

非理想干扰删除下全双工中继 NOMA 系统的物理层安全性能研究

李美玲¹, 李莹¹, Sami Muhaidat², 王钢飞¹, 董增寿¹, 王安红¹, 梁杰¹

(1. 太原科技大学电子信息工程学院, 山西太原 030024; 2. 英国萨里大学, 萨里 GU27XH)

摘要: 全双工协作中继转发信号时存在的自干扰现象会降低系统性能. 本文考虑存在窃听者的下行非理想自干扰全双工协作中继非正交多址接入(NFCR-E-NOMA, Non-ideal Full Duplex Cooperative Relay in Non-Orthogonal Multiple Access system with Eavesdropper)系统, 分别从系统中断概率和系统截获概率的角度分析了全双工协作中继的自干扰因素对于 NFCR-E-NOMA 系统安全中断性能的影响; 推导了系统中断概率和截获概率的闭合表达式. 仿真结果表明, 全双工中继转发的自干扰因素对系统性能的影响较大, 在 NFCR-E-NOMA 系统中, 存在优化的中继转发功率, 且在不同的基站发射功率和中继转发功率条件下, 功率分配比对系统性能的影响也不同, 在实际主链路信道条件允许的情况下, 可通过设置较高的数据传输速率来抑制窃听者的截获概率.

关键词: 非正交多址接入; 协作中继; 物理层安全; 中断概率; 截获概率

中图分类号: TN911.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)01-0183-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.01.024

Physical Layer Security for NOMA-Based Full Duplex Relay Networks with Non-Ideal Interference Cancellation

LI Mei-ling¹, LI Ying¹, Sami Muhaidat², WANG Gang-fei¹, DONG Zeng-shou¹, WANG An-hong¹, LIANG Jie¹

(1. School of Electronic and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan, Shanxi 030024, China;

2. University of Surrey, Surrey GU27XH, UK)

Abstract: The imperfect self-interference cancellation in full-duplex cooperative relay networks can make the system performance reduced when the relay forwards signals. We considered the downlink non-ideal full duplex cooperative relay in non-orthogonal multiple access system with eavesdropper (NFCR-E-NOMA), based on which, the impact of self-interference to the NFCR-E-NOMA system was analyzed by outage probabilities and intercept probabilities respectively, and whose exact closed-form expressions were derived. Simulation results show that the self-interference have great influence on the system performance. We also find that there exists optimal relay retransmitting power in the NFCR-E-NOMA system. Moreover, the power allocation ratio also has different influence on the system performance under various transmitting power in base station and relay. In addition, the intercept probability of eavesdropper can be reduced by setting higher data rate under the permission of main link.

Key words: non-orthogonal multiple access; cooperative relay; physical layer security; outage probability; intercept probability

1 引言

非正交多址接入(NOMA, Non-Orthogonal Multiple Access)技术通过利用功率域在相同的资源块上(时域、频域或码域)为多个用户服务,可以有效提高频谱效率,是5G移动通信系统的关键技术之一^[1]. 在 NOMA

系统中,接收机利用连续干扰删除(SIC, Successive Interference Cancellation)技术来避免同道干扰从而获取期望信号^[2]. 学者们已经展开了关于 NOMA 频谱有效性和传输可靠性的研究. 中继协作技术作为一种可有效提高传输可靠性的方式在无线系统中得到了广泛应用^[3],而在 NOMA 系统中的应用尚处于初步研究阶段.

收稿日期:2017-11-30;修回日期:2018-04-13;责任编辑:覃怀银

基金项目:国家自然科学基金(No. 61672373, No. 51504255);山西省高等学校科技创新项目(No. 201802090);山西省晋城科技攻关基金(No. 201501004-4);山西省互联网+3D打印协同创新项目;山西省科技创新团队项目(No. 201705D131025);山西省1331工程重点创新团队项目

文献[4,5]研究了不同的协作 NOMA 方案,研究表明 NOMA 方案相比传统 OMA 方案可有效提高传输可靠性.文献[6,7]则考虑存在多个中继下,对如何选择合适 NOMA 中继进行了研究,通过系统中断性能对中继选择策略进行了分析.文献[8]进一步考虑 NOMA 系统存在两个用户和一个中继的场景,并分析了全双工中继模式下用户的中断性能.文献[9]首次基于下行链路全双工中继 NOMA 系统,考虑中继转发信号时存在自干扰因素,即非理想自干扰情况,对系统中断性能以及用户渐进速率进行了分析.

物理层安全(PLS, Physical Layer Security)技术从信息论的角度出发,解决无线网络安全问题,成为近年来研究热点^[10,11].关于 PLS 技术在传统正交多址接入(OMA)系统中的研究已取得较大进展,而在 NOMA 系统中的研究相对较少.在 OMA 系统中,文献[12~14]依次考虑单中继单窃听、多中继单窃听场景,以中断概率和截获概率衡量物理层安全性能,对 OMA 系统安全性、可靠性以及吞吐量等安全问题进行了研究.最近,文献[15,16]分别基于 SISO 和 MISO NOMA 系统,研究了系统安全和速率的最大化问题.文献[17]考虑存在窃听者的情况下,基站向多个用户发送消息,对于多用户的功率分配方案进行了研究,并分析了优化的功率分配方案.文献[18]则考虑基站侧分别为单天线和多天线 NOMA 系统的 PLS 性能,对系统中断概率进行了分析.对于 NOMA 系统安全性能的研究中,尚没有文献考虑中继的自干扰因素.

由于全双工协作中继系统存在中继转发时的自干扰情况,而这种自干扰因素无法通过 SIC 完全消除.文献[19~21]研究表明非理想自干扰对系统性能影响较大,因此,在实际衡量系统性能时,应该充分考虑全双工中继系统的自干扰因素.为此,本文考虑存在窃听者的下行非理想自干扰全双工协作中继 NOMA (NFCR-E-NOMA)系统,推导了 DF 中继方式下 NFCR-E-NOMA 系统中断概率和截获概率的闭合表达式,分析了自干扰因素对于 NFCR-E-NOMA 系统安全可靠性能的影响.结果表明,全双工协作中继的自干扰因素对系统性能影响较大,且在非理想的 NFCR-E-NOMA 系统中,存在优化的中继转发功率.在不同的基站发射功率和中继转发功率条件下,功率分配比对系统性能的影响也不同.

2 系统模型

当全双工中继协作 NOMA 系统同时为多个用户服务时,会产生很强的同信道干扰,而且当用户数增多时,每个用户利用 SIC 技术消除同信道干扰时会产生较大的处理时延和复杂度.本文目的是衡量全双工中继协作 NOMA 系统存在窃听者情况下的系统性能,故本文以两用户 NFCR-E-NOMA 系统模型为例进行分析,如图 1 所

示,包含一个基站(BS, Base Station)、两个授权用户和一个窃听端.授权用户 U_1 和 U_2 分别位于距离基站 BS 较近和较远的位置,由于实际无线链路会受到障碍物或严重阴影衰落影响,考虑 U_2 和 BS 之间无直传链路,故 U_1 将作为全双工中继为 U_2 转发数据,同时, R 也会收到自干扰信息,而窃听者 E 会截获 BS 和 R 的信息从而达到窃听授权用户信息目的.因此,模型转换为一个基本的三节点中继窃听模型,我们用 S 表示 BS, R 表示 U_1 , D 表示 U_2 , 而 E 的窃听对象为目的用户 D . 当 R 作为全双工中继系统转发信号时,不可避免地存在信息泄露从而产生自干扰,我们称之为不完整的自干扰删除现象,那么,这种不完整的自干扰删除对 NOMA 系统性能的影响有多大呢? 特别是对于我们所提出的 NFCR-E-NOMA 系统性能影响如何,需要通过建立数学模型加以分析.下面我们先结合图 1 分析每个节点可实现的数据速率.

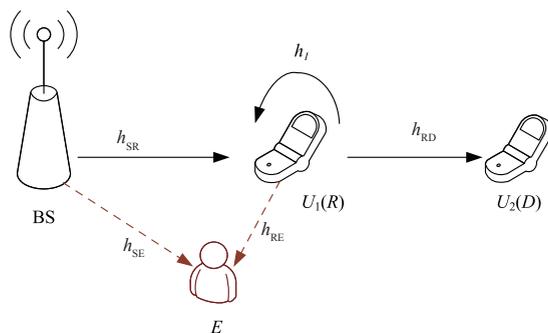


图1 存在窃听者的下行非理想全双工协作中继系统模型

2.1 信号分析

在如图 1 所示的 NFCR-E-NOMA 系统模型中, S 发送的下行链路 NOMA 信号包括 U_1 的消息 $x_1(t)$ 和 U_2 的消息 $x_2(t)$, 可以表示为 $\sqrt{\alpha_1 P_s} x_1(t) + \sqrt{\alpha_2 P_s} x_2(t)$, P_s 为基站发射功率, α_1 和 α_2 分别为 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的功率分配参数, 且 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, $\alpha_1 < \alpha_2$, $E[|x_1(t)|^2] = 1$, $E[|x_2(t)|^2] = 1$. 当 S 在全网广播 NOMA 信号后, R 将接收到包含 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的复合信息, 并利用 SIC 技术将目的信号 $x_2(t)$ 进行解码, 然后, 将解码估计的信号 $s(t) = \hat{x}_2(t - \tau)$ 以功率 P_r 转发给目的端 D , 其中, τ 为 R 进行解码估计的处理时延. 因此, 当 R 以全双工方式工作时, 将同时接收到两路信号, 一路为来自基站的 NOMA 复合信号, 另一路为由于全双工中继引起的自干扰信号. 用 k ($0 \leq k \leq 1$) 表示自干扰因子, 则 R 接收到的信号可以表示为:

$$y_R(t) = h_{SR}(t) \sqrt{\alpha_1 P_s} x_1(t) + h_{SR}(t) \sqrt{\alpha_2 P_s} x_2(t) + h_1(t) \sqrt{k P_r} s(t) + n_R(t) \quad (1)$$

其中, h_{SR} 为 $S \rightarrow R$ 链路上的信道衰落系数, h_1 为自干扰信道衰落系数, $n_R \sim \text{CN}(0, \sigma_R^2)$ 为 $S \rightarrow R$ 链路上的加性高斯白噪声.

由于 R 将 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 解码后, 仅转发含有 $x_2(t)$

的估计信号 $s(t)$ 到目的端 D , 因此, 目的端 D 接收到的信号可以表示为:

$$y_D(t) = h_{RD}(t) \sqrt{P_R} s(t) + n_D(t) \quad (2)$$

其中, h_{RD} 为 $R \rightarrow D$ 链路上的信道衰落系数, $n_D \sim \text{CN}(0, \sigma_D^2)$ 为 $R \rightarrow D$ 链路上的加性高斯白噪声.

本文考虑窃听端 E 的窃听范围覆盖基站与中继 R , 则 E 会接收到来自基站的 NOMA 信号和 R 转发的信号, 本文考虑 E 采用最大比合并方式合并两路信号, 则接收到的总信号可以表示为:

$$y_E(t) = h_{SE}(t) (\sqrt{\alpha_1 P_S} x_1(t) + \sqrt{\alpha_2 P_S} x_2(t)) + h_{RE}(t) \sqrt{P_R} s(t) + n_E(t) \quad (3)$$

其中, h_{SE} 为 $S \rightarrow E$ 链路上的信道衰落系数, $n_E \sim \text{CN}(0, \sigma_E^2)$ 为窃听者 E 的加性高斯白噪声.

2.2 数据速率

在如图 1 所示的 NFCR-E-NOMA 系统模型中, 由于 R 接收到的是 NOMA 信号, 它包含了 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 两个用户的信息, 因此, R 在将 $x_2(t)$ 信息转发给 D 时, 需要利用 SIC 技术先将 $x_2(t)$ 信息提取出来, 然后再对自身信息 $x_1(t)$ 进行解码. 考虑系统带宽归一化, 根据式 (1), R 对 $x_2(t)$ 进行解码时可获得的信息速率为:

$$C_{R \rightarrow x_2} = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 P_S |h_{SR}(t)|^2}{\alpha_1 P_S |h_{SR}(t)|^2 + k P_R |h_I(t)|^2 + \sigma^2} \right) \quad (4)$$

当 R 对 $x_2(t)$ 成功解码后, 将提取 $x_2(t)$ 并对 $x_1(t)$ 进行检测, 因此, R 对 $x_1(t)$ 进行解码时可获得的信息速率为:

$$C_{R \rightarrow x_1} = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 P_S |h_{SR}(t)|^2}{k P_R |h_I(t)|^2 + \sigma^2} \right) \quad (5)$$

最后, R 对 $x_1(t)$ 成功解码后将转发解码信号 $s(t)$ 给目的端 D , 根据式 (2), D 对 $x_2(t)$ 进行检测时可获得的信息速率可表示为:

$$C_{D \rightarrow x_2} = \log_2 \left(1 + \frac{P_R |h_{RD}(t)|^2}{\sigma^2} \right) \quad (6)$$

综合式 (4) 和 (5) 可以得到, R 可实现的总的的数据

$$P_{\text{out}} = \Pr \left\{ \log_2 \left(1 + \min \left(\underbrace{\frac{\alpha_2 P_S |h_{SR}(t)|^2}{\alpha_1 P_S |h_{SR}(t)|^2 + k P_R |h_I(t)|^2 + \sigma^2}}_{X_1}, \underbrace{\frac{\alpha_1 P_S |h_{SR}(t)|^2}{k P_R |h_I(t)|^2 + \sigma^2}}_{X_2}, \underbrace{\frac{P_R |h_{RD}(t)|^2}{\sigma^2}}_{X_3} \right) \right) < \bar{R} \right\} \\ = 1 - \Pr \{ X_1 > 2^{\bar{R}} - 1 \} \cdot \Pr \{ X_2 > 2^{\bar{R}} - 1 \} \cdot \Pr \{ X_3 > 2^{\bar{R}} - 1 \} \quad (11)$$

本文考虑 $|h_{SR}(t)|^2$, $|h_{RD}(t)|^2$, $|h_{SE}(t)|^2$, $|h_{RE}(t)|^2$ 和 $|h_I(t)|^2$ 均服从瑞利衰落, 其瑞利衰落因子分别为 λ_{SR} , λ_{RD} , λ_E , λ_{RE} 和 λ_I , 考虑在一个符号传输周期内, 信

$$\Pr \{ X_1 > 2^{\bar{R}} - 1 \} = \frac{\lambda_{SR} P_S (1 - \alpha_1 2^{\bar{R}})}{\lambda_I k P_R (2^{\bar{R}} - 1) + \lambda_{SR} P_S (1 - \alpha_1 2^{\bar{R}})} \cdot e^{-\frac{(2^{\bar{R}} - 1) \sigma^2}{\lambda_{SR} (\alpha_1 P_S - \alpha_1 P_S (2^{\bar{R}} - 1))}} \quad (12)$$

其中, 条件 a 为: $\frac{\alpha_2}{\alpha_1} > 2^{\bar{R}} - 1$.

速率为:

$$C_R = \min(C_{R \rightarrow x_2}, C_{R \rightarrow x_1}) \quad (7)$$

综合式 (6) 和 (7) 可以得到, 目的端 D 可获得的数据速率为

$$C_D = \min(C_{R \rightarrow x_2}, C_{D \rightarrow x_2}) \quad (8)$$

根据式 (3), 窃听端 E 采用 MRC 合并信号时, 可实现的传输速率可以表示为:

$$C_E = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 P_S |h_{SE}(t)|^2}{\alpha_1 P_S |h_{SE}(t)|^2 + \sigma^2} + \frac{P_R |h_{RE}(t)|^2}{\sigma^2} \right) \quad (9)$$

3 安全可靠性能分析

本文参考文献 [13], 考虑系统信道状态信息已知的情况, 通过两个主要参数来衡量系统的安全可靠性: 中断概率和截获概率. 下面我们结合 2.2 节中对所提出的 NFCR-E-NOMA 系统模型中合法用户和窃听用户可获得的实际传输速率来分析系统安全可靠性能.

3.1 系统中断概率

对于本文考虑的如图 1 所示 NFCR-E-NOMA 系统模型而言, 系统发生中断的情况有两种:

(1) R 无法对 $x_1(t)$ 进行解码. R 可以成功的对 $x_1(t)$ 进行解码的条件是要求 R 既可以对 $x_2(t)$ 成功解码同时对 $x_1(t)$ 成功解码, 若用 \bar{R} 表示系统正常运行所要求的最低传输速率, 则可以表示为 $(C_{R \rightarrow x_2} > \bar{R}) \cap (C_{R \rightarrow x_1} > \bar{R})$.

(2) D 无法对 $x_2(t)$ 进行解码. 而 D 可以成功的对 $x_2(t)$ 进行解码的条件是要求 R 既可对 $x_2(t)$ 成功解码同时 D 对 $x_2(t)$ 成功解码, 即 $(C_{R \rightarrow x_2} > \bar{R}) \cap (C_{D \rightarrow x_2} > \bar{R})$.

因此, 综上结合 (1) 和 (2), 系统中断概率可计算如下:

$$P_{\text{out}} = \Pr \{ \min(C_{R \rightarrow x_1}, C_{R \rightarrow x_2}, C_{D \rightarrow x_2}) < \bar{R} \} \quad (10)$$

将式 (4)、(5) 和 (6) 代入式 (10), 可以得到式 (11):

道是平坦的, 因此, 为了表示简便, 后续分析过程中省去时间 t 的表示, 则式 (11) 中各项可计算如下:

$$\Pr\{X_2 > 2^{\bar{R}} - 1\} = \Pr\left\{|h_{SR}|^2 > \frac{(kP_R |h_I|^2 + \sigma^2)(2^{\bar{R}} - 1)}{\alpha_1 P_S}\right\} = \frac{\alpha_1 P_S \lambda_{SR}}{\alpha_1 P_S \lambda_{SR} + (2^{\bar{R}} - 1)kP_R \lambda_I} \cdot e^{-\frac{\sigma^2(2^{\bar{R}} - 1)}{\alpha_1 P_S \lambda_{SR}}} \quad (13)$$

$$\Pr\{X_3 > 2^{\bar{R}} - 1\} = \Pr\left\{\frac{P_R |h_{RD}(t)|^2}{\sigma^2} > 2^{\bar{R}} - 1\right\} = e^{-\frac{(2^{\bar{R}} - 1)\sigma^2}{P_R \lambda_{RD}}} \quad (14)$$

综合式(11)~(14),可以得到系统中断概率可计算如下:

$$P_{\text{out}} = 1 - \frac{\alpha_1 (1 - \alpha_1 2^{\bar{R}}) \lambda_{SR}^2 P_S^2}{(\lambda_I k P_R (2^{\bar{R}} - 1) + \lambda_{SR} P_S (1 - \alpha_1 2^{\bar{R}})) \cdot (\alpha_1 P_S \lambda_{SR} + (2^{\bar{R}} - 1)kP_R \lambda_I)} \cdot e^{-\left(\frac{(2^{\bar{R}} - 1)\sigma^2}{P_R \lambda_{RD}} + \frac{\sigma^2(2^{\bar{R}} - 1)}{\alpha_1 P_S \lambda_{SR}} + \frac{(2^{\bar{R}} - 1)\sigma^2}{\lambda_{SR}(\alpha_1 P_S - \alpha_1 P_S (2^{\bar{R}} - 1))}\right)} \quad (15)$$

3.2 系统截获概率

对于本文考虑的如图 1 所示 NFCR-E-NOMA 系统模型而言,当窃听者可获得的信息速率大于用户 U_2 的目标速率要求时,可以成功截获 U_2 信号,因此,结合式(9),当 E 采用 MRC 合并接收到的两路信号从而获取 U_2 信息时,系统截获概率可计算如下:

$$\begin{aligned} P_{\text{int}} &= \Pr\{C_E > \bar{R}\} \\ &= \Pr\left\{\log_2\left(1 + \frac{\alpha_2 P_S |h_{SE}|^2}{\alpha_1 P_S |h_{SE}|^2 + \sigma^2} + \frac{P_R |h_{RE}|^2}{\sigma^2}\right) > \bar{R}\right\} \end{aligned} \quad (16)$$

其中, Y_1 和 Y_2 的分布函数 $F_{Y_1}(y)$ 和 $F_{Y_2}(y)$ 可分别计算如下:

$$\begin{aligned} F_{Y_1}(y) &= \Pr\left\{\left(1 + \frac{\alpha_2 P_S |h_{SE}|^2}{\alpha_1 P_S |h_{SE}|^2 + \sigma^2}\right) \leq y\right\} \\ &= \Pr\{P_S(\alpha_2 - \alpha_1 y) |h_{SE}|^2 \leq (y - 1)\sigma^2\} \end{aligned} \quad (17)$$

当 $1 < y < \frac{\alpha_2}{\alpha_1}$ 时,式(17)可计算如下:

$$F_{Y_1}(y) = \int_0^{\frac{(y-1)\sigma^2}{P_S(\alpha_2 - \alpha_1 y)}} \frac{1}{\lambda_{SE}} e^{-\frac{y}{\lambda_{SE}}} dy = 1 - e^{-\frac{\sigma^2(y-1)}{P_S \lambda_{SE}(\alpha_2 - \alpha_1 y)}} \quad (18)$$

同理,可以得到 Y_2 的分布函数 $F_{Y_2}(y)$ 可以表示为:

$$F_{Y_2}(y) = \Pr\left\{\frac{P_R |h_{RE}|^2}{\sigma^2} \leq y\right\} = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{\sigma^2}{P_R \lambda_{RE}} y}, & y > 0 \\ 0, & y \leq 0 \end{cases} \quad (19)$$

根据式(18)和(19), Y_1 和 Y_2 的概率密度(PDF)函数 $f_{Y_1}(y)$ 和 $f_{Y_2}(y)$ 可分别计算如下:

$$f_{Y_1}(y) = \frac{\alpha_2 \sigma^2}{P_S \lambda_{SE} (\alpha_2 - \alpha_1 y)^2} e^{-\frac{\sigma^2(y-1)}{P_S \lambda_{SE} (\alpha_2 - \alpha_1 y)}}, 1 < y < \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \quad (20)$$

$$f_{Y_2}(y) = \frac{\sigma^2}{P_R \lambda_{RE}} e^{-\frac{\sigma^2}{P_R \lambda_{RE}} y}, y > 0 \quad (21)$$

结合式(16)~(21)可以得到:

$$\begin{aligned} P_{\text{int}} &= \Pr\{Y_1 + Y_2 > 2^{\bar{R}}\} \\ &= \int_0^{\infty} f_{Y_2}(y_2) [1 - F_{Y_1}(2^{\bar{R}} - y_2)] dy_2 \end{aligned} \quad (22)$$

结合式(18)、(21)和(22)可以得到:

$$\text{当 } y_2 \in \left(0, 2^{\bar{R}} - \frac{\alpha_2}{\alpha_1}\right) \text{ 时, } F_{Y_1}(2^{\bar{R}} - y_2) = 1;$$

$$\text{当 } y_2 \in \left(2^{\bar{R}} - \frac{\alpha_2}{\alpha_1}, 2^{\bar{R}} - 1\right) \text{ 时,}$$

$$F_{Y_1}(2^{\bar{R}} - y_2) = 1 - e^{-\frac{\sigma^2(2^{\bar{R}} - y_2 - 1)}{P_S \lambda_{SE} (\alpha_2 - \alpha_1 (2^{\bar{R}} - y_2))}};$$

当 $y_2 \in (2^{\bar{R}} - 1, \infty)$ 时, $F_{Y_1}(2^{\bar{R}} - y_2) = 0$.

所以我们可以得到系统总的截获概率可计算为:

$$\begin{aligned} P_{\text{int}} &= \int_{2^{\bar{R}} - 1}^{\infty} f_{Y_2}(y_2) dy_2 \\ &\quad + \int_{2^{\bar{R}} - \frac{\alpha_2}{\alpha_1}}^{2^{\bar{R}} - 1} f_{Y_2}(y_2) (1 - F_{Y_1}(2^{\bar{R}} - y_2)) dy_2 \\ &= e^{-\frac{\sigma^2}{P_R \lambda_{RE}} (2^{\bar{R}} - 1)} + \int_{2^{\bar{R}} - \frac{\alpha_2}{\alpha_1}}^{2^{\bar{R}} - 1} G(y_2) dy_2 \end{aligned} \quad (23)$$

虽然式(23)的第二项很难得到精确的结果,但是我们可以根据 Gaussian-Chebyshev Quadrature 定理^[22], 得到其近似表达式. 因此,式(23)可进一步写为:

$$\begin{aligned} P_{\text{int}} &= e^{-\frac{\sigma^2}{P_R \lambda_{RE}} (2^{\bar{R}} - 1)} + \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_1} \\ &\quad \cdot \frac{\pi}{N} \sum_{n=1}^N \sqrt{1 - \phi_n^2} G\left(\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2\alpha_1} \phi_n + \frac{\alpha_1 2^{\bar{R}+1} - 1}{2\alpha_1}\right) \end{aligned} \quad (24)$$

$$\text{其中, } G(z) = \frac{\sigma^2}{P_R \lambda_{RE}} e^{-\frac{\sigma^2}{P_R \lambda_{RE}} z} e^{-\frac{\sigma^2(2^{\bar{R}} - z - 1)}{P_S \lambda_{SE} (\alpha_2 - \alpha_1 (2^{\bar{R}} - z))}},$$

$$\phi_n = \cos\left(\frac{(2n - 1)\pi}{2N}\right).$$

4 仿真结果

本文针对所提 NFCR-E-NOMA 系统,重点分析非理想自干扰因素对于存在窃听者的 NOMA 系统性能的影响,通过搭建 Matlab 仿真平台进行性能分析和验证,从而为实际系统设计做参考. 仿真中,考虑一个下行链路蜂窝系统,BS 发送包含两个用户消息(即 U_1 和 U_2) 的复合信号,且 BS 到 U_1 链路信道条件好于 BS 到 U_2 链路信道条件, U_1 作为中继将接收到的 BS 信号进行解码并转发给 U_2 ,考虑 U_1 作为中继转发信号时存在自干扰的影响,文中用 k 表示. 此外,模型中考虑主链路周围存在一个窃听者. 考虑各节点之间的链路服从瑞利衰落,且瑞利衰落因子为 $\lambda_{SR} = 1, \lambda_{RD} = 1, \lambda_I = 1$.

本小节仿真结果分为两部分,图 2~5 为系统中断性能结果,图 6~8 为系统截获性能结果. 如非特别说明,仿真参数均设置为:系统正常通信所要求的最低传输速率 $\bar{R} = 0.4$,功率分配系数 $\alpha_1 = 0.3, \alpha_2 = 0.7$,当 $\alpha_1 \neq 0.3$ 时, $\alpha_2 = 1 - \alpha_1$.

图 2 所示为针对如图 1 所示的所提 NFCR-E-NOMA 系统,中继节点 R 分别在理想条件和不同的自干扰条件下转发信号时系统中断概率性能情况对比,其中 $k=0$ 表示理想的中继转发信号, $k=0.1/0.5$ 表示中继转发信号时不同程度的自干扰影响因子,中继转发功率 $P_R=20\text{dB}$. 由图 2 可以看出,不论全双工中继是否可以实现理想的自干扰删除,系统中断概率均随着基站信号发射功率的增大而降低,这是显而易见的,因为基站信号发射功率越大,用户接收到的信号越强,在噪声和干扰条件一定的情况下,用户可获得的传输速率也越大,因此不易发生中断事件. 另一方面,我们从图 2 还可以看出,当基站信号发射功率一定时,非理想中继系统中断概率大于理想中继系统中断概率,而且中继自干扰因子越大,中断概率越高. 这是因为中继系统的自干扰情况使得中继在接收原始信号的同时额外增加了

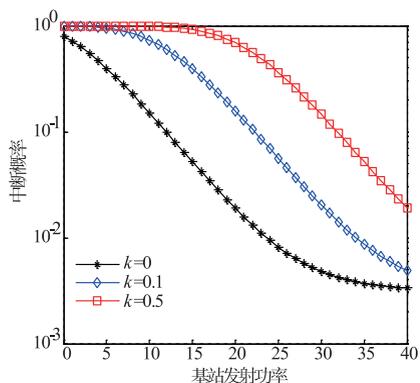


图 2 不同自干扰条件下系统中断概率随基站发射功率的变化情况

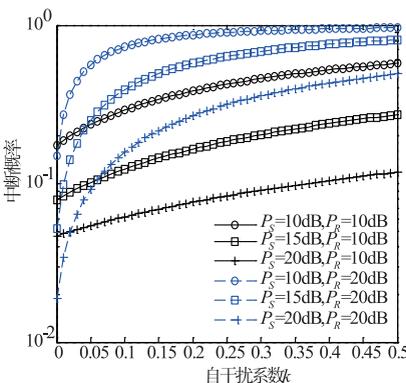


图 3 系统中断概率随自干扰系数变化情况

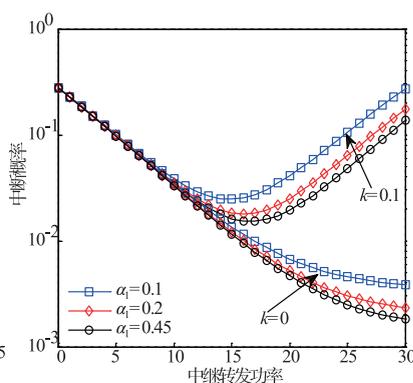


图 4 系统中断概率随中继转发功率的变化情况

图 4 所示为 NFCR-E-NOMA 系统中,中继节点转发信号时分别在理想条件和存在干扰条件下系统中断概率随中继转发功率的变化情况,其中 $k=0$ 表示理想的中继转发信号, $k=0.1$ 表示中继转发信号时存在自干扰影响, $P_s=30\text{dB}$. 由图 4 可以看出,当全双工中继为理想的非自干扰系统时,系统中断概率随着中继发射功率的增加而单调递减;而当全双工中继存在自干扰时,系统中断概率随着中继发射功率的增加先降低后增加,这是因为当中继转发功率较小时,即使存在自干扰影响,但由于基数较小,所以系统中断概率总体降低,而当中继转发功率较大时,自干扰的影响相对明显,因此系统中断概率又会增加.

图 5 所示为 NFCR-E-NOMA 系统中,中继节点转发信号时分别在理想条件和存在干扰条件下系统中断概率随着目标数据速率的变化情况,其中 $k=0$ 表示理想的中继转发信号, $k=0.1$ 表示中继转发信号时存在自干扰影响, $P_R=20\text{dB}$. 由图 5 可以看出,随着目标数据速率的增大,系统中断概率会增加,而且当基站发

中继本身的干扰,如式(1)所示,而在衡量系统中断概率时,首先要确保的是中继节点 R 能够对用户数据进行正确解码,如式(10)中所示,因此,中继系统自干扰情况会增加中继解码时的干扰项,从而使得中继 R 的实际传输速率降低导致中断概率升高.

图 3 所示为 NFCR-E-NOMA 系统中,不同的自干扰条件下系统中断概率变化情况. 由图 3 可以看出,当 $P_R=10\text{dB}$ 时,系统中断概率随着中继自干扰系数的增加而缓慢增大;而当 $P_R=20\text{dB}$ 时,系统中断概率随着中继自干扰系数的增加先快速增大然后缓慢增加,这说明,在中继解码转发功率较大条件下,当系统由理想状态变为自干扰状态时,中断概率变化较大,因为功率基数较大. 而当中继解码转发功率较小时,系统中断概率受自干扰系数的影响较小,而这种变化的差别与基站发射功率无关.

射功率较大($P_s=25\text{dB}$)时,理想条件下系统中断概率增加的速度更快,而非理想条件下系统中断概率则增加的较为缓慢,这说明,在理想条件下,基站发射功率的大小对系统中断概率的影响更大,从式(11)也可以看出,此时 $k=0$;从图 5 还可以看出,当 $P_s=10\text{dB}$ 且 $k=0$ 时的系统中断概率要大于 $P_s=25\text{dB}$ 且 $k=0.1$ 时的系统的中断概率,也就是说当系统自干扰影响较小时,通过增大发射功率可以降低系统中断概率,从而获得与系统理想条件下相同的中断性能,这一点说明了基站发射功率和中继自干扰因子之间的折衷关系.

图 6 所示为 NFCR-E-NOMA 系统中,系统截获概率随着基站发射功率的变化情况. 为了区别窃听链路和主链路的信道状态,引入主链路和窃听链路平均衰落系数比 $\lambda_{me} = \lambda_m / \lambda_e$, $\lambda_m = \lambda_{SR}$, $\lambda_e = \lambda_{SE} = \lambda_{RE}$. 仿真参数设置为: $P_R=15\text{dB}$, $\lambda_{me}=10$, $\lambda_l=1$. 由图 6 可以看出,随着基站发射功率的增加,系统截获概率单调递增. 系统截获概率等级与目标数据传输速率密切相关,目标数据传输速率越大,系统截获概率越小,这是因为在信道

条件一定的情况下,窃听链路在截获信息时可获得的传输速率是一定的,当目标数据传输速率提高时,窃听者将难以对所截获信息进行正确解码.另一方面,从图6还可以看出,在目标数据传输速率一定的情况下,功率分配对系统截获概率的影响较大, α_1 越大,系统截获概率越低,这是因为 α_1 增大 α_2 降低,即为 U_2 分配的功率降低,因此,对于窃听者而言将更加难以获取 U_2 信息,从而导致截获概率降低.

图7所示为NFCR-E-NOMA系统中,系统截获概率随着中继发射功率的变化情况.仿真参数设置为: $\lambda_{me} =$

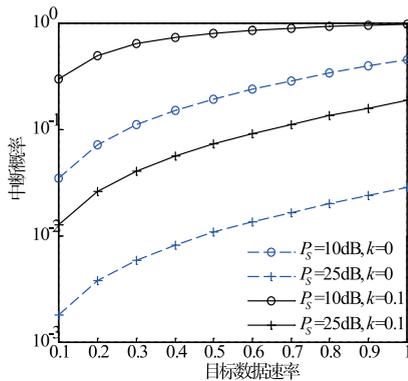


图5 中断概率随目标数据速率的变化情况

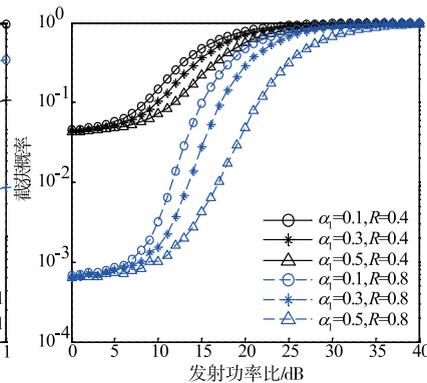


图6 系统截获概率随发射功率比的变化情况

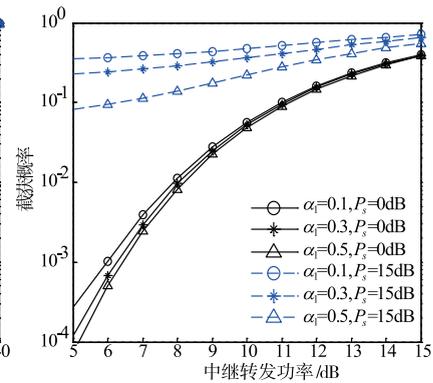


图7 系统截获概率随中继转发功率的变化情况

5 结论

本文首次对存在窃听者的下行非理想自干扰全双工协作中继 NOMA (NFCR-E-NOMA) 系统进行了研究.考虑两用户的 NOMA 方案,分别从系统中断概率和系统截获概率的角度分析了全双工协作中继的自干扰因素对于 NFCR-E-NOMA 系统安全中断性能的影响;推导了系统中断概率和截获概率的闭合表达式.结果表明,全双工中继转发的自干扰因素对系统性能的影响较大.需要说明的是,为了衡量自干扰因素对于存在窃听者的系统安全性能的影响,本文初步考虑了两用户的 NOMA 方案以及存在一个窃听者的场景,后续我们将考虑多用户 NOMA 方案以及多窃听者环境下的性能.

参考文献

- [1] GE X H, CHEN J Q, WANG C X, et al. 5G green cellular networks considering power allocation schemes [J]. Science China Information Sciences, 2016, 59(2): 1-14.
- [2] Ding Z G, Liu Y W, Choi J H, et al. Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks [J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(2): 185-191.
- [3] Laneman J N, Tse D N C, Wornell G W, et al. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and

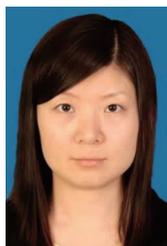
10, $\lambda_l = 1$. 由图7可以看出,当基站发射功率较大时($P_s = 15\text{dB}$),系统截获概率随着中继发射功率的增加变化较小,这是因为,窃听者会接收来自基站发射的信息和中继转发的信息,并采用MRC方式将两路信号合并,因此,当基站发射功率较大时,基站测发出的信号对窃听者的信息截获起主要影响作用.反之,当基站发射功率较小时($P_s = 0\text{dB}$),中继转发的信号将对窃听者的信息截获起主要影响作用,因此,随着中继发射功率的增加,系统截获概率明显增加.

outage behavior [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12): 3062-3080.

- [4] Choi J. Non-orthogonal multiple access in downlink coordinated two point systems [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(2): 313-316.
- [5] Ding Z, Peng M, Poor H V. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems point systems [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(8): 1462-1465.
- [6] Ding Z, Dai H, Poor H V. Relay selection for cooperative NOMA [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016, 5(4): 416-419.
- [7] Men J, Ge J. Non-orthogonal multiple access for multiple-antenna relaying networks [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 19(10): 1686-1689.
- [8] Zhong C, Zhang Z. Non-orthogonal multiple access with cooperative full-duplex relaying [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(12): 2478-2481.
- [9] Zhang L, Liu J Q, Xiao M, et al. Performance analysis and optimization in downlink NOMA systems with cooperative full-duplex relaying [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(10): 2398-2412.
- [10] Mukherjee A, Fakoorian S A A, J Huang, et al. Principles of physical layer security in multiuser wireless networks: a survey [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(3): 1550-1573.

- [11] Dai B, Ma Z. Multiple-accessrelay wiretap channel [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2014, 10(9): 1835 – 1849.
- [12] Zou Y, Wang X, Shen W. Optimalrelay selection for physical-layer security in cooperative wireless networks [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(10): 2099 – 2111.
- [13] Zou Y, Wang X, Shen W. Security versus reliability analysis of opportunistic relaying [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(6): 2653 – 2661.
- [14] Zou Y, Zhu J, Wang X, et al. Improving physical-layer security in wireless communications using diversity techniques [J]. IEEE Network, 2014, 29(1): 42 – 48.
- [15] Zhang Y, Wang H M. Secrecy sum rate maximization in non-orthogonal multiple access [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(5): 930 – 933.
- [16] Li Y, Jiang M, Zhang Q, et al. Secure beamforming in downlink MISO non-orthogonal multiple access systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(8): 7563 – 7567.
- [17] He B, Liu A, Yang. On the design of secure non-orthogonal multiple access systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(10): 2196 – 2206.
- [18] Liu Y, Qin Z, ElKashlan M, et al. Enhancing the physical layer security of non-orthogonal multiple access in large-scale networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(3): 1656 – 1672.
- [19] Zhang Z Q, Ma Z, Xiao M, et al. Full-duplex device-to-device aided cooperative non-orthogonal multiple access [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(5): 4467 – 4471.
- [20] Phan K T, Le-Ngoc T. Power allocation for buffer-aided full-duplex relaying with imperfect self-interference cancellation and statistical delay constraint [J]. IEEE Access, 2016, 4: 3961 – 3974.
- [21] DoT P and Yun H K. Resource allocation for a full-duplex wireless-powered communication network with imperfect self-interference cancellation [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(12): 2482 – 2485.
- [22] Hildebrand F B. Introduction to Numerical Analysis [M]. London: McGraw-Hill, 1974.

作者简介



李美玲 女, 1982 年生于山西宁武. 2012 年毕业于北京邮电大学, 获博士学位. 现为太原科技大学副教授. 主要研究方向为无线通信关键技术、认知无线网络、协作通信、物理层安全技术、NOMA.

E-mail: meilings - li@126.com



李莹(通信作者) 女, 1994 年生于山西河津, 现为太原科技大学电子信息工程学院硕士研究生, 主要研究方向为无线认知网络的物理层安全性能.

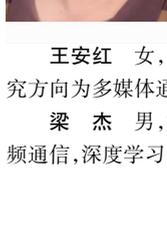
E-mail: 564932926@qq.com



Sami Muhaidat 男, 英国萨里大学教授, 主要研究方向为无线通信关键技术、物理层安全、物联网技术等.



王刚飞 男, 1981 年生于山西清徐, 现为太原科技大学助教, 主要研究方向为信道估计、协作频谱感知.



董增寿 男, 1979 年生于山西寿阳, 现为太原科技大学教授. 主要研究方向为故障诊断、图像处理与模式识别、专网通信技术等.

王安红 女, 1972 年生于山西, 现为太原科技大学教授, 主要研究方向为多媒体通信等.

梁杰 男, 加拿大大西蒙特泽夫大学教授, 主要研究方向为视频通信、深度学习等.