

双向中继系统阈值速率影响分析

史晶晶, 葛建华, 李靖

(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 710071, 西安)

摘要: 为了更好地分析阈值速率不对称对实际双向中继系统性能的影响,提出了阈值速率比因子性能分析法. 该方法首先根据 2 个方向阈值速率定义了阈值速率比因子,然后求出系统性能表达式作为阈值速率比因子的函数,并根据函数研究该因子对性能表达式的影响,从而得到阈值速率不对称对系统性能的影响. 使用该方法对 Nakagami- m 衰落下的系统中断概率进行了研究,结果表明,信噪比一定时,阈值速率不对称将导致系统中断概率增大. 仿真结果表明,当中继与终端 Nakagami- m 衰落指数分别为 1 和 1.2、信噪比为 20 dB、阈值速率比因子从 1 增大到 3 时,系统的中断概率约增大了 3%.

关键词: 双向中继; 阈值速率; Nakagami- m 衰落; 中断概率

中图分类号: TN92 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2011)10-0088-05

Impact Analysis of Threshold Rate on Two-Way Relaying System

SHI Jingjing, GE Jianhua, LI Jing

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: In order to analyze the impact of the asymmetric threshold rate on the performance of two-way relaying system more precisely, a method named performance analysis of ratio of threshold rate (RTR) is presented. The RTR is defined based on two directional threshold rates, then performance expressions are derived to obtain a function of RTR and the effect of the RTR on performance expressions is studied to obtain the effect of asymmetric threshold rate on the performance of the system. The proposed method is used to analyze the outage probability in Nakagami- m fading channel, and the results show that the outage probability increases with RTR increasing when the ratio of signal to noise (SNR) is a constant. Simulation results show that the outage probability increases by about 3% when the fading parameter pertaining to each terminal-relay link is 1 and 1.2, respectively, SNR is 20 dB, and RTR increases from 1 to 3.

Keywords: two-way relay; threshold rate; Nakagami- m fading; outage probability

中继技术可以增大蜂窝网覆盖半径,提高用户通话质量和节省无线资源等,因而引起了广泛研究^[1-3]. 由于单向中继系统会导致频谱效率的损失,因此文献[4]提出了双向中继系统. 双向中继允许 2 个用户终端同时向中继发射信号,因而提高了系统频谱效率,获得了比单向中继系统更高的用户总速率. 除用户总速率外,衡量双向中继系统性能的另外一个重要指标是中断概率. 文献[5]研究了双向单中继系统,给出了功率优化时的中断概率. 考虑双向多中继系统的中断概率时,需研究不同的中继选择方案. 文献[6-8]研究了前向放大双向中继系统,提出中断概率最优的中继选择方案,并给出了采

收稿日期: 2011-01-20. 作者简介: 史晶晶(1983—),男,博士生;葛建华(联系人),男,教授,博士生导师. 基金项目: 长江学者和创新团队发展计划资助项目(IRT0852);国家科技重大专项基金资助项目(2009ZX03003-003,2009ZX03003-004);国家“111 计划”资助项目(B08038);国家自然科学基金资助项目(61001207, 61001128).

网络出版时间: 2011-09-08 网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20110908.0951.001.html>

用此方案时的中断概率。Krikidis 等人^[9]研究了译码转发双向中继系统,提出最大最小中继选择、最大总速率中继选择和混合中继选择等中继选择方案,得到了不同双向中继选择方案时的中断概率。

然而,上述文献对双向中继中断概率的分析均是基于 2 个方向阈值速率相同的情况,而在实际的双向中继系统中,2 个终端发送的业务不同或者 2 个终端到中继的无线信道特性不同,都将导致 2 个方向的阈值速率不同。但是,不同阈值速率对系统性能的影响分析,目前还未查到有文献报道。

本文针对实际双向中继系统中 2 个方向阈值速率不同的情况,提出了阈值速率比因子性能分析法。该方法根据 2 个方向的阈值速率定义了阈值速率比因子,然后求出系统性能表达式并把其表示为阈值速率比因子的函数,根据该函数研究阈值速率比因子对性能表达式的影响,从而得到阈值速率不对称对系统性能的影响。对 Nakagami- m 衰落下的系统中中断概率的仿真结果证明了本文方法的有效性。

1 系统模型

考虑一个双向中继系统,终端 A 和 B 通过中继 R 相互发送信息。终端和中继采用半双工传输,即不能同时发送和接收信息。终端 A 和 B 至中继 R 的信道衰落系数为 h_{ij} , $i \in \{A, B\}$, $j \in \{R\}$, h_{ij} 服从 Nakagami- m 分布。传输过程分为 2 个阶段:① 终端 A 和 B 发送本地信号至中继 R;② R 采用放大因子 α 对接收信号进行放大后再发送给 A 和 B。双向中继系统的实现过程如图 1 所示。

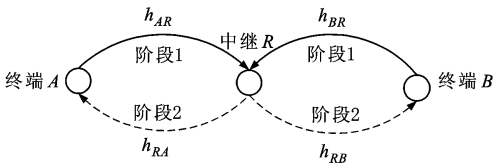


图 1 双向中继通信的实现过程

令 $\varphi_{ij} = |h_{ij}|^2$, 则 φ_{ij} 服从伽马分布, 其概率密度可以表示为

$$f(\varphi_{ij}) = \left[\left(\frac{m_{ij}}{\Omega_{ij}} \right)^{m_{ij}} / \Gamma(m_{ij}) \right] \varphi_{ij}^{m_{ij}-1} \exp\left(-\frac{m_{ij}\varphi_{ij}}{\Omega_{ij}}\right) \quad (1)$$

式中: $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数^[10]; Ω_{ij} 为 φ_{ij} 均值; m_{ij} 为 Nakagami- m 衰落指数。

假设终端 A 与 B 和中继 R 之间的信道是互易的^[4], 即 $h_{BR} = h_{RB}$, $h_{AR} = h_{RA}$, 则伽马分布参数可以表示为 $\Omega_{AR} = \Omega_{RA} = \Omega_1$, $\Omega_{BR} = \Omega_{RB} = \Omega_2$, $m_{AR} = m_{RA} =$

m_1 , $m_{BR} = m_{RB} = m_2$ 。 n_i , $i \in \{A, B, R\}$ 表示接收机 i 的加性白噪声, 其服从均值为 0、方差为 $N_0/2$ 的复高斯分布。假定系统完全同步, 接收端完全已知信道状态信息。

在第 1 阶段, 终端 A 和 B 以功率 $P^{1/2}$ 同时发送本地信号至中继 R, 中继 R 接收的信号表示为

$$y_R = P^{1/2}h_{AR}x_A + P^{1/2}h_{BR}x_B + n_R \quad (2)$$

式中: x_A 、 x_B 分别为 A、B 发送的功率归一化信号。

在第 2 阶段, 中继 R 先对接收到的信号进行放大, 然后广播给终端 A 和 B, 此时各终端接收的信号分别表示为

$$y_A = h_{RA}\beta(P^{1/2}h_{AR}x_A + P^{1/2}h_{BR}x_B + n_R) + n_A \quad (3)$$

$$y_B = h_{RB}\beta(P^{1/2}h_{AR}x_A + P^{1/2}h_{BR}x_B + n_R) + n_B \quad (4)$$

式中: 系数 β 为放大因子, 且 $\beta = [P_R / (P\Omega_1 + P\Omega_2 + N_0)]^{1/2}$, P_R 是中继发射的信号功率。

由于终端已知本地发送的信号, 那么终端 A 和 B 分别减去自干扰信号后接收的信号可分别表示为

$$y_A = h_{RA}\beta(P^{1/2}h_{BR}x_B + n_R) + n_A \quad (5)$$

$$y_B = h_{RB}\beta(P^{1/2}h_{AR}x_A + n_R) + n_B \quad (6)$$

令 γ_A 、 γ_B 分别表示终端 A 和 B 的接收信噪比, 则由式(5)、(6)可知 γ_A 、 γ_B 可以分别表示为

$$\gamma_A = \frac{|h_{BR}|^2 |h_{RA}|^2 \beta^2 P}{|h_{RA}|^2 \beta^2 N_0 + N_0} \quad (7)$$

$$\gamma_B = \frac{|h_{AR}|^2 |h_{RB}|^2 \beta^2 P}{|h_{RB}|^2 \beta^2 N_0 + N_0} \quad (8)$$

2 系统性能分析

在双向中继系统中, 终端 A 至 B 和 B 至 A 的瞬时速率分别为 $R_{AB} = 0.5\text{lb}[1 + \gamma_B]$ 和 $R_{BA} = 0.5\text{lb}[1 + \gamma_A]$ 。双向中继系统中中断概率的定义为: 2 个方向的瞬时速率中的任何一个低于其阈值速率的概率, 则系统中中断概率表示为

$$P_o = P_r(R_{AB} < T_1 \cup R_{BA} < T_2) \quad (9)$$

式中: T_1 和 T_2 分别是终端 A 至 B 和 B 至 A 的阈值速率; $P_r(\cdot)$ 表示概率分布。

为分析非对称速率对系统性能的影响, 本文提出了阈值速率比因子性能分析法, 即首先根据 T_1 和 T_2 定义阈值速率比因子, 然后研究该因子对系统性能的影响。将阈值速率比因子表示为 α 并假定 $\Theta_2 \geq \Theta_1$, 则 α 定义为 $\alpha = \Theta_2 / \Theta_1$, 其中 Θ_1 和 Θ_2 分别定义为 $\Theta_1 = (2^{2T_1} - 1) / (P/N_0)$ 和 $\Theta_2 = (2^{2T_2} - 1) / (P/N_0)$ 。下面首先分析系统的中断概率性能。

2.1 中断概率分析

在进行中断概率分析之前, 先给出如下引理

$$\int_{a_1}^{\infty} x^{a_2-1} \exp\left(-a_3x - \frac{a_4}{x}\right) dx \approx a_3^{-a_2} \Gamma(a_2, a_1 a_3) - a_4 a_3^{-(a_2-1)} \Gamma(a_2 - 1, a_1 a_3), \quad a_1 \geq 0 \quad (10)$$

证明:当 x 趋近无穷大时,采用麦克劳林级数,可将 $\exp(-\frac{a}{x})$ 近似为 $\exp(-\frac{a}{x}) \approx 1 - (\frac{a}{x})$, 则 $\int_{a_1}^{\infty} x^{a_2-1} \cdot \exp\left(-a_3x - \frac{a_4}{x}\right) dx \approx \int_{a_1}^{\infty} x^{a_2-1} \exp(-a_3x) dx - a_4 \int_{a_1}^{\infty} x^{a_2-2} \exp(-a_3x) dx$. 采用文献[9]中的公式则可完成引理的证明,这里不再赘述.

定理1 为根据式(9)所得到的 $T_1 \neq T_2$ 时的中断概率闭式解.

定理1 在 Nakagami- m 衰落下,双向中继系统的中断概率为

$$P_o = 1 - \sum_{k=0}^{m_1-1} \sum_{n=0}^{m_2-1} \Xi_1(m_1, m_2) \cdot \left(\Gamma\left(n-k-1, \frac{m_2 \Theta_2 C}{\Omega_2 (X_0 - \Phi_2)}\right) - \frac{m_1 m_2 \Theta_2 C}{\Omega_1 \Omega_2} \Gamma\left(n-k-2, \frac{m_2 \Theta_2 C}{\Omega_2 (X_0 - \Theta_2)}\right) \right) - \sum_{k=0}^{m_2-1} \sum_{n=0}^k \Xi_2(m_1, m_2) \left(\left(\frac{\Omega_1}{m_1}\right)^{m_1-n} \Gamma\left(m_1-n, \frac{m_1 X_0}{\Omega_1}\right) - \frac{m_2 \Theta_1 C}{\Omega_2} \left(\frac{\Omega_1}{m_1}\right)^{m_1-n-1} \Gamma\left(m_1-n-1, \frac{m_1 X_0}{\Omega_1}\right) \right) \quad (11)$$

式中: $X_0 = (\Theta_1 \Theta_2 + \Theta_2 C - \Theta_1 C + ((\Theta_1 \Theta_2 + \Theta_2 C - \Theta_1 C)^2 + 4\Theta_2 \Theta_1^2 C)^{1/2}) / 2\Theta_1$; $C = 1/\alpha^2$; $\Xi_1(m_1, m_2) = m_1^{m_1} m_2 \Theta_2 C (m_1 - 1)! (m_2 - 1)! \Theta_2^{m_1-1} (m_2 C / \Omega_2)^k \cdot \exp(-m_1 \Theta_2 / \Omega_1) / [\Omega_1^{m_1} \Gamma(m_1) \Gamma(m_2) \Omega_2 k! \cdot (m_1 - 1 - k)! n!]$; $\Xi_2(m_1, m_2) = m_1^{m_1} (m_2 - 1)! \cdot m_2^k \Theta_1^k C^n \exp(-m_2 \Theta_1 / \Omega_2) / [\Omega_1^{m_1} \Gamma(m_1) \Gamma(m_2) \Omega_2^k \cdot n! (k - n)!]$; $\Gamma(\cdot)$ 表示补余不完全伽马函数^[10].

证明:为便于运算,将式(9)表示为

$$P_o = P_r(W_B < \Theta_1 \cup W_A < \Theta_2) = 1 - P_r(W_B > \Theta_1, W_A > \Theta_2) \quad (12)$$

式中: $W_B = \frac{\gamma_B}{(P/N_0)}$; $W_A = \frac{\gamma_A}{(P/N_0)}$.

令 $\Delta = P_r(W_B > \Theta_1, W_A > \Theta_2)$, 采用二重积分形式,将 Δ 式进一步表示为

$$\Delta = P_r\left(Y > \Theta_1 + \frac{\Theta_1 C}{X}, X > \Theta_2 + \frac{\Theta_2 C}{Y}\right) = \iint_D P_X(x) P_Y(y) dx dy \quad (13)$$

若曲线 $x = \Theta_2 + \frac{\Theta_2 C}{y}$ 和 $y = \Theta_1 + \frac{\Theta_1 C}{x}$ ($x > 0, y >$

0) 的交叉点为 (X_0, Y_0) , 则 (X_0, Y_0) 分别为

$$X_0 = (\Theta_1 \Theta_2 + \Theta_2 C - \Theta_1 C) + ((\Theta_1 \Theta_2 + \Theta_2 C - \Theta_1 C)^2 + 4\Theta_1^2 \Theta_2 C)^{1/2} / 2\Theta_1; \\ Y_0 = \Theta_1 + \Theta_1 C / X_0 \quad (14)$$

根据重积分定理,式(13)可以进一步表示为

$$\Delta = \int_{\Theta_2}^{X_0} \frac{m_1^{m_1}}{\Omega_1^{m_1} \Gamma(m_1)} x^{m_1-1} \exp\left(-\frac{m_1 x}{\Omega_1}\right) \cdot \left(\int_{\frac{\Theta_2 C}{x-\Theta_2}}^{\infty} \frac{m_2^{m_2}}{\Omega_2^{m_2} \Gamma(m_2)} y^{m_2-1} \exp\left(-\frac{m_2 y}{\Omega_2}\right) dy \right) dx + \int_{X_0}^{\infty} \frac{m_1^{m_1}}{\Omega_1^{m_1} \Gamma(m_1)} x^{m_1-1} \exp\left(-\frac{m_1 x}{\Omega_1}\right) \cdot \left(\int_{\Theta_1 + \frac{\Theta_1 C}{x}}^{\infty} \frac{m_2^{m_2}}{\Omega_2^{m_2} \Gamma(m_2)} y^{m_2-1} \exp\left(-\frac{m_2 y}{\Omega_2}\right) dy \right) dx \quad (15)$$

将式(15)等式右边两项分别表示为 J_1 和 J_2 , 经过一步积分后, J_1 和 J_2 分别表示为

$$J_1 = \frac{m_1^{m_1}}{\Omega_1^{m_1} \Gamma(m_1) \Gamma(m_2)} \int_{\Theta_2}^{X_0} x^{m_1-1} \exp\left(-\frac{m_1 x}{\Omega_1}\right) \cdot \Gamma\left(m_2, \frac{m_2 \Theta_2 C}{\Omega_2 (x - \Theta_2)}\right) dx \quad (16)$$

$$J_2 = \frac{m_1^{m_1}}{\Omega_1^{m_1} \Gamma(m_1) \Gamma(m_2)} \int_{X_0}^{\infty} x^{m_1-1} \exp\left(-\frac{m_1 x}{\Omega_1}\right) \cdot \Gamma\left(m_2, \frac{m_2 \Theta_1}{\Omega_2} + \frac{m_2 \Theta_1 C}{\Omega_2 x}\right) dx \quad (17)$$

在式(16)和式(17)中,分别令 $u = \frac{m_2 \Theta_2 C}{\Omega_2 (x - \Theta_2)}$, $v = \frac{m_2 \Theta_1}{\Omega_2} + \frac{m_2 \Theta_1 C}{\Omega_2 x}$, 采用文献[10]中的公式和引理即可得到系统中断概率的闭式解,证明完毕.

需要指出的是,在实际系统中,由于2个终端发送的业务不同或者2个终端到中继的无线信道特性不同,式(9)中的阈值速率通常满足关系式 $T_1 \neq T_2$, 而 $T_1 = T_2$ 可看作该条件的一个特例,因此式(11)为系统中断概率的一般解.

2.2 阈值速率比因子对系统中断概率的影响

定理2 在 Nakagami- m 衰落下,信噪比一定时,系统的中断概率 P_o 随着阈值速率比因子 α 的增大而增大.

证明:令 $|h_{AR}|^2 = H_{AR}$, $|h_{BR}|^2 = H_{BR}$, 当 P_R/N_0 远大于 P/N_0 时,式(12)可近似表达为

$$P_o \approx 1 - P_r\{H_{AR} > \Theta_1\} P_r\{H_{BR} > \Theta_2\} = 1 - (1 - A_1)(1 - A_2) = A_1 + A_2 - A_1 A_2 \quad (18)$$

式中: $A_1 = \Gamma(m_1, \Theta_1 m_1 / \Omega_1) / \Gamma(m_1)$; $A_2 = \Gamma(m_2, \Theta_2 m_2 / \Omega_2) / \Gamma(m_2)$; $\Gamma(\cdot, \cdot)$ 是不完全伽马函数^[10].

已知当 x 趋近于零时, $\Gamma(m, x) \approx x^m / m$, 则

$$P_o \approx \frac{(\Theta_1 m_1 / \Omega_1)^{m_1}}{m_1 \Gamma(m_1)} + \left[1 - \frac{(\Theta_1 m_1 / \Omega_1)^{m_1}}{m_1 \Gamma(m_1)} \right] \frac{(\alpha \Theta_1 m_2 / \Omega_2)^{m_2}}{m_2 \Gamma(m_2)} \quad (19)$$

由式(18)可知, $\frac{(\Theta_1 m_1 / \Omega_1)^{m_1}}{m_1 \Gamma(m_1)} < 1$. 式(19)说明, P_o 随着阈值速率比因子 α 的增大而增大, 证明完毕.

定理 2 说明, 当信噪比一定时, 不对称阈值速率会导致双向中继系统的中断概率增大. 要使中断概率最小, 则阈值速率比因子须满足 $\alpha = 1$.

2.3 分集增益分析

在高信噪比条件下, 可通过分集增益和编码增益来衡量系统中断概率. 用 ρ 、 G_c 和 G_d 分别表示信噪比、编码增益和分集增益, 则中断概率可以表示为 $P_o = (G_c \rho)^{-G_d}$ ^[11]. 基于此, 本文给出如下定理.

定理 3 在 Nakagami- m 衰落下, 双向中继系统的分集增益为 $G_d = \min(m_1, m_2)$.

证明: 已知当 $d_1 > 0$ 、 $d_2 > 0$ 、 B_1 和 B_2 为常数时, 极限 $\lim_{x \rightarrow 0} \frac{B_1 x^{d_1} + B_2 x^{d_2}}{x^{\min(d_1, d_2)}}$ 可以表示为

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{B_1 x^{d_1} + B_2 x^{d_2}}{x^{\min(d_1, d_2)}} = \begin{cases} B_1, & d_1 < d_2 \\ B_1 + B_2, & d_1 = d_2 \\ B_2, & d_1 > d_2 \end{cases} \quad (20)$$

由式(18), 可得双向中继系统的分集增益, 证明完毕.

需要指出的是, 由于系统分集增益与信号发送功率无关, 定理 3 给出的分集增益具有普适性. 定理 3 说明, 系统的分集增益与阈值速率比因子无关, 即分集增益不受非对称门限速率的影响, 仅仅取决于中继与 2 个终端间较小的 Nakagami- m 衰落指数, 并随其增大而增大.

3 仿真实验与分析

在 Nakagami- m 衰落下, 本文对非对称速率双向中继系统的中断概率进行了仿真分析. 仿真条件为: 信道间互相独立且均服从平坦衰落, $P_R = 5P$, $\Omega_1 = \Omega_2 = 1$. 帧长为 100 bit, 帧数为 10^6 .

图 2 给出了采用不同阈值速率和不同 Nakaga-

mi- m 衰落指数时, 双向中继系统中断概率性能的仿真和理论曲线. 从图 2 可以看出, 仿真值和理论值非常吻合, 说明本文推导的中断概率闭式解具有良好的精确性.

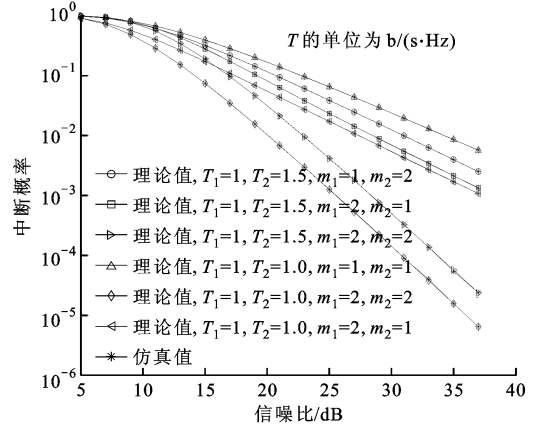


图 2 双向中继系统的中断概率与信噪比的关系

图 3 给出了 $m_1 = 1$ 、 $m_2 = 1.2$ 、 $T_1 = 1$ b/(s · Hz) 时, 系统中断概率与阈值速率比因子 α 的关系曲线. 由图 3 可知, 信噪比为 20 dB、阈值速率比因子从 1 增大到 3 时, 系统中断概率增大大约 3%, 说明本文的理论分析是正确的.

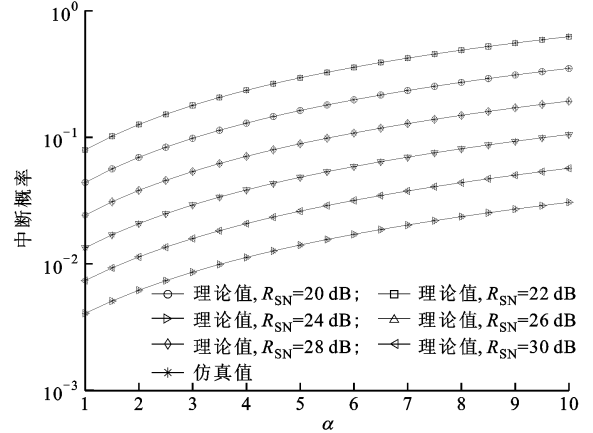


图 3 中断概率与阈值速率比因子的关系

图 4 给出了不同阈值速率和 Nakagami- m 衰落指数下中断概率的变化曲线. 由图 4 可以看出, 当 m_1 、 m_2 恒定, T_1 、 T_2 变化时, 中断概率曲线的斜率不受影响; 当 T_1 、 T_2 恒定, m_1 、 m_2 变化时, 中断概率曲线的斜率取决于 m_1 、 m_2 中的较小值. 这说明, 双向中继系统的分集增益取决于较小的 Nakagami- m 衰落指数.

图 5 给出了当信噪比取 20~30 dB, 且 $P_R/N_0 = 10P/N_0$ 时, 系统的中断概率与较小 Nakagami- m 衰落指数的关系. 图 5 表明, 系统的中断概率与较

小的 Nakagami- m 衰落指数成反比,双向中继系统的分集增益取决于较小的 Nakagami- m 衰落指数,这与理论推导结果一致。

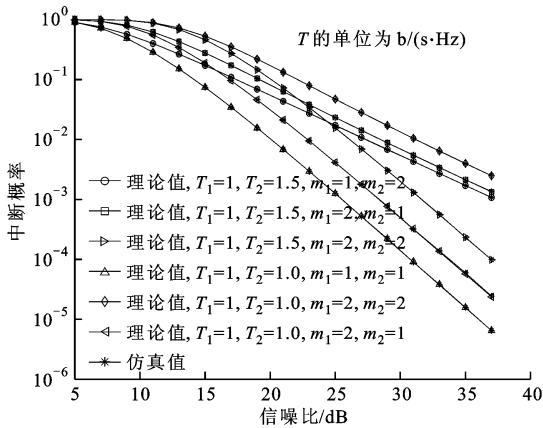


图4 不同阈值速率和 Nakagami- m 衰落指数下中断概率的变化曲线

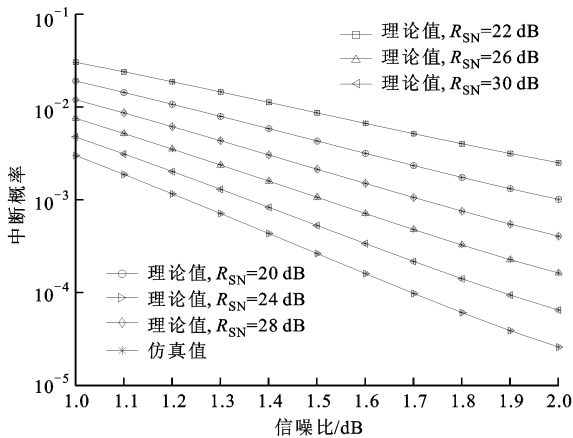


图5 中断概率与较小 Nakagami- m 衰落指数的关系

4 结 论

本文针对实际双向中继系统2个方向阈值速率不同的情况,提出了阈值速率因子性能分析法,并根据该方法研究了非对称阈值速率对系统中断概率影响。结果表明,当信噪比一定时,阈值速率不对称将导致系统中断概率增大。仿真结果验证了本文理论研究结果的正确性。

参考文献:

[1] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Co-

operative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50 (12): 3062-3080.

- [2] HUNTER T E, NOSRATINIA A. Diversity through coded cooperation [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 5(2): 283-289.
- [3] 殷勤业,张莹,丁乐,等. 协作分集:一种新的空域分集技术[J]. 西安交通大学学报,2005, 39(6): 551-557.
YIN Qinye, ZHANG Ying, DING Le, et al. Cooperative diversity: a new spatial diversity technique [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2005, 39(6): 551-557.
- [4] RANKOV B, WITTNEBEN A. Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels [J]. IEEE Journal of Selection Areas in Communication, 2007, 25(2):379-389.
- [5] ZHANG Yuanyuan, MA Yi, TAFAZOLLI R. Power allocation for bidirectional AF relaying over Rayleigh fading channels [J]. IEEE Communication Letter, 2010, 14(2):145-147.
- [6] ZHENG Jianping, BAI Baoming, LI Ying. outage-optimal opportunistic relaying for two-way amplify and forward relay channel [J]. Electronics Letter, 2010, 46(8): 595-597.
- [7] GUO Hui, GE Jianhua, DING Haiyang. Symbol error probability of two-way amplify-and-forward relaying [J]. IEEE Communications Letters, 2011,15(1):22-24.
- [8] GUO Hui, GE Jianhua. Performance analysis of two-way opportunistic relaying over Nakagami- m fading channels [J]. Electronics Letter, 2011,47(2): 150-152.
- [9] KRIKIDIS I. Relay selection for two-way relay channels with MABC DF: a diversity perspective [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(9):4620-4628.
- [10] GRADSHTEYN, I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series, and products [M]. 7th ed. San Diego, CA,USA: Academic Press, 2007.
- [11] PROAKIS J G. Digital communications [M]. 4th ed. New York,USA: McGraw-Hill, 2003.

(编辑 刘杨)