omega_1 = (1-d)^{-3}, \Omega_2 = d^{-3}$ 。以式(20)为目标函数, 最佳中继位置可以表示为

$$d = \arg \min_{0 < d < 1} \left( \alpha \frac{1}{\Omega_2} + (s_1 + \Omega_3) \frac{1}{\Omega_1} \right) \quad (23)$$

解得其最优解为

$$d = \frac{\left( \frac{(s_1 + \Omega_3) P_R}{\alpha P_B} \right)^{\frac{1}{\alpha-1}}}{1 + \left( \frac{(s_1 + \Omega_3) P_R}{\alpha P_B} \right)^{\frac{1}{\alpha-1}}} \quad (24)$$

### 3 仿真结果与分析

令传输信噪比为  $P/N_0$ , 假设功率平均分配, 即  $P_R = P_B = P_R = P/3, P$  为归一化的总功率, 中断率设为  $r_{th} = 1$ , 除图 2 中比较不同干扰功率外, 其他图中均假定  $P/P_j = 30$  dB。图 2 给出了  $P/P_j = 30$  dB 和  $P/P_j = 20$  dB 两种情况下的性能仿真: 在  $P/P_j = 30$  dB 时, 由于干扰信号功率相对较小, 信道估计误差对系统性能的影响较大, 随着信道估计阶数  $\omega_\zeta$  的变大, 系统性能提升十分明显; 在  $P/P_j = 20$  dB 时, 由于同道干扰信号功率相对较大, 成为影响系统性能的主要因素, 使得系统的性能大幅度下降。中断概率的计算值和仿真值完全吻合, 渐近值在高信噪比区域与仿真结果吻合很好, 中断概率随着信道估计质量阶数  $\omega_\zeta$  的变大而变小, 当信道估计质量阶数大于 1 后, 对于系统性能的提升效果不明显。当系统获得完美信道状态信息时的曲线与文献[13]相符。

图 3, 4 分别给出了信道估计误差和莱斯衰落因子对混合衰落信道双向中继系统中断概率的影响。

在图 3 中,取莱斯衰落因子为固定值  $K=1$ ,系统的中断概率性能的理论值和蒙特卡洛仿真曲线很好吻合,仿真中分别令  $\omega_\zeta$  的值取 0.8, 1.2 以及无穷大(此时信道估计误差为 0,相当于完美信道估计),结果表明,在信道估计质量阶数取 1 以上的值时系统性能提高相对较小。在图 4 中,取信道估计质量阶数为固定值  $\omega_\zeta=1.2$ ,仿真了莱斯衰落因子  $K$  取不同值时系统中断概率性能随信噪比  $\gamma$  的变化曲线( $K=\{0, 1, 3\}$ )。从图 4 可以看出,系统中断性能随着  $K$  的增大而提高,但衰落因子的增大所带来的性能提升没有增大信道估计质量阶对系统性能的效果明显。

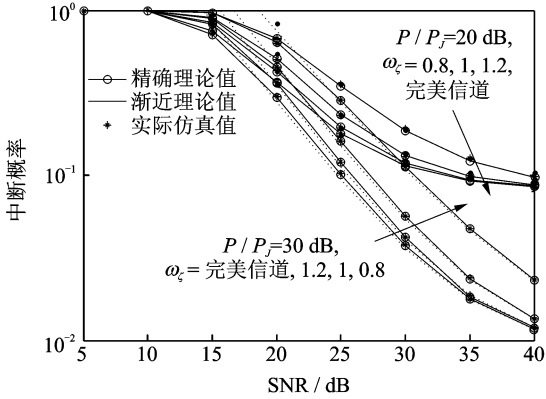


图 2 单一衰落信道双向中继系统中断概率随信道估计质量阶数  $\omega_\zeta$  变化情况

Fig. 2 Outage probability of two-way relay system versus  $\omega_\zeta$  over single fading channel

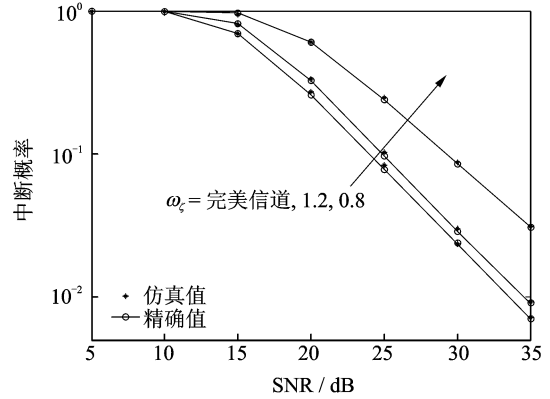


图 3 混合衰落信道双向中继系统中断概率随信道估计质量阶数  $\omega_\zeta$  变化情况

Fig. 3 Outage probability of two-way relay system versus  $\omega_\zeta$  over mixed fading channel

图 5 给出了单一衰落信道环境下双向中继系统的最佳中继位置选择。分别取  $\omega_\zeta=0.8$  和  $\omega_\zeta=1.2$ , 由式(24)可求得最佳中继位置理论值分别为  $d=0.7437$  和  $d=0.8115$ , 与图中显示最佳中继位置  $d \in (0.74, 0.76)$  和  $d \in (0.80, 0.82)$  吻合,验证了理论分析的正确性,仿真结果表明,在信道条件较差时,最佳中继位置更靠近目的节点,在信道条件较好时,最佳中继位置更靠近源节点。

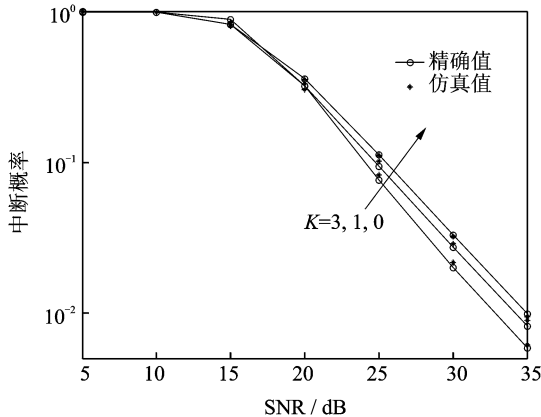


图 4 双向中继系统中断概率随莱斯衰落因子  $K$  变化情况

Fig. 4 Outage probability of two-way relay system versus  $K$  over mixed fading channel

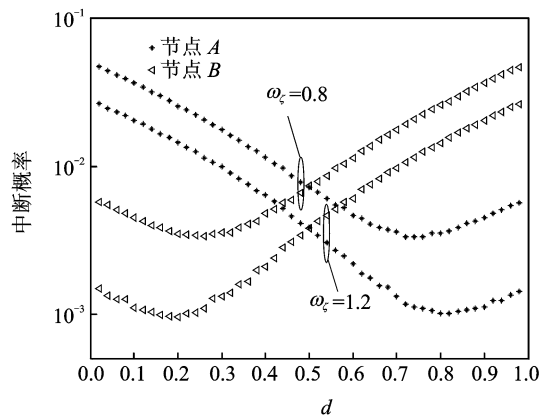


图 5 双向中继系统中断概率随中继位置变化情况

Fig. 5 Outage probability of two-way relay system versus the position of relay over single fading channel

## 4 结束语

本文研究了单一衰落信道和混合衰落信道条件下,双向中继传输系统受信道估计误差和同道干扰同时影响的中断概率性能。本文首先给出了系统模型和接收端信干噪比表达式,基于此分别推导了两个衰落信道条件下端到端中断概率的精确表达式和渐近式,并分析了基于中断概率的最佳位置选择,得到了最佳中继位置的闭式表达式,仿真结果验证了理论推导的正确性。这些研究结果揭示了信道估计误差和莱斯衰落因子对双向中继系统性能的影响规律,可以为未来蜂窝中继通信系统设计提供有益的参考。

### 参考文献:

- [1] Hasna M O, Alouini M S. A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2004,3(6):1774-1786.
- [2] Karagiannidis G K, Tsiftsis T A, Mallik R K. Bounds of multihop relayed communications in Nakagami-m fading[J]. IEEE Transaction on Communications, 2006,54(1):18-22.
- [3] Karagiannidis G K. Performance bounds of multihop wireless communications with blind relays over generalized fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006,5(3):498-503.
- [4] Zhao Y, Adve R. Symbol error rate of selection amplify-and-forward relay systems[J]. IEEE Communication Letters, 2006, 10(11):757-759.
- [5] Ibrahim A S, Liu K J R. Mitigating channel estimation error via cooperative communications[C]//Proc IEEE Int Conf on Commun. Dresden, Germany; IEEE, 2009:1-5.
- [6] Wang L, Cai Y, Yang W. Impact of channel estimation errors in amplify-and-forward cooperative transmission[C]//Proc Int Conf on Wireless Commun & Signal Process. Suzhou, China; IEEE, 2010:17-22.
- [7] Ikki S S, Amin O, Uysal M. Performance analysis of cooperative diversity networks with imperfect channel estimation[C]//Proc IEEE Int Conf on Commun. Cape Town, South Africa; IEEE, 2010:161-165.
- [8] Ikki S S, Fateiha M, Uysal M. Performance analysis of cooperative diversity networks with imperfect channel estimation over Rician fading channels[C]//Proc IEEE Int Conf on Telecommunication. Doha, Qatar; IEEE, 2010:232-234.
- [9] Wang C, Liu T, Dong X. Impact of channel estimation error on the performance of AF two-way relaying[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012,61(3):1197-1207.
- [10] Zhong C, Jin S, Wong K K. Dual-hop systems with noisy relay and interference-limited destination[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010,58(9):764-768.
- [11] Ikki S S, Aissa S. Performance analysis of two-way amplify-and-forward relaying in the presence of co-channel interferences [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012,60(4):933-939.
- [12] Ikki S S, Aissa S. Impact of imperfect channel estimation and co-channel interference on dual-hop relaying systems[J]. IEEE Communication Letters, 2012,16(3):324-327.
- [13] 梁文文,田华,徐友云,等.双向多中继系统机会式网络编码中断概率分析[J].数据采集与处理,2012,27(1):172-176.  
Liang Wenwen, Tian Hua, Xu Youyun, et al. Outage probability analysis of opportunistic network coding on asymmetrical bi-directional multi-Relay system[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2012,27(1):172-176.
- [14] Suraweera H A, Louie R H Y, Li Y. Two hop amplify-and-forward transmission in mixed Rayleigh and Rician fading channels [J]. IEEE Communication Letters, 2009,13(4):227-229.
- [15] Suraweera H A, Karagiannidis G K, Smith P J. Performance analysis of the dual-hop asymmetric fading channel[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2009,8(6):2783-2788.
- [16] Gradshteyn I S, Ryzhik I M. Table of integrals, series, and products[M]. 5th Ed. Orlando, FL: Academic Press, 1994.

### 作者简介:



胡健伟(1990-),男,硕士研究生,研究方向:协同通信和信息安全, E-mail: hu-jianwei1990@yeah.net.



蔡跃明(1961-),男,教授,博士生导师,研究方向:移动通信信号处理、协同无线通信和无线传感器网络等。



王磊(1987-),男,博士研究生,研究方向:协同通信和信息安全。

