

## 基于协作认知网络的 NOMA 下行中继链路性能分析

郑美娟, 李恩玉\*, 王 晔, 梁赞阳

(青岛理工大学 信息与控制工程学院, 青岛 266525)

**摘要:** 为了提高非正交多址接入(NOMA)通信网络系统的有效性和可靠性, 针对填充式(Overlay)频谱共享机制, 提出了一个基于认知网络的半双工(HD)两中继系统模型。在该模型中, 当次级网络通过频谱感知技术检测到存在频谱空洞时, 两个中继通过在同一时隙一个中继接收数据, 另一个中继转发数据, 可以达到与全双工(FD)中继通信相同的传输效率, 同时避免了 FD 中继通信中自干扰的影响。在性能分析时, 推导了非理想串行干扰消除(SIC)技术下系统的中断概率精确的闭式结果和高信噪比(SNR)下的近似解, 通过蒙特卡罗(Monte-Carlo)仿真验证了理论推导结果的正确性, 并分析得到了最优功率分配系数。与传统认知 HD 或 FD 单中继系统模型相比较, 仿真结果表明该模型在降低中断概率、提高吞吐量方面有较好效果。

**关键词:** 非正交多址接入; 串行干扰消除; 认知无线电; 中断概率

**中图分类号:** TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-4602(2025)02-0130-11

## Performance analysis of NOMA downlink relay link based on cooperative cognitive network

ZHENG Meijuan, LI Enyu\*, WANG Ye, LIANG Zanyang

(School of Information and Control Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266525, China)

**Abstract:** In order to improve the efficiency and reliability of non-orthogonal multiple access (NOMA) communication network system, a half-duplex (HD) two-relay system model based on cognitive network is proposed for overlay spectrum sharing mechanism. In this model, when the secondary network detects the existence of spectrum holes through the spectrum sensing technology, the transmission model can achieve the same transmission efficiency as full-duplex (FD) relays by making one relay receive data and the other relay forward data in the same time slot. What's more, the model can avoid the influence of self-interference in FD relay communication. During the performance analysis, the exact closed-form results of the system outage probability under imperfect successive interference cancellation (SIC) technology and the approximate solutions under high signal-to-noise ratio (SNR) are derived. The correctness of the theoretical results is verified by Monte-Carlo simulation, and the optimal power distribution coefficient is obtained. Compared with the traditional cognitive HD or FD single-relay system model, the simulation results show that the

收稿日期: 2023-06-08

基金项目: 山东省自然科学基金(ZR2022MF273); 大学生创新创业训练计划项目(S202210429170; 202110429240; 202110429243; S202110429249)

作者简介: 郑美娟(1999—), 女, 山东滨州人。硕士, 研究方向为协作通信、NOMA 及能量收集。E-mail: 1611248294@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、NOMA 及智能反射面等方面的研究。E-mail: lienyu0123@163.com。

proposed model has a better effect in reducing the outage probability and improving the throughput.

**Key words:** non-orthogonal multiple access; successive interference cancellation; cognitive radio; outage probability

随着移动用户数量的不断增加和业务类型的爆炸式增长,提高网络容量和承载能力一直被认为是未来通信网络中海量用户的业务需求热点。非正交多址接入技术(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)作为一种新型的多址接入技术,可以利用同一频段对多个用户的信息进行叠加传输,从而提高通信系统的频谱效率和系统容量,满足日益增长的数据业务需求,同时,NOMA 还能与可以有效地扩大无线通信系统的覆盖范围、提高无线链路通信质量的协作中继技术相结合,进一步改善无线通信系统的性能<sup>[1-5]</sup>。

文献[6]研究了协作 NOMA 系统的信息速率,构建了系统的能量效率函数,相较于传统的 OMA 系统,协作 NOMA 系统提高了信息速率以及能量效率。文献[7]针对采用 NOMA 的两用户单小区网络,提出了一种低复杂度的最优时延均衡和功率控制的资源管理方法。文献[8]以在支持 NOMA 的蜂窝网络中实现设备到设备对的高数据速率为目标,考虑了 NOMA 蜂窝用户设备的串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)解码顺序,并提出了联合优化资源块分配和功率分配的优化算法。文献[9]中针对基于正交频分多址(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)的下行链路 NOMA 系统,提出了一种新的资源分配方案。文献[10]提出了一种 NOMA 系统的最佳资源分配算法,以最大化多扇区多子载波中继辅助通信网络中的系统总速率,与现有算法相比,系统总速率有所提高。从上述文献可以看出在协作中继网络中结合 NOMA 技术可以明显地提高无线通信网络的性能。

NOMA 也可以与其他技术相结合,进一步提高系统性能。最受欢迎的组合之一是全双工(Full-Duplex, FD)通信<sup>[11-12]</sup>。文献[13]将直接传输和中继传输引入到 NOMA 系统中,并研究了 FD-NOMA 系统中中继链路和直接链路对目的地的影响。文献[14]研究了多跳 FD-NOMA 系统在不完全连续干扰和自干扰消除下的影响,并导出了系统的中断概率。实际上,FD 通信可以同时发送和接收信号的特性在理论上可以加倍提高频谱效率<sup>[15]</sup>,但由于自干扰较强,会影响信号的传输从而使得它们的信噪比较低<sup>[16-17]</sup>。为了克服以上问题,可以通过合理安排多个半双工中继交替转发信号来模拟一个 FD 节点,达到在不使用 FD 中继的条件下中继同时收发信号的效果,使得源与目的节点也能够实现连续通信,从而提高了通信系统的频谱效率。

5G 中提高频谱效率的另外一项关键技术是认知无线电(Cognitive Radio, CR)网络,认知无线电技术的出现打破了传统固定频谱分配机制。文献[18]阐述了认知 NOMA 网络的基本原理,还提出了认知 NOMA 网络中的协作中继策略,以提高接收可靠性。文献[19]研究了一种解码转发(Decode-and-Forward, DF)协作底层认知 CR-NOMA 网络。仿真结果显示了 CR-NOMA 相较于协作 OMA 的优越性。文献[20]研究了 FD 中继辅助的 NOMA 认知无线电系统的传输速率。文献[21]研究了存在一对主用户和一对认知用户的协同认知 NOMA 中继网络,并提出了一种上行 NOMA 传输的动态功率传输方案。文献[22]研究了采用 NOMA 方案的 FD 中继辅助 CR 网络的性能。在该系统中,次级用户和主用户按照 NOMA 协议进行配对,并共享公共中继进行协同传输。该部分文献验证了 NOMA、协作中继和认知无线电技术相融合构成的认知协作 NOMA 网络,不但能利用分集增益以抵抗信道衰落,拓宽网络覆盖范围,还能提高频谱利用率,具有重要研究意义。

在上述文献中,没有全面考虑到信道随机性的影响,存在着其他解码顺序的可能。所以本文在研究过程中,将基于 NOMA 技术与 CR 技术,通过合理安排多个半双工中继交替转发信号来模拟一个全双工节点,达到在不使用全双工中继的条件下中继同时收发信号的效果,进而建立协作认知网络的 NOMA 下行中继链路的 HD 两中继系统模型。

## 1 系统模型及传输过程

如图 1 所示,考虑一个由主网络和次级网络组成的认知网络。在主网络中,有一个主发射器  $p$  试图

通过授权频谱与主接收器  $p_r$  进行通信。次级网络包括一个源节点  $b$ , 两个用户  $u_1, u_2$  和两个中继  $r_1, r_2$ 。  $u_1$  和  $u_2$  超出  $b$  的信号覆盖范围所以在中继的帮助下向用户传输信息。在此假设该系统中的各节点都为单天线装置, 且工作在半双工模式下, 任意信息发送节点  $i (i \in \{b, p, r_1, r_2\})$  到目的节点  $j (j \neq i, j \in \{p_r, r_1, r_2, u_1, u_2\})$  之间的信道  $h_{ij}$  服从均值为 0、方差为  $\sigma_{ij}^2$  的瑞利分布, 且各信道之间相互独立。每个发送节点  $i$  发送信号的平均功率为  $P_i$ 。每个目的节点接收到的噪声都为满足均值为 0、方差为  $N_0$  的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN), 在此令信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 为  $\gamma_{ij}$ , 则  $\gamma_{ij} = P_i |h_{ij}|^2 / N_0$ , 且  $\gamma_{ij}$  满足参数为  $\bar{\gamma}_{ij} = P_i \sigma_{ij}^2 / N_0$  的指数分布。如图 1 所示, 在第 1 个时隙中, 只有中继  $r_1$  接收数据, 而中继  $r_2$  不能收发数据, 而在第 1 个时隙之后的传输过程中, 总是有 1 个中继接收数据, 另 1 个交替发送数据。所以这里只给出第 1 个时隙之后的传输过程。在传输过程中, 为了避免认知网络对主网络产生干扰, 每个节点首先应借助频谱感知技术检测频谱空洞, 然后再决定是否利用授权频谱传输其信号。当检测到频谱空洞时, 次级网络开始工作。

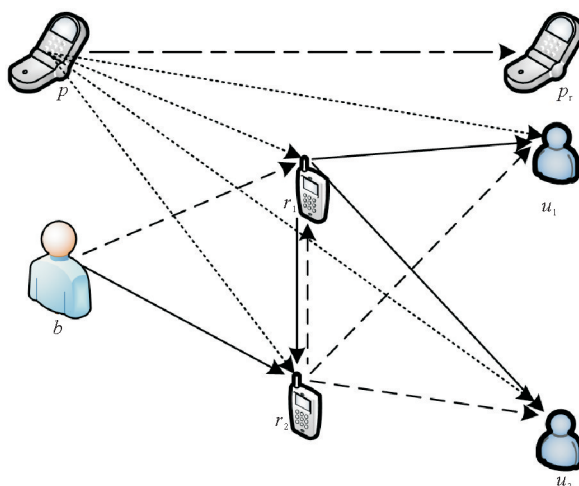


图 1 认知网络-两中继通信模型

--- 时隙  $2n-1$ ; — 时隙  $2n$

假设在时隙  $2n (n=1, 2, \dots)$  中检测到许可频谱未被  $p$  占用,  $b$  就将利用频谱空洞将其信号传输到中继。  $b$  向用户  $u_1$  和  $u_2$  传输的功率叠加数据为

$$x(2n) = \sqrt{\alpha} x_1(2n) + \sqrt{1-\alpha} x_2(2n) \tag{1}$$

式中:  $\alpha$  为功率叠加分配系数, 满足  $0 < \alpha < 0.5$ ;  $x_m (m \in \{1, 2\})$  为  $b$  要发送给用户  $u_m$  的数据,  $E\{|x_m|^2\} = 1$ ,  $E\{\cdot\}$  表示求统计平均。

源节点  $b$  和中继  $r_1$  同时发送数据, 则中继  $r_2$  接收到的数据为

$$y_{r_2} = \sqrt{P_b} h_{br_2} x(2n) + \sqrt{P_{r_1}} h_{r_1 r_2} x(2n-1) + \sqrt{\omega_s P_p} h_{pr_2} x_p(2n) + n_{r_2}(2n) \tag{2}$$

式中:  $x_p(2n)$  为  $p$  以功率  $P_p$  发射的信号;  $n_{r_2}(2n)$  为在中继  $r_2$  接收到的 AWGN;  $\omega_s$  为系统传输过程中一个随机变量。

$\omega_s$  定义为

$$\omega_s = \begin{cases} 0, & \hat{H}_s = H_0 \\ 1, & \hat{H}_s = H_1 \end{cases} \tag{3}$$

式中:  $H_0$  和  $H_1$  分别为授权频谱未被  $p$  占用和被  $p$  占用的事件;  $\hat{H}_s$  为在整个系统传输时期检测到的授权频谱的状态,  $\hat{H}_s = H_0$  表示检测到授权频谱未被占用,  $\hat{H}_s = H_1$  表示检测到授权频谱被占用。

$u_1$  和  $u_2$  接收到的数据为

$$y_{u_m} = \sqrt{P_{r_1}} h_{r_1 u_m} x(2n-1) + \sqrt{\omega_s P_p} h_{p u_m} x_p(2n) + n_{u_m}(2n) \tag{4}$$

式中:  $n_{u_m}(2n)$  为在  $u_m$  接收到的 AWGN。

时隙  $2n+1$  时, 源节点  $b$  和中继  $r_2$  同时发送数据, 此时中继  $r_1$  接收到的数据  $y_{r_1}$  可以表示为

$$y_{r_1} = \sqrt{P_b} h_{br_1} x(2n+1) + \sqrt{P_{r_2}} h_{r_2 r_1} x(2n) + \sqrt{\omega_s P_p} h_{p r_1} x'_p(2n+1) + n_{r_1}(2n+1) \tag{5}$$

式中:  $x'_p(2n+1)$  为  $p$  以功率  $P_p$  发射的信号;  $n_{r_1}(2n+1)$  为在中继  $r_1$  接收到的 AWGN。

$u_1$  和  $u_2$  接收到的数据  $y_{u_m}$  可以表示

$$y_{u_m} = \sqrt{P_{r_2}} h_{r_2 u_m} x(2n) + \sqrt{\omega_s P_p} h_{p u_m} x'_p(2n+1) + n_{u_m}(2n+1) \tag{6}$$

式中:  $n_{u_m}(2n+1)$  为在  $u_m$  接收到的 AWGN。

## 2 性能分析

### 2.1 中断性能分析

在本节中以系统的中断概率作为衡量系统性能的一个指标,当接收 SNR 低于 SNR 门限时,就会发生中断,反之,就认为能够成功传输。为了能够和其他模型进行公平性能比较,并简化分析,在此假设两中继对称,即  $h_{br_1}$  和  $h_{br_2}$ ,  $h_{r_1u_1}$  和  $h_{r_2u_2}$ ,  $h_{r_1u_2}$  和  $h_{r_2u_1}$  具有相同的特征参数。这样,系统的中断性能分析可以只取 1 个时隙进行研究,在此取第  $2n$  个时隙进行研究,中继  $r_2$  需要解码源节点  $b$  发送的功率叠加数据  $x(2n)$ ,同时还收到另外一个中继  $r_1$  转发的干扰数据  $x(2n-1)$ 。由于考虑信道路径损耗影响的随机性,根据式(2)可知,中继  $r_2$  正确解码  $x(2n)$  的条件可以分为两种情况。

情况 1:当  $\gamma_{br_2} \geq \gamma_{r_1r_2}$  时,根据 SIC 原理,  $r_2$  首先解码  $x(2n)$ ,则  $r_2$  正确解码  $x(2n)$  的条件为

$$\frac{\gamma_{br_2}}{\gamma_{r_1r_2} + \omega_S \gamma_{pr_2} + 1} > T \quad (7)$$

式中:  $T$  为  $2^R - 1$ ,  $R$  为预设的信息传输速率门限。

情况 2:当  $\gamma_{br_2} < \gamma_{r_1r_2}$  时,  $r_2$  首先解码  $x(2n-1)$ ,成功解码  $x(2n-1)$  后消除包含  $x(2n-1)$  的项,然后继续解码  $x(2n)$ 。此时  $r_2$  正确解码  $x(2n)$  的条件应该满足:

$$\begin{cases} \frac{\gamma_{r_1r_2}}{\gamma_{br_2} + \omega_S \gamma_{pr_2} + 1} > T \\ \frac{\gamma_{br_2}}{\mu_1 \gamma_{r_1r_2} + \omega_S \gamma_{pr_2} + 1} > T \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\mu_1$  为考虑非理想 SIC 条件下的残留因子,满足  $0 \leq \mu_1 < 1$ 。

同样,由于  $0 < \alpha < 0.5$ ,用户  $u_1$  要解码  $x_1(2n-1)$ ,需要先解码  $x_2(2n-1)$ ,再解码  $x_1(2n-1)$ ,则  $u_1$  成功解码  $x_1(2n-1)$  的条件为

$$\begin{cases} \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1u_1}}{\alpha\gamma_{r_1u_1} + \omega_S \gamma_{pu_1} + 1} > T \\ \frac{\alpha\gamma_{r_1u_1}}{\mu_1(1-\alpha)\gamma_{r_1u_1} + \omega_S \gamma_{pu_1} + 1} > T \end{cases} \quad (9)$$

用户  $u_2$  成功解码  $x_2(2n-1)$  的条件为

$$\frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1u_2}}{\alpha\gamma_{r_1u_2} + \omega_S \gamma_{pu_2} + 1} > T \quad (10)$$

根据以上分析可知,为了实现  $b$  向  $u_1$  和  $u_2$  成功传输数据,需要同时满足中继  $r_2$  正确解码  $x(2n)$ ,  $u_1$  正确解码  $x_1(2n-1)$ ,  $u_2$  正确解码  $x_2(2n-1)$ 。

针对情况 1:令  $Q_1$  表示在情况 1 下,中继  $r_2$  正确解码  $x(2n)$ ,  $u_1$  正确解码  $x_1(2n-1)$ ,  $u_2$  正确解码  $x_2(2n-1)$  的事件,则  $Q_1$  可表示为

$$Q_1 = \left\{ \frac{\gamma_{br_2}}{\gamma_{r_1r_2} + \omega_S \gamma_{pr_2} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1u_1}}{\alpha\gamma_{r_1u_1} + \omega_S \gamma_{pu_1} + 1} > T, \frac{\alpha\gamma_{r_1u_1}}{\mu_1(1-\alpha)\gamma_{r_1u_1} + \omega_S \gamma_{pu_1} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1u_2}}{\alpha\gamma_{r_1u_2} + \omega_S \gamma_{pu_2} + 1} > T \right\} \quad (11)$$

考虑到认知用户检测到的频谱空闲状态可能与  $p$  实际授权频段状态一致和不一致的情况,因此成功传输事件  $Q_1$  的概率计算分成两种情况来讨论:

①在认知用户检测到主网络授权频段空闲,且与  $p$  的实际授权频段空闲相一致时,即  $\omega_S = 0$  的情况下,令  $\Pr\{Q_1 | H_0, \hat{H}_S = H_0\}$  表示  $b$  检测到的频谱空闲状态与实际授权频段状态一致时  $Q_1$  出现的概率,

则

$$\begin{aligned} \Pr\{Q_1 | H_0, \hat{H}_S = H_0\} &= \Pr\left\{\frac{\gamma_{br_2}}{\gamma_{r_1 r_2} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_1}}{\alpha\gamma_{r_1 u_1} + 1} > T, \frac{\alpha\gamma_{r_1 u_1}}{\mu_1(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_1} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_2}}{\alpha\gamma_{r_1 u_2} + 1} > T\right\} \\ &= \Pr\left\{\gamma_{br_2} > T(\gamma_{r_1 r_2} + 1), \varphi\gamma_{r_1 u_1} > T, \lambda_1\gamma_{r_1 u_2} > T\right\} \end{aligned} \quad (12)$$

式中:  $\lambda_1 = 1 - \alpha - T\alpha$ ;  $\lambda_2 = \alpha - T\mu_1(1 - \alpha)$ ;  $\varphi = \min\{\lambda_1, \lambda_2\}$

②在认知用户检测到主网络授权频段空闲,而与  $p$  的实际授权频段被占用的状态不一致时,即  $\omega_s = 1$  的情况下,令  $\Pr\{Q_1 | H_1, \hat{H}_S = H_0\}$  表示  $b$  检测到的频谱空闲状态与实际授权频段状态不一致时  $Q_1$  出现的概率,则

$$\begin{aligned} \Pr\{Q_1 | H_1, \hat{H}_S = H_0\} &= \Pr\left\{\frac{\gamma_{br_2}}{\gamma_{r_1 r_2} + \gamma_{pr_2} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_1}}{\alpha\gamma_{r_1 u_1} + \gamma_{pu_1} + 1} > T, \right. \\ &\quad \left. \frac{\alpha\gamma_{r_1 u_1}}{\mu_1(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_1} + \gamma_{pu_1} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_2}}{\alpha\gamma_{r_1 u_2} + \gamma_{pu_2} + 1} > T\right\} \\ &= \Pr\left\{\gamma_{br_2} > T(\gamma_{r_1 r_2} + \gamma_{pr_2} + 1), \varphi\gamma_{r_1 u_1} > T(\gamma_{pu_1} + 1), \lambda_1\gamma_{r_1 u_2} > T(\gamma_{pu_2} + 1)\right\} \end{aligned} \quad (13)$$

针对情况 2:令  $Q_2$  表示在情况 2 下,中继  $r_2$  正确解码  $x(2n)$ ,  $u_1$  正确解码  $x_1(2n-1)$ ,  $u_2$  正确解码  $x_2(2n-1)$  的事件,则  $Q_2$  可表示为

$$\begin{aligned} Q_2 &= \left\{\frac{\gamma_{r_1 r_2}}{\gamma_{br_2} + \omega_s\gamma_{pr_2} + 1} > T, \frac{\gamma_{br_2}}{\mu_1\gamma_{r_1 r_2} + \omega_s\gamma_{pr_2} + 1} > T, \right. \\ &\quad \left. \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_1}}{\alpha\gamma_{r_1 u_1} + \omega_s\gamma_{pu_1} + 1} > T, \frac{\alpha\gamma_{r_1 u_1}}{\mu_1(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_1} + \omega_s\gamma_{pu_1} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_2}}{\alpha\gamma_{r_1 u_2} + \omega_s\gamma_{pu_2} + 1} > T\right\} \end{aligned} \quad (14)$$

考虑到认知用户检测到的频谱空闲状态可能与  $p$  实际授权频段状态一致和不一致的情况,因此成功传输事件  $Q_2$  的概率计算分成两种情况来讨论:

①在认知用户检测到主网络授权频段空闲,且与  $p$  的实际授权频段空闲相一致时,即  $\omega_s = 0$  的情况下,令  $\Pr\{Q_2 | H_0, \hat{H}_S = H_0\}$  表示  $b$  检测到的频谱空闲状态与实际授权频段状态一致时  $Q_2$  出现的概率,则

$$\begin{aligned} \Pr\{Q_2 | H_0, \hat{H}_S = H_0\} &= \Pr\left\{\frac{\gamma_{r_1 r_2}}{\gamma_{br_2} + 1} > T, \frac{\gamma_{br_2}}{\mu_1\gamma_{r_1 r_2} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_1}}{\alpha\gamma_{r_1 u_1} + 1} > T, \frac{\alpha\gamma_{r_1 u_1}}{\mu_1(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_1} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_2}}{\alpha\gamma_{r_1 u_2} + 1} > T\right\} \\ &= \Pr\left\{T(\mu_1\gamma_{r_1 r_2} + 1) < \gamma_{br_2} < \frac{\gamma_{r_1 r_2} - T}{T}, \lambda_3\gamma_{r_1 r_2} > T^2 + T, \varphi\gamma_{r_1 u_1} > T, \lambda_1\gamma_{r_1 u_2} > T\right\} \end{aligned} \quad (15)$$

式中:  $\lambda_3 = 1 - T^2\mu_1$ 。

②在认知用户检测到主网络授权频段空闲,而与  $p$  的实际授权频段被占用的状态不一致时,即  $\omega_s = 1$  的情况下,令  $\Pr\{Q_2 | H_1, \hat{H}_S = H_0\}$  表示  $b$  检测到的频谱空闲状态与实际授权频段状态不一致时  $Q_2$  出现的概率,则

$$\begin{aligned} \Pr\{Q_2 | H_1, \hat{H}_S = H_0\} &= \Pr\left\{\frac{\gamma_{r_1 r_2}}{\gamma_{br_2} + \gamma_{pr_2} + 1} > T, \frac{\gamma_{br_2}}{\mu_1\gamma_{r_1 r_2} + \gamma_{pr_2} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_1}}{\alpha\gamma_{r_1 u_1} + \gamma_{pu_1} + 1} > T, \right. \\ &\quad \left. \frac{\alpha\gamma_{r_1 u_1}}{\mu_1(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_1} + \gamma_{pu_1} + 1} > T, \frac{(1-\alpha)\gamma_{r_1 u_2}}{\alpha\gamma_{r_1 u_2} + \gamma_{pu_2} + 1} > T\right\} \\ &= \Pr\left\{T(\mu_1\gamma_{r_1 r_2} + \gamma_{pr_2} + 1) < \gamma_{br_2} < \frac{\gamma_{r_1 r_2} - T(\gamma_{pr_2} + 1)}{T}, \lambda_3\gamma_{r_1 r_2} > (T^2 + T)(\gamma_{pr_2} + 1), \right. \\ &\quad \left. \varphi\gamma_{r_1 u_1} > T(\gamma_{pu_1} + 1), \lambda_1\gamma_{r_1 u_2} > T(\gamma_{pu_2} + 1)\right\} \end{aligned} \quad (16)$$

$\Pr\{H_0 | \hat{H}_S = H_0\}$  和  $\Pr\{H_1 | \hat{H}_S = H_0\}$  分别代表检测频段状态与实际授权频段空闲状态一致和不

一致的概率, 已在文献[23]中利用贝叶斯公式表示为

$$\Pr\{H_0 | \hat{H} = H_0\} = \frac{\Pr\{\hat{H} = H_0 | H_0\} \Pr\{H_0\}}{\sum_{j \in \{0,1\}} \Pr\{\hat{H} = H_0 | H_j\} \Pr\{H_j\}} = \frac{P_0(1-P_f)}{P_0(1-P_f) + (1-P_0)(1-P_d)} \stackrel{\Delta}{=} \pi_0 \quad (17)$$

$$\Pr\{H_1 | \hat{H} = H_0\} = \frac{\Pr\{\hat{H} = H_0 | H_1\} \Pr\{H_1\}}{\sum_{j \in \{0,1\}} \Pr\{\hat{H} = H_0 | H_j\} \Pr\{H_j\}} = \frac{(1-P_0)(1-P_d)}{P_0(1-P_f) + (1-P_0)(1-P_d)} \stackrel{\Delta}{=} \pi_1 \quad (18)$$

式中:  $P_0 = \Pr\{H_i = H_0\}$  为授权频段未被占用的概率;  $P_d = \Pr\{\hat{H} = H_1 | H_1\}$  为成功检测概率 (Successful Detection Probability, SDP)。  $P_f = \Pr\{\hat{H} = H_1 | H_0\}$  为虚警概率 (False-Alarm Probability, FAP)。

因此整个系统传输成功的概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{succ}} &= \Pr\{Q_1 | \hat{H}_S = H_0\} + \Pr\{Q_2 | \hat{H}_S = H_0\} \\ &= \Pr\{H_0 | \hat{H}_S = H_0\} (\Pr\{Q_1 | H_0, \hat{H}_S = H_0\} + \Pr\{Q_2 | H_0, \hat{H}_S = H_0\}) + \\ &\quad \Pr\{H_1 | \hat{H}_S = H_0\} (\Pr\{Q_1 | H_1, \hat{H}_S = H_0\} + \Pr\{Q_2 | H_1, \hat{H}_S = H_0\}) \end{aligned} \quad (19)$$

则中断概率可表示为

$$P_{\text{out}} = 1 - P_{\text{succ}} \quad (20)$$

下面考虑不同参数影响, 对上述各个计算公式的具体结果进行推导。

当  $\varphi > 0$ , 即  $\frac{T\mu_1}{1+T\mu_1} < \alpha < \frac{1}{(1+T)}$  时, 式(12)和式(13)可以进一步计算得

$$\begin{aligned} \Pr\{Q_1 | H_0, \hat{H}_S = H_0\} &= \Pr\{\gamma_{br_2} > T(\gamma_{r_1 r_2} + 1), \varphi\gamma_{r_1 u_1} > T, \lambda_1\gamma_{r_1 u_2} > T\} \\ &= \int_0^{+\infty} \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 r_2}} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}_{r_1 r_2}}\right) \int_{T(x+1)}^{+\infty} \frac{1}{\bar{\gamma}_{br_2}} \exp\left(-\frac{y}{\bar{\gamma}_{br_2}}\right) dy dx \times \\ &\quad \int_{\frac{T}{\varphi}}^{+\infty} \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 u_1}} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}_{r_1 u_1}}\right) dx \times \int_{\frac{T}{\lambda_1}}^{+\infty} \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 u_2}} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}_{r_1 u_2}}\right) dx \\ &= \frac{\bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + T\bar{\gamma}_{r_1 r_2}} \exp\left(-\frac{T}{\bar{\gamma}_{br_2}} - \frac{T}{\bar{\gamma}_{r_1 u_1} \varphi} - \frac{T}{\bar{\gamma}_{r_1 u_2} \lambda_1}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \Pr\{Q_1 | H_1, \hat{H}_S = H_0\} &= \frac{\bar{\gamma}_{br_2}^2 \varphi \bar{\gamma}_{r_1 u_1} \lambda_1 \bar{\gamma}_{r_1 u_2}}{(\bar{\gamma}_{br_2} + T\bar{\gamma}_{br_2}) (\bar{\gamma}_{br_2} + T\bar{\gamma}_{r_1 r_2}) (\varphi \bar{\gamma}_{r_1 u_1} + \bar{\gamma}_{\mu_1} T) (\lambda_1 \bar{\gamma}_{r_1 u_2} + \bar{\gamma}_{\mu_2} T)} \times \\ &\quad \exp\left(-\frac{T}{\bar{\gamma}_{br_2}} - \frac{T}{\varphi \bar{\gamma}_{r_1 u_1}} - \frac{T}{\lambda_1 \bar{\gamma}_{r_1 u_2}}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

当  $\varphi > 0$  且  $\lambda_3 > 0$ , 即  $\frac{T\mu_1}{1+T\mu_1} < \alpha < \frac{1}{(1+T)}$ , 且  $0 < \mu_1 < \frac{1}{T^2}$  时, 式(15)和式(16)可以进一步计算得

$$\begin{aligned} \Pr\{Q_2 | H_0, \hat{H}_S = H_0\} &= \exp\left(-\frac{T}{\bar{\gamma}_{r_1 u_1} \varphi} - \frac{T}{\bar{\gamma}_{r_1 u_2} \lambda_1}\right) \left[ \frac{\bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1 r_2} T \mu_1} \exp\left(-\left(\frac{\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1 r_2} T \mu_1}{\bar{\gamma}_{r_1 r_2} \bar{\gamma}_{br_2}}\right) \frac{T^2 + T}{\lambda_3} - \frac{T}{\bar{\gamma}_{br_2}}\right) - \right. \\ &\quad \left. \frac{T \bar{\gamma}_{br_2}}{T \bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1 r_2}} \exp\left(-\left(\frac{T \bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1 r_2}}{\bar{\gamma}_{r_1 r_2} T \bar{\gamma}_{br_2}}\right) \frac{T^2 + T}{\lambda_3} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{br_2}}\right) \right] \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned}
\Pr\{Q_2 | H_1, \hat{H}_S = H_0\} &= \frac{\bar{\varphi}\bar{\gamma}_{r_1u_1}}{\bar{\varphi}\bar{\gamma}_{r_1u_1} + \bar{\gamma}_{pu_1}T} \frac{\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2}}{\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2} + \bar{\gamma}_{pu_2}T} \exp\left(-\frac{T}{\bar{\varphi}\bar{\gamma}_{r_1u_1}} - \frac{T}{\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2}}\right) \times \\
&\left[ \frac{\bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}T\mu_1} \frac{\bar{\gamma}_{r_1r_2}\bar{\gamma}_{br_2}\lambda_3}{\bar{\gamma}_{r_1r_2}\bar{\gamma}_{br_2}\lambda_3 + T\bar{\gamma}_{pr_2}\bar{\gamma}_{r_1r_2}\lambda_3 + \bar{\gamma}_{pr_2}(\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}T\mu_1)(T^2 + T)} \right] \times \\
&\exp\left(-\frac{T}{\bar{\gamma}_{br_2}} - \frac{(\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}T\mu_1)(T^2 + T)}{\bar{\gamma}_{r_1r_2}\bar{\gamma}_{br_2}\lambda_3}\right) - \exp\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{br_2}} - \frac{(T\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2})(T+1)}{\bar{\gamma}_{br_2}\bar{\gamma}_{r_1r_2}\lambda_3}\right) \times \\
&\left. \frac{T\bar{\gamma}_{br_2}}{T\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}\bar{\gamma}_{br_2}\bar{\gamma}_{r_1r_2}\lambda_3 + \bar{\gamma}_{pr_2}\bar{\gamma}_{r_1r_2}\lambda_3 + \bar{\gamma}_{pr_2}(T\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2})(T+1)} \right] \quad (24)
\end{aligned}$$

将式(17)(18)和式(21)–(24)代入式(19)(20)可得系统中断概率为

①当  $\varphi > 0$  且  $\lambda_3 > 0$  时

$$\begin{aligned}
P_{\text{out}} &= 1 - \pi_0 \exp\left(-\frac{T}{\bar{\gamma}_{r_1u_1}\varphi} - \frac{T}{\bar{\gamma}_{r_1u_2}\lambda_1}\right) \left[ \frac{\bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + T\bar{\gamma}_{r_1r_2}} \exp\left(-\frac{T}{\bar{\gamma}_{br_2}}\right) + \frac{\bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}T\mu_1} \times \right. \\
&\exp\left(-\frac{(\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}T\mu_1)(T^2 + T)}{\bar{\gamma}_{r_1r_2}\bar{\gamma}_{br_2}\lambda_3} - \frac{T}{\bar{\gamma}_{br_2}} \right. - \left. \frac{T\bar{\gamma}_{br_2}}{T\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}} \exp\left(-\frac{(T\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2})(T^2 + T)}{\bar{\gamma}_{r_1r_2}T\bar{\gamma}_{br_2}\lambda_3} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{br_2}}\right) \right] - \\
&\pi_1 \left\{ \frac{\bar{\gamma}_{br_2}^2\varphi\bar{\gamma}_{r_1u_1}\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2}}{(\bar{\gamma}_{br_2} + T\bar{\gamma}_{pr_2})(\bar{\gamma}_{br_2} + T\bar{\gamma}_{r_1r_2})(\varphi\bar{\gamma}_{r_1u_1} + \bar{\gamma}_{pu_1}T)(\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2} + \bar{\gamma}_{pu_2}T)} \exp\left(-\frac{T}{\bar{\gamma}_{br_2}} - \frac{T}{\bar{\varphi}\bar{\gamma}_{r_1u_1}} - \frac{T}{\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2}}\right) + \right. \\
&\frac{\varphi\bar{\gamma}_{r_1u_1}\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2}}{(\varphi\bar{\gamma}_{r_1u_1} + \bar{\gamma}_{pu_1}T)(\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2} + \bar{\gamma}_{pu_2}T)} \exp\left(-\frac{T}{\bar{\varphi}\bar{\gamma}_{r_1u_1}} - \frac{T}{\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2}}\right) \times \left[ \exp\left(-\frac{T}{\bar{\gamma}_{br_2}} - \frac{(\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}T\mu_1)(T^2 + T)}{\bar{\gamma}_{r_1r_2}\bar{\gamma}_{br_2}\lambda_3}\right) \times \right. \\
&\frac{\bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}T\mu_1} \frac{\bar{\gamma}_{r_1r_2}\bar{\gamma}_{br_2}\lambda_3}{\bar{\gamma}_{r_1r_2}\bar{\gamma}_{br_2}\lambda_3 + T\bar{\gamma}_{pr_2}\bar{\gamma}_{r_1r_2}\lambda_3 + \bar{\gamma}_{pr_2}(\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}T\mu_1)(T^2 + T)} - \\
&\left. \left. \frac{T\bar{\gamma}_{br_2}}{T\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}\bar{\gamma}_{br_2}\bar{\gamma}_{r_1r_2}\lambda_3 + \bar{\gamma}_{pr_2}\bar{\gamma}_{r_1r_2}\lambda_3 + \bar{\gamma}_{pr_2}(T\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2})(T+1)} \exp\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{br_2}} - \frac{(T\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2})(T+1)}{\bar{\gamma}_{br_2}\bar{\gamma}_{r_1r_2}\lambda_3}\right) \right] \right\} \quad (25)
\end{aligned}$$

②当  $\varphi > 0$  且  $\lambda_3 \leq 0$  时,

$$P_{\text{out}} = 1 - \exp\left(-\frac{T}{\bar{\gamma}_{br_2}} - \frac{T}{\bar{\varphi}\bar{\gamma}_{r_1u_1}} - \frac{T}{\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2}}\right) \times \quad (26)$$

$$\left[ \frac{\pi_0\bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + T\bar{\gamma}_{r_1r_2}} + \frac{\pi_1\bar{\gamma}_{br_2}^2\varphi\bar{\gamma}_{r_1u_1}\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2}}{(\bar{\gamma}_{br_2} + T\bar{\gamma}_{pr_2})(\bar{\gamma}_{br_2} + T\bar{\gamma}_{r_1r_2})(\varphi\bar{\gamma}_{r_1u_1} + \bar{\gamma}_{pu_1}T)(\lambda_1\bar{\gamma}_{r_1u_2} + \bar{\gamma}_{pu_2}T)} \right]$$

③当  $\varphi \leq 0$  时,  $P_{\text{out}} = 1$ 。

## 2.2 高 SNR 下近似中断性能

利用  $x \rightarrow 0$  时, 满足  $\exp(-x) \approx 1 - x$  关系, 可知在高 SNR 下, 忽略 SNR 倒数的高次项, 保留低次项。当  $\varphi > 0$  且  $\lambda_3 > 0$  时, 系统的中断概率可以近似表示为

$$P_{\text{out}} \approx 1 - \pi_0 \left( \frac{\bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + T\bar{\gamma}_{r_1r_2}} + \frac{\bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}T\mu_1} - \frac{T\bar{\gamma}_{br_2}}{T\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1r_2}} \right) -$$

$$\pi_1 \left\{ \frac{\bar{\gamma}_{br_2}^2 \varphi \bar{\gamma}_{r_1 u_1} \lambda_1 \bar{\gamma}_{r_1 u_2}}{(\bar{\gamma}_{br_2} + T \bar{\gamma}_{pr_2}) (\bar{\gamma}_{br_2} + T \bar{\gamma}_{r_1 r_2}) (\varphi \bar{\gamma}_{r_1 u_1} + \bar{\gamma}_{pu_1} T) (\lambda_1 \bar{\gamma}_{r_1 u_2} + \bar{\gamma}_{pu_2} T)} + \frac{\varphi \bar{\gamma}_{r_1 u_1} \lambda_1 \bar{\gamma}_{r_1 u_2}}{(\varphi \bar{\gamma}_{r_1 u_1} + \bar{\gamma}_{pu_1} T) (\lambda_1 \bar{\gamma}_{r_1 u_2} + \bar{\gamma}_{pu_2} T)} \times \left[ \frac{\bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1 r_2} T \mu_1 \bar{\gamma}_{r_1 r_2} \bar{\gamma}_{br_2} \lambda_3 + T \bar{\gamma}_{pr_2} \bar{\gamma}_{r_1 r_2} \lambda_3 + \bar{\gamma}_{pr_2} (\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1 r_2} T \mu_1) (T^2 + T)} - \frac{T \bar{\gamma}_{br_2}}{(\bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1 r_2} T) \bar{\gamma}_{br_2} \bar{\gamma}_{r_1 r_2} \lambda_3 + \bar{\gamma}_{pr_2} \bar{\gamma}_{r_1 r_2} \lambda_3 + \bar{\gamma}_{pr_2} (T \bar{\gamma}_{br_2} + \bar{\gamma}_{r_1 r_2}) (T + 1)} \right] \right\} \quad (27)$$

当  $\varphi > 0$  且  $\lambda_3 \leq 0$  时,

$$P_{\text{out}} \approx 1 - \frac{\pi_0 \bar{\gamma}_{br_2}}{\bar{\gamma}_{br_2} + T \bar{\gamma}_{r_1 r_2}} - \frac{\pi_1 \bar{\gamma}_{br_2}^2 \varphi \bar{\gamma}_{r_1 u_1} \lambda_1 \bar{\gamma}_{r_1 u_2}}{(\bar{\gamma}_{br_2} + T \bar{\gamma}_{pr_2}) (\bar{\gamma}_{br_2} + T \bar{\gamma}_{r_1 r_2}) (\varphi \bar{\gamma}_{r_1 u_1} + \bar{\gamma}_{pu_1} T) (\lambda_1 \bar{\gamma}_{r_1 u_2} + \bar{\gamma}_{pu_2} T)} \quad (28)$$

当  $\varphi \leq 0$  时,  $P_{\text{out}} \approx 1$ 。从式(27)(28)可以看出,在高 SNR 下,当中断概率达到性能底限,此时即使继续增大 SNR,其中断性能也不会发生任何变化。

### 2.3 功率叠加分配系数的优化

由式(19)–(24)可知,要使中断概率最小,就是使式(21)–(24)的值最大,即使得  $\frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 u_1} \varphi} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 u_2} \lambda_1}$  最

小,这样,该优化问题可以表示为

$$\alpha^* = \arg \min_{\alpha} \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 u_1} \min\{1 - \alpha - \alpha T, \alpha - \mu_1 (1 - \alpha) T\}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 u_2} (1 - \alpha - \alpha T)}, \quad (29)$$

s. t.  $0 < \alpha < 0.5$

式(29)可以进一步等效为

$$\alpha^* = \min\{\alpha_1, \alpha_2\} \quad (30)$$

式中:

$$\alpha_1 = \arg \min_{\alpha} \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 u_1} [(1 + \mu_1 T) \alpha - \mu_1 T]} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 u_2} [1 - (1 + T) \alpha]} \quad (31)$$

$$\text{s. t. } 0 < \alpha < \frac{1 + \mu_1 T}{2 + T + \mu_1 T}$$

$$\alpha_2 = \arg \min_{\alpha} \left( \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 u_1}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_1 u_2}} \right) \frac{1}{1 - (1 + T) \alpha}$$

s. t.  $\frac{1 + \mu_1 T}{2 + T + \mu_1 T} < \alpha < 0.5$  (32)

优化问题式(31)只需要对  $\alpha$  求偏导等于 0,即可求得最优的  $\alpha$ ,而优化问题式(32)在范围内随  $\alpha$  单调递增,因此综合比较分析,可以得到最优的功率叠加分配系数为

$$\alpha^* = \frac{\sqrt{(1 + \mu_1 T) \sigma_{r_1 u_2}^2} + \mu_1 T \sqrt{(1 + T) \sigma_{r_1 u_1}^2}}{\sqrt{(1 + T) (1 + \mu_1 T)} (\sqrt{(1 + \mu_1 T) \sigma_{r_1 u_1}^2} + \sqrt{(1 + T) \sigma_{r_1 u_2}^2})} \quad (33)$$

### 3 吞吐量分析

为了进一步比较不同中继转发模型的性能优劣,在此引入吞吐量,用  $\tau$  来表示。该传输系统的吞吐量

可以表示为

$$\tau = R(1 - P_{out}) \tag{34}$$

### 4 仿真分析

在仿真过程中,主要仿真参数设置为  $R = 1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ ,  $\sigma_{br}^2 = \sigma_{br_1}^2 = \sigma_{br_2}^2 = 2$ ,  $\sigma_{ru_1}^2 = \sigma_{r_1u_1}^2 = \sigma_{r_2u_2}^2 = 3$ ,  $\sigma_{ru_2}^2 = \sigma_{r_1u_2}^2 = \sigma_{r_2u_1}^2 = 2$ ,  $\sigma_{rr}^2 = \sigma_{r_1r_2}^2 = 1$ ,  $P_r = P_{r_1} = P_{r_2} = \frac{P_b}{5} = P$ ,  $\text{SNR} = 10 \log_{10} \frac{P}{N_0}$ ,  $P_0 = 0.8$ ,  $P_d = 0.99$ ,  $P_f = 0.01$ 。

图2给出  $\alpha = 0.2$  时  $(P_0, P_d, P_f) = (0.8, 0.9, 0.1)$  和  $(P_0, P_d, P_f) = (0.8, 0.99, 0.01)$  2种参数下,本文提出的认知两中继系统模型与传统认知 HD 单中继系统以及传统认知 FD 系统的中断概率随 SNR 变化的性能曲线。从图中可以看出理论精确闭式结果和蒙特卡罗仿真完全重合,且3种系统模型的中断性能都能在高 SNR 下达到性能底限,验证了理论推导的正确性。此外,当 SNR 小于 40 dB 时,认知两中继系统中断性能优于传统认知 HD 单中继系统以及传统认知 FD 系统的中断性能。最后从图2还可以看出在  $(P_0, P_d, P_f) = (0.8, 0.99, 0.01)$  情况下的系统中断性能明显优于  $(P_0, P_d, P_f) = (0.8, 0.9, 0.1)$  下的系统中断性能,这表明频谱感知的成功检测概率  $P_d$  和虚警概率  $P_f$  即频谱感知的准确度对系统中断性能有显著影响,频谱感知的准确度越高,系统的中断性能越好。

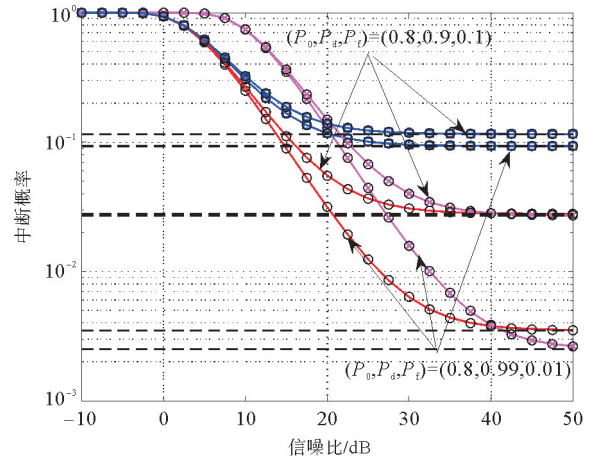


图2  $\alpha=0.2$ 时中断概率随信噪比变化的性能曲线

— 两中继; \* 半双工中继; — 全双工中继;  
--- 近似值; ○ 蒙特卡罗仿真

图3和图4分别给出了 SNR 为 15 和为 65 dB 时,中断概率随功率叠加分配系数  $\alpha$  变化的性能曲线。从图3可以看出随着功率分配因子的增大,系统中断概率先减小后增大,图3中显示认知两中继系统的中断概率最小值处对应的  $\alpha$  值为 0.271 935,考虑到误差的影响,该值与利用理论推导结果式(33)得出的值 0.2719 是相符合的。同时从图3还可以看出在  $\alpha$  相同的条件下,认知两中继系统优于传统认知 HD 单中继系统以及传统认知 FD 系统的中断性能。从图4中可以看出,在 SNR 较高的情况下,3种系统模型的中断概率不受  $\alpha$  的变化影响。

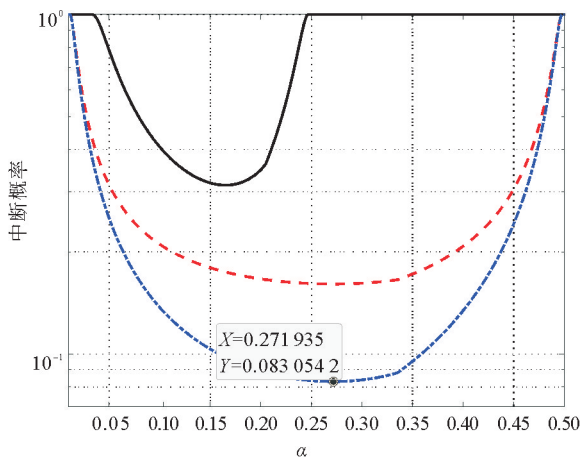


图3 SNR为15 dB时中断概率随 $\alpha$ 变化的性能曲线

— 半双工中继; - - - 全双工中继; ··· 两中继

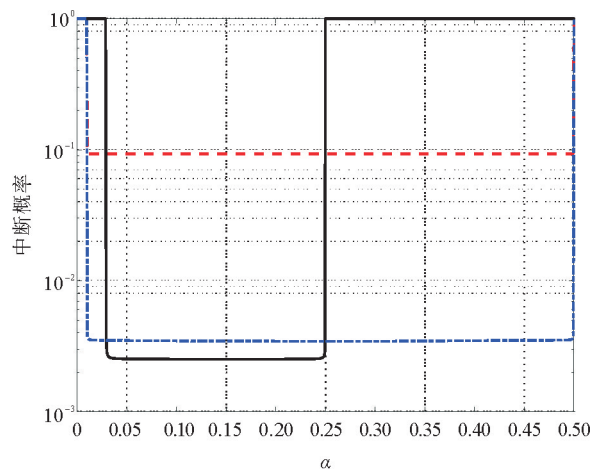


图4 SNR为65 dB时中断概率随 $\alpha$ 变化的性能曲线

— 半双工中继; - - - 全双工中继; ··· 两中继

图 5 给出了  $\alpha = 0.2$  时不同系统模型吞吐量随 SNR 变化的对比结果,从图中可以看出随着 SNR 的增加,各系统的吞吐量呈现增加趋势,本文提出的认知两中继系统吞吐量优于传统认知 HD 单中继系统以及传统认知 FD 系统的吞吐量,而且可以达到最大吞吐量的性能极限。

图 6 给出了不同  $(P_0, P_d, P_f)$  值下认知两中继系统模型的中断概率随 SNR 变化的性能曲线。从图中可以看出  $(P_d, P_f) = (0.99, 0.01)$  下的可靠性明显优于在  $(P_d, P_f) = (0.9, 0.1)$  的情况,  $P_0 = 0.8$  下的可靠性能优于  $P_0 = 0.2$ ,  $P_0 = 0.9$  下的可靠性能优于在  $P_0 = 0.8$ , 这表明随着频谱感知可靠性的提高,系统的可靠性可以得到明显提高。

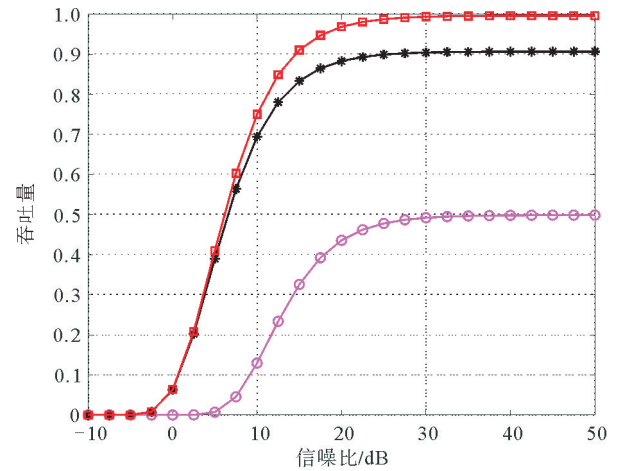


图 5  $\alpha=0.2$ 时吞吐量随信噪比变化的性能比较  
 ○ 半双工中继; \* 全双工中继; □ 两中继

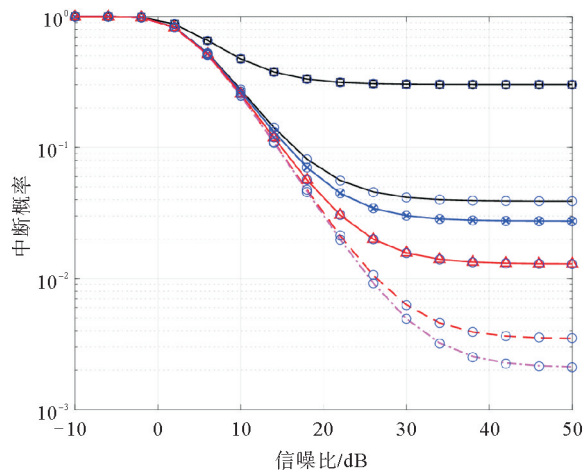


图 6  $\alpha=0.2$ 时不同 $(P_0, P_d, P_f)$ 下中断概率随信噪比变化的性能曲线

—  $(P_0, P_d, P_f) = (0.2, 0.99, 0.01)$ ; —\*—  $(P_0, P_d, P_f) = (0.8, 0.9, 0.1)$ ; - - -  $(P_0, P_d, P_f) = (0.8, 0.99, 0.01)$ ;  
 -▲-  $(P_0, P_d, P_f) = (0.9, 0.9, 0.1)$ ; - - -  $(P_0, P_d, P_f) = (0.9, 0.99, 0.01)$ ; —□—  $(P_0, P_d, P_f) = (0.2, 0.99, 0.1)$ ;  
 ○ 蒙特卡罗仿真

## 5 结束语

针对协作认知网络 NOMA 下行中继系统,本文在研究传统认知 HD 和 FD 单中继系统性能的基础上,提出了一种两中继转发系统模型,在充分考虑信道随机性和不完全 SIC 情况下,详细分析了系统的精确中断性能和高 SNR 下的近似结果,并给出了最优功率叠加分配系数。最后,通过仿真验证了理论分析的正确性。仿真结果表明,相比于传统认知 HD 或 FD 单中继系统,该文所提系统模型具有更高的可靠性和传输速率。

### 参考文献 (References):

[1] DING Z G, YANG Z, FAN P Z, et al. On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(12): 1501-1505.  
 [2] 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.  
 [3] 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.

- [4] DAI L L, WANG B C, YUAN Y F, et al. Non-orthogonal multiple access for 5G: Solutions, challenges, opportunities, and future research trends[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(9): 74-81.
- [5] DING Z G, LIU Y W, JINHO C, et al. Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2017, 55(2): 185-191.
- [6] 周彦果, 张海林, 陈瑞瑞. 协作非正交多址接入系统的性能分析[J]. *武汉大学学报(工学版)*, 2019, 52(9): 831-835.  
ZHOU Yanguo, ZHANG Hailin, CHEN Ruirui. Performance analysis of cooperative non-orthogonal multiple access system[J]. *Engineering Journal of Wuhan University*, 2019, 52(9): 831-835.
- [7] 黄盛. 两用户非正交多址接入的最优时延均衡和功率控制方法[J]. *电子与信息学报*, 2019, 41(8): 1902-1908.  
HUANG Sheng. Optimal delay equilibrium and power control method for two-user non-orthogonal multiple access[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(8): 1902-1908.
- [8] CHEN J, JIA J, LIU Y W, et al. Optimal resource block assignment and power allocation for D2D-enabled NOMA communication[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 90023-90035.
- [9] WANG C L, HUNG C W. Proportional-fairness resource allocation for a downlink multicarrier NOMA system[C]//2020 14th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS). Adelaide, 2020: 1-6.
- [10] LIU Z X, LIANG C J, YUAN Y Z, et al. Resource allocation based on user pairing and subcarrier matching for downlink non-orthogonal multiple access networks[J]. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2021, 8(3): 679-689.
- [11] ZHANG R, LIU F, LIU Y. Optimal full-duplex relay selection for physical layer security in cooperative wireless networks[C]//2017 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Qingdao, 2017: 1-6.
- [12] YUE X W, LIU Y W, KANG S L, et al. Outage performance of full/half-duplex user relaying in NOMA systems[C]//2017 IEEE International Conference on Communications (ICC). Paris, 2017: 1-6.
- [13] DO D T, NGUYEN T T. Impacts of relay and direct links at destinations in full-duplex non-orthogonal multiple access system[J]. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2022, 26: 269-277.
- [14] TU L T, PHAN V D, NGUYEN T N, et al. Performance analysis of multihop full-duplex NOMA systems with imperfect interference cancellation and near-field path-loss[J]. *Sensors*, 2023, 23(1): 524.
- [15] TU L T, BRADAI A, POUSET Y, et al. On the spectral efficiency of LoRa networks: Performance analysis, trends and optimal points of operation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2022, 70(4): 2788-2804.
- [16] SHAYOVITZ S, KRESTIANTSEV A, RAPHAELI D. Low-complexity self-interference cancellation for multiple access full duplex systems[J]. *Sensors*, 2022, 22(4): 1485.
- [17] ZHANG J H, HE F M, LI W, et al. Self-interference cancellation: A comprehensive review from circuits and fields perspectives[J]. *Electronics*, 2022, 11(2): 172.
- [18] LV L, CHEN J, NI Q, et al. Cognitive non-orthogonal multiple access with cooperative relaying: A new wireless frontier for 5G spectrum sharing[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2018, 56(4): 188-195.
- [19] ARZYKULOV S, TSIFTSIS T A, NAURYZBAYEV G, et al. Outage performance of cooperative underlay CR-NOMA with imperfect CSI[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(1): 176-179.
- [20] MOHAMMADI M, CHALISE B K, HAKIMI A, et al. Beamforming design and power allocation for full-duplex non-orthogonal multiple access cognitive relaying[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(12): 5952-5965.
- [21] YANG Z, HUSSEIN J A, XU P, et al. Performance study of cognitive relay NOMA networks with dynamic power transmission[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(3): 2882-2887.
- [22] BABU V S, DEEPAN N, REBEKKA B. Performance analysis of cooperative full duplex NOMA system in cognitive radio networks[C]//2020 International Conference on Wireless Communications Signal Processing and Networking (WiSPNET). Chennai, 2020: 84-87.
- [23] ZOU Y L, CHAMPAGNE B, ZHU W P, et al. Relay-selection improves the security-reliability trade-off in cognitive radio systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(1): 215-228.

(责任编辑 张晓靖; 英文校审 程文华)