

具有自适应信息重传的协作 NOMA 系统性能分析

代阿飞, 李恩玉*, 张瑞轩, 王荣钰, 张悦, 杨雯

(青岛理工大学 信息与控制工程学院, 青岛 266525)

摘要: 为了提升无线通信系统的安全性和可靠性, 针对截断自动重传请求 (Truncated Automatic Repeat Request, T-ARQ) 技术与混合比特级异或 (Hybrid-XOR, H-XOR) 技术相互融合的协作非正交多址接入 (Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA) 系统, 研究了协作中继的自适应信息重传和干扰效益最大化问题。提出了一种全时隙协作干扰策略, 在提升系统可靠性的同时最大限度地降低了窃听者的窃听概率。分析了系统的中断性能和截获性能, 得到了中断概率和截获概率的闭式结果, 并进一步给出了高信噪比下中断概率和截获概率的近似逼近结果。通过蒙特卡洛仿真验证了理论推导的准确性和所提策略的性能优势。

关键词: 非正交多址接入; 物理层安全; 截断自动重传请求; 控制干扰

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-4602(2025)06-0134-08

Performance analysis of a collaborative NOMA system with adaptive information retransmission

DAI Afei, LI Enyu*, ZHANG Ruixuan, WANG Rongyu, ZHANG Yue, YANG Wen
(School of Information and Control Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266525, China)

Abstract: In order to improve the security and reliability of wireless communication systems, aiming at the cooperative Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) system which combines Truncated Automatic Repeat Request (T-ARQ) technology and Hybrid-XOR (H-XOR) technology, the adaptive information retransmission and interference benefit maximization of cooperative relay are studied. A full-slot cooperative jamming strategy is proposed to minimize the eavesdropper's eavesdropping probability while improving the system reliability. The outage performance and interception performance of the system are analyzed, and the closed-form results of outage probability and interception probability are obtained. Furthermore, the approximate approximation results of outage probability and interception probability under high signal-to-noise ratio are given. The accuracy of the theoretical derivation and the performance advantages of the proposed strategy are verified by Monte Carlo simulation.

Key words: non-orthogonal multiple access (NOMA); physical layer security; truncated automatic repeat request; control jamming

收稿日期: 2024-06-07

基金项目: 山东省自然科学基金 (ZR2022MF273); 大学生创新训练计划项目 (S202310429182; S202310429489)

作者简介: 代阿飞 (1998—), 男, 贵州遵义人。硕士, 研究方向为协作通信和物理层安全等。E-mail: 2985810045@qq.com。

* 通信作者: 李恩玉 (1981—), 男, 山东青岛人。博士, 副教授, 主要从事协作通信、认知无线电、物理层安全及能量收集等方面的研究。E-mail: lienyu0123@163.com。

随着无线通信技术的快速发展,对通信系统的频谱效率、可靠性和安全性等方面提出了更加严格的要求。传统的正交多址接入(Orthogonal Multiple Access,OMA)技术已经难以满足未来无线通信技术的发展需求,相比之下,非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access,NOMA)技术具有频谱利用率高、连接规模大等优点,因此,NOMA 技术在认知无线电(Cognitive Radio,CR)通信^[1]、协作中继通信^[2]等无线通信领域被广泛应用^[3]。功率域 NOMA 技术能在同一个频谱内传输多个叠加信号,提高了通信系统的性能^[4],在信息发送端,发送不同的功率叠加 NOMA(Power Superposition Non-Orthogonal Multiply Access,PS-NOMA)信号;在信息接收端,采用串行干扰消除(Successive Interference Cancellation,SIC)技术将叠加信号分离^[5]。由于无线通信的广播特性,信道之间传输的信号很容易被窃听者窃听^[6],因此,确保 NOMA 系统中信息的安全、可靠传输,是一个非常值得探究的问题。而物理层安全(Physical Layer Security,PLS)作为一种有效的解决方案,可有效提升无线通信系统中信号传输的安全性^[7]。截断自动重传请求(Truncated Automatic Repeat Request,T-ARQ)技术通过重传用户所需信号,可提高通信系统的可靠性。人工噪声(Artificial Noise,AN)信号会对窃听者产生干扰,可有效提高通信系统的安全性。

近年来,ZHUO 等^[8]探究了信道弱或强、新功率分配、解码原则和窃听节点位置对系统性能的影响。YU 等^[9]使用具有最佳中继选择的协作 T-ARQ 方法研究了两用户下行 NOMA 系统的性能。LI 等^[10]研究了一种具有更低中断概率(Outage Probability,OP)的基于底层频谱共享混合 NOMA/OMA(CR-H-NOMA/OMA)的新型认知网络。LI 等^[11]利用含有多天线的全双工(Full Duplex,FD)中继向窃听者发送 AN 信号来增强系统安全性能。CAO 等^[12]则利用多天线 FD 中继充当 AN 信号,实现了全双工干扰的两级干扰方案。然而,该方法存在中继自干扰和用户的 AN 信号无法完全消除等问题。LV 等^[13]设计了一种基于非可信中继的协作下、上行 NOMA 传输保密性增强模型,有效降低了系统的截获概率(Intercept Probability,IP)。CHEN 等^[14]提出了一个具有半双工(Half Duplex,HD)解码转发(Decode Forward,DF)中继的两用户 NOMA 传输模型,采用多天线中继来增强通信并获得分集增益。YADAV 等^[15]研究了具有 AN 的底层认知 NOMA 系统在 Nakagami-m 衰落下的物理层安全,提高了系统的安全性能。

通过对上述文献的分析,对于 NOMA 系统,目前还没有利用 T-ARQ 技术将 AN 信号与合法信号进行混合比特级异或(Hybrid-XOR,H-XOR)结合来提升系统安全性、可靠性的相关研究。因此,本文考虑对具有协作 T-ARQ 技术和 H-XOR 技术的 NOMA 通信系统进行研究,提出了一个干扰效益最大化的全时隙协作干扰策略,该策略最大限度地降低了窃听者的窃听概率,有效提高了系统的可靠性和安全性。

1 系统模型及传输过程

1.1 系统模型

系统模型如图 1 所示,包括一个信号基站 S ,人工干扰节点 J ,一个 DF 中继 R ,用户 U_1 、用户 U_2 和一个窃听者 E 。在该模型中,中继 R 、用户 U_1 、用户 U_2 和窃听者 E 都在 S 发送的信号覆盖范围内,即 S 与 U_1 和 U_2 之间都存在直传链路,而 U_1 和 U_2 在 J 发送的 AN 信号的覆盖范围之外,该模型主要是实现基站向 2 个用户传输信息的功能,并分别利用中继 R 和干扰节点 J 进一步提高信息传输的可靠性和安全性。为了干扰非法用户窃听数据,而同时不影响合法用户的通信质量,在此约定可信用户

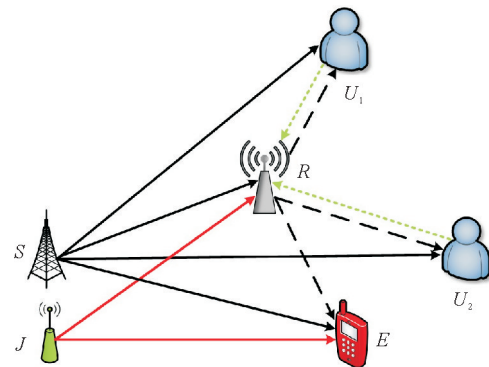


图 1 系统模型

——→ 第1时隙; - - - - - 第2时隙; ······ 反馈信号; ———— 干扰信号

U_1 、 U_2 和中继 R 都已知节点 J 发送的 AN 信号,而窃听者 E 不知。该系统中的每个节点都配置单天线,工作在 HD 模式。假设系统中各信道之间均相互独立,且各节点已知与自身相关的信道状态信息,任意 2 个节点 $i(i \in \{S, R\})$ 与 $j(j \in \{R, U_1, U_2, E\})$ 之间的信道系数表示为 h_{ij} ,满足均值为 0、方差为 N_0 的瑞利分布。假设 j 的噪声为 n_j ,满足均值为 0、方差为 N_0 的加性高斯白噪声。

1.2 信息传输过程

第1时隙, S 发送叠加信号 $x_S = \sqrt{a_1}x_1 + \sqrt{a_2}x_2$ 给 R, U_1, U_2 和 E , 其中, x_1 和 x_2 分别为 S 发送给 U_1 和 U_2 的信息; a_1 和 a_2 为 S 的功率分配因子, 满足 $a_2 > a_1, a_2 + a_1 = 1$ 。同时 J 发送 AN 信号 x_J 给 R 和 E , R 已知 AN 信号, 因此 R 直接消去 AN 信号, 则 U_k, R 和 E 收到的信号分别表示为 $y_{1,U_k} = h_{SU_k} \sqrt{P_S} x_S + n_{U_k}, y_R = h_{SR} \sqrt{P_S} x_S + n_R$ 和 $y_{1,E} = h_{SE} \sqrt{P_S} x_S + h_{JE} \sqrt{P_J} x_J + n_E$, 其中, $k \in \{1, 2\}$; P_S 和 P_J 分别为 S 和 J 的发射功率, 且满足 $\sqrt{a_2 P_S} > \sqrt{a_1 P_S} > \sqrt{P_J}$; n_{U_k}, n_R, n_E 分别为 U_k, R 和 E 处的高斯白噪声。

U_1 和 U_2 分别解码收到的信号, 若 U_1 成功解码 x_1 , 则会发送 ACK₁ 反馈帧信号给 R , 反之发送 NACK₁ 反馈帧; 若 U_2 成功解码 x_2 , 则会发送 ACK₂ 反馈帧给 R , 反之发送 NACK₂ 反馈帧。 U_1 的解码信号顺序为 $x_2 \rightarrow x_1$, 先解码 x_2 信号, 然后依据完全 SIC 解码技术, 删除含有 x_2 的项, 解码 x_1 信号, 而 U_2 只需要解码 x_2 。因此 U_k 解码 x_2 的信干噪比 (Signal to Interference and Noise Ratio, SINR) 和 U_1 解码 x_1 的信噪比 (Signal to Noise Ratio, SNR) 分别为

$$\gamma_{S \rightarrow U_k}^{x_2} = a_2 \rho_S |h_{SU_k}|^2 / (a_1 \rho_S |h_{SU_k}|^2 + 1) \quad (1)$$

$$\gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_1} = a_1 \rho_S |h_{SU_1}|^2 \quad (2)$$

其中, $\rho_S = P_S / N_0$ 。

R 解码 x_2 的 SINR 和解码 x_1 的 SNR 分别为

$$\gamma_{S \rightarrow R}^{x_2} = a_2 \rho_S |h_{SR}|^2 / (a_1 \rho_S |h_{SR}|^2 + 1) \quad (3)$$

$$\gamma_{S \rightarrow R}^{x_1} = a_1 \rho_S |h_{SR}|^2 \quad (4)$$

E 解码 x_2 的 SINR 和解码 x_1 的 SNR 分别为

$$\gamma_{S \rightarrow E}^{x_2} = a_2 \rho_S |h_{SE}|^2 / (a_1 \rho_S |h_{SE}|^2 + \rho_J |h_{SE}|^2 + 1) \quad (5)$$

$$\gamma_{S \rightarrow E}^{x_1} = a_1 \rho_S |h_{SE}|^2 / (\rho_J |h_{SE}|^2 + 1) \quad (6)$$

其中, $\rho_J = P_J / N_0$ 。

第2时隙, R 在收到来自 U_1 和 U_2 的不同反馈帧信号组合后, 将 x_J 信号和重传信号进行 H-XOR 处理。因此 U_k 和 E 将会收到 H-XOR 信号。第2时隙的信息传输过程分为以下4种情形。

情形 I: R 收到 ACK₁ 和 ACK₂ 反馈帧, R 不转发信息, U_k 和 E 都不会收到信号。

情形 II: R 收到 ACK₁ 和 NACK₂ 反馈帧, 将解码完成后的已调信号 x_1, x_2 和 x_J 转化为二进制比特流数据, 分别用 s_1, s_2 和 s_J 表示, 根据反馈帧信号, 采用比特级 XOR 编码处理得到新的信号为 $w_{R2} = s_2 \oplus s_J$, 其中, \oplus 表示比特级 XOR。然后将 w_{R2} 信号调制转化为 $\varphi_2 = M(s_2 \oplus s_J)$, 则 R 转发的 XOR 信号为 $x_{XOR2} = \sqrt{P_R} \varphi_2$, 其中, $M(\cdot)$ 表示对二进制比特流数据进行调制, P_R 为 R 的发射功率, 满足 $P_R = P_S$ 。而 x_{XOR2} 信号只对 U_2 和 E 有用, 因此 U_2 和 E 收到的信号为 $y_{R \rightarrow Q}^2 = h_{RQ} x_{XOR2} + n_Q$, 其中, $Q \in \{U_2, E\}$ 。 $y_{R \rightarrow Q}^2$ 表示 Q 在第2时隙的第2种情况下收到的信号, 此时 E 不能成功解码 x_2 , 则 U_2 解码 x_2 的 SNR 为

$$\gamma_{R \rightarrow U_2}^{x_2, 2} = |h_{RU_2}|^2 \rho_S \quad (7)$$

情形 III: R 收到 NACK₁ 和 ACK₂ 反馈帧, 因此 R 转发的 XOR 信号为 $x_{XOR3} = \sqrt{P_R} M(s_1 \oplus s_J)$ 。 x_{XOR3} 只对 U_1 和 E 有用, 因此不对 U_2 进行分析。 U_1 和 E 收到的信号为 $y_{R \rightarrow L}^3 = h_{RL} x_{XOR3} + n_L$, 其中, $L \in \{U_1, E\}$, E 不能解码 x_1 , 则 U_1 解码 x_1 的 SNR 为

$$\gamma_{R \rightarrow U_1}^{x_1, 3} = |h_{RU_1}|^2 \rho_S \quad (8)$$

情形 IV: R 收到 NACK₁ 和 NACK₂ 反馈帧, R 转发的 H-XOR 信号为 $x_{XOR4} = \sqrt{P_R} (\sqrt{a_1} M(s_1 \oplus s_J) + \sqrt{a_2} M(s_2 \oplus s_J))$ 。 x_{XOR4} 对 U_k 和 E 都有用, U_k 与 E 收到的信号为 $y_{R \rightarrow Z}^4 = h_{RZ} x_{XOR4} + n_Z$, 其中, $Z \in \{U_k, E\}$, 则 U_k 解码 x_2 的 SINR 和 U_1 解码 x_1 的 SNR 分别为

$$\gamma_{R \rightarrow U_k}^{x_2, 4} = a_2 \rho_R |h_{RU_k}|^2 / (a_1 \rho_R |h_{RU_k}|^2 + 1) \quad (9)$$

$$\gamma_{R \rightarrow U_1}^{x_1,4} = a_1 \rho_R |h_{RU_1}|^2 \quad (10)$$

其中, $\rho_R = P_R/N_0$ 。

通过对上述 4 种情形的分析可知,只有当 E 在第 1 时隙成功解码 x_2 信号时, E 才有可能在第 2 时隙成功解码 x_2 和 x_1 。因此,若其成功解码 x_2 与 x_1 ,则 E 解码 x_2 的 SINR 和解码 x_1 的 SNR 分别为

$$\gamma_{R \rightarrow E}^{x_2,4} = a_2 \rho_R |h_{RE}|^2 / (a_1 \rho_R |h_{RE}|^2 + 1) \quad (11)$$

$$\gamma_{R \rightarrow U_1}^{x_1,4} = a_1 \rho_R |h_{RE}|^2 \quad (12)$$

综上,第 2 时隙协作中继利用不同的反馈帧组合,转发不同的信号,实现了信息的自适应重传。

2 系统性能分析

2.1 中断性能分析

若 U_k ($k = \{1, 2\}$) 有一个信号接收不成功,则系统发生中断,反之则传输成功。成功解码 x_1 和 x_2 信号的目标速率分别为 R_{th1} 和 R_{th2} 。通过分析可知信息成功传输的情况有 4 种,接下来对每一种情形下的信息传输成功概率进行计算。

情形 I 成立时,成功概率为 $P_{suc}^1 = P_r\{\gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_2} > T, \gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_1} > T, \gamma_{S \rightarrow U_2}^{x_2} > T\}$,其中, $P_r\{\}$ 表示概率求解, $T = 2^{2R_0} - 1$, $R_0 = R_{th1} = R_{th2}$ 。假设 $a_{2th1} = T/(1+T)$ 。当 $a_2 > a_{2th1}$ 时,则有

$$P_{suc}^1 = e^{-\frac{\Omega_1}{\sigma_{SU_1}^2}} e^{-\frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2}} \quad (13)$$

其中, $W = a_2 - a_1 T$, $\Omega_1 = \max\{T/W\rho_S, T/a_1\rho_S\}$ 。

式中: $\sigma_{SU_1}^2$ 为 U_1 接收 S 发送的信号时产生的噪声方差; $\sigma_{SU_2}^2$ 为 U_2 接收 S 发送的信号时产生的噪声方差。

情形 II 成立时,若 $a_2 > a_{2th1}$,成功概率为

$$P_{suc}^2 = P_r\{\gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_2} > T, \gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_1} > T, \gamma_{S \rightarrow U_2}^{x_2} < T, \gamma_R^{x_2} > T, \gamma_R^{x_1} > T, \gamma_{R \rightarrow U_2}^{x_2,2} > T\} \\ = e^{-\left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{SU_1}^2} + \frac{\Omega_1}{\sigma_{SR}^2} + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_2}^2}\right)} \left(1 - e^{-\frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2}}\right) \quad (14)$$

式中: σ_{SR}^2 为 R 接收 S 发送的信号而产生的噪声方差; $\sigma_{RU_2}^2$ 为 U_2 接收 R 发送的信号时产生的噪声方差。

情形 III 成立时,成功概率为

$$P_{suc}^3 = P_r\{\gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_2} > T, \gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_1} < T, \gamma_{S \rightarrow U_2}^{x_2} > T, \gamma_R^{x_2} > T, \gamma_R^{x_1} > T, \gamma_{R \rightarrow U_1}^{x_1,3} > T\} + \\ P_r\{\gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_2} < T, \gamma_{S \rightarrow U_2}^{x_2} > T, \gamma_R^{x_2} > T, \gamma_R^{x_1} > T, \gamma_{R \rightarrow U_1}^{x_1,3} > T\} \quad (15)$$

假设 $a_{2th2} = (T + T^2)/(2T + T^2)$,根据 a_2 的取值,分为 $a_2 > a_{2th2}$ 和 $a_{2th1} < a_2 \leq a_{2th2}$ 2 种情况,可分别表示为

$$P_{suc}^{31} = e^{-\left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{SR}^2} + \frac{T}{\sigma_{RU_1}^2} + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_2}^2}\right)} \left(1 - e^{-\frac{T}{\rho_S a_1 \sigma_{SU_1}^2}}\right) \quad (16)$$

$$P_{suc}^{32} = e^{-\left(\frac{T}{\sigma_{RU_1}^2} + \frac{\Omega_1}{\sigma_{SR}^2} + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_2}^2}\right)} \left(1 - e^{-\frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_1}^2}}\right) \quad (17)$$

情形 IV 成立时,成功概率为

$$P_{suc}^4 = P_r\{\gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_2} > T, \gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_1} < T, \gamma_{S \rightarrow U_2}^{x_2} < T, \gamma_R^{x_2} > T, \gamma_R^{x_1} > T, \gamma_{R \rightarrow U_1}^{x_2,4} > T, \gamma_{R \rightarrow U_1}^{x_1,4} > T, \gamma_{R \rightarrow U_2}^{x_2,4} > T\} + \\ P_r\{\gamma_{S \rightarrow U_1}^{x_2} < T, \gamma_{S \rightarrow U_2}^{x_2} < T, \gamma_R^{x_2} > T, \gamma_R^{x_1} > T, \gamma_{R \rightarrow U_1}^{x_2,4} > T, \gamma_{R \rightarrow U_1}^{x_1,4} > T, \gamma_{R \rightarrow U_2}^{x_2,4} > T\} \quad (18)$$

类似于情形 III,在此条件下,按照 a_2 的取值,情形 IV 分为 $a_2 > a_{2th2}$ 和 $a_{2th1} < a_2 \leq a_{2th2}$ 2 种情况,可分别表示为

$$P_{suc}^{41} = e^{-\left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{SR}^2} + \frac{\Omega_2}{\sigma_{RU_1}^2} + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_2}^2}\right)} \left(1 - e^{-\frac{T}{\rho_S a_1 \sigma_{SU_1}^2}}\right) \left(1 - e^{-\frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2}}\right) \quad (19)$$

$$P_{\text{suc}}^{42} = e^{-\left(\frac{\Omega_2}{\sigma_{\text{SR}}^2} + \frac{\Omega_1}{\sigma_{\text{RU}_1}^2} + \frac{T}{\rho_{\text{R}}W\sigma_{\text{RU}_2}^2}\right)} (1 - e^{-\frac{T}{\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SU}_1}^2}}) (1 - e^{-\frac{T}{\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SU}_2}^2}}) \quad (20)$$

其中, $\Omega_2 = \max\{T/\rho_{\text{R}}W, T/\rho_{\text{R}}a_1\}$ 。

式中: $\sigma_{\text{RU}_1}^2$ 为 U_1 接收 R 发送的信号时产生的噪声方差。

综上, 信息传输成功的概率为 $P_{\text{suc}} = P_{\text{suc}}^1 + P_{\text{suc}}^2 + P_{\text{suc}}^3 + P_{\text{suc}}^4$ 。系统的 OP 为 $P_{\text{out}} = 1 - P_{\text{suc}}$, 表示为

$$P_{\text{out}} = \begin{cases} P_{\text{out1}} = 1 - (P_{\text{suc}}^1 + P_{\text{suc}}^2 + P_{\text{suc}}^{31} + P_{\text{suc}}^{41}), a_2 > a_{2\text{th2}} \\ P_{\text{out2}} = 1 - (P_{\text{suc}}^1 + P_{\text{suc}}^2 + P_{\text{suc}}^{32} + P_{\text{suc}}^{42}), a_{2\text{th1}} < a_2 \leq a_{2\text{th2}} \end{cases} \quad (21)$$

式中: P_{out1} 为当 $a_2 > a_{2\text{th2}}$ 时的系统中断; P_{out2} 为当 $a_{2\text{th1}} < a_2 \leq a_{2\text{th2}}$ 时的系统中断。

$$P_{\text{out1}} = 1 - e^{-\left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{\text{SU}_1}^2} + \frac{T}{\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SU}_2}^2}\right)} - Q_1 e^{-\left(w_1 + \frac{T}{\rho_{\text{R}}\sigma_{\text{RU}_2}^2}\right)} - Q_2 e^{-\left(\frac{T}{\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SU}_2}^2} + \frac{\Omega_1}{\sigma_{\text{SR}}^2} + \frac{T}{\rho_{\text{R}}\sigma_{\text{RU}_1}^2}\right)} - Q_1 Q_2 e^{-\left(w_2 + \frac{T}{\rho_{\text{R}}W\sigma_{\text{RU}_2}^2}\right)} \quad (22)$$

$$P_{\text{out2}} = 1 - e^{-\left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{\text{SU}_1}^2} + \frac{T}{\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SU}_2}^2}\right)} - Q_1 e^{-\left(w_1 + \frac{T}{\rho_{\text{R}}\sigma_{\text{RU}_2}^2}\right)} - Q_3 e^{-\left(\frac{T}{\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SU}_2}^2} + \frac{\Omega_1}{\sigma_{\text{SR}}^2} + \frac{T}{\rho_{\text{R}}\sigma_{\text{RU}_1}^2}\right)} - Q_1 Q_3 e^{-\left(w_2 + \frac{T}{\rho_{\text{R}}W\sigma_{\text{RU}_2}^2}\right)} \quad (23)$$

其中, $W_1 = (\Omega_1\sigma_{\text{SR}}^2 + \sigma_{\text{SU}_1}^2\Omega_1) / \sigma_{\text{SU}_1}^2\sigma_{\text{SR}}^2$, $W_2 = (\Omega_1\sigma_{\text{RU}_1}^2 + \Omega_2\sigma_{\text{SR}}^2) / \sigma_{\text{SR}}^2\sigma_{\text{RU}_1}^2$, $Q_1 = 1 - e^{-T/\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SU}_2}^2}$, $Q_2 = 1 - e^{-T/\rho_{\text{S}}a_1\sigma_{\text{SU}_1}^2}$, $Q_3 = 1 - e^{-T/\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SU}_1}^2}$ 。

2.2 截获性能分析

定义截获为: 只有当 x_1 、 x_2 信号都被 E 成功窃听时, 才算截获成功, 反之则截获失败。接下来对系统的截获情况进行分析并计算系统的 IP。

截获情形 I: 第 1 时隙 E 截获 x_2 和 x_1 成功。若 $a_2 > a_{2\text{th1}}$, 则 IP 为

$$P_{\text{int}}^1 = P_{\text{r}}\{\gamma_{\text{S}\rightarrow\text{E}}^{x_2} > T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{E}}^{x_1} > T\} = \frac{\sigma_{\text{SE}}^2}{\sigma_{\text{SE}}^2 + \rho_{\text{J}}\Omega_1\sigma_{\text{JE}}^2} e^{-\frac{\Omega_1}{\sigma_{\text{SE}}^2}} \quad (24)$$

式中: σ_{SE}^2 为 E 接收 S 发送的信号时产生的噪声方差; σ_{JE}^2 为 E 接收 J 发送的信号时产生的噪声方差。

截获情形 II: 第 1 时隙 E 截获 x_2 成功而截获 x_1 失败, 第 2 时隙 E 截获 x_1 成功, 则 IP 为

$$P_{\text{int}}^2 = P_{\text{r}}\{\gamma_{\text{S}\rightarrow\text{E}}^{x_2} > T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{E}}^{x_1} < T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{U}_2}^{x_2} < T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{U}_1}^{x_2} > T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{U}_1}^{x_1} < T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{R}}^{x_2} > T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{R}}^{x_1} > T, \gamma_{\text{R}\rightarrow\text{E}}^{x_2,4} > T, \gamma_{\text{R}\rightarrow\text{E}}^{x_1,4} > T\} + P_{\text{r}}\{\gamma_{\text{S}\rightarrow\text{E}}^{x_2} > T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{E}}^{x_1} < T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{U}_2}^{x_2} < T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{U}_1}^{x_2} < T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{R}}^{x_2} > T, \gamma_{\text{S}\rightarrow\text{R}}^{x_1} > T, \gamma_{\text{R}\rightarrow\text{E}}^{x_2,4} > T, \gamma_{\text{R}\rightarrow\text{E}}^{x_1,4} > T\} \quad (25)$$

当 a_2 取值不同时, P_{int}^2 也会不同。根据 a_2 的取值, 分为 2 种情况。若 $a_2 > a_{2\text{th2}}$, 则有

$$P_{\text{int}}^{21} = e^{-\left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{\text{SR}}^2} + \frac{\Omega_2}{\sigma_{\text{RE}}^2}\right)} (1 - e^{-\frac{T}{\rho_{\text{S}}a_1\sigma_{\text{SU}_1}^2}}) (1 - e^{-\frac{T}{\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SU}_2}^2}}) (W_3 e^{-\frac{T}{\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SE}}^2}} - W_4 e^{-\frac{T}{\rho_{\text{S}}a_1\sigma_{\text{SE}}^2}}) \quad (26)$$

其中, $W_3 = \rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SE}}^2 / (\rho_{\text{S}}W\sigma_{\text{SE}}^2 + \rho_{\text{J}}T\sigma_{\text{JE}}^2)$ 。若 $a_{2\text{th1}} < a_2 \leq a_{2\text{th2}}$, 则信息被截获的概率为 $P_{\text{int}}^{22} = 0$ 。

截获情形 III: 第 1 时隙 E 截获 x_2 和 x_1 失败, 第 2 时隙 E 截获 x_2 和 x_1 成功。此时的 IP 为 P_{int}^3 , 由 R 的转发情况知, 只有当 R 同时转发 x_2 和 x_1 时, 截获情形 III 才有可能发生, 即使上述条件成立。由于 XOR 技术, E 无法解码当前情况下的 H-XOR 信号, 因此 $P_{\text{int}}^3 = 0$ 。综上, 通过对上述 3 种截获情形的分析可知, 当 a_2 取值不同时, 系统 IP 也同时, 则有

$$P_{\text{int}} = \begin{cases} P_{\text{int1}} = P_{\text{int}}^1 + P_{\text{int}}^{21} + P_{\text{int}}^3, a_2 > a_{2\text{th2}} \\ P_{\text{int2}} = P_{\text{int}}^1 + P_{\text{int}}^{22} + P_{\text{int}}^3, a_{2\text{th1}} < a_2 \leq a_{2\text{th2}} \end{cases} \quad (27)$$

2.3 功率分配因子优化

假设 a_2^* 为使得系统 OP 最低的最优功率分配因子 a_2 , 那么优化问题可表示为

$$\begin{aligned} \min\{P_{\text{out1}}, P_{\text{out2}}\}, a_2 = a_2^* \\ \text{s. t. } a_1 + a_2 = 1, a_{2\text{th1}} < a_2 < 1 \end{aligned} \quad (28)$$

当 $a_2 > a_{2th2}$ 时, $\Omega_1 = T/a_1\rho_S$, $\Omega_2 = T/a_1\rho_R$; 而当 $a_{2th1} < a_2 \leq a_{2th2}$ 时, $\Omega_1 = T/\rho_S W$, $\Omega_2 = T/\rho_R W$ 。把 Ω_1, Ω_2 和 $a_1 = 1 - a_2$ 带入 P_{out1} 和 P_{out2} , 最优值 P_{out1}^* 和 P_{out2}^* 可分别表示为

$$P_{out1}^* = Q_4 + Q_5 - Q_4 Q_5 - Q_4 e^{-\left(Q_5 + Q_6 + \frac{T}{\rho_S W_4 \sigma_{SR}^2}\right)} - Q_5 e^{-\left(Q_4 + Q_7 + \frac{T}{\rho_S W_5 \sigma_{SR}^2}\right)} - Q_4 Q_5 e^{-\left(\frac{T}{\rho_S W_5 \sigma_{SR}^2} + \frac{T}{\rho_R W_5 \sigma_{RU_1}^2} + \frac{T}{\rho_R W_5 \sigma_{RU_2}^2}\right)} \quad (29)$$

$$P_{out2}^* = Q_4 + Q_5 - Q_4 Q_5 - Q_4 e^{-\left(Q_5 + Q_6 + \frac{T}{W_4 \sigma_{SR}^2}\right)} - Q_5 e^{-\left(Q_4 + Q_7 + \frac{T}{\rho_S W_4 \sigma_{SR}^2}\right)} - Q_4 Q_5 e^{-\left(\frac{T}{\rho_S W_4 \sigma_{SR}^2} + \frac{T}{\rho_R W_4 \sigma_{RU_1}^2} + \frac{T}{\rho_R W_4 \sigma_{RU_2}^2}\right)} \quad (30)$$

其中, $W_4 = a_2(1+T) - T$, $W_5 = 1 - a_2$, $Q_4 = e^{-T/\rho_S W_4 \sigma_{SU_2}^2}$, $Q_5 = e^{-T/\rho_S W_4 \sigma_{SU_1}^2}$, $Q_6 = T/\sigma_{RU_2}^2 \rho_R$, $Q_7 = T/\sigma_{RU_1}^2 \rho_R$ 。

由式(29)或式(30)可知, 当 $a_2 > a_{2th2}$ 时, a_2 与 P_{out1} 成正比, 即随着 a_2 的增大, P_{out1} 越来越大; $a_{2th1} < a_2 \leq a_{2th2}$ 时, a_2 与 P_{out2} 成反比, 即随着 a_2 的增大, P_{out2} 越来越小。综上, 在 $a_2 = a_{2th2}$ 处, 即 $a_2^* = a_{2th2}$ 时, OP 取得最优值。

3 高 SNR 下性能的近似分析

根据泰勒级数展开式可知, 当 $x \rightarrow 0$ 时, $e^{-x} \approx 1 - x$ 。因此, 在高 SNR 条件下, 忽略 SNR 倒数的高次项, 保留其低次项。当 $a_2 > a_{2th2}$ 时, P_{out1} 和 P_{int} 在高 SNR 条件下的值分别为 P_{out1}^h 和 P_{int1}^h ; 当 $a_{2th1} < a_2 \leq a_{2th2}$ 时, P_{out2} 和 P_{int} 在高 SNR 条件下的值分别为 P_{out2}^h 和 P_{int2}^h 。

$$P_{out1}^h = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{SR}^2} + \frac{T}{\rho_S a_1 \sigma_{SU_1}^2} + \frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2} + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_1}^2} \right)^2 - \left(\frac{T}{\rho_S a_1 \sigma_{SU_1}^2} + \frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2} + W_2 + \frac{T}{\rho_R W \sigma_{RU_2}^2} \right) + \left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{SR}^2} + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_1}^2} + \frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2} \right)^2 - \left(W_1 + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_2}^2} \right)^2 - \left(W_2 + \frac{T}{\rho_R W \sigma_{RU_2}^2} \right)^2 - \left(\frac{2T}{\rho_S a_1 \sigma_{SU_1}^2} \right)^2 + \left(W_2 + \frac{T}{\rho_S a_1 \sigma_{SU_1}^2} + \frac{T}{\rho_R W \sigma_{RU_2}^2} \right)^2 + \left(W_1 + \frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2} + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_2}^2} \right)^2 + \left(W_2 + \frac{W_6 T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2} \right)^2 \right] \quad (31)$$

$$P_{out2}^h = \frac{1}{2} \left[\left(W_1 + \frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2} + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_2}^2} \right)^2 + \left(W_1 + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_2}^2} \right)^2 - \left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{SR}^2} + \frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2} + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_1}^2} \right)^2 + \left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{SR}^2} + W_7 + \frac{T}{\rho_R \sigma_{RU_1}^2} \right)^2 - \left(W_2 + W_7 + \frac{T}{\rho_R W \sigma_{RU_2}^2} \right)^2 - \left(\frac{\Omega_1}{\sigma_{SU_1}^2} + \frac{T}{\rho_S W \sigma_{SU_2}^2} \right)^2 - \left(W_1 + \frac{T}{\rho_R W \sigma_{RU_2}^2} \right)^2 + \left(W_2 + \frac{W_6 T}{\rho_S W} \right)^2 - \frac{2T}{\rho_S W \sigma_{SU_1}^2} - \frac{2\Omega_1}{\sigma_{SU_1}^2} + \left(W_1 + \frac{W_6 T}{\rho_S W} \right)^2 \right] \quad (32)$$

其中, $W_6 = (\sigma_{RU_2}^2 + \sigma_{SU_2}^2) / \sigma_{SU_2}^2 \sigma_{RU_2}^2$, $W_7 = (\sigma_{SU_1}^2 + \sigma_{SU_2}^2) T / \rho_S W \sigma_{SU_1}^2 \sigma_{SU_2}^2$ 。

$$P_{int}^h = \frac{M_2}{2} \left[\left(M_3 + \frac{T}{\rho_S W \sigma_{SE}^2} \right)^2 + \left(M_3 + \frac{M_4 T}{\rho_S W} + \frac{T}{\rho_S a_1 \sigma_{SU_1}^2} \right)^2 + \left(M_3 + \frac{M_4 T}{\rho_S W} \right)^2 - (M_3 + M_5)^2 \right] + M_1 - \frac{M}{2} \left[\left(M_3 + \frac{T}{\rho_S a_1 \sigma_{SE}^2} \right)^2 + \left(M_3 + M_6 + \frac{T}{\rho_S a_1 \sigma_{SU_1}^2} \right)^2 - (M_3 + M_5)^2 - (M_3 + M_6)^2 \right] \quad (33)$$

$$P_{int2}^h = \frac{\sigma_{SE}^2}{\sigma_{SE}^2 + \Omega_1 \rho_J \sigma_{JE}^2} \quad (34)$$

其中, $M_1 = \rho_S a_1 \sigma_{SE}^2 / (\rho_S a_1 \sigma_{SE}^2 + \rho_J \sigma_{JE}^2 T)$, $M_2 = \rho_S T \sigma_{SE}^2 / (\rho_S T \sigma_{SE}^2 + \rho_J T \sigma_{JE}^2)$, $M_3 = (\Omega_1 \sigma_{RE}^2 + \Omega_2 \sigma_{SR}^2) / \sigma_{SR}^2 \sigma_{RE}^2$, $M_4 = 1/\sigma_{SU_2}^2 + 1/\sigma_{SE}^2$, $M_5 = T(W \sigma_{SE}^2 + a_1 \sigma_{SU_1}^2) / \rho_S a_1 W \sigma_{SE}^2 \sigma_{SU_1}^2$, $M_6 = T(a_1 \sigma_{SE}^2 + W \sigma_{SU_2}^2) / \rho_S W a_1 \sigma_{SE}^2 \sigma_{SU_2}^2$ 。

4 仿真分析

对系统的性能进行了分析和仿真, 并由蒙特卡洛仿真证明了理论推导的准确性。无特殊说明, 系统仿

真参数设定为 $\sigma_{RU_1}^2 = 5, \sigma_{SR}^2 = \sigma_{JR}^2 = \sigma_{RU_2}^2 = 4, \sigma_{SU_1}^2 = 2, \sigma_{SU_2}^2 = 1, \sigma_{SE}^2 = 0.25, \sigma_{JE}^2 = 0.25, \sigma_{RE}^2 = 0.5, R = 1 \text{ bit}/(\text{S} \cdot \text{Hz}), P_J = a_1 P_S - 0.01, P_S = P_R, \gamma = 10 \lg(P_0/N_0)$ (γ 为 SNR)。

图 2(a) 为 $a_2 = 0.8$, 基站取不同发射功率时, 不同信号转发策略下系统 OP 随 SNR 变化的性能对比曲线。从图中可以看出, 本文提出的基于 AN 技术和协作 T-ARQ 技术的 H-XOR-NOMA 模型与基于协作 T-ARQ 技术的 PS-NOMA 模型相比, 前者具有更好的可靠性能, 因此证明了本文模型的优越性, 且 OP 随着 SNR 和基站发射功率的增加而线性降低。同时可知, 理论闭式结果与蒙特卡洛模拟完全吻合, 高 SNR 条件下 OP 的近似结果与精确结果紧密逼近, 验证了理论分析的正确性。

图 2(b) 为 $a_2 = 0.76$ 时, 系统 IP 随 SNR 变化的性能对比曲线。从图中可以看出, 本文提出的基于 AN 技术和 T-ARQ 技术的 H-XOR-NOMA 模型与基于协作 T-ARQ 技术的 PS-NOMA 模型相比, 前者具有更好的安全性能, 证明了所提策略的有效性。此外, 在 $P_S = P_R = 10 \text{ dB}$ 条件下的系统 IP 高于 $P_S = P_R = 5 \text{ dB}$ 条件下的, 因为随着基站发射功率的增加, 窃听者接收到的信号功率也随之增加, 这使得 IP 增加, 从而导致安全性能恶化。因此, 增加基站发射功率会降低系统的安全性。

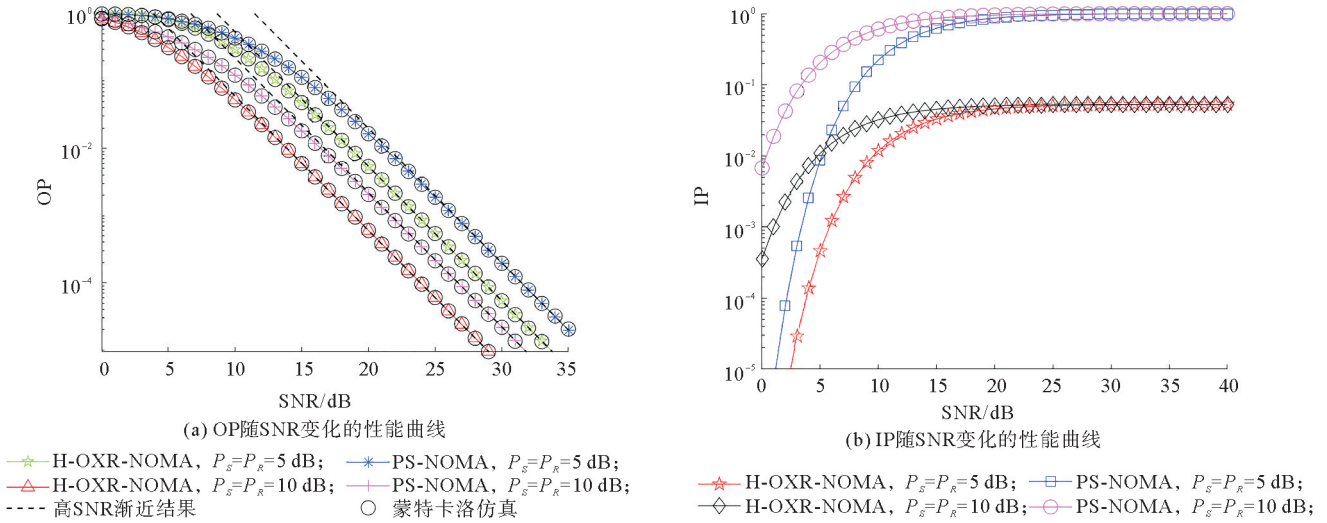


图 2 OP 和 IP 随 SNR 变化的性能曲线

图 3(a) 为当 SNR 取不同值时, OP 随 a_2 变化的曲线。从图中可知, a_2 一定时, OP 随着 SNR 的增加而逐渐降低; SNR 一定时, 随着 a_2 的变化, OP 也随之变化, 且 OP 在 $a_2 = 0.8$ 处有最小值。

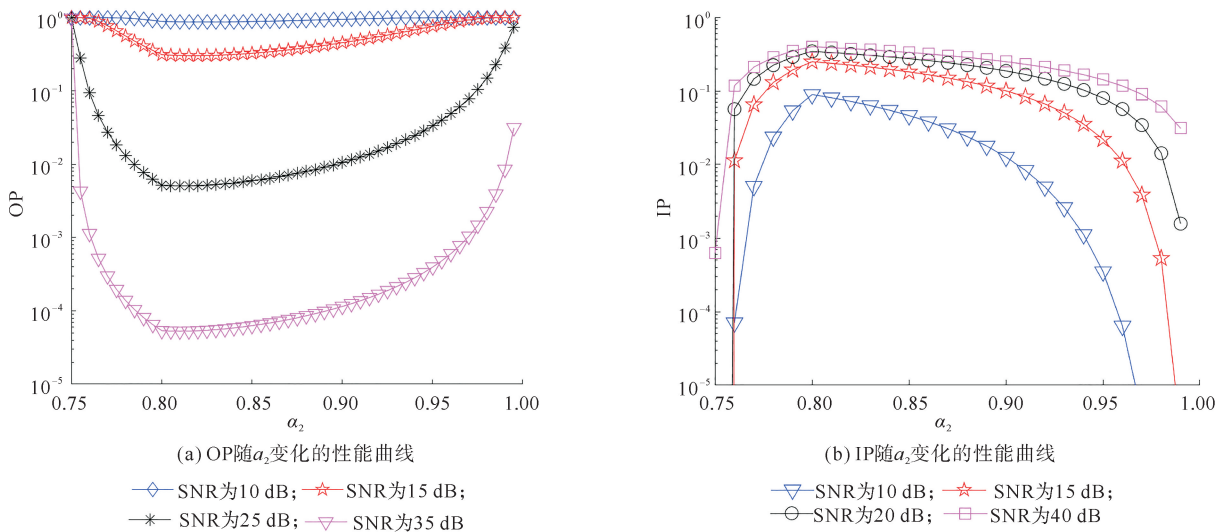


图 3 OP 和 IP 随 a_2 变化的性能曲线

图 3(b)为当 SNR 取不同值时,IP 随 a_2 变化的性能曲线。从图中可以看出,当 a_2 一定时,随着 SNR 的增加,IP 随之增加;当 SNR 一定时,IP 先增大后减小,且当 $a_2 = 0.8$ 时,IP 取得最大值。此外,由图可知,发射功率越大,IP 受 a_2 变化的影响越大。

5 结束语

根据具有自适应信息重传技术和 H-XOR-NOMA 技术的全时隙协作干扰通信系统,提出了一种以自适应信息重传技术为基础,干扰效益最大化为目标的全时隙协作干扰转发策略。与传统的 PS-NOMA 模型相比,H-XOR-NOMA 模型利用中继自适应重传用户信号以及添加 AN 信号来辅助合法用户和干扰非法用户,最大限度地降低了系统的中断概率和截获概率,通过蒙特卡洛仿真实验证明了本文模型的优越性和所提干扰转发策略的有效性。优化了功率分配因子,使得系统性能得到最优,有效提升了通信系统的可靠性和安全性。本文还未考虑 AN 信号对合法用户的影响,因此对于未来的工作,将进一步对具有合法用户干扰的系统进行研究,以便更全面地分析通信系统在引入用户干扰信号时的性能。

参考文献(References):

- [1] XIANG Z W, YANG W W, PAN G F, et al. Physical layer security in cognitive radio inspired NOMA network[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2019, 13(3): 700-714.
- [2] GONG S M, XU J, NIYATO D, et al. Backscatter-aided cooperative relay communications in wireless-powered hybrid radio networks[J]. *IEEE Network*, 2019, 33(5): 234-241.
- [3] CAI Y L, QIN Z J, CUI F Y, et al. Modulation and multiple access for 5G networks[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2017, 20(1): 629-646.
- [4] ALSMADI M M, ABU A N, HAYAJNEH M, et al. Down-link NOMA networks in the presence of IQI and imperfect SIC: Receiver design and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(6): 6793-6797.
- [5] DING Z G, SCHOBER R, POOR V H. Unveiling the importance of SIC in NOMA systems Part II: New results and future directions[J]. *IEEE Communications Letters*, 2020, 24(11): 2378-2382.
- [6] PASOLINI G, DARDARI D. Secret information of wireless multi-dimensional gaussian channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(6): 3429-3442.
- [7] RAWAT D B, WHITE T, PARWEZ M S, et al. Evaluating secrecy outage of physical layer security in large-scale MIMO wireless communications for cyber-physical systems[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2017, 4(6): 1987-1993.
- [8] ZHUO B T, DUAN W, GU J P, et al. Partial-NOMA based physical layer security: Forwarding design and secrecy analysis[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2022, 24(7): 7471-7484.
- [9] YU Z Y, ZHAI C, WAN N, et al. Non-orthogonal multiple access with cooperative truncated ARQ and relay selection[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 56228-56243.
- [10] LI S P, LIANG W W, XU Q Y, et al. Performance analysis of cooperative cognitive radio networks based on hybrid NOMA/OMA and best relay selection[J]. *IET Communications*, 2022, 16(18): 2219-2239.
- [11] LI W, LIU K X, WANG S X, et al. Full-duplex relay for enhancing physical layer security in wireless sensor networks: Optimal power allocation for minimizing secrecy outage probability[C]//2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT). IEEE, 2017: 906-910.
- [12] CAO Y, ZHAO N, PAN G F, et al. Secrecy analysis for cooperative NOMA networks with multi-antenna full-duplex relay[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2019, 67(8): 5574-5587.
- [13] LV L, JIANG H, DING Z G, et al. Secrecy-enhancing design for cooperative downlink and uplink NOMA with an untrusted relay[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(3): 1698-1715.
- [14] CHEN B C, LI R, NING Q, et al. Security at physical layer in NOMA relaying networks with cooperative jamming[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(4): 3883-3888.
- [15] YADAV K, UPADHYAY P K, LEHTOMÄKI J, et al. Physical layer security of overlay cognitive NOMA systems with control-jamming[C]//2022 IEEE 96th Vehicular Technology Conference (VTC2022-Fall). IEEE, 2022: 1-7.

(责任编辑 赵金环;英文校审 程文华)