

基于无线携能和非正交多址接入的 认知中继网络中断性能分析*

王玉俊, 罗丽平

广西民族大学电子信息学院, 广西南宁 530006

摘要: 研究了基于无线携能通信 (SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer) 和非正交多址接入 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 的认知中继网络的中断性能。针对具有直接链路通信和两阶段通信两种传输模式, 推导了系统总体中断概率的解析表达式和高信噪比条件下的渐近表达式, 并通过 Monte-Carlo 仿真验证了理论推导的正确性。仿真结果表明, 系统在直接通信模式下能获得更好的中断性能。此外, 与传统的正交多址接入认知中继网络相比, 基于 SWIPT-NOMA 的认知中继网络能获得更好的中断性能和更高的能量效率。

关键词: 无线携能通信; 非正交多址接入; 认知中继网络; 中断性能; 分集增益

中图分类号: TN925 **文献标志码:** A **文章编号:** 2097-0137 (2023) 01-0169-12

Outage performance analysis for cognitive relay networks based on SWIPT and NOMA

WANG Yujun, LUO Liping

School of Electronics Information, Guangxi Minzu University, Nanning 530006, China

Abstract: The outage performance of the cognitive relay networks is analyzed based on simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) and non-orthogonal multiple access (NOMA). The analytical expressions of overall outage probability and asymptotic expressions on high signal-to-noise ratio (SNR) are derived for the direct link transmission mode and the two-stage communication transmission mode. The analytical expressions are validated by Monte-Carlo simulations. The simulation results demonstrate that the outage performance is improved by through the direct link transmission. Furthermore, compared with the conventional cognitive relay networks with orthogonal multiple access (OMA), superior outage performance and high energy efficiency are achieved for the cognitive relay networks based on SWIPT-NOMA.

Key words: simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT); non-orthogonal multiple access (NOMA); cognitive relay networks; outage performance; diversity gain

* 收稿日期: 2022-01-21 录用日期: 2022-06-17 网络首发日期: 2022-09-19

基金项目: 国家自然科学基金(61762011); 广西自然科学基金(2018GXNSFAA294059);
广西民族大学研究生创新计划(gxmzu-chxps202089)

作者简介: 王玉俊(1996年生), 男; 研究方向: 新一代无线通信技术; E-mail: WangYJ509509@163.com

通信作者: 罗丽平(1980年生), 女; 研究方向: 新一代无线通信技术; E-mail: luoliping@gxmzu.edu.cn

近年来,随着移动通信业务的迅猛发展,对移动数据流量的需求呈现出爆炸性的增长。但是目前无线通信技术一直面临着频谱资源短缺、频谱利用率低以及能耗等问题的挑战。如何同时提高通信的频谱效率和能量效率受到了业界和学界的广泛关注。

非正交多址接入技术可以在提高频谱效率的同时,提供更好的用户公平性,受到越来越多的学者关注^[1-2]。目前,NOMA技术已经在5G移动通信系统中得到了应用,成为5G最有前景的技术之一^[3]。另外,认知无线电(CR, cognitive radio)作为一种灵活、自主的动态频谱共享方式,也被看成是一种能解决频谱资源紧缺、提高频谱利用率的有效途径。将NOMA与CR技术相结合,可以使系统的吞吐量和频谱效率得到大幅度提高^[4]。

在传统的协作NOMA网络中,中继消耗电池能量来转发信息。但是在实际应用中,电池的能量是非常有限的,需要经常充电或更换电池,在一些特殊环境下(如沙漠、海底等)造成使用的不便利。为了解决电源续航问题,提高无线通信系统的能量效率,一种新的技术——无线携能通信应运而生^[5]。SWIPT技术可以同时传输无线信息和能量,在与设备进行信息交互时,为设备提供能量,从而有效地提高能量效率。另外,在无线能量传输技术中,SWIPT技术利用射频(RF, radio frequency)信号同时携带能量与信息的特点可以使节点可以在接收信息的同时收集能量,成为解决节点能量受限问题的一种有效方法^[6]。因此将SWIPT和NOMA技术应用到认知无线网络中,简称SWIPT-NOMA认知网络,成为一个新的研究热点。

为了定量衡量SWIPT、NOMA技术为认知无线电系统带来的性能增益,学者们展开了大量的研究。文献[7]针对混合NOMA系统,提出一种新的动态功率分配方案,并推导了该方案下中断概率解析表达式以及高信噪比(SNR, signal-to-noise ratio)条件下的渐近表达式。文献[8]研究了基于SWIPT认知中继网络在Nakagami-m信道环境下的中断性能,推导了中断概率的闭合表达式,分析了能量转换效率、最大干扰功率约束等因素对中断性能的影响。文献[9]针对基于SWIPT的underlay频谱共享模式认知无线网络,推导了中断概率的闭合表达式以及渐近表达式。文献[10-11]针对基于SWIPT-NOMA的中继网络,在采用固定功率分配和动态功率分配两种不同策略下,推导了用户中断概率的闭合表达式。文献[12]推导了SWIPT-NOMA认知中继网络在高信噪比条件下系统的整体中断概率的解析表达式和分集阶数。

然而,上述文献考虑的都是两跳中继网络,忽略了发射机到目的用户之间的直接通信链路。文献[13]虽然考虑了直接通信链路,但是只导出了接收用户的中断概率表达式,没有从系统角度研究整体中断性能。为了更深入精确地评估SWIPT和NOMA技术给认知中继网络带来的性能增益,本文考虑了具有直接通信链路的SWIPT-NOMA认知中继网络,并从整体上研究系统的中断性能,主要创新点:①推导了具有直接通信链路传输和两阶段通信传输两种模式下系统整体中断概率的表达式,以及高信噪比条件下的渐进表达式,更全面地对SWIPT-NOMA认知中继网络进行中断性能分析,从而为系统设计者提供可靠准确的理论性能评估依据;②通过实验仿真验证,对SWIPT-NOMA认知中继网络、SWIPT-OMA认知中继网络以及传统的NOMA认知中继网络的中断性能和能量效率进行比较,揭示NOMA技术在传输可靠性方面带来的增益,以及SWIPT技术在能量效率方面带来的增益,从而为SWIPT和NOMA技术在认知中继网络中的应用提供理论支撑。

1 系统模型

系统模型如图1所示,包含主用户接收机 p 和1个认知中继网络,认知用户与主用户采用underlay模式共享频谱。认知中继网络由1个次用户发射机 s 、1个中继节点 r 和2个次用户接收机 $d_i(i=1, 2)$ 组成。假设 d_1 离 s 较远,称为弱用户; d_2 离 s 较近,称为强用户。假设每个节点只安装有1根天线,所有节点间的链路都是独立的瑞利平衰落信道,信道系数用 h_{ij} 表示,其中 $t \in \{s, r\}$ 、 $j \in \{r, p, d_1, d_2\}$,对应的信道增益 $X_{ij} = |h_{ij}|^2$ 服从参数为 λ_{ij} 的指数分布,其概率密度函数为 $f_{X_{ij}}(x) = \lambda_{ij} e^{-\lambda_{ij} x}$, $x > 0$ 。

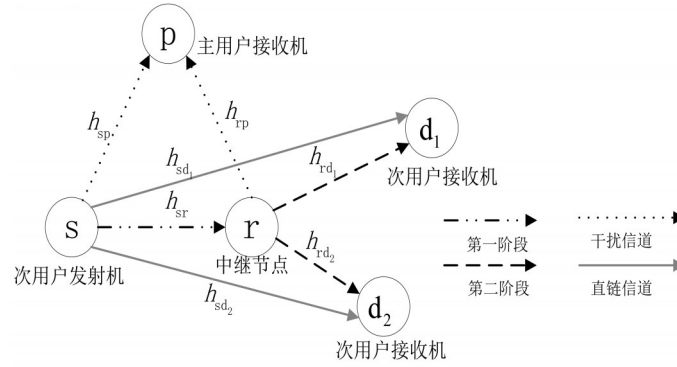


图 1 系统模型

Fig. 1 System model

2 信号传输模式

假设主用户发射机距离中继和次用户接收机较远, 系统可以忽略主用户发射机对中继节点和次用户接收机的干扰。为了保证主用户的服务质量(QoS, quality of service), 次用户发射机对主用户接收机的干扰不能超过其最大干扰容限 I , 次用户的发射功率 P_s 需满足

$$P_s = \min \left\{ P, \frac{I}{X_{sp}} \right\}, \quad (1)$$

其中 P 是次用户发射机的最大发射功率。

次用户发射机和接收机之间的信号传输有以下两种通信模式:

(1) 直接通信模式

$s \rightarrow d_i$ 通信链路条件好时, 次用户发射机采用叠加编码技术, 直接向次用户接收机发送信号 $\sqrt{\beta_1 P_s} x_1 + \sqrt{\beta_2 P_s} x_2$, x_1 和 x_2 表示发送给 d_1 和 d_2 的信息, β_1 和 β_2 表示功率分配因子, 且 $\beta_1 > \beta_2$ 和 $\beta_1 + \beta_2 = 1$, $0 < \beta_1, \beta_2 < 1$. 则在用户 $d_i (i = 1, 2)$ 处接收到的信号 $y_{d_i}^1$ 为

$$y_{d_i}^1 = \sqrt{P_s X_{sd_i}} \left(\sqrt{\beta_1} x_1 + \sqrt{\beta_2} x_2 \right) + n_{d_i}, \quad (2)$$

其中 n_{d_i} 为用户 d_i 处的加性高斯白噪声, 且 $n_{d_i} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$.

根据NOMA的串行干扰消除(SIC, successive interference cancellation)原理, d_1 将 d_2 的信号视为干扰, 用户 d_1 的可达速率 R_1^1 为

$$R_1^1 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\rho_s \beta_1 X_{sd_1}}{\rho_s \beta_2 X_{sd_1} + 1} \right), \quad (3)$$

其中 $\rho_s = \frac{P_s}{\sigma^2}$.

对于用户 d_2 , 在检测自身信号 x_2 之前, 需要正确解码信号 x_1 . 此时用户 d_2 关于解码信号 x_1 的可达速率 $R_{1 \rightarrow 2}^1$ 为

$$R_{1 \rightarrow 2}^1 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\rho_s \beta_1 X_{sd_2}}{\rho_s \beta_2 X_{sd_2} + 1} \right). \quad (4)$$

设 R_1^* 表示 d_1 的目标速率要求, 当 $R_{1 \rightarrow 2}^1 > R_1^*$ 时, d_2 可以采用SIC技术成功消除信号 x_1 . 此时用户 d_2 的可达速率 R_2^1 为

$$R_2^1 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \rho_s \beta_2 X_{sd_2} \right). \quad (5)$$

(2) 两阶段通信模式

当 $s \rightarrow d_i$ 通信链路传输中断时, 只能借助中继进行信号传输。此时信号传输分两个阶段进行。

第 1 阶段: 次用户发射机向中继节点发送信号 $\sqrt{\beta_1 P_s} x_1 + \sqrt{\beta_2 P_s} x_2$ 。中继节点采用基于功率分割模式的 SWIPT 技术, 功率分割参数为 $\omega (0 \leq \omega < 1)$, 其中 ωP_s 用于能量转换, $(1 - \omega) P_s$ 用于信息传输。中继节点处接收到的信号 y_r 为

$$y_r = \sqrt{(1 - \omega) P_s X_{sr}} (\sqrt{\beta_1} x_1 + \sqrt{\beta_2} x_2) + n_r, \quad (6)$$

其中 n_r 为中继节点处, 均值为 0, 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。

中继节点接收到信号后, 首先检测信号 x_1 , 其可达速率 R_{x_1} 为

$$R_{x_1} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{(1 - \omega) X_{sr} \rho_s \beta_1}{(1 - \omega) X_{sr} \rho_s \beta_2 + 1} \right). \quad (7)$$

如果 $R_{x_1} > R_1^*$, 中继能够成功解码, 并将信号 x_1 消除。此时中继节点上关于信号 x_2 的可达速率 R_{x_2} 为

$$R_{x_2} = \frac{1}{2} \log_2 (1 + (1 - \omega) X_{sr} \rho_s \beta_2). \quad (8)$$

为了保证中继节点能够正确解码, 需满足

$$\begin{cases} \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{(1 - \omega) X_{sr} \rho_s \beta_1}{(1 - \omega) X_{sr} \rho_s \beta_2 + 1} \right) \geq R_1^*, \\ \frac{1}{2} \log_2 (1 + (1 - \omega) X_{sr} \rho_s \beta_2) \geq R_2^*, \end{cases} \quad (9)$$

其中 R_2^* 表示 d_2 的目标速率要求。经过代数运算, 式(9)可以改写为

$$\begin{cases} (1 - \omega) X_{sr} \rho_s (1 - 2^{2R_1^*} \beta_2) \geq 2^{2R_1^*} - 1, \\ (1 - \omega) X_{sr} \rho_s \geq 2^{2R_2^*} - 1. \end{cases} \quad (10)$$

根据式(10), 可以得到功率分配因子 β_2 和功率分割因子 ω 的表达式为

$$\beta_2 = \frac{2^{2R_2^*} - 1}{2^{2R_1^* + 2R_2^*} - 1}, \quad (11)$$

和

$$\omega = \max \left\{ 0, 1 - \frac{2^{2R_1^* + 2R_2^*} - 1}{X_{sr} \rho_s} \right\}. \quad (12)$$

中继节点处收集的能量 E_r^H 由文献[13]给出, 为

$$E_r^H = \frac{1}{2} \eta \omega P_s X_{sr}, \quad (13)$$

其中 η 表示能量转换效率。

根据式(12)和式(13), 中继节点获得的功率 P_r^H 为

$$P_r^H = \eta \omega P_s X_{sr} = \begin{cases} \eta (P_s X_{sr} - \varepsilon), & P_s X_{sr} \geq \varepsilon, \\ 0, & P_s X_{sr} < \varepsilon, \end{cases} \quad (14)$$

其中 $\varepsilon = 2^{2(R_1^* + R_2^*)} - 1$ 。

第 2 阶段: 中继节点转发消息给 d_i , 为保证主用户的 QoS, 中继节点的发射功率 P_r 需满足以下条件

$$P_r = \min \left\{ P_r^H, \frac{I}{X_{rp}} \right\}. \quad (15)$$

当信号 x_1 和 x_2 都能正确解码时, 根据 NOMA 工作原理, 中继节点重新将信号 x_1 和 x_2 叠加编码为 $\sqrt{\alpha_1 P_r} x_1 + \sqrt{\alpha_2 P_r} x_2$ 发送给次用户接收机, α_1 和 α_2 表示功率分配因子, 且 $\alpha_1 > \alpha_2$ 和 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, $0 <$

$\alpha_1, \alpha_2 < 1$. 用户 d_1 处接收到的信号表示 $y_{d_1}^2$ 为

$$y_{d_1}^2 = \sqrt{P_r X_{rd_1}} (\sqrt{\alpha_1} x_1 + \sqrt{\alpha_2} x_2) + n_{d_1}. \quad (16)$$

由此可得出, 用户 d_1 的可达速率 R_1^2 为

$$R_1^2 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\rho_r \alpha_1 X_{rd_1}}{\rho_r \alpha_2 X_{rd_1} + 1} \right). \quad (17)$$

用户 d_2 关于信号 x_1 的可达速率 $R_{1 \rightarrow 2}^2$ 为

$$R_{1 \rightarrow 2}^2 = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\rho_r \alpha_1 X_{rd_2}}{\rho_r \alpha_2 X_{rd_2} + 1} \right). \quad (18)$$

用户 d_2 的可达速率 R_2^2 为

$$R_2^2 = \frac{1}{2} \log_2 (1 + \rho_r \alpha_2 X_{rd_2}). \quad (19)$$

3 中断性能分析

3.1 直接链路传输模式下的中断概率

在具有直接链路的传输模式下, 系统总体中断概率 P_{out} 定义为

$$P_{out} = \underbrace{P_r (P_s X_{sd_1} < \varepsilon_1, P_s X_{sd_2} < \varepsilon_2, P_s X_{sr} < \varepsilon)}_{\Delta_{A1}} + \underbrace{P_r (P_s X_{sd_1} < \varepsilon_1, P_s X_{sd_2} < \varepsilon_2, P_s X_{sr} \geq \varepsilon, P_r X_{rd_1} < \varepsilon_1, P_r X_{rd_2} < \varepsilon_2)}_{\Delta_{A2}}, \quad (20)$$

其中 $\varepsilon_1 = 2^{2R_1^c} - 1$ 、 $\varepsilon_2 = 2^{2R_2^c} - 1$. Δ_{A1} 表示直接通信链路发生中断以及次用户发射机到中继节点的传输速率小于目标速率的情况。 Δ_{A2} 表示直接链路发生中断, 中继节点可以正确解码, 但中继节点到次用户接收机的传输速率小于目标速率的情况。

将式 (1) 代入式 (20), Δ_{A1} 可以转化为

$$\Delta_{A1} = \underbrace{P_r \left(X_{sd_1} < \frac{\varepsilon_1}{P}, X_{sd_2} < \frac{\varepsilon_2}{P}, X_{sr} < \frac{\varepsilon}{P}, X_{sp} < \frac{I}{P} \right)}_{\Delta_{A11}} + \underbrace{P_r \left(X_{sd_1} < \frac{X_{sp} \varepsilon_1}{I}, X_{sd_2} < \frac{X_{sp} \varepsilon_2}{I}, X_{sr} < \frac{X_{sp} \varepsilon}{I}, X_{sp} \geq \frac{I}{P} \right)}_{\Delta_{A12}}. \quad (21)$$

为了方便表达, 第 1 项用 Δ_{A11} 表示, 第 2 项用 Δ_{A12} 表示。由于所有的信道都是独立分布的, 可得 Δ_{A11} 的表达式为

$$\Delta_{A11} = \left(1 - e^{-\frac{\lambda_{sd_1} \varepsilon_1}{P}} \right) \left(1 - e^{-\frac{\lambda_{sd_2} \varepsilon_2}{P}} \right) \left(1 - e^{-\frac{\lambda_{sr} \varepsilon}{P}} \right) \left(1 - e^{-\frac{\lambda_{sp} I}{P}} \right). \quad (22)$$

同理可得 Δ_{A12} 的表达式为

$$\begin{aligned} \Delta_{A12} = & \frac{1}{\lambda_{sp}} e^{-\frac{\lambda_{sp} I}{P}} - \left(\frac{I}{\lambda_{sd_1} \varepsilon_1 + \lambda_{sp} I} e^{-\frac{\lambda_{sd_1} \varepsilon_1 + \lambda_{sp} I}{P}} + \frac{I}{\lambda_{sd_2} \varepsilon_2 + \lambda_{sp} I} e^{-\frac{\lambda_{sd_2} \varepsilon_2 + \lambda_{sp} I}{P}} \right) - \frac{I}{\lambda_{sr} \varepsilon + \lambda_{sp} I} e^{-\frac{\lambda_{sr} \varepsilon + \lambda_{sp} I}{P}} \\ & + \frac{1}{\lambda_{sd_1} \varepsilon_1 + \lambda_{sr} \varepsilon + \lambda_{sp}} e^{-\frac{(\lambda_{sd_1} \varepsilon_1 + \lambda_{sr} \varepsilon + \lambda_{sp}) I}{P}} + \frac{1}{\lambda_{sd_2} \varepsilon_2 + \lambda_{sr} \varepsilon + \lambda_{sp}} e^{-\frac{(\lambda_{sd_2} \varepsilon_2 + \lambda_{sr} \varepsilon + \lambda_{sp}) I}{P}} \\ & + \frac{1}{\lambda_{sd_1} \varepsilon_1 + \lambda_{sd_2} \varepsilon_2 + \lambda_{sp}} e^{-\frac{(\lambda_{sd_1} \varepsilon_1 + \lambda_{sd_2} \varepsilon_2 + \lambda_{sp}) I}{P}} + \frac{1}{\lambda_{sd_1} \varepsilon_1 + \lambda_{sd_2} \varepsilon_2 + \lambda_{sr} \varepsilon + \lambda_{sp}} e^{-\frac{(\lambda_{sd_1} \varepsilon_1 + \lambda_{sd_2} \varepsilon_2 + \lambda_{sr} \varepsilon + \lambda_{sp}) I}{P}}. \end{aligned} \quad (23)$$

将式(22)和式(23)代入式(21), 相加可得 Δ_{A_1} 的表达式。将式(1)和式(14)代入式(20), Δ_{A_2} 可转化为

$$\begin{aligned} \Delta_{A_2} = & \left\{ P_r \left\{ X_{sr} \geq \frac{\varepsilon}{P}, X_{rd_1} < \frac{\varepsilon_1}{\eta(PX_{sr} - \varepsilon)}, X_{rd_2} < \frac{\varepsilon_2}{\eta(PX_{sr} - \varepsilon)}, X_{rp} < \frac{I}{\eta(PX_{sr} - \varepsilon)} \right\} \right\} F_{X_{sr}}\left(\frac{I}{P}\right) F_{X_{rd_1}}\left(\frac{\varepsilon_1}{P}\right) F_{X_{rd_2}}\left(\frac{\varepsilon_2}{P}\right) \\ & + \left\{ P_r \left\{ X_{sr} \geq \frac{\varepsilon}{P}, X_{rd_1} < \frac{X_{rp}\varepsilon_1}{I}, X_{rd_2} < \frac{X_{rp}\varepsilon_2}{I}, X_{rp} < \frac{I}{\eta(PX_{sr} - \varepsilon)} \right\} \right\} F_{X_{rp}}\left(\frac{I}{P}\right) F_{X_{rd_1}}\left(\frac{\varepsilon_1}{P}\right) F_{X_{rd_2}}\left(\frac{\varepsilon_2}{P}\right) \\ & + P_r \left\{ \frac{X_{sd_1}}{X_{sp}} < \frac{\varepsilon_1}{I}, \frac{X_{sd_2}}{X_{sp}} < \frac{\varepsilon_2}{I}, \frac{X_{sr}}{X_{sp}} \geq \frac{\varepsilon}{I}, X_{sp} \geq \frac{I}{P}, X_{rd_1} < \frac{\varepsilon_1}{\eta\left(\frac{I}{X_{sp}}X_{sr} - \varepsilon\right)}, X_{rd_2} < \frac{\varepsilon_2}{\eta\left(\frac{I}{X_{sp}}X_{sr} - \varepsilon\right)}, X_{rp} < \frac{I}{\eta\left(\frac{I}{X_{sp}}X_{sr} - \varepsilon\right)} \right\} \\ & + P_r \left\{ \frac{X_{sd_1}}{X_{sp}} < \frac{\varepsilon_1}{I}, \frac{X_{sd_2}}{X_{sp}} < \frac{\varepsilon_2}{I}, \frac{X_{sr}}{X_{sp}} \geq \frac{\varepsilon}{I}, X_{sp} \geq \frac{I}{P}, X_{rd_1} < \frac{X_{rp}\varepsilon_1}{I}, X_{rd_2} < \frac{X_{rp}\varepsilon_2}{I}, X_{rp} < \frac{I}{\eta\left(\frac{I}{X_{sp}}X_{sr} - \varepsilon\right)} \right\}. \end{aligned} \quad (24)$$

计算可得 $\Delta_{A_{21}}$ 的表达式为

$$\begin{aligned} \Delta_{A_{21}} = & e^{-\frac{\lambda_{sr}\varepsilon}{P}} \left[1 - 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}\lambda_{rp}I}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}\lambda_{rp}I}{\eta P}} \right) - 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}\lambda_{rd_1}\varepsilon_1}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}\lambda_{rd_1}\varepsilon_1}{\eta P}} \right) \right. \\ & - 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}\lambda_{rd_2}\varepsilon_2}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}\lambda_{rd_2}\varepsilon_2}{\eta P}} \right) + 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rd_2}\varepsilon_2)}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rd_2}\varepsilon_2)}{\eta P}} \right) \\ & + 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} \right) + 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} \right) \\ & \left. + 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} \right) \right], \end{aligned} \quad (25)$$

其中 $K_n(\cdot)$ 为第二类修正贝塞尔函数^[14]。同理 $\Delta_{A_{22}}$ 的表达式为

$$\begin{aligned} \Delta_{A_{22}} = & e^{-\frac{\lambda_{sr}\varepsilon}{P}} \left[2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}\lambda_{rp}I}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}\lambda_{rp}I}{\eta P}} \right) - \frac{2I}{\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rp}I} \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} \right) \right. \\ & - \frac{2I}{\lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I} \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} \right) + \frac{2I}{\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I} \\ & \left. \cdot \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}(\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I)}{\eta P}} \right) \right]. \end{aligned} \quad (26)$$

令 $X_{sp} \triangleq x$, $X_{sr} \triangleq y$, 则

$$\Delta_{A23} = \left(1 - \frac{I}{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{sd_2}\varepsilon_2} e^{-\frac{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{sd_2}\varepsilon_2}{P}} + \frac{I}{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1} e^{-\frac{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1}{P}} + \frac{I}{\lambda_{sd_2}\varepsilon_2} e^{-\frac{\lambda_{sd_2}\varepsilon_2}{P}} \right) \cdot \left[\frac{I}{\lambda_{sr}\varepsilon + \lambda_{rp}I} e^{-\frac{\lambda_{sr}\varepsilon + \lambda_{rp}I}{P}} - (h(x) + h_1(x, 0) + h_2(x, 0) - h_1(x, I) - h_2(x, I) - h_3(x, 0) + h_3(x, I)) \right], \quad (27)$$

其中

$$\begin{aligned} h(x) &= \int_{\frac{I}{P}}^{\infty} 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x}{\eta I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x}{\eta I}} \right) e^{-\frac{\lambda_{rp}I + \lambda_{sr}\varepsilon}{I}x} dx, \\ h_1(x, 0) &= \int_{\frac{I}{P}}^{\infty} 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x\lambda_{rd_1}\varepsilon}{\eta I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x\lambda_{rd_1}\varepsilon}{\eta I}} \right) e^{-\frac{\lambda_{rp}I + \lambda_{sr}\varepsilon}{I}x} dx, \\ h_1(x, I) &= \int_{\frac{I}{P}}^{\infty} 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x(\lambda_{rd_1}\varepsilon + \lambda_{rp}I)}{\eta I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x(\lambda_{rd_1}\varepsilon + \lambda_{rp}I)}{\eta I}} \right) e^{-\frac{\lambda_{rp}I + \lambda_{sr}\varepsilon}{I}x} dx, \\ h_2(x, 0) &= \int_{\frac{I}{P}}^{\infty} 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x\lambda_{rd_2}\varepsilon}{\eta I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x\lambda_{rd_2}\varepsilon}{\eta I}} \right) e^{-\frac{\lambda_{rp}I + \lambda_{sr}\varepsilon}{I}x} dx, \\ h_2(x, I) &= \int_{\frac{I}{P}}^{\infty} 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x(\lambda_{rd_2}\varepsilon + \lambda_{rp}I)}{\eta I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x(\lambda_{rd_2}\varepsilon + \lambda_{rp}I)}{\eta I}} \right) e^{-\frac{\lambda_{rp}I + \lambda_{sr}\varepsilon}{I}x} dx, \\ h_3(x, 0) &= \int_{\frac{I}{P}}^{\infty} 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x(\lambda_{rd_1}\varepsilon + \lambda_{rd_2}\varepsilon)}{\eta I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x(\lambda_{rd_1}\varepsilon + \lambda_{rd_2}\varepsilon)}{\eta I}} \right) e^{-\frac{\lambda_{rp}I + \lambda_{sr}\varepsilon}{I}x} dx, \\ h_3(x, I) &= \int_{\frac{I}{P}}^{\infty} 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x(\lambda_{rd_1}\varepsilon + \lambda_{rd_2}\varepsilon + \lambda_{rp}I)}{\eta I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr}x(\lambda_{rd_1}\varepsilon + \lambda_{rd_2}\varepsilon + \lambda_{rp}I)}{\eta I}} \right) e^{-\frac{\lambda_{rp}I + \lambda_{sr}\varepsilon}{I}x} dx. \end{aligned}$$

同理, Δ_{A24} 表达式为

$$\Delta_{A24} = \left(1 - \frac{I}{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{sd_2}\varepsilon_2} e^{-\frac{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{sd_2}\varepsilon_2}{P}} + \frac{I}{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1} e^{-\frac{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1}{P}} + \frac{I}{\lambda_{sd_2}\varepsilon_2} e^{-\frac{\lambda_{sd_2}\varepsilon_2}{P}} \right) \cdot \left[h(x) - \frac{I}{\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rp}I} h_1(x, I) - \frac{I}{\lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I} h_2(x, I) + \frac{I}{\lambda_{rd_1}\varepsilon_1 + \lambda_{rd_2}\varepsilon_2 + \lambda_{rp}I} h_3(x, I) \right]. \quad (28)$$

将式(22)、(23)、(25)~(28)代入式(20), 可得直接通信链路传输模式下总的中断概率 P_{out} 的表达式。

为了得到更直观的规律, 进一步推导了直接通信链路传输模式下中断概率的渐近表达式。当 $\rho_s \rightarrow \infty$ 时, 可推导出

$$h_1(x, 0) \approx \ln I. \quad (29)$$

$$h_1(x, I) \approx \frac{2}{\eta} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Gamma(k+1, v)\phi(k+1)}{(k!)^2} - \frac{1}{\eta} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{G(i, k)}{(k!)^2}. \quad (30)$$

$$h_1(0) = 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1}{\lambda_{sr}\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1}{\lambda_{sr}\eta P}} \right) \approx 1 + \frac{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1}{\lambda_{sr}\eta P} \ln \frac{\lambda_{sd_1}\varepsilon_1}{\lambda_{sr}\eta P} = 1. \quad (31)$$

将式(29)、(30)和(31)代入中断概率的表达式可得

$$P_{out} \approx \frac{\ln P}{P} + O \left[\left(\frac{\ln P}{P} \right)^2 \right]. \quad (32)$$

式(32)表明,信噪比越大,中断概率越小。当信噪比趋于无穷大时,次用户获得的分集阶数为1。

3.2 两阶段通信模式的中断概率

两阶段传输模式下,系统总体中断概率 P_{out} 定义为

$$P_{\text{out}} = 1 - P_r\{R_{1 \rightarrow 2}^2 \geq R_1^*, R_2^2 \geq R_2^*, R_1^2 \geq R_1^*\}, \quad (33)$$

其中 $R_1^2 \geq R_1^*$ 表示远端用户 d_1 可以正确解码信号 x_1 的情况, $R_2^2 \geq R_2^*$ 表示近端用户 d_2 可以正确解码信号 x_2 的情况, $R_{1 \rightarrow 2}^2 \geq R_1^*$ 表示近端用户 d_2 可以成功解码信号 x_1 的情况。

将式 $P_r = \min\left\{P_r^H, \frac{I}{X_{\text{rp}}}\right\}$ 代入式(33)可得

$$P_{\text{out}} = 1 - P_r \underbrace{\left(\frac{\alpha_1 P_r^H X_{\text{rd}_1}}{\alpha_1 P_r^H X_{\text{rd}_1} + 1} \geq \varepsilon_1, \frac{\alpha_1 P_r^H X_{\text{rd}_2}}{\alpha_2 P_r^H X_{\text{rd}_2} + 1} \geq \varepsilon_1, X_{\text{sr}} > \frac{\varepsilon}{P_s}, P_r^H < \frac{I}{X_{\text{rp}}}, \alpha_2 P_r^H X_{\text{rd}_2} \geq \varepsilon_2 \right)}_{\Delta_{\text{B1}}} + P_r \underbrace{\left(X_{\text{sr}} > \frac{\varepsilon}{P_s}, \frac{\alpha_2 I X_{\text{rd}_2}}{X_{\text{rp}}} \geq \varepsilon_2, P_r^H > \frac{I}{X_{\text{rp}}}, \frac{\alpha_1 I X_{\text{rd}_1}}{\alpha_2 I X_{\text{rd}_1} + X_{\text{rp}}} \geq \varepsilon_1, \frac{\alpha_1 I X_{\text{rd}_2}}{\alpha_2 I X_{\text{rd}_2} + X_{\text{rp}}} \geq \varepsilon_1 \right)}_{\Delta_{\text{B2}}}, \quad (34)$$

其中 Δ_{B1} 和 Δ_{B2} 可以进一步转化为

$$\Delta_{\text{B1}} = P_r \underbrace{\left\{ \frac{\alpha_1 \eta (P X_{\text{sr}} - \varepsilon) X_{\text{rd}_1}}{\alpha_1 \eta (P X_{\text{sr}} - \varepsilon) X_{\text{rd}_1} + 1} \geq \varepsilon_1, \frac{\alpha_1 \eta (P X_{\text{sr}} - \varepsilon) X_{\text{rd}_2}}{\alpha_2 \eta (P X_{\text{sr}} - \varepsilon) X_{\text{rd}_2} + 1} \geq \varepsilon_1, X_{\text{sr}} > \frac{\varepsilon}{P}, \eta (P X_{\text{sr}} - \varepsilon) < \frac{I}{X_{\text{rp}}}, P < \frac{I}{X_{\text{sp}}}, \alpha_2 \eta (P X_{\text{sr}} - \varepsilon) X_{\text{rd}_2} \geq \varepsilon_2 \right\}}_{\Delta_{\text{B11}}} + P_r \underbrace{\left\{ \frac{\alpha_1 \eta \left(\frac{X_{\text{sr}} I}{X_{\text{sp}}} - \varepsilon \right) X_{\text{rd}_1}}{\alpha_1 \eta \left(\frac{X_{\text{sr}} I}{X_{\text{sp}}} - \varepsilon \right) X_{\text{rd}_1} + 1} \geq \varepsilon_1, \frac{\alpha_1 \eta \left(\frac{X_{\text{sr}} I}{X_{\text{sp}}} - \varepsilon \right) X_{\text{rd}_2}}{\alpha_2 \eta \left(\frac{X_{\text{sr}} I}{X_{\text{sp}}} - \varepsilon \right) X_{\text{rd}_2} + 1} \geq \varepsilon_1, X_{\text{sr}} > \frac{\varepsilon X_{\text{sp}}}{P}, \eta \left(\frac{X_{\text{sr}} I}{X_{\text{sp}}} - \varepsilon \right) < \frac{I}{X_{\text{rp}}}, P > \frac{I}{X_{\text{sp}}}, \alpha_2 \eta \left(\frac{X_{\text{sr}} I}{X_{\text{sp}}} - \varepsilon \right) X_{\text{rd}_2} \geq \varepsilon_2 \right\}}_{\Delta_{\text{B12}}}. \quad (35)$$

$$\Delta_{\text{B2}} = P_r \underbrace{\left\{ \frac{X_{\text{rd}_2}}{X_{\text{rp}}} \geq \frac{\varepsilon_1}{I(\alpha_1 - \alpha_2 \varepsilon_1)}, \frac{X_{\text{rd}_1}}{X_{\text{rp}}} \geq \frac{\varepsilon_1}{I(\alpha_1 - \alpha_2 \varepsilon_1)}, \eta (P X_{\text{sr}} - \varepsilon) < \frac{I}{X_{\text{rp}}}, X_{\text{sr}} > \frac{\varepsilon}{P}, X_{\text{sp}} < \frac{I}{P}, \frac{X_{\text{rd}_2}}{X_{\text{rp}}} \geq \frac{\varepsilon_2}{\alpha_2 I} \right\}}_{\Delta_{\text{B21}}} + P_r \underbrace{\left\{ \frac{X_{\text{rd}_2}}{X_{\text{rp}}} \geq \frac{\varepsilon_1}{I(\alpha_1 - \alpha_2 \varepsilon_1)}, \frac{X_{\text{rd}_2}}{X_{\text{rp}}} \geq \frac{\varepsilon_2}{\alpha_2 I}, X_{\text{rp}} > \frac{I X_{\text{sp}}}{\eta (I X_{\text{sr}} - \varepsilon X_{\text{sp}})}, X_{\text{sr}} > \frac{\varepsilon X_{\text{sp}}}{I}, X_{\text{sp}} > \frac{I}{P}, \frac{X_{\text{rd}_1}}{X_{\text{rp}}} \geq \frac{\varepsilon_1}{I(\alpha_1 - \alpha_2 \varepsilon_1)} \right\}}_{\Delta_{\text{B22}}}. \quad (36)$$

经过推导,可求得 Δ_{B11} 和 Δ_{B21} 为

$$\Delta_{\text{B11}} = \left(1 - e^{-\frac{\lambda_{\text{sp}} I}{P}} \right) e^{-\frac{\lambda_{\text{sr}} \varepsilon}{P}} \left[2 \sqrt{\frac{\lambda_{\text{rd}_1} \varphi_1 + \lambda_{\text{rd}_2} \varphi_2}{P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{\text{rd}_1} \varphi_1 + \lambda_{\text{rd}_2} \varphi_2}{P}} \right) - 2 \sqrt{\frac{(\lambda_{\text{rd}_1} \varphi_1 + \lambda_{\text{rd}_2} \varphi_2 + \lambda_{\text{rp}}) I}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{(\lambda_{\text{rd}_1} \varphi_1 + \lambda_{\text{rd}_2} \varphi_2 + \lambda_{\text{rp}}) I}{\eta P}} \right) \right], \quad (37)$$

$$\Delta_{\text{B21}} = \frac{\lambda_{\text{rp}} \left(1 - e^{-\frac{\lambda_{\text{sp}} I}{P}} \right) e^{-\frac{\lambda_{\text{sr}} \varepsilon}{P}}}{\lambda_{\text{rd}_1} \psi_1 + \lambda_{\text{rd}_2} \psi_2 + \lambda_{\text{rp}}} \left[2 \sqrt{\frac{(\lambda_{\text{rd}_1} \psi_1 + \lambda_{\text{rd}_2} \psi_2 + \lambda_{\text{rp}}) I}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{(\lambda_{\text{rd}_1} \psi_1 + \lambda_{\text{rd}_2} \psi_2 + \lambda_{\text{rp}}) I}{\eta P}} \right) \right], \quad (38)$$

其中 $\varphi_1 = \frac{\varepsilon_1}{\eta(\alpha_1 - \varepsilon_1 \alpha_2)}$, $\varphi_2 = \max \left\{ \frac{\varepsilon_1}{\eta(\alpha_1 - \varepsilon_1 \alpha_2)}, \frac{\varepsilon_2}{\eta \alpha_2} \right\}$.

接下来推导 Δ_{B12} 和 Δ_{B22} 的表达式。为了简化表达式, 令 $X_{sp} \triangleq y$, 经过推导得 Δ_{B12} 和 Δ_{B22} 的表达式为

$$\Delta_{B12} = \int_{\frac{l}{P}}^{\infty} e^{-\frac{\lambda_s \varepsilon y}{I}} \left[2 \sqrt{\frac{y(\lambda_{rd1} \varphi_1 + \lambda_{rd2} \varphi_2)}{I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{y(\lambda_{rd1} \varphi_1 + \lambda_{rd2} \varphi_2)}{I}} \right) - 2 \sqrt{\frac{y(\lambda_{rd1} \eta \varphi_1 + \lambda_{rd2} \eta \varphi_2 + \lambda_{rp} I)}{I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{y(\lambda_{rd1} \eta \varphi_1 + \lambda_{rd2} \eta \varphi_2 + \lambda_{rp} I)}{I}} \right) \right] \lambda_{sp} e^{-\lambda_{sp} y} dy. \quad (39)$$

$$\Delta_{B22} = \int_{\frac{l}{P}}^{\infty} e^{-\frac{\lambda_s \varepsilon y}{I}} \left[2 \sqrt{\frac{(\lambda_{rd1} \psi_1 + \lambda_{rd2} \psi_2 + \lambda_{rp}) y}{\eta}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{(\lambda_{rd1} \psi_1 + \lambda_{rd2} \psi_2 + \lambda_{rp}) y}{\eta}} \right) \right] \lambda_{sp} e^{-\lambda_{sp} y} dy, \quad (40)$$

其中 $\psi_1 = \frac{\varepsilon_1}{I(\alpha_1 - \alpha_2 \varepsilon_1)}$, $\psi_2 = \max \left\{ \frac{\varepsilon_1}{I(\alpha_1 - \varepsilon_1 \alpha_2)}, \frac{\varepsilon_2}{I \alpha_2} \right\}$.

将 Δ_{B11} 、 Δ_{B12} 、 Δ_{B21} 和 Δ_{B22} 相加可得出在两阶段通信模式下系统的总体中断概率 P_{out} 为

$$P_{out} = 1 - (F_1 - F_2) - F_3, \quad (41)$$

其中

$$F_1 = \left(1 - e^{-\frac{\lambda_{sp} I}{P}} \right) e^{-\frac{\lambda_s \varepsilon}{P}} 2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr} (\lambda_{rd2} \varphi_2 + \lambda_{rd1} \varphi_1)}{P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{sr} (\lambda_{rd2} \varphi_2 + \lambda_{rd1} \varphi_1)}{P}} \right),$$

$$F_2 = \left(1 - e^{-\frac{\lambda_{sp} I}{P}} \right) e^{-\frac{\lambda_s \varepsilon}{P}} \left[\frac{1}{\frac{\eta}{\lambda_{rp} I} \lambda_{rd2} \varphi_2 + \frac{\eta}{\lambda_{rp} I} \lambda_{rd1} \varphi_1 + 1} - 1 \right] 2 \sqrt{\frac{I \lambda_{sr} (\lambda_{rd2} \psi_2 + \lambda_{rd1} \psi_1 + \lambda_{rp})}{\eta P}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{I \lambda_{sr} (\lambda_{rd2} \psi_2 + \lambda_{rd1} \psi_1 + \lambda_{rp})}{\eta P}} \right),$$

$$F_3 = \int_{\frac{l}{P}}^{\infty} \lambda_{sp} e^{-\frac{\lambda_s \varepsilon y}{I} - \lambda_{sp} y} \left[2 \sqrt{\frac{y \lambda_{rp} (\lambda_{rd1} \varphi_1 + \lambda_{rd2} \varphi_2)}{I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{y \lambda_{rp} (\lambda_{rd1} \varphi_1 + \lambda_{rd2} \varphi_2)}{I}} \right) - 2 \sqrt{\frac{y \lambda_{sr} (\eta \lambda_{rd1} \varphi_1 + \eta \lambda_{rd2} \varphi_2 + \lambda_{rp} I)}{\eta I}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{y \lambda_{sr} (\eta \lambda_{rd1} \varphi_1 + \eta \lambda_{rd2} \varphi_2 + \lambda_{rp} I)}{\eta I}} \right) + 2 \sqrt{\frac{y \lambda_{sr} (\lambda_{rd1} \psi_1 + \eta \lambda_{rd2} \psi_2 + \lambda_{rp})}{\eta \lambda_{rp}}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{y \lambda_{sr} (\lambda_{rd1} \psi_1 + \eta \lambda_{rd2} \psi_2 + \lambda_{rp})}{\eta \lambda_{rp}}} \right) \right] dy.$$

当 $\rho_s \rightarrow \infty$, $I = kP$ 时, 可以推导得到

$$F_1 \approx 1 - \frac{\lambda_{sr} \varepsilon}{P} - e^{-\lambda_{sp} k} \left(1 - \frac{\lambda_{sr} \varepsilon}{P} \right) - (1 - e^{-\lambda_{sp} k}) \frac{(\lambda_{rd1} \varphi_1 + \lambda_{rd2} \varphi_2)}{P} \ln \frac{(\lambda_{rd1} \varphi_1 + \lambda_{rd2} \varphi_2)}{P}. \quad (42)$$

$$F_2 \approx \frac{-(1 - e^{-\lambda_{sp} k}) \left(-\frac{\eta \lambda_{rd1} \psi_1 + \eta \lambda_{rd2} \psi_2}{\lambda_{rp} I} \right)}{\lambda_{rp} I} \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{rp} \lambda_{sr} k}{\eta}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{\lambda_{rp} \lambda_{sr} k}{\eta}} \right) \right). \quad (43)$$

$$F_3 \approx e^{-\lambda_{sp} k} \left(1 - \frac{\lambda_{sr} \varepsilon}{P} \right). \quad (44)$$

因此, 在两阶段通信模式下, 系统中断概率的渐进表达式为

$$P_{out} \approx \frac{\ln P}{P}. \quad (45)$$

3.3 基于 SWIPT 的正交多址接入认知中继网络中断概率

在 SWIPT-OMA 认知中继网络中, 信号传输分为 4 个时隙进行。在第 1 个时隙, 发射机向中继节点发

送信号; 在第 2 个时隙, 中继节点解码信号并转发给第 1 个用户; 在第 3 个时隙, 发射机向中继节点发送信号; 在第 4 个时隙, 中继节点解码信号转发给第 2 个用户。

与式(14)类似, 用户 d_i 的最大发射功率 P_r 为

$$P_r = \max\{0, \eta(P_s X_{sr} - \varepsilon_i^*)\}, \quad (46)$$

其中 $\varepsilon_i^* = 2^{4R_i} - 1$, $i = 1, 2$.

中继节点和用户 d_i 处的可达速率 R_{x_i} 、 R_i 分别为

$$R_{x_i} = \frac{1}{4} \log_2(1 + P_r X_{sr}), \quad (47)$$

$$R_i = \frac{1}{4} \log_2(1 + P_r X_{rd_i}). \quad (48)$$

OMA 认知中继网络总体中断概率 P_{out}^{OMA} 定义为

$$\begin{aligned} P_{out}^{OMA} &= 1 - P_r \left\{ \frac{1}{4} \log_2(1 + P_r X_{rd_i}) > R_i^*, P_s X_{sr} > \varepsilon_i^* \right\} \\ &= 1 - P_r \left\{ X_{rd_i} > \frac{\varepsilon_i^*}{\eta(P_r X_{sr} - \varepsilon_i^*)}, X_{sr} > \frac{\varepsilon_i^*}{P_s} \right\}. \end{aligned} \quad (49)$$

式(49)推导过程与 3.2 节类似, 这里不再赘述。

4 实验结果与仿真分析

本节通过蒙特卡罗仿真验证理论推导的正确性。不失一般性, 系统参数设置如下: 噪声功率归一化为 1, 速率 $R_1 = 0.5$ bit/s, $R_2 = 1.5$ bit/s, 功率分配系数 $\beta_1 = \alpha_1 = 0.8$, 最大干扰功率值 $I = 20$ dB, 能量转换效率 $\eta = 0.5$. 假设路径损耗因子 $\alpha = 2$, 信道参数 $\lambda_{sp} = \lambda_{mp} = 2$, $\lambda_{sr} = \lambda_{rd_1} = \lambda_{rd_2} = 1$, $\lambda_{sd_1} = \lambda_{sd_2} = 3$.

图 2 给出了 SWIPT-NOMA 认知中继网络的中断概率的理论值和仿真值, 仿真结果验证了理论推导的正确性。此外, 从图 2 中可以看出, SWIPT-NOMA 认知中继网络的中断概率比 SWIPT-OMA 认知中继网络的中断概率低, 这说明采用 NOMA 技术可以有效提高通信系统的可靠性。从图 2 还观察到, 3 条中断概率曲线在高信噪比条件下斜率是相同的, 这说明 SWIPT-NOMA 认知中继与 SWIPT-OMA 认知中继网络可以获得相同的分集增益, 这与推论 1 的结论是相符合的。

图 3 显示了能量转换效率 η 对于系统中断概率的影响。从图 3 中可以看出, 系统的中断概率随着 η 的变大而降低。这是因为 η 越大, 能量转换效率越高, 中继可以获得更大的发射功率。此外, 直接通信模式的中断性能比两阶段通信模式的中断性能好, 这说明在进行系统性能分析时, 忽略直接通信链路对中断性能的影响是不准确的。

图 4 描述了不同目标速率对中断性能的影响。从图 4 中可以看出, 用户目标速率越大, 中断概率越

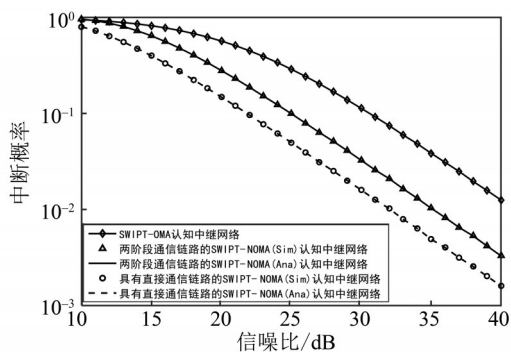


图 2 基于 SWIPT-NOMA 的认知中继网络中断概率

Fig. 2 Outage probability of SWIPT-NOMA cognitive relay networks

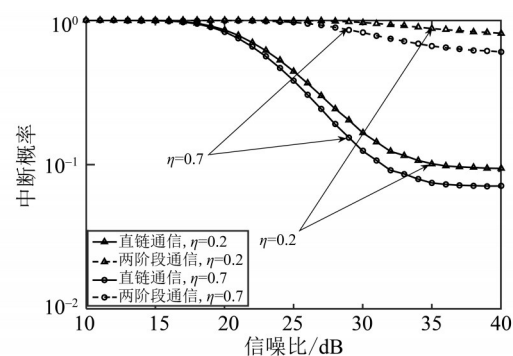


图 3 不同 η 取值下用户中断概率

Fig. 3 Outage probability with different η values

大, 中断性能越差。此外, 与图 2~3 的结果一致, SWIPT-NOMA 认知中继网络的中断性能总是优于 SWIPT-OMA 认知中继网络, 直接通信模式的中断性能也总是优于两阶段通信模式。

图 5 给出了不同的干扰功率约束值 I 对次用户中断性能的影响。从图 5 中可知, 干扰功率约束 I 的取值越大, 次用户的中断概率越低, 这是因为干扰约束越宽松, 次用户可采取的发射功率越大, 中断性能得到提升。但是, 从图 5 可见, 当 $I = 15$ dB 时, 次用户的中断概率不会随着信噪比的增大而持续下降, 出现了错误平台。这是因为在干扰约束较小时, 次用户实际可采用的发射功率主要取决于干扰功率约束值。

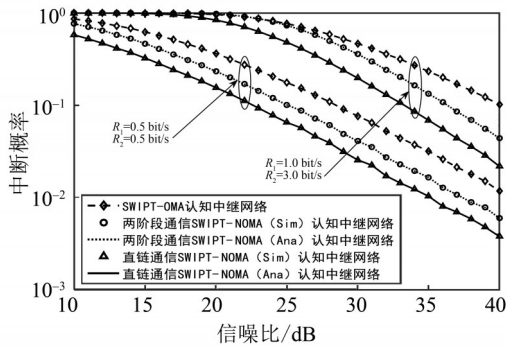


图 4 不同目标速率下用户中断概率

Fig. 4 Outage probability with different target data rates

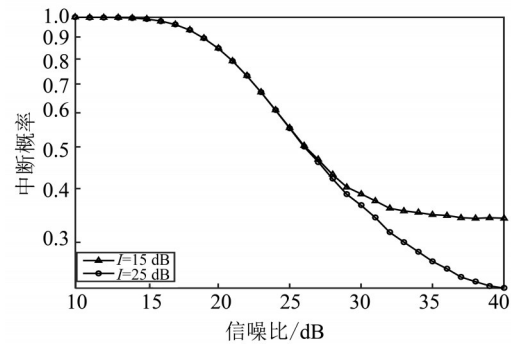


图 5 不同干扰约束条件下用户中断概率

Fig. 5 Outage probability with different interference power constraints

图 6 比较了 SWIPT-NOMA 认知中继网络与传统的 NOMA 认知中继网络的中断概率。从图 6 中可以看出, SWIPT-NOMA 认知中继网络和传统 NOMA 认知中继网络在高信噪比区域, 中断概率曲线的斜率是一样的。这说明采用 SWIPT 技术不会降低系统的分集增益。但是, 从图 6 中可以看出 SWIPT-NOMA 认知中继网络的中断性能比传统的 NOMA 认知中继网络稍差。这是因为传统的 NOMA 认知中继网络是由固定电源供电, 而 SWIPT-NOMA 认知中继网络是通过能量收集与转换给中继节点供电, 所以在 SWIPT-NOMA 认知中继网络中, 其发射功率比传统无 SWIPT 网络低, 导致其中断概率变大。

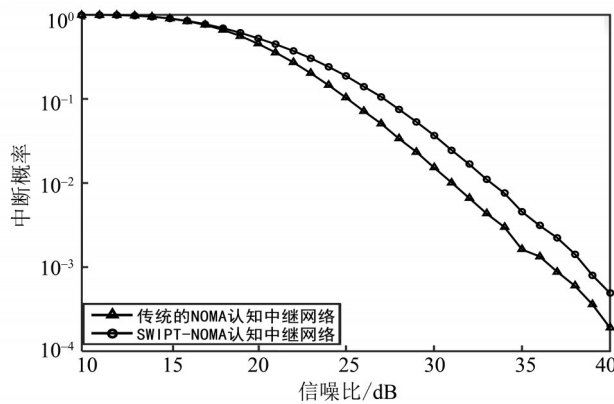


图 6 SWIPT-NOMA 认知中继网络与传统 NOMA 认知中继网络中断概率比较

Fig. 6 Outage probability comparison between SWIPT-NOMA cognitive relay networks and traditional NOMA cognitive relay networks

但是, 通过对图 6 的结果进一步分析, SWIPT-NOMA 认知中继网络的能量效率比传统无 SWIPT 的 NOMA 认知中继网络高。具体分析如下: 假设信息传输速率为 800 bit/s, 预计消耗功率为 1 000 W。当信噪比为 30 dB、 $\eta = 0.5$ 时, SWIPT-NOMA 认知中继网络的中断概率为 3.68×10^{-2} 。当信噪比为 30 dB、 $\eta = 1$ 时, 传统 NOMA 认知中继网络的中断概率为 1.54×10^{-2} 。因此, 在 SWIPT-NOMA 认知中继网络中, 接收机准确接收到的信息量为 770.56 bit; 在无 SWIPT 的 NOMA 认知中继网络中, 接收机准确接收到的信息量为 787.68 bit。再根据能量效率公式 $\eta_{EE} = (1 - P_{out})R/\eta P$ 可计算出 SWIPT-NOMA 认知中继网络中的能

量效率为 154.11%，传统 NOMA 认知中继网络的能量效率为 78.76%。从以上数据可以明显看出，SWIPT-NOMA 认知中继网络在能效上优于传统 NOMA 认知中继网络。

在实际应用中，考虑到采用 SWIPT 技术可以有效解决网络的充电问题，提高能量效率，在中断性能可接受的条件下，SWIPT-NOMA 认知中继网络具有更广阔的实际应用场景。

5 结 论

针对 SWIPT-NOMA 认知中继网络，本文推导了在直接通信模式和中继协助的两阶段通信模式下系统总体中断概率的解析表达式以及高信噪比条件下的渐近表达式。理论推导和仿真结果均表明，在 SWIPT-NOMA 认知中继网络中，采用直接通信模式可以有效降低认知用户的中断概率，提高网络通信传输的可靠性。与基于 SWIPT 的 OMA 认知中继网络相比，SWIPT-NOMA 认知中继网络的中断概率更低，说明采用 NOMA 技术可以提高信息传输的可靠性。与传统 NOMA 认知中继网络相比，SWIPT-NOMA 认知中继网络的中断概率略有所增加，但中断概率曲线的斜率一样，说明采用 SWIPT 技术不会降低分集增益。此外，分析还表明，SWIPT-NOMA 认知中继网络的能量效率优于传统 NOMA 认知中继网络，说明 SWIPT 技术可以提高系统的能量效率，解决中继节点的供电问题。所以，将 SWIPT 和 NOMA 技术引入认知中继网络中，能为用户带来可靠性和能量效率方面的增益。本文的研究为 SWIPT 和 NOMA 技术在认知中继网络中的应用提供了更准确的理论依据。

参考文献:

- [1] ISLAM S, AVAZOV N, DOBRE O A, et al. Power-domain non-orthogonal multiple access (NOMA) in 5G systems: Potentials and challenges[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2016, 19(2):721-742.
- [2] DING Z, LEI X, KARAGIANNIDIS G K. A survey on non-orthogonal multiple access for 5G networks: Research challenges and future trends[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(10):2181-2195.
- [3] 曾志超, 崔苗, 林凡, 等. 非正交多址接入无线供电通信网络的能量传输开启条件研究[J]. *中山大学学报(自然科学版)*, 2019, 58(6):104-120.
- [4] LU L, CHEN J, NI Q. Cooperative non-orthogonal multiple access in cognitive radio[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(10):2059-2062.
- [5] VARSHNEY L R. Transporting information and energy simultaneously[C]// *IEEE International Symposium on Information Theory*, 2008:1612-1616.
- [6] 李陶深, 宁倩丽, 王哲. SWIPT-NOMA 机会协作系统的优化方案[J]. *通信学报*, 2020, 41(8):141-154.
- [7] ZHENG Y, DING Z, FAN P, et al. Outage performance for dynamic power allocation in hybrid non-orthogonal multiple access systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(8):1695-1698.
- [8] CHENG Y, YANG J, DING J, et al. Outage analysis of underlay cognitive DF relaying network with SWIPT in Nakagami-m fading environment [C]// *IEEE International Conference on Communications in China*, 2017:8330-370.
- [9] ZHENG Y, DING Z, FAN P, et al. Outage performance of cognitive relay networks with wireless information and power transfer [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(5):1-5.
- [10] DO D T, VAEZI M, NGUYEN T L. Wireless powered cooperative relaying using NOMA with imperfect CSI[C]// *IEEE, Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2018:1-6.
- [11] ZHENG Y, DING Z, FAN P, et al. The impact of power allocation on cooperative non-orthogonal multiple access networks with SWIPT [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(7):4332-4343.
- [12] YU Y, YANG Z, WU Y, et al. Outage performance of NOMA in cooperative cognitive radio networks with SWIPT[J]. *IEEE Access*, 2019, 7:117308-117317.
- [13] JING Y, CHENG Y, PEPPAS K P, et al. Outage performance of cognitive DF relaying networks employing SWIPT[J]. *Wireless Communication over ZigBee for Automotive Inclination Measurement*. *China Communications*, 2018, 15(4):28-40.
- [14] GRADSHTEYN S I, RYZHIK M I. Table of integrals, series, and products[M]. 6th ed. New York: Academic Press, 2000.

(责任编辑 张 冰)