Nakagami 信道下 MIMO 解码转发中继系统的安全性能分析

赵 睿*①② 林鸿鑫① 贺玉成①② 彭盛亮① 周 林①
①(华侨大学厦门市移动多媒体通信重点实验室 厦门 361021)
②(西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室 西安 710071)

摘 要：在协同自适应解码转发中继系统中，该文针对 Nakagami-m 衰落信道，研究了基于多天线低复杂度的机会式传输策略的物理层安全性能。为充分利用天线分集增益提升系统安全性能，发送节点均采用发送天线选择策略，接收节点均采用最大比合并策略。推导了系统安全中断概率的闭合表达式，并进一步提供了渐近性能分析，得到了系统的安全分集阶数。仿真结果验证了理论分析的正确性，并揭示了各系统参数对机会式传输方案的安全性能的影响。结果表明，通过增加合法节点的天线数和增大合法信道的 Nakagami 衰落信道参数可显著提升系统安全性能。

关键词：无线通信；物理层安全；自适应解码转发；Nakagami-m 衰落信道；安全中断概率
中图分类号： TN92 **文献标识码**： A **文章编号**：1009-5896(2016)08-1913-07
DOI: 10.11999/JEIT151236

Secrecy Performance Analysis of MIMO Decode-and-forward Relay Systems in Nakagami Channels

ZHAO Rui①② LIN Hongxin① HE Yucheng①② PENG Shengliang① ZHOU Lin①
①(*Ximen Key Laboratory of Mobile Multimedia Communications*, *Huaqiao University*, *Xiamen* 361021, *China*)
②(*The State Key Laboratory of Integrated Services Notworks*, *Xidian University*, *Xi'an* 710071, *China*)

Abstract: The physical layer security performances of low-complexity opportunistic transmission strategy based on multiple antenna are investigated for cooperative adaptive decode-and-forward relaying system in Nakagami-m fading channels. To fully utilize the antenna diversity gain to improve the system security performance, the transmitting nodes apply the transmit antenna selection strategy, and the receiving nodes apply the maximal ratio combining strategy. The closed-form expressions of secrecy outage probability are derived, the asymptotic analysis of secrecy performance is further provided, and the secrecy diversity order are also obtained. Simulation results verify the correctness of theoretical analysis and identify the effects of several system parameters on the secrecy performance of the opportunistic transmission strategy. It is shown that the system secrecy performance can be greatly improved by increasing the number of antennas at the legitimate nodes and increasing the Nakagami fading channel parameters of legitimate channels.

Key words: Wireless communication; Physical layer security; Adaptive decode-and-forward; Nakagami-m fading channel; Secrecy outage probability

1 引言

随着计算能力的迅速提升，依赖复杂数学算法的传统加密技术正面临巨大的挑战，这类加密技术在将来可能被轻易地破解。物理层安全技术通过充分利用无线信道复杂的空间特性和时变特性，直接从物理层保障信息传输的安全性[1,2]，受到了研究者的普遍关注[3]。

协同中继技术作为未来无线通信网络的关键技术之一[4]，具有提升网络容量、扩展信号覆盖范围和降低发射功耗等诸多优势。但是，相比于传统无线通信网络，无线协同中继通信网络存在复杂的拓扑结构，从而对信息安全构成更大的挑战。通过发送天线选择(Transmit Antenna Selection, TAS)[5,6]，可以对协同中继网络中复杂的信道时变特性加以利用，从而提高中继网络的传输有效性和可靠性，降低窃听节点获得的信息量，提升网络安全性能。TAS 技术从多根发送天线中选择一根能够最大化目的节点接收信噪比的天线发送保密信号，该天线对于窃听节点而言是随机选择的，从而提高合法信道与窃

收稿日期：2015-11-05；改回日期：2016-03-21；网络出版：2016-05-24
*通信作者：赵睿 rzhao@hqu.edu.cn
基金项目：国家自然科学基金(61401165, 61362018, 61302095)，福建省自然科学基金(2015J01262, 2014J01243)，福建省科技创新平台建设项目(2012H2002)
Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61401165, 61362018, 61302095), The Natural Science Foundation of Fujian Province (2015J01262, 2014J01243), Science and Technology Innovation Platform Funds of Fujian Province (2012H2002)

听信道的接收信噪比之比。文献[7]利用 TAS 技术增大合法信道的接收信噪比，在 Nakagami-m 信道中分别研究了目的节点和窃听节点采用最大比合并(Maximal Radio Combining, MRC)和选择合并(Selection Combining, SC)的接收方式时系统的安全性能。文献[3]则考虑了源节点采用 TAS 技术，并存在多个目的节点的情况。文献[8]针对多用户 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)中继网络，采用 TAS/MRC 传输策略提升系统误符号率性能，并推导出系统安全分集阶数。

传统的不存在窃听者的协同中继网络对中继采用解码转发(Decode-and-Forward, DF)协议进行了广泛研究[9,10]，并依据中继是否需要正确解码信源信息将 DF 协议分为自适应(adaptive)DF 协议和固定(fixed)DF 协议。文献[9]在 Nakagami-m 信道条件下，针对中继采用固定 DF 协议并应用机会式中继选择的方案进行了研究，并进行了误符号率和中断概率的系统性能分析。文献[10]针对存在直传链路的多中继网络，采用自适应 DF 协议并应用机会式中继选择策略，对系统进行了中断概率的性能分析。

DF 协议可进一步推广应用到协同中继安全传输系统中。文献[11–13]针对 4 节点窃听网络中多天线或全双工中继等情况，进一步研究了采用固定 DF 协议时系统的安全性能分析。文献[14]则在文献[9]模型的基础上，研究了瑞利衰落信道下存在窃听节点的系统截获概率的安全性能分析。文献[15]则加入窃听节点及有效延迟反馈，采用自适应 DF 协议，研究了在 Nakagami-m 信道条件下系统的遍历安全容量和安全中断概率的性能。

本文考虑基于自适应 DF 协议的协同中继系统模型，中继设定解码阈值，当信源到中继节点的互信息不小于该阈值时[4]，认为中继能够正确解码并转发信源信息。同时，在该模型中，信源和中继均采用 TAS 策略发送信息，从而增大合法信道的接收信噪比，以保障信息传输的安全，而中继、信宿和窃听者均采用 MRC 策略接收信息。本文推导了该安全传输系统的安全中断概率的闭合表达式，并进行了渐近性能分析，给出了系统的各个参数对系统安全性能的影响，并依据安全中断概率的结果进行了最优功率分配方案的设计。

2 系统模型

图 1 给出了 4 节点 MIMO 协同中继系统模型，包括源节点 S，中继节点 R，目的节点 D 和窃听节点 E。假设各个节点配置 N_S, N_R, N_D 和 N_E 根天线，S 和 R 分别能获知各自到 R 和 D 的 CSI。假设各个

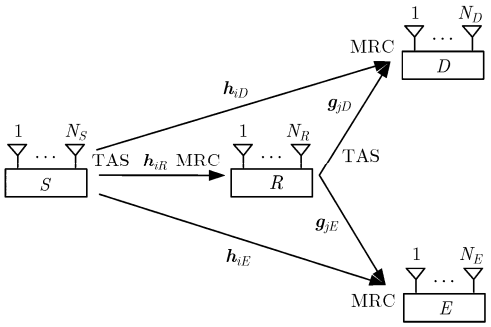


图 1 MIMO 协同中继系统模型

信道都为准静态 Nakagami-m 衰落信道，其中信道 $S\to D$, $S\to R$, $S\to E$, $R\to D$ 和 $R\to E$ 链路的 Nakagami 衰落信道参数分别为 m_{SD}, m_{SR}, m_{SE}, m_{RD} 和 m_{RE}，信道系数依次为 $\boldsymbol{h}_{iD}=\left[h_{iD,1},h_{iD,2},\cdots,h_{iD,N_D}\right]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{h}_{iR}=\left[h_{iR,1},h_{iR,2},\cdots,h_{iR,N_R}\right]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{h}_{iE}=\left[h_{iE,1},h_{iE,2},\cdots,h_{iE,N_E}\right]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{g}_{jD}=\left[g_{jD,1},g_{jD,2},\cdots,g_{jD,N_D}\right]^{\mathrm{T}}$ 和 $\boldsymbol{g}_{jE}=\left[g_{jE,1},g_{jE,2},\cdots,g_{jE,N_E}\right]^{\mathrm{T}}$，且 i 和 j 分别代表 S 和 R 上各个天线的编号。信号传输分为两个时隙，源节点的发送功率均设为 P_S，中继的发送功率设为 P_R。

第 1 时隙，S 从 N_S 根天线中选择一根能使 R 接收信噪比最大的天线广播保密信号，将该天线记为

$$i^*=\underset{i=1,2,\cdots,N_S}{\arg\max}\left\|\boldsymbol{h}_{iR}\right\|^2 \tag{1}$$

为了最大化接收信噪比，节点 D, R 和 E 均采用 MRC 方式接收来自 S 的信号，接收信号分别表示为

$$y_{SD}=\sqrt{P_S}\frac{\boldsymbol{h}_{iD}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{iD}}{\left\|\boldsymbol{h}_{iD}\right\|}x+\frac{\boldsymbol{h}_{iD}^{\mathrm{H}}}{\left\|\boldsymbol{h}_{iD}\right\|}\boldsymbol{n}_{SD} \tag{2}$$

$$y_{SR}=\sqrt{P_S}\frac{\boldsymbol{h}_{i^*R}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{i^*R}}{\left\|\boldsymbol{h}_{i^*R}\right\|}x+\frac{\boldsymbol{h}_{i^*R}^{\mathrm{H}}}{\left\|\boldsymbol{h}_{i^*R}\right\|}\boldsymbol{n}_{SR} \tag{3}$$

$$y_{SE}=\sqrt{P_S}\frac{\boldsymbol{h}_{iE}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{iE}}{\left\|\boldsymbol{h}_{iE}\right\|}x+\frac{\boldsymbol{h}_{iE}^{\mathrm{H}}}{\left\|\boldsymbol{h}_{iE}\right\|}\boldsymbol{n}_{SE} \tag{4}$$

其中，$\boldsymbol{n}_{SD}$，$\boldsymbol{n}_{SR}$ 和 $\boldsymbol{n}_{SE}$ 分别表示 D, R 和 E 接收到的阶数为 $N_D\times1$, $N_R\times1$ 和 $N_E\times1$ 的加性白高斯噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)向量，且噪声方差依次表示为 σ_{SD}^2, σ_{SR}^2 和 σ_{SE}^2。需要指出的是，第 1 时隙时 D, R 和 E 所接收的信号都来自 S 的同一根天线。对于 R 而言，S 的发送天线能使 R 接收信噪比最大，因此式(3)中天线编号为 i^*。而相对于 D 和 E 而言，S 的发送天线则是随机选择的，因此，式(2)和式(4)中 i 未标注“*”，下同。

中继 R 采用自适应解码转发协议，当 R 的接收信息速率大于某一给定阈值 R_t 时，可认为 R 能够从解码集 Ω 中正确解码。第 2 时隙，若 R 正确解码，将选择一根能使 D 接收信噪比最大的天线转发保密

信号，将该天线记为

$$j^* = \arg \max_{j=1,2,\cdots,N_R} \left\| \boldsymbol{g}_{jD} \right\|^2 \tag{5}$$

接收端 D 和 E 采用 MRC 方式接收来自 R 的信号，分别表示为

$$y_{RD} = \sqrt{P_R}\, \frac{\boldsymbol{g}_{j^*D}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{g}_{j^*D}}{\left\| \boldsymbol{g}_{j^*D} \right\|} x + \frac{\boldsymbol{g}_{j^*D}^{\mathrm{H}}}{\left\| \boldsymbol{g}_{j^*D} \right\|} \boldsymbol{n}_{RD} \tag{6}$$

$$y_{RE} = \sqrt{P_R}\, \frac{\boldsymbol{g}_{jE}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{g}_{jE}}{\left\| \boldsymbol{g}_{jE} \right\|} x + \frac{\boldsymbol{g}_{jE}^{\mathrm{H}}}{\left\| \boldsymbol{g}_{jE} \right\|} \boldsymbol{n}_{RE} \tag{7}$$

其中，$\boldsymbol{n}_{RD}$ 和 $\boldsymbol{n}_{RE}$ 分别表示 D 和 E 接收到的阶数为 $N_D \times 1$ 和 $N_E \times 1$ 的 AWGN 向量，且噪声方差依次表示为 σ_{RD}^2 和 σ_{RE}^2。若 R 解码失败，则 S 重发保密信号。

链路 $S \to D$, $S \to R$, $S \to E$, $R \to D$ 和 $R \to E$ 的瞬时接收信噪比依次记为 $\gamma_{SD} = P \left\| \boldsymbol{h}_{iD} \right\|^2 \big/ \sigma_{SD}^2$，$\gamma_{SR}^* = P_S \left\| \boldsymbol{h}_{i^*R} \right\|^2 \big/ \sigma_{SR}^2$, $\gamma_{SE} = P_S \left\| \boldsymbol{h}_{iE} \right\|^2 \big/ \sigma_{SE}^2$, $\gamma_{RD}^* = P_R \left\| \boldsymbol{g}_{j^*D} \right\|^2 \big/ \sigma_{RD}^2$ 和 $\gamma_{RE} = P_R \left\| \boldsymbol{g}_{jE} \right\|^2 \big/ \sigma_{RE}^2$，其中各自的平均接收信噪比依次为 $\overline{\gamma}_{SD} = P_S \mathbb{E}\left\{ \left\| \boldsymbol{h}_{iD} \right\|^2 \right\} \big/ \sigma_{SD}^2$，$\overline{\gamma}_{SR} = P_S \mathbb{E}\left\{ \left\| \boldsymbol{h}_{i^*R} \right\|^2 \right\} \big/ \sigma_{SR}^2$，$\overline{\gamma}_{SE} = P_S \mathbb{E}\left\{ \left\| \boldsymbol{h}_{iE} \right\|^2 \right\} \big/ \sigma_{SE}^2$, $\overline{\gamma}_{RD} = P_R \mathbb{E}\left\{ \left\| \boldsymbol{h}_{j^*D} \right\|^2 \right\} \big/ \sigma_{RD}^2$ 和 $\overline{\gamma}_{RE} = P_R \mathbb{E}\left\{ \left\| \boldsymbol{h}_{jE} \right\|^2 \right\} \big/ \sigma_{RE}^2$。其中，符号 $\mathbb{E}\{X\}$ 表示对随机变量 X 求均值。所以各个随机变量的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)和累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)分别表示为[7,8]

$$f_{\gamma_{\alpha\beta}}(x) = \frac{m_{\alpha\beta}^{N_\beta m_{\alpha\beta}} x^{N_\beta m_{\alpha\beta} - 1}}{\overline{\gamma}_{\alpha\beta}^{N_\beta m_{\alpha\beta}} \Gamma\left(N_\beta m_{\alpha\beta}\right)} \mathrm{e}^{-\frac{m_{\alpha\beta}}{\overline{\gamma}_{\alpha\beta}} x} \tag{8}$$

$$F_{\gamma_{\alpha\beta}}(x) = 1 - \mathrm{e}^{-\frac{m_{\alpha\beta}}{\overline{\gamma}_{\alpha\beta}} x} \sum_{w=0}^{N_\beta m_{\alpha\beta} - 1} \frac{1}{w!} \left(\frac{m_{\alpha\beta}}{\overline{\gamma}_{\alpha\beta}} x \right)^w \tag{9}$$

其中，$\Gamma(\cdot)$ 定义见文献[16]中的式(8.310.1)，$\alpha \in \{S, R\}$，$\beta \in \{R, D, E\}$，$\alpha \neq \beta$。特别地，与 γ_{SR}^* 和 γ_{RD}^* 不同，γ_{SR} 和 γ_{RD} 表示当链路 $S \to R$ 和 $R \to D$ 未采用 TAS 技术时的瞬时信噪比。

因此，通过次序量统计理论和二项式定理的有限展开，我们可以得到采用 TAS 技术的 $S \to R$ 和 $R \to D$ 信道的瞬时信噪比的 PDF 和 CDF 分别为

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{\alpha\beta}^*}(x) &= N_\alpha \left[F_{\gamma_{\alpha\beta}}(x) \right]^{N_\alpha - 1} f_{\gamma_{\alpha\beta}}(x) \\ &= N_\alpha \sum_{k=0}^{N_\alpha - 1} \sum_{l=0}^{\left(N_\beta m_{\alpha\beta} - 1\right)k} \binom{N_\alpha - 1}{k} \frac{(-1)^k a_l^{k, N_\beta m_{\alpha\beta}}}{\Gamma\left(N_\beta m_{\alpha\beta}\right)} \\ &\quad \cdot \left(\frac{m_{\alpha\beta}}{\overline{\gamma}_{\alpha\beta}} \right)^{N_\beta m_{\alpha\beta} + l} x^{N_\beta m_{\alpha\beta} + l - 1} \mathrm{e}^{-\frac{(k+1) m_{\alpha\beta}}{\overline{\gamma}_{\alpha\beta}} x} \end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{\alpha\beta}^*}(x) &= \left[F_{\gamma_{\alpha\beta}}(x) \right]^{N_\alpha} \\ &= \sum_{k=0}^{N_\alpha} \sum_{l=0}^{\left(N_\beta m_{\alpha\beta} - 1\right)k} \binom{N_\alpha}{k} (-1)^k a_l^{k, N_\beta m_{\alpha\beta}} \\ &\quad \cdot \left(\frac{m_{\alpha\beta}}{\overline{\gamma}_{\alpha\beta}} \right)^l x^l \mathrm{e}^{-\frac{k m_{\alpha\beta} x}{\overline{\gamma}_{\alpha\beta}}} \end{aligned} \tag{11}$$

其中，$a_l^{k, N_\beta m_{\alpha\beta}}$ 是 $\left(\dfrac{m_{\alpha\beta}}{\overline{\gamma}_{\alpha\beta}} x \right)^l$ 在 $\left\{ \displaystyle\sum_{l=0}^{\left(N_\beta m_{\alpha\beta} - 1\right)k} \frac{1}{l!} \left(\frac{m_{\alpha\beta}}{\overline{\gamma}_{\alpha\beta}} \right)^l \right\}^k$ 展开式中的系数，它可以表示为以下递归关系：当 $l = 0, 1$ 时，$a_0^{k, N_\beta m_{\alpha\beta}} = 1, a_1^{k, N_\beta m_{\alpha\beta}} = k$；当 $2 \le l < k\left(N_\beta m_{\alpha\beta} - 1\right)$ 时，$a_l^{k, N_\beta m_{\alpha\beta}} = \dfrac{1}{l} \displaystyle\sum_{t=1}^{\min\left\{l, N_\beta m_{\alpha\beta} - 1\right\}} \frac{t(k+1) - l}{t!} \cdot a_{l-t}^{k, N_\beta m_{\alpha\beta}}$；当 $l = k\left(N_\beta m_{\alpha\beta} - 1\right)$ 时，$a_l^{k, N_\beta m_{\alpha\beta}} = \dfrac{1}{\left[\left(N_\beta m_{\alpha\beta} - 1\right)!\right]^k}$。

当中继成功进行解码转发时，目的节点的接收信噪比 $\gamma_D = \gamma_{SD} + \gamma_{RD}^*$ 的 CDF 为

$$\begin{aligned} F_{\gamma_D}(x) &= \Pr\left(\gamma_{SD} + \gamma_{RD}^* \le x\right) \\ &= \int_0^x F_{\gamma_{RD}^*}(x - y) f_{\gamma_{SD}}(y) \mathrm{d}y \end{aligned} \tag{12}$$

将由式(8)和式(11)得到的 $f_{\gamma_{SD}}(y)$ 和 $F_{\gamma_{RD}^*}(x)$ 代入式(12)，并求解得

$$\begin{aligned} F_{\gamma_D}(x) &= \sum_{k=0}^{N_R} \sum_{l=0}^{\left(N_D m_{RD} - 1\right)k} \sum_{t=0}^{l} \binom{N_R}{k} \binom{l}{t} \left(\frac{m_{RD}}{\overline{\gamma}_{RD}} \right)^l \\ &\quad \cdot \left(\frac{m_{SD}}{\overline{\gamma}_{SD}} \right)^{N_D m_{SD}} \frac{(-1)^{k+t} a_l^{k, N_D m_{RD}}}{\Gamma\left(N_D m_{SD}\right)} \mathcal{G}(x) \end{aligned} \tag{13}$$

其中，

$$\mathcal{G}(x) = \begin{cases} \dfrac{\mathrm{e}^{-\frac{k m_{RD}}{\overline{\gamma}_{RD}} x} x^{N_D m_{SD} + l}}{t + N_D m_{SD}}, & \dfrac{k m_{RD}}{\overline{\gamma}_{RD}} = \dfrac{m_{SD}}{\overline{\gamma}_{SD}} \\ \dfrac{\left(t + N_D m_{SD} - 1\right)!}{\left(\dfrac{m_{SD}}{\overline{\gamma}_{SD}} - \dfrac{k m_{RD}}{\overline{\gamma}_{RD}} \right)^{t + N_D m_{SD}}} \left[\mathrm{e}^{-\frac{k m_{RD}}{\overline{\gamma}_{RD}} x} x^{l-t} - \displaystyle\sum_{m=0}^{t + N_D m_{SD} - 1} \left(\frac{m_{SD}}{\overline{\gamma}_{SD}} - \frac{k m_{RD}}{\overline{\gamma}_{RD}} \right)^m \frac{\mathrm{e}^{-\frac{m_{SD}}{\overline{\gamma}_{SD}} x} x^{l-t+m}}{m!} \right], & \dfrac{k m_{RD}}{\overline{\gamma}_{RD}} \neq \dfrac{m_{SD}}{\overline{\gamma}_{SD}} \end{cases} \tag{14}$$

计算过程用到了文献[16]中的式(1.111)、式(3.381.1)和式(8.352.6)。

由文献[16]中的式(12.211)，对 $F_{\gamma_{SE}}(x)$ 求导，可得 γ_E 的 PDF 为

$$f_{\gamma_E}(x)=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}x}\int_0^x F_{\gamma_{SE}}(x-y)f_{\gamma_{RE}}(y)\mathrm{d}y =\int_0^x f_{\gamma_{SE}}(x-y)f_{\gamma_{RE}}(y)\mathrm{d}y \tag{15}$$

将由式(8)得到的 $f_{\gamma_{SE}}(x)$ 和 $f_{\gamma_{RE}}(y)$ 代入式(15)，并用文献[16]中的式(3.383.1)和式(8.384.1)计算积分得到：

$$f_{\gamma_E}(x) =\left(\frac{m_{SE}}{\overline{\gamma}_{SE}}\right)^{N_E m_{SE}}\left(\frac{m_{RE}}{\overline{\gamma}_{RE}}\right)^{N_E m_{RE}} \cdot\frac{\mathrm{e}^{-\frac{m_{SE}}{\overline{\gamma}_{SE}}x}x^{N_E m_{SE}+N_E m_{RE}-1}}{\Gamma(N_E m_{SE}+N_E m_{RE})} \cdot{}_1F_1\left(N_E m_{RE};N_E m_{SE}+N_E m_{RE};\left(\frac{m_{SE}}{\overline{\gamma}_{SE}}-\frac{m_{RE}}{\overline{\gamma}_{RE}}\right)x\right) \tag{16}$$

其中，${}_1F_1(\cdot;\cdot;\cdot)$ 是合流超几何函数，定义见文献[16]中的式(9.210.1)。

3 性能分析

在物理层安全性能分析中，安全容量 C_S 通常定义为合法信道容量 C_D 和窃听信道容量 C_E 之差，即

$$C_S=[C_D-C_E]^+=\begin{cases}\left[C_D'-C_E'\right]^+, & \gamma_{SR}^*<\gamma_{\mathrm{th}}\\ \left[C_D''-C_E''\right]^+, & \gamma_{SR}^*\ge\gamma_{\mathrm{th}}\end{cases} \tag{17}$$

其中，$[x]^+=\max\{x,0\}$，$\gamma_{\mathrm{th}}=2^{2R_t}-1$，$\gamma_{SR}^*<\gamma_{\mathrm{th}}$ 表示中继解码转发信源信息失败，此时 $C_D'=\frac{1}{2}\log_2(1+2\gamma_{SD})$，$C_E'=\frac{1}{2}\log_2(1+2\gamma_{SE})$ 分别表示 D 和 E 的接收互信息，γ_{SD} 和 γ_{SE} 前乘以 2 是由于信源 S 在第 2 时隙重发信息以致重复编码[4]。类似地，$\gamma_{SR}^*\ge\gamma_{\mathrm{th}}$ 表示中继正确解码转发信源信息，此时 $C_D''=\frac{1}{2}\log_2(1+\gamma_D)$ 和 $C_E''=\frac{1}{2}\log_2(1+\gamma_E)$ 分别表示 D 和 E 的接收互信息。

3.1 准确安全中断概率分析

安全中断概率定义为安全容量 C_S 小于某一预设目标安全速率 R_S 的概率[3]，即

$$P_{\mathrm{out}}=\Pr(C_S<R_S) \tag{18}$$

将式(17)代入式(18)并由概率论知识得：

$$P_{\mathrm{out}}=\Pr(\gamma_{SR}^*<\gamma_{\mathrm{th}})\Pr\left(\frac{1+2\gamma_{SD}}{1+2\gamma_{SE}}<\theta\right) +\Pr(\gamma_{SR}^*\ge\gamma_{\mathrm{th}})\Pr\left(\frac{1+\gamma_D}{1+\gamma_E}<\theta\right) \tag{19}$$

其中，$\Pr(\gamma_{SR}^*<\gamma_{\mathrm{th}})=F_{\gamma_{SR}^*}(\gamma_{\mathrm{th}})$ 和 $\Pr(\gamma_{SR}^*\ge\gamma_{\mathrm{th}})=1-F_{\gamma_{SR}^*}(\gamma_{\mathrm{th}})$，下面推导 $\Pr\left(\frac{1+2\gamma_{SD}}{1+2\gamma_{SE}}<\theta\right)$ 和 $\Pr\left(\frac{1+\gamma_D}{1+\gamma_E}<\theta\right)$。

由于系统模型中各个信道是相互独立的，即各个信噪比的随机变量相互独立，由概率论知识，有

$$\Pr\left(\frac{1+2\gamma_{SD}}{1+2\gamma_{SE}}<\theta\right)=\Pr\left(\gamma_{SD}<\frac{\theta-1}{2}+\theta\gamma_{SE}\right) =\int_0^\infty F_{\gamma_{SD}}\left(\frac{\theta-1}{2}+\theta x\right)f_{\gamma_{SE}}(x)\mathrm{d}x \tag{20}$$

其中，$\theta=2^{2R_S}$。将由式(9)和式(8)得到 $F_{\gamma_{SD}}(x)$ 和 $f_{\gamma_{SE}}(x)$ 代入式(20)，化简积分，并利用文献[16]中的式(9.211.4)求解积分。同理可得：

$$\Pr\left(\frac{1+\gamma_D}{1+\gamma_E}<\theta\right)=\Pr(\gamma_D<\theta-1+\theta\gamma_E) =\int_0^\infty F_{\gamma_D}(\theta-1+\theta x)f_{\gamma_E}(x)\mathrm{d}x \tag{21}$$

其中，将由式(13)和式(16)得到的 $F_{\gamma_D}(x)$ 和 $f_{\gamma_E}(x)$ 代入式(21)，并利用文献[16]中的式(1.111)和式(8.352.1)化简积分，对参数的取值分类讨论，并利用文献[16]中的式(7.621.4)依次求解积分。

综上，将 $\Pr(\gamma_{SR}^*<\gamma_{\mathrm{th}})$，$\Pr(\gamma_{SR}^*\ge\gamma_{\mathrm{th}})$，式(20)和式(21)解出的结果代入式(19)，经整理可得本文模型的安全中断概率准确的闭合表达式为

$$P_{\mathrm{out}}=F_{\gamma_{SR}^*}(\gamma_{\mathrm{th}}) \cdot\left[1-\sum_{w=0}^{N_D m_{SD}-1}\frac{m_{SD}^w m_{SE}^{N_E m_{SE}}(\theta-1)^{N_E m_{SE}+w}\theta^{-N_E m_{SE}}\mathrm{e}^{-\frac{m_{SD}}{2\overline{\gamma}_{SD}}(\theta-1)}}{2^{N_E m_{SE}+w}\overline{\gamma}_{SD}^w\overline{\gamma}_{SE}^{N_E m_{SE}}\Gamma(w+1)}\Psi\left(N_E m_{SE},N_E+w+1,\frac{m_{SD}(\theta-1)}{2\overline{\gamma}_{SD}}+\frac{m_{SE}(\theta-1)}{2\theta\overline{\gamma}_{SE}}\right)\right] +\left(1-F_{\gamma_{SR}^*}(\gamma_{\mathrm{th}})\right)\sum_{k=0}^{N_R}\sum_{l=0}^{(N_D m_{RD}-1)k}\sum_{\sigma=0}^{l}\binom{N_R}{k}\binom{l}{\sigma}\frac{(-1)^{k+\sigma}a_l^{k,N_D m_{RD}}m_{SD}^{N_D m_{SD}}m_{RD}^l}{\overline{\gamma}_{SD}^{N_D m_{SD}}\overline{\gamma}_{RD}\Gamma(N_D m_{SD})}I \tag{22}$$

其中，函数 $\Psi(\alpha,\gamma;z)$ 是 Tricomi 合流超几何函数，定义见文献[16]的式(9.211.4)。I 由式(23)给出：

$$I=\begin{cases}\dfrac{1}{N_D m_{SD}+\sigma}\phi\left(N_D m_{SD}+l,\dfrac{k m_{RD}}{\overline{\gamma}_{RD}}\right), & \lambda_1=0\\ \lambda_1^{-(N_D m_{SD}+\sigma)}\Gamma(N_D m_{SD}+\sigma)\left[\phi\left(l-\sigma,\dfrac{k m_{RD}}{\overline{\gamma}_{RD}}\right)-\sum\limits_{u=0}^{N_D m_{SD}+\sigma-1}\dfrac{\lambda_1^u}{u!}\phi\left(l-\sigma+n,\dfrac{m_{SD}}{\overline{\gamma}_{SD}}\right)\right], & \lambda_1\ne 0\end{cases} \tag{23}$$

其中，

$$\lambda_1=\frac{m_{SD}}{\overline{\gamma}_{SD}}-\frac{km_{RD}}{\overline{\gamma}_{RD}}$$

$$\phi(x,y)=\sum_{n=0}^{x}\binom{x}{n}\frac{m_{SE}^{N_Em_{SE}}m_{RE}^{N_Em_{RE}}\Gamma(M_1+n)}{\overline{\gamma}_{SE}^{N_Em_{SE}}\overline{\gamma}_{RE}^{N_Em_{RE}}\Gamma(M_1)}\mathrm{e}^{-y(\theta-1)}\cdot(\theta-1)^{x-n}\theta^n\left(\frac{m_{SE}}{\overline{\gamma}_{SE}}+y\theta\right)^{-(M_1+n)}\cdot{}_2F_1\left(M_1+n,N_Em_{RE};M_1;\frac{\lambda_2}{m_{SE}/\overline{\gamma}_{SE}+y\theta}\right)$$

$$\lambda_2=\frac{m_{RE}}{\overline{\gamma}_{RE}}-\frac{m_{SE}}{\overline{\gamma}_{SE}},\quad M_1=N_Em_{SE}+N_Em_{RE}$$

函数 ${}_2F_1(\cdot,\cdot;\cdot;\cdot)$ 是高斯超几何函数，其定义可见文献[16]中的式(9.100)。

3.2 渐近安全中断概率

为了能更直观地由安全中断概率分析系统安全性能，下面推导系统安全中断概率的渐近表达式，给出系统的安全分集阶数和安全阵列增益。

当 $\overline{\gamma}_{SR}\to\infty$ 时，由式(11)得到的 $F_{\gamma_{SR}^*}(x)$ 可近似为[8]

$$F_{\gamma_{SR}^*}^{\infty}(x)\approx\frac{(m_{SR}x)^{N_SN_Rm_{SR}}}{\left[(N_Rm_{SR})!\right]^{N_S}}\overline{\gamma}_{SR}^{-N_SN_Rm_{SR}}$$

故有 $\Pr(\gamma_{SR}^*<\gamma_{\mathrm{th}})\approx F_{\gamma_{SR}^*}^{\infty}(\gamma_{\mathrm{th}})$ 和 $\Pr(\gamma_{SR}^*\ge\gamma_{\mathrm{th}})=1-\Pr(\gamma_{SR}^*<\gamma_{\mathrm{th}})\approx1$。

当 $\overline{\gamma}_{SD}\to\infty$ 和 $\overline{\gamma}_{RD}\to\infty$ 时，同理可得

$$F_{\gamma_{SD}}^{\infty}(x)\approx\frac{(m_{SD}x)^{N_Dm_{SD}}}{(N_Dm_{SD})!}\overline{\gamma}_{SD}^{-N_Dm_{SD}}\tag{24}$$

$$f_{\gamma_{SD}}^{\infty}(x)\approx\frac{m_{SD}^{N_Dm_{SD}}x^{N_Dm_{SD}-1}}{\Gamma(N_Dm_{SD})}\overline{\gamma}_{SD}^{-N_Dm_{SD}}\tag{25}$$

$$F_{\gamma_{RD}^*}^{\infty}(x)\approx\frac{(m_{RD}x)^{N_RN_Dm_{RD}}}{\left[(N_Dm_{RD})!\right]^{N_R}}\overline{\gamma}_{RD}^{-N_RN_Dm_{RD}}\tag{26}$$

将式(25)和式(26)代入式(12)，化简，并求解积分得到 γ_D 的 CDF 的渐近表达式为

$$F_{\gamma_D}^{\infty}(x)\approx\left\{m_{RD}^{N_RN_Dm_{RD}}m_{SD}^{N_Dm_{SD}}\Gamma(N_RN_Dm_{RD}+1)\cdot\overline{\gamma}_{SD}^{-N_Dm_{SD}}\overline{\gamma}_{RD}^{-N_RN_Dm_{RD}}\right\}\Big/\left\{\Gamma(N_RN_Dm_{RD}+N_Dm_{SD}+1)\left[(N_Dm_{RD})!\right]^{N_R}\right\}\cdot x^{N_RN_Dm_{RD}+N_Dm_{SD}}\tag{27}$$

接着，将由式(8)得到的 $f_{\gamma_{SE}}(x)$ 与式(24)代入式(20)，并利用文献[16]中的式(9.211.4)求解积分，同理，将式(16)得到的 $f_{\gamma_E}(x)$ 和式(27)代入式(21)，并利用文献[16]中的式(1.111)和式(8.352.1)求解积分，结合式 $\Pr(\gamma_{SR}^*<\gamma_{\mathrm{th}})$ 和 $\Pr(\gamma_{SR}^*\ge\gamma_{\mathrm{th}})$ 的近似解，式(20)的近似解，式(21)和式(19)，经整理，将安全中断概率的渐近表达式为

$$P_{\mathrm{out}}^{\infty}=(\Phi\overline{\gamma}_{RD})^{-\Delta}+o\left(\overline{\gamma}_{RD}^{-\Delta}\right)\tag{28}$$

其中，Δ 表示安全分集阶数，Φ 表示安全阵列增益，它们分别计算如下：

$$\Delta=N_Dm_{SD}+N_R\min\{N_Sm_{SR},N_Dm_{RD}\}\tag{29}$$

$$\Phi=\begin{cases}\Phi_1^{-\frac{1}{N_Dm_{SD}+N_RN_Dm_{RD}}}, & N_Sm_{SR}>N_Dm_{RD}\\ \Phi_2^{-\frac{1}{N_Dm_{SD}+N_RN_Sm_{SR}}}, & N_Sm_{SR}<N_Dm_{RD}\\ (\Phi_1+\Phi_2)^{-\frac{1}{N_Dm_{SD}+N_RN_Sm_{SR}}}, & N_Sm_{SR}=N_Dm_{RD}\end{cases}\tag{30}$$

式中，

$$\Phi_1=\sum_{q_1=0}^{N_RN_Dm_{RD}}\binom{N_RN_Dm_{RD}}{q_1}\frac{(-1)^{q_1}m_{SD}^{N_Dm_{SD}}m_{RD}^{N_RN_Dm_{RD}}\phi(N_RN_Dm_{RD}+N_Dm_{SD},0)}{(N_Dm_{SD}+q_1)\varepsilon_2^{N_Dm_{SD}}\Gamma(N_Dm_{SD})\left[\Gamma(N_Dm_{RD}+1)\right]^{N_R}}$$

$$\Phi_2=\frac{(\theta-1)^{M_2}m_{SD}^{N_Dm_{SD}}m_{SE}^{N_Em_{SE}}m_{SR}^{N_SN_Rm_{SR}}\gamma_{\mathrm{th}}^{N_SN_Rm_{SR}}}{2^{M_2}\theta^{N_Em_{SE}}\overline{\gamma}_{SE}^{N_Em_{SE}}\varepsilon_2^{N_Dm_{SD}}\varepsilon_3^{N_SN_Rm_{SR}}\Gamma(N_Dm_{SD}+1)\left[\Gamma(N_Rm_{SR}+1)\right]^{N_S}}\Psi\left(N_Em_{SE},M_2+1;\frac{(\theta-1)m_{SE}}{2\theta\overline{\gamma}_{SE}}\right)$$

其中，取 $\overline{\gamma}_{SD}=\varepsilon_2\overline{\gamma}_{RD}$，$\overline{\gamma}_{SR}=\varepsilon_3\overline{\gamma}_{RD}$，$\varepsilon_2$，$\varepsilon_3$ 为正数，$M_2=N_Dm_{SD}+N_Em_{SE}$。

由式(28)知，系统的安全中断概率主要受 S, R, D 的天线数(即 N_S，N_R 和 N_D)及合法信道 Nakagami 衰落信道参数 m_{SD}，m_{SR} 和 m_{RD} 的影响，但与 E 的天线数及窃听信道 Nakagami 衰落信道参数 m_{SE} 和 m_{RE} 无关。进一步，增大系统安全分集阶数 Δ，可以显著提升系统安全性能。另一方面，在安全分集阶数保持一定时，增大 $R\to D$ 链路的平均接收信噪比 $\overline{\gamma}_{RD}$ 和安全阵列增益 Φ，亦可提升系统安全性能。

3.3 功率分配方案的设计

本节针对 3.1 小节推导的安全中断概率准确的闭合表达式进行功率分配方案设计。设系统的总功率为 P，η ($0<\eta<1$)为功率分配因子，满足源节点的发送功率为 $P_S=\eta P$，中继的发送功率为 $P_R=(1-\eta)P$。于是，我们有 $\overline{\gamma}_{SD}=\eta P\mathbb{E}\left\{\|\boldsymbol{h}_{iD}\|^2\right\}\Big/\sigma_{SD}^2$，$\overline{\gamma}_{SR}=\eta P\mathbb{E}\left\{\|\boldsymbol{h}_{i^*R}\|^2\right\}\Big/\sigma_{SR}^2$，$\overline{\gamma}_{RD}=(1-\eta)P\mathbb{E}\left\{\|\boldsymbol{h}_{j^*D}\|^2\right\}\Big/\sigma_{RD}^2$，代入式(22)，可得安全中断概率的表达式为关于 η 的函数。

于是，功率分配方案的设计转变为式(31)的最优化问题：

$$\min_{\eta}\ P_{\mathrm{out}},\quad \text{s.t. } 0<\eta<1\tag{31}$$

因此，最优功率分配因子 η^* 值满足：

$$\partial P_{\text{out}}/\partial\eta = 0 \tag{32}$$

由式(22)，我们可以发现：$\partial^2 P_{\text{out}}/\partial^2\eta > 0$，这一发现说明 P_{out} 为关于 η 凸函数。将式(22)代入式(32)，可以通过数值寻根[8]的方法求得最优分配因子 η^*。

4 仿真结果与讨论

本节针对第 3 节的分析结果进行蒙特卡洛仿真，完成对理论分析结果的验证，其中仿真的次数均为 10^7，且取图 2–图 4 中的 $\overline{\gamma}_{SD} = \overline{\gamma}_{SR} = \overline{\gamma}_{RD} = \text{SNR}$，各图中取 $\overline{\gamma}_{SE} = \overline{\gamma}_{RE} = 5$ dB。

图 2 和图 3 所示为不同天线配置下安全中断概率 P_{out} 随 SNR 的变化曲线图。两图中均设定中继正确解码阈值 $R_t = 3$ bps/Hz、安全中断目标阈值 R_S= 1 bps/Hz、各个信道的 Nakagami 衰落信道参数皆为 1。解析曲线由式(22)获得，渐近曲线由式(28)获得。从这图 2–图 4 中可见安全中断概率随着 SNR 的增大而减小，即随着 SNR 的增大系统安全性能也得到改善。图 2 中设天线数 $N_D = 2, N_E = 1$。从图 2 可见，N_S 和 N_R 越大，安全中断概率越小，安全性能越好。此结论可以由安全分集阶数 Δ 中的项 $N_R \min\{N_S m_{SR}, N_D m_{RD}\}$ 得到验证，由该项可知，当其余相关参数一定时，通过增大天线数 N_S 和 N_R，以增大系统安全分集阶数，进而提升系统安全性能；当 Δ 固定为 6 时，随着 N_S 的增大，此时安全阵列增益 Φ 由 $(\Phi_1 + \Phi_2)^{-1/\Delta}$ 变为 $\Phi_1^{-1/\Delta}$，即 Φ 变大，P_{out} 减小，系统安全性能得到改善。图 3 中设天线数 $N_S = 2, N_R = 2$。从图 3 可见，随着 N_D 的增大，安全中断概率减小，即系统安全性能提升；当 N_D 固定为 2 时，随着 N_E 的增大，安全中断概率增大，即系统安全性能降低。同样地，该现象也可以由安全分集阶数 Δ 和安全阵列增益 Φ 得到验证。

图 4 所示为不同 m_{RD} 条件下安全中断概率 P_{out} 随 SNR 的变化曲线图，其中各节点天线设为 N_S=2，$N_R = 2$，$N_D = 1$ 和 $N_E = 1$，除 m_{RD} 以外的 Nakagami 衰落信道参数均设为 1，其它条件与图 2 和图 3 完全相同，即 $R_t = 3$ bps/Hz，R_S=1 bps/Hz。在该仿真条件下，安全分集阶数为 $\Delta = 1 + 2\min\{2, m_{RD}\}$。因此，增加 m_{RD} 将可能直接增大 Δ，从而获得更大的安全分集增益。如 $P_{\text{out}} = 10^{-4}$ 时，若 m_{RD} 从 1 增加到 2，则 Δ 从 3 增加到 5，此时系统所需 SNR 减少约 3 dB；若 m_{RD} 从 2 增加到 3 时，安全分集阶数 Δ 保持为 5，而此时系统安全性能也能得到改善，这是由安全阵列增益 Φ 影响所致。

图 5 为依据式(22)所设计的最优功率分配方案的仿真结果，图 5(a)和图 5(b)分别在给定 $N_R = 2$ 和 $N_S = 2$ 的情况，其中，设总功率 $P = 20$ dB，功率分配因子 η 的步长为 0.01，$R_t = 3$ bps/Hz，$R_S = 1$ bps/Hz，$N_D = N_E = 1$，$m_{SD} = m_{SR} = m_{SE} = m_{RE} = 1$，$m_{RD} = 2$。依据该功率分配方案，如图 5(a)中，当 $N_S = 1$，$\eta^* = 0.64$ 时，便可以在系统设计时，源节点分配 64%的总发送功率，而其余发送功率分配给中继，从而取得最优系统安全性能。此外，从图 5 中我们发现了一个有趣的结果：当 N_S 增大，η 减小，即随着源节点天线数的增大，源节点分配的功率越小；当 N_R 增大，η 减小，即随着中继天线数的增大，源节点分配的功率也越小。这是由于当 N_S 和 N_R 增大，中继正确解码的概率增大，利用协同中继的天线选择能够获得更好的安全性能，因此，功率分配向中继偏移。

5 结束语

本文针对 MIMO 协同中继系统，研究了在 Nakagami-m 信道下，采用自适应解码转发中继和机会式传输方法的物理层安全传输技术。对所提方案进行了系统安全性能的理论分析，得到了安全中断概率的闭合表达式，并进一步进行了渐近性能分析，给出了系统的安全分集阶数，设计了最优功率

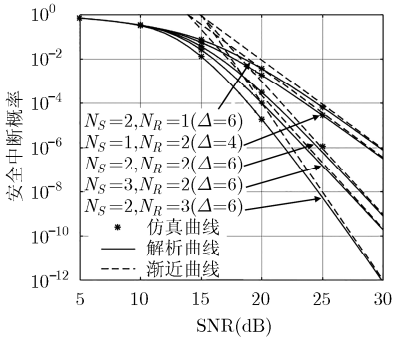


图2 给定 $N_D = 2$ 和 $N_E = 1$，安全中断概率 P_{out} 在不同 N_S 和 N_R 条件下随SNR变化的趋势

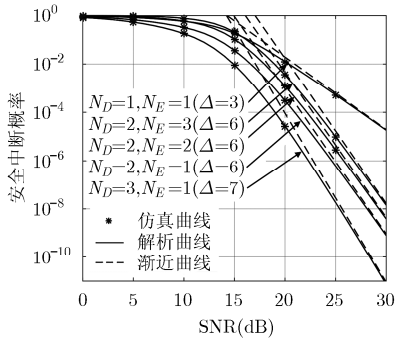


图3 给定 $N_S = 2$ 和 $N_R = 2$，安全中断概率 P_{out} 在不同 N_D 和 N_E 条件下随SNR变化的趋势

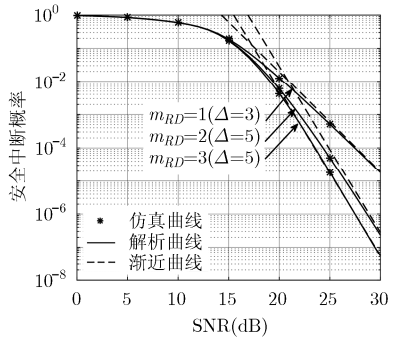
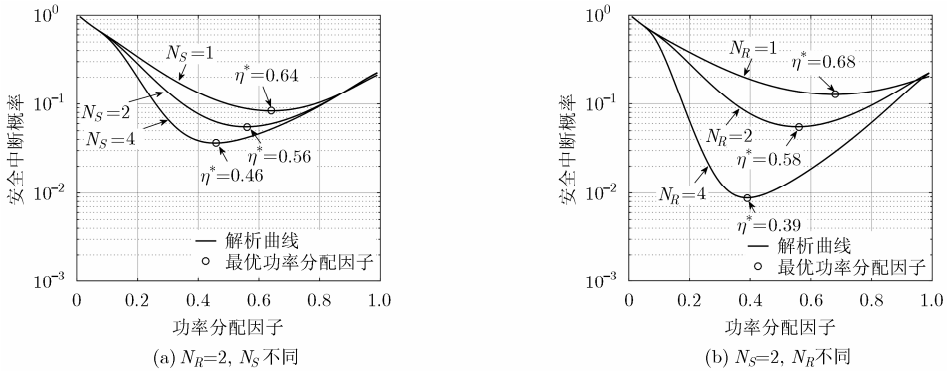


图4 不同 m_{RD} 条件下，安全中断概率 P_{out} 随SNR变化的趋势



(a) N_R=2, N_S 不同　　(b) N_S=2, N_R 不同

图 5 安全中断概率随功率分配因子变化的趋势

分配方案。仿真结果验证了理论分析的正确性，验证了通过增加合法节点的天线数可显著改善系统安全性能，并分析了 Nakagami-m 信道参数对系统安全性能的影响。

参 考 文 献

[1] WYNER A D. The wire-tap channel[J]. *Bell System Technical Journal*, 1975, 54(8): 1355–1387.

[2] LAI L and El GAMAL H. Cooperative secrecy: the relay-eavesdropper channel[C]. Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory, Nice, 2007: 931–935. doi: 10.1109/ISIT.2007.4557343.

[3] SHRESTHA A P and KWAK K S. Secure opportunistic scheduling with transmit antenna selection[C]. Proceedings of IEEE 24th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), London, 2013: 461–465. doi: 10.1109/PIMRC.2013.6666180.

[4] LANEMAN J N, TSE D N C, and WORNELL G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(12): 3062–3080. doi: 10.1109/TIT.2004.838089.

[5] WANG L, ELKASHLAN M, HUANG J, *et al*. Secure transmission with antenna selection in MIMO Nakagami-m fading channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(11): 6054–6067. doi: 10.1109/TWC.2014.2359877.

[6] YEOH P L, ELKASHLAN M, DUONG T Q, *et al*. Transmit antenna selection for interference management in cognitive relay networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(7): 3250–3262. doi: 10.1109/TVT.2014.2298387.

[7] YANG N, YEOH P L, ELKASHLAN M, *et al*. Transmit antenna selection for security enhancement in MIMO wiretap channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(1): 144–154. doi: 10.1109/TCOMM.2012.12.110670.

[8] YANG N, ELKASHLAN M, YEOH P L, *et al*. Multiuser MIMO relay networks in Nakagami-m fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(11): 3298–3310. doi: 10.1109/TCOMM.2012.081412.110463.

[9] DUONG T Q, BAO V N Q, and ZEPERNICK H J. On the performance of selection decode-and-forward relay networks over Nakagami-m fading channels[J]. *IEEE Communications Letters*, 2009, 13(3): 172–174. doi: 10.1109/LCOMM.2009.081858.

[10] IKKI S S and AHMED M H. Performance analysis of adaptive decode-and-forward cooperative diversity networks with best-relay selection[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(1): 68–72. doi: 10.1109/TCOMM.2010.01.080080.

[11] HUANG J and SWINDLEHURST A L. Cooperative jamming for secure communications in MIMO relay networks [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(10): 4871–4884. doi: 10.1109/TSP.2011.2161295.

[12] CHEN X, LEI L, ZHANG H, *et al*. Large-scale MIMO relaying techniques for physical layer security: AF or DF?[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(9): 5135–5146. doi: 10.1109/TWC.2015.2433291.

[13] ALVES H, BRANTE G, SOUZA R D, *et al*. On the performance of secure full-duplex relaying under composite fading channels[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(7): 867–870. doi: 10.1109/LSP.2014.2374994.

[14] ZOU Y, WANG X, and SHEN W. Optimal relay selection for physical-layer security in cooperative wireless networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(10): 2099–2111. doi: 10.1109/JSAC.2013.131011.

[15] WU N E and LI H J. Effect of feedback delay on secure cooperative networks with joint relay and jammer selection[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2013, 2(4): 415–418. doi: 10.1109/WCL.2013.051513.130110.

[16] GRADSHTEYN I S and RYZHIK I M. Table of Integrals, Series, and Products[M]. New York: Academic Press, 2007: 1–1161.

赵　睿：男，1980 年生，副教授，研究方向为无线通信信号处理、协作通信和物理层安全.

林鸿鑫：男，1991 年生，硕士生，研究方向为协作通信和物理层安全技术.

贺玉成：男，1964 年生，教授，研究方向为无线通信、信道编码、协作无线通信等.

彭盛亮：男，1982 年生，讲师，研究方向为无线通信和认知无线电.

周　林：男，1982 年生，讲师，研究方向为无线通信、信道编码和编码调制技术.