



研究与开发

增强型认知NOMA通信系统的设计与性能分析

张亚芳¹, 高震森², 李建华³, 田野¹, 宁新宁¹, 张琼¹

(1. 忻州师范学院电子系, 山西 忻州 034099;

2. 广东工业大学信息工程学院, 广东 广州 510006;

3. 阜阳师范大学计算机与信息工程学院, 安徽 阜阳 236037)

摘要: 为了解决无线网络频谱资源有限和物联网设备指数增加的矛盾, 提出了一种混合蜂窝传输和D2D通信的增强型认知非正交多址接入 (non-orthogonal multiple access, NOMA) 通信网络。该网络以改善蜂窝通信的覆盖为前提, 授权D2D节点使用蜂窝网络频谱资源以完成通信任务。鉴于NOMA技术高频谱效率的优点, 设计了一种自适应的认知NOMA传输方案。在考虑信道估计误差的情况下, 优化找到了使得系统中断概率最小化的最优功率分配, 并分别对蜂窝系统和D2D通信系统的中断概率以及系统吞吐量进行了分析。仿真结果验证了理论推导的正确性, 同时表明, 所提方案的可靠性能明显优于现有方案, 在中低信噪比区域吞吐量增益高达12.3%, 高信噪比区域性能相当。

关键词: 认知通信; 非正交多址接入; D2D通信; 功率分配; 中断概率; 信道估计误差

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2025220

Design and performance analysis of enhanced cognitive NOMA communication system

ZHANG Yafang¹, GAO Zhensen², LI Jianhua³, TIAN Ye¹, NING Xinning¹, ZHANG Qiong¹

1. Department of Electronics, Xinzhou Normal University, Xinzhou 034099, China

2. School of Information Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China

3. School of Computer and Information Engineering, Fuyang Normal University, Fuyang 236037, China

Abstract: In order to solve the contradiction between the limited spectrum resources of wireless networks and the exponential increase of Internet of things devices, an enhanced cognitive non-orthogonal multiple access (NOMA) communication network with mixed cellular transmission and D2D communication was proposed. Based on the premise

收稿日期: 2025-02-13; 修回日期: 2025-07-15

通信作者: 李建华, lyzlyc@fynu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62375055); 山西省高等学校科技创新项目 (No.2024L324); 山西省高等学校教学改革创新项目 (No.J20241271)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 62375055), Science and Technology Innovation Project of Higher Education Institutions of Shanxi Province (No.2024L324), Teaching Reform and Innovation Project of Higher Education Institutions of Shanxi Province (No.J20241271)

of improving the coverage of cellular communication, the D2D node was authorized to use the spectrum resources of cellular network to complete the communication task. In view of the advantages of high spectral efficiency of NOMA technology, a dynamic cognitive NOMA transmission scheme was designed. Considering channel estimation error was existed, the optimal power allocation that minimized the system outage probability was found, while the outage probabilities and system throughput of cellular system and D2D communication system were analyzed, respectively. The simulation results verify the correctness of the theoretical derivation, and show that the proposed scheme demonstrates significantly improved reliability compared to existing schemes, achieving a throughput gain of up to 12.3% in the low-to-medium SNR region while maintaining comparable performance in the high SNR region.

Key words: cognitive radio, non-orthogonal multiple access, D2D communication, power allocation, outage probability, channel estimation error

0 引言

随着无线通信和物联网技术的飞速发展,越来越多的物联网设备正在以空前的速度接入互联网。为了加速万物互联愿景的实现,稀缺频谱资源和指数增长的物联网设备之间的矛盾亟须解决。

非正交多址接入 (non-orthogonal multiple access, NOMA), 凭借发送端叠加编码和接收端串行干扰消除 (successive interference cancellation, SIC) 技术, 可以支持海量设备同时接入网络并实现较高的频谱效率, 因此, 在 5G 及 6G 网络中具有广泛的研究和应用前景^[1-4]。通过对 NOMA 系统中断概率和遍历速率的分析, 丁志国等^[5]发现 NOMA 系统可以实现比正交多址接入 (orthogonal multiple access, OMA) 系统更优的性能, 同时这种性能增益还可以通过扩大用户信道差异而得到进一步提升。但是, 由于信道衰落和 NOMA 系统中固有共道干扰的影响, 小区边缘用户性能仍然较差。考虑好信道用户可以借助 SIC 技术获取得到差信道用户的先验信息, 文献[6]提出了协作 NOMA 传输方案。文献[7]设计了半双工中继协助的协作 NOMA 系统, 并对其中断概率进行了分析。随后, 基于 NOMA 的双跳中继共享方案被提出, 其中中继用于协助 2 个源和对应目的终端的双向信息传输^[8-9]。

另一方面, 和 NOMA 技术提升频谱效率的方法类似, 认知无线电通过感知周围环境变化, 调整传输参数, 允许非授权网络在不影响主网络性能的前提下使用主网络的频谱资源完成自己的通信, 同样可以显著提升网络频谱资源利用率^[10-12]。鉴于 NOMA、协助中继和认知无线电均具有高频谱效率的优点, 3 种技术的结合引起了业界的广泛关注。杨正等^[13]研究了认知中继 NOMA 网络的功率分配和中断性能。Kumar 等^[14]对多天线的 NOMA 频谱共享系统的和速率与中断概率进行了分析并证明所提系统可以实现比 OMA 系统更高的和速率及更低的中断概率。接着, Le 等^[15]提出了全双工协作 NOMA 频谱共享系统, 并且考虑通过引入信息与能量同传技术来鼓励主网络和次级网络之间的协作。Dhanasekaran 等^[16]研究了次级接收机具备全双工通信能力下的全双工协作 NOMA 频谱共享系统, 仿真证明, 该系统可以显著提升系统性能。为了进一步提升认知系统性能, Chitra 等^[17]为协作 NOMA 认知网络设计了基于初级网络信道的动态干扰阈值传输方案。需要注意的是, 现有关于协作 NOMA 认知网络的研究一方面单纯考虑了下垫式的认知网络, 即认知节点需要在初级网络服务质量要求下传输信息, 这种传输方式保证了初级网络的性能, 但使得次级系统的性能受到了限制。另一方面考虑通过协作共赢的方式不仅改善初



级网络的性能，还允许次级网络传输自己的信息，该方式可以显著提升认知网络的整体性能，但是需要合理分配已有资源。两类认知网络各有优缺点，但鲜有研究考虑将两类认知网络混合设计来进一步提升系统性能或应对更为复杂的通信场景。

受此启发，本文提出了一种增强型的认知 NOMA 通信系统，该系统可以基于网络中获取的信道状态信息（channel state information, CSI）动态地调整传输策略。具体贡献如下。

(1) 针对提出的增强型认知 NOMA 系统，假定 CSI 存在估计误差，推导了在蜂窝传输服务质量约束下使得设备直连（device-to-device, D2D）网络中断概率最小化的最优传输功率，同时分析了蜂窝系统和 D2D 系统的中断概率以及系统平均吞吐量。

(2) 运用蒙特卡洛仿真对分析结果的正确性进行了验证，同时结果表明所提方案不论在完美 CSI 还是 CSI 存在估计误差的情况下均明显优于其他方案，在中低信噪比区域，对应的性能增益可达 12.3%，高信噪比区域性能相当。

1 系统模型

认知 NOMA 通信系统模型如图 1 所示，本文考虑的认知 NOMA 通信系统模型采用 3 层异构架构：授权网络、非授权网络和中继。系统中授权网络为传统的蜂窝网络，由 1 个基站和 1 个小区边缘（cell-edge, CE）用户组成，非授权网络由 1 对 D2D 收发设备构成。两类网络中收发节点间存在严重的阻挡，致使无法进行正常通信。为此，考虑在中间区域引入车辆、无人机、传感器等空闲节点作为中继协助认知网络的信息传输。假定所有节点都是单天线且半双工。每个接收节点处都经历了均值为 0，方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。为了便于表述，下文中将用下标 b、e、s、r 和 d 分别表示基站、小区边缘用户、D2D 源、中

继（relay, R）和 D2D 接收机（D2D receiver, DR）。

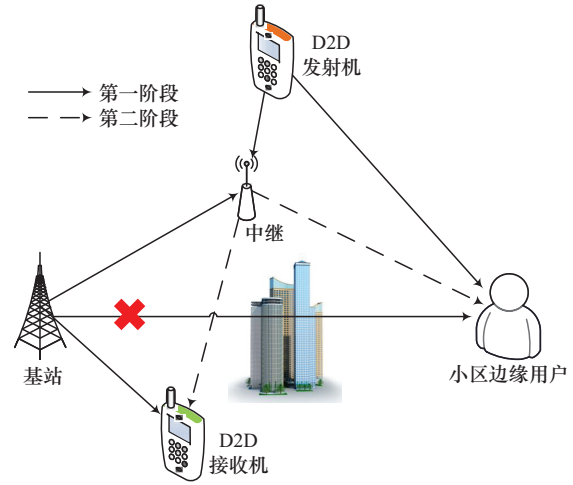


图 1 认知 NOMA 通信系统模型

基于最小均方差估计^[18]，CSI 有误差时节点 i 与节点 j 间的信道系数可以表示为 $h_{ij} = \hat{h}_{ij} + e_{ij}$ ，其中 \hat{h}_{ij} 是估计的信道， $e_{ij} \sim \text{CN}(0, \sigma_{ij}^2)$ 是信道估计误差，两者互不相关。假定所有信道都经历了独立的块瑞利衰落，则 $\hat{g}_{ij} = |\hat{h}_{ij}|^2$ 服从参数为 $\hat{\lambda}_{ij} = d_{ij}^{-\eta} - \sigma_{ij}^2$ 的指数分布，其中 d_{ij} 为节点间距离， η 为路径损耗指数。因此， $X = \hat{g}_{ij}$ 的概率密度函数和分布函数分别为 $f_X(x) = \frac{1}{\hat{\lambda}_{ij}} \cdot e^{-\frac{x}{\hat{\lambda}_{ij}}}$ 和 $F_X(x) = 1 - e^{-\frac{x}{\hat{\lambda}_{ij}}}$ 。

针对上述系统模型，本文设计了一种增强型的认知 NOMA 通信方案（enhanced cognitive NOMA, E-CNOMA），该方案分 2 个阶段完成。

在第一阶段，基站传输信息 $\sqrt{P_b} x_c$ ，同时 D2D 源传输 $\sqrt{P_d} x_d$ 给中继。与此同时，这些传输的信息会分别被 D2D 接收机和小区边缘用户监听到。其中， P_b 和 P_d 分别是基站和 D2D 源的发射功率， x_c 和 x_d 分别是蜂窝网络发射的信号和 D2D 信号。据此，中继、小区边缘用户和 D2D 接收机在该阶段接收的信号可以分别表示为：

$$y_R^{(1)} = (\hat{h}_{br} + e_{br}) \sqrt{P_b} x_c + (\hat{h}_{sr} + e_{sr}) \sqrt{P_d} x_d + n_r \quad (1)$$

$$y_{CE}^{(1)} = (\hat{h}_{se} + e_{se}) \sqrt{P_d} x_d + n_e \quad (2)$$

$$y_{DR}^{(1)} = (\hat{h}_{bd} + e_{bd}) \sqrt{P_b} x_c + n_d \quad (3)$$

其中： $n_i, i \in \{r, e, d\}$ 表示节点 i 处的噪声。基于式 (2) 和式 (3)，小区边缘用户译码 x_d 和 D2D 接收机译码 x_c 的信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) 计算式可表示如下：

$$\gamma_{CE}^{1,x_d} = \frac{\hat{g}_{se} P_d}{\sigma_{se}^2 P_d + \sigma^2} \quad (4)$$

$$\gamma_{DD}^{1,x_c} = \frac{\hat{g}_{bd} P_b}{\sigma_{bd}^2 P_b + \sigma^2} \quad (5)$$

其中： $\gamma_i^{j,k}$ 表示节点 i 译码第 j 阶段接收信号 k 时对应的 SINR。鉴于蜂窝传输比 D2D 通信具有更高优先级，同时基于 SIC，可由式 (1) 得到中继译码 x_c 和 x_d 的 SINR 分别为：

$$\gamma_R^{x_c} = \frac{\hat{g}_{br} P_b}{\hat{g}_{sr} P_d + \sigma_{br}^2 P_b + \sigma_{sr}^2 P_d + \sigma^2} \quad (6)$$

$$\gamma_R^{x_d} = \frac{\hat{g}_{sr} P_d}{\sigma_{br}^2 P_b + \sigma_{sr}^2 P_d + \sigma^2} \quad (7)$$

假定成功译码 $x_i, i \in \{c, d\}$ 的目标速率为 R_i ，则所提 E-CNOMA 方案对应的目标 SINR 为 $w_i = 2^{2R_i} - 1$ 。需要注意的是，在所提方案中，如果第一阶段中中继没有成功译码 x_c 或 x_d ，那么在第二阶段，系统将保持沉默，否则，中继会继续协助转发信息。

假定中继已成功译码 x_c 和 x_d ，借助第一阶段小区边缘用户和 D2D 接收机的译码结果，本文设计了一种动态中继转发方案，以进一步提升系统性能。具体地，如果 $\gamma_{CE}^{1,x_d} \geq w_d$ 且 $\gamma_{DD}^{1,x_c} \geq w_c$ ，中继将采用逐比特异或操作得到编码信号 $x_r = \sqrt{P_r} (x_c \oplus x_d)$ ，然后转发给小区边缘用户和 D2D 接收机。此时，小区边缘用户和 D2D 接收机处的接收信号可以表示为：

$$y_{CE}^{(2)} = (\hat{h}_{re} + e_{re}) \sqrt{P_r} (x_c \oplus x_d) + n_e \quad (8)$$

$$y_{DR}^{(2)} = (\hat{h}_{rd} + e_{rd}) \sqrt{P_r} (x_c \oplus x_d) + n_d \quad (9)$$

否则，中继将转发 $x_r = \sqrt{\alpha P_r} x_c + \sqrt{(1-\alpha) P_r}$

x_d 给小区边缘用户和 D2D 接收机，其中 $0 \leq \alpha \leq 1$ 是 NOMA 功率分配系数，在这种情况下，小区边缘用户和 D2D 接收机的接收信号分别为：

$$y_{CE}^{(2)} = (\hat{h}_{re} + e_{re}) (\sqrt{\alpha P_r} x_c + \sqrt{(1-\alpha) P_r} x_d) + n_e \quad (10)$$

$$y_{DR}^{(2)} = (\hat{h}_{rd} + e_{rd}) (\sqrt{\alpha P_r} x_c + \sqrt{(1-\alpha) P_r} x_d) + n_d \quad (11)$$

在所提动态传输方案中，第一阶段终端的译码结果会影响最终信号的译码，为了便于后续分析，这里引入一个二元符号 J 来表示所提方案中小区边缘用户和 D2D 接收机在第一阶段的译码结果，二元符号 J 与小区边缘用户和 D2D 接收机在第一阶段译码结果的对应关系见表 1。

表 1 二元符号 J 与小区边缘用户和 D2D 接收机在第一阶段译码结果的对应关系

二元符号 J	CE 和 DR 在第一阶段的译码结果
11	CE 成功译码 x_d ，DR 成功译码 x_c
10	CE 成功译码 x_d ，DR 译码 x_c 失败
01	CE 译码 x_d 失败，DR 成功译码 x_c
00	CE 译码 x_d 失败，DR 译码 x_c 失败

由此，可以得出不同 J 取值下小区边缘用户和 D2D 接收机在第二阶段的 SINR 表达式，结果如下。

(1) 如果 $J=11$ ，则第二阶段小区边缘用户和 D2D 接收机可以无干扰译码自己想要的信号。所以小区边缘用户译码 x_c 和 D2D 接收机译码 x_d 的 SINR 分别为 $\gamma_{CE,11}^{2,x_c} = \frac{\hat{g}_{re} P_r}{\sigma_{re}^2 P_r + \sigma^2}$ 和 $\gamma_{DR,11}^{2,x_d} = \frac{\hat{g}_{rd} P_r}{\sigma_{rd}^2 P_r + \sigma^2}$ ，其中， $\gamma_{i,j}^{m,n}$ 表示在 $J=j$ 的情况下终端 i 对第二阶段接收信号 n 译码所对应的 SINR 表达式。

(2) 如果 $J=10$ ，则小区边缘用户可以无干扰译码 x_c ，D2D 接收机将运用 SIC 先后对 x_c 和 x_d 进行译码。对应的 SINR 表达式分别为： $\gamma_{CE,10}^{2,x_c} = \frac{\alpha \hat{g}_{re} P_r}{\sigma_{re}^2 P_r + \sigma^2}$ ，

$$\gamma_{DR,10}^{2,x_c} = \frac{\hat{g}_{bd} P_b}{\sigma_{bd}^2 P_b + \sigma^2} + \frac{\alpha \hat{g}_{rd} P_r}{(1-\alpha) \hat{g}_{rd} P_r + \sigma_{rd}^2 P_r + \sigma^2} \quad \text{和}$$

$$\gamma_{DR,10}^{2,x_d} = \frac{(1-\alpha) \hat{g}_{rd} P_r}{\sigma_{rd}^2 P_r + \sigma^2}。$$

(3) 如果 $J=01$ ，此时 D2D 接收机可以无干



扰译 x_d ，小区边缘用户将在 x_d 的干扰下译码 x_c 。

对应的 SINR 为： $\gamma_{DR,01}^{2,x_d} = \frac{(1-\alpha)\hat{g}_{rd}P_r}{\sigma_{rd}^2P_r + \sigma^2}$ 和 $\gamma_{CE,01}^{2,x_c} =$

$$\frac{\alpha\hat{g}_{re}P_r}{(1-\alpha)\hat{g}_{re}P_r + \sigma_{re}^2P_r + \sigma^2}$$

(4) 如果 $J=00$ ，小区边缘用户将在 x_d 的干扰

下译码 x_c ，D2D接收机将运用SIC先后译码 x_c 和 x_d 。

对应的 SINR 为： $\gamma_{CE,00}^{2,x_c} = \frac{\alpha\hat{g}_{re}P_r}{(1-\alpha)\hat{g}_{re}P_r + \sigma_{re}^2P_r + \sigma^2}$ ，

$$\gamma_{DR,00}^{2,x_c} = \frac{\hat{g}_{bd}P_b}{\sigma_{bd}^2P_b + \sigma^2} + \frac{\alpha\hat{g}_{rd}P_r}{(1-\alpha)\hat{g}_{rd}P_r + \sigma_{rd}^2P_r + \sigma^2} \text{ 和}$$

$$\gamma_{DR,00}^{2,x_d} = \frac{(1-\alpha)\hat{g}_{rd}P_r}{\sigma_{rd}^2P_r + \sigma^2}$$

2 传输功率优化与性能分析

假定系统中所有的瞬时CSI已知，但是存在信道估计误差，即 $\sigma_{ij}^2 \neq 0$ 。在所提方案中，NOMA的使用导致 x_c 和 x_d 的译码相互影响。为了降低这种影响，本文考虑在保证蜂窝网络服务质量的同时最小化D2D网络的中断概率。为此，这部分将先给出中断概率的定义，然后进行功率优化，最后再推导中断概率以评估所提方案性能。

2.1 中断概率定义

在所提方案中，当中继不能成功译码 x_c 或 x_d ，或者当中继可以成功译码两信号，但是小区边缘用户不能成功译码 x_c 时，蜂窝信号的传输就会中断。所以， x_c 的中断概率可以表示为：

$$P_{\text{out}}^{x_c} = 1 - (I_1^c + I_2^c + I_3^c + I_4^c) \quad (12)$$

其中， $I_1^c = \Pr(J=11, \gamma_{R}^{x_c} \geq w_c, \gamma_{R}^{x_d} \geq w_d, \gamma_{CE,11}^{2,x_c} \geq w_c)$ ， $I_2^c = \Pr(J=10, \gamma_{R}^{x_c} \geq w_c, \gamma_{R}^{x_d} \geq w_d, \gamma_{CE,10}^{2,x_c} \geq w_c)$ ， $I_3^c = \Pr(J=01, \gamma_{R}^{x_c} \geq w_c, \gamma_{R}^{x_d} \geq w_d, \gamma_{CE,01}^{2,x_c} \geq w_c)$ 和 $I_4^c = \Pr(J=00, \gamma_{R}^{x_c} \geq w_c, \gamma_{R}^{x_d} \geq w_d, \gamma_{CE,00}^{2,x_c} \geq w_c)$ 分别为 $J=11, 10, 01$ 和 00 时系统成功传输 x_c 的概率。对应地，当且仅当中继成功译码 x_c 和 x_d ，小区边缘用户成功译码 x_c ，以及D2D接收机成功译码 x_c 和 x_d 时才意味着 x_d 的传输是成功的。所以， x_d 的中断概率为：

$$P_{\text{out}}^{x_d} = 1 - (I_1^d + I_2^d + I_3^d + I_4^d) \quad (13)$$

其中， $I_1^d = \Pr\left(J=11, \gamma_{R}^{x_c} \geq w_c, \gamma_{R}^{x_d} \geq w_d, \gamma_{CE,11}^{2,x_c} \geq w_c, \gamma_{DR,11}^{2,x_d} \geq w_d\right)$ ， $I_2^d =$

$\Pr\left(J=10, \gamma_{R}^{x_c} \geq w_c, \gamma_{R}^{x_d} \geq w_d, \gamma_{CE,10}^{2,x_c} \geq w_c, \gamma_{DR,10}^{2,x_d} \geq w_d\right)$ ， $I_3^d =$

$\Pr\left(J=01, \gamma_{R}^{x_c} \geq w_c, \gamma_{R}^{x_d} \geq w_d, \gamma_{CE,01}^{2,x_c} \geq w_c, \gamma_{DR,01}^{2,x_d} \geq w_d\right)$ 和 $I_4^d =$

$\Pr\left(J=00, \gamma_{R}^{x_c} \geq w_c, \gamma_{R}^{x_d} \geq w_d, \gamma_{CE,00}^{2,x_c} \geq w_c, \gamma_{DR,00}^{2,x_d} \geq w_d\right)$ 分别对应 $J=$

11, 10, 01和00时系统成功传输 x_d 的概率。

2.2 传输功率优化

根据式(12)和式(13)，并结合前面的SINR分析，可以推断出：(1) 从中断概率的角度来看， P_d 和 α 的优化是相互独立的。因为优化 P_d 是为了确保中继可以成功译码 x_c 和 x_d ，而 α 的优化则是为了保证在小区边缘用户可以成功译码 x_c 的同时最小化 x_d 的中断概率；(2) 因为第一阶段中小区边缘用户和D2D接收机的译码结果会影响最终的SINR表达式，所以， α 的优化与 J 的取值密切相关。鉴于上述分析，本文将依次对 P_d 和 α 进行优化。后续的分析中均假定D2D源的最大传输功率为 P_d^m 。

2.2.1 优化 P_d

在所提方案中，仅 γ_{CE}^{1,x_d} ， $\gamma_{R}^{x_c}$ 和 $\gamma_{R}^{x_d}$ 与 P_d 有关。为了在满足蜂窝网络服务质量要求的同时最小化D2D通信的中断概率，首先需要保证中继可以成功译码 x_c 和 x_d ，即： $\gamma_{R}^{x_c} \geq w_c$ 和 $\gamma_{R}^{x_d} \geq w_d$ 。由第一个条件可得 $P_d \leq P_d^H$ ，其中 $P_d^H = \frac{\sigma^2}{\hat{g}_{sr} + \sigma_{sr}^2} \left(\frac{\hat{g}_{br}P_b}{w_c\sigma^2} - \theta_{br} - 1 \right)$ 。同样，由第二个条件可得 $P_d \geq P_d^L$ ，其中 $P_d^L = \frac{(1+\theta_{br})w_d\sigma^2}{\hat{g}_{sr} - w_d\sigma_{sr}^2}$ ， $\theta_{br} = \frac{\sigma_{br}^2P_b}{\sigma^2}$ 。注意，这个不等式是在 $\hat{g}_{sr} > w_d\sigma_{sr}^2$ 的前提下得到的。至此，可以

发现, 当且仅当 $P_d^L < P_d^H$ 时, 才有可行的 P_d 存在。

另外, 小区边缘用户在第一阶段接收的 x_d 主要用于消除第二阶段传输中 x_d 对 x_c 的干扰, 而 γ_{CE}^{1,x_d} 又是关于 P_d 的单调增函数, 所以 P_d 越大, x_c 的性能会更好。

综合上述讨论, 同时结合约束 $P_d \leq P_d^m$, 可以得出 D2D 发射机的最优传输功率为:

$$P_d^* = 1_M \cdot \min(P_d^m, P_d^H) \quad (14)$$

其中, 1_M 是一个条件指示变量, 当条件 $M = \left\{ P_d^L < \min(P_d^m, P_d^H), \hat{g}_{br} > \frac{(1+\theta_{br})w_c\sigma^2}{P_b}, \hat{g}_{sr} > w_d\sigma_{sr}^2 \right\}$

满足时, $1_M = 1$, 否则等于 0。

2.2.2 优化 α

从前面的 SINR 分析中可以观察到, α 只与第二阶段的传输有关。假定中继可以成功译码 x_c 和 x_d , 则 α 的优化可讨论如下。

(1) 当 $J=11$ 时, 不需要对 α 优化。

(2) 当 $J=10$ 时, 为了在保证 x_c 的服务质量的同时最小化 x_d 的中断概率, $\gamma_{CE,10}^{2,x_c} \geq w_c$ 和 $\gamma_{DR,10}^{2,x_c} \geq w_c$ 需要同时被满足, 由此可以得到 $\alpha \geq \alpha_{10}^L$,

$$\text{其中: } \beta_1 = \frac{(1+\theta_{rf})w_c\sigma^2}{\hat{g}_{rf}P_r}, \beta_2 = \frac{w_c - \frac{\hat{g}_{bd}P_b}{(1+\theta_{bd})\sigma^2}}{1+w_c - \frac{\hat{g}_{bd}P_b}{(1+\theta_{bd})\sigma^2}}$$

$$\left(1 + \frac{(1+\theta_{rd})\sigma^2}{\hat{g}_{rd}P_r} \right), \alpha_{10}^L = \max(\beta_1, \beta_2), \theta_{rf} = \frac{\sigma_{rf}^2 P_r}{\sigma^2},$$

$$\theta_{bd} = \frac{\sigma_{bd}^2 P_b}{\sigma^2} \text{ 和 } \theta_{rd} = \frac{\sigma_{rd}^2 P_r}{\sigma^2}。 \text{ 同时, 因为 } \gamma_{DR,10}^{2,x_d} \text{ 是关}$$

于 α 的增函数, 所以 $J=10$ 时 R 处的最优功率分配系数为 $\alpha_{10}^* = 1_{N_{10}} \cdot \alpha_{10}^L$, 其中当 $N_{10} = \{\alpha_{10}^L < 1\}$ 为真时, $1_{N_{10}}$ 才等于 1, 否则等于 0。

(3) 当 $J=01$ 时, 首先需要保证小区边缘用户可以成功译码 x_c , 即要求 $\gamma_{CE,01}^{2,x_c} \geq w_c$, 可推导得

$$\text{出 } \alpha \geq \beta_3, \text{ 其中 } \beta_3 = \frac{w_c}{1+w_c} \left(1 + \frac{(1+\theta_{rf})\sigma^2}{\hat{g}_{rf}P_r} \right)。 \text{ 显然}$$

$\beta_3 < 1$, 否则系统将经历传输中断。另外, 鉴于 $\gamma_{DR,01}^{2,x_d}$ 是关于 α 的减函数, 所以此时中继的最优功率分配为 $\alpha_{01}^* = 1_{N_{01}} \cdot \beta_3$, 其中当 $N_{01} = \{\beta_3 < 1\}$ 为真时, $1_{N_{01}} = 1$, 否则, $1_{N_{01}} = 0$ 。

(4) 当 $J=00$ 时, 因为蜂窝传输优先级更高, 所以需要 x_c 首先被成功译码, 即 $\gamma_{CE,00}^{2,x_c} \geq w_c$ 且 $\gamma_{DR,00}^{2,x_c} \geq w_c$, 由此可得 $\alpha \geq \alpha_{00}^L$, 其中 $\alpha_{00}^L = \max(\beta_2, \beta_3)$ 。再由 $\gamma_{DR,00}^{2,x_c}$ 的单调递减特性可得 $\alpha_{00}^* = 1_{N_{00}} \cdot \alpha_{00}^L$, 其中当 $N_{00} = \{\alpha_{00}^L < 1\}$ 为真时, $1_{N_{00}} = 1$, 否则, $1_{N_{00}} = 0$ 。

2.3 中断概率分析

结合优化结果及中断概率定义, x_c 和 x_d 的中断概率在下面定理中给出。

定理 1 所提方案中 x_c 的中断概率为:

$$P_{out}^{x_c} = 1 - \left[e^{-\frac{\theta_0 w_d \sigma^2}{\hat{\lambda}_{sr} P_d^m} - \frac{\tau \theta_0 \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br} P_b} + \frac{\pi c_0 w_c \sigma^2}{L \hat{\lambda}_{br} P_b} e^{-\frac{\tau \theta_1 \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br} P_b} - \frac{w_d \sigma_{sr}^2}{\hat{\lambda}_{sr}}} \right. \\ \left. \sum_{i=1}^L \sqrt{1-x_i^2} \Omega(w_c, w_d, c_0(1+x_i)) \right] \times \\ \left(\Psi(n_1, n_2, w_c) + e^{-\frac{(1+\theta_{bd})w_c\sigma^2}{\hat{\lambda}_{bd}P_b}} \right) \times e^{-\frac{(1+\theta_{re})w_c\sigma^2}{\hat{\lambda}_{re}P_r}} \quad (15)$$

$$\text{其中: } \theta_{sr} = \frac{\sigma_{sr}^2 P_d^m}{\sigma^2}, \theta_0 = 1 + \theta_{br} + \theta_{sr}, \theta_1 = 1 + \theta_{br},$$

$$\theta_{sf} = \frac{\sigma_{sf}^2 P_d^m}{\sigma^2}, c_0 = \frac{(1+w_d)\theta_{sr}}{2}, x_i = \cos\left(\frac{(2i-1)\pi}{2L}\right),$$

$$n_1 = \frac{1+\theta_{rd}}{\hat{\lambda}_{rd}P_r}, n_2 = \frac{1+\theta_{bd}}{\hat{\lambda}_{bd}P_b}, \Omega(a, b, x) = \exp\left(-\frac{a\sigma^2 x}{\hat{\lambda}_{br}P_b} -$$

$$\frac{(1+b)b\theta_1\sigma_{sr}^2}{\hat{\lambda}_{sr}x}\right), \Psi(a, b, c) = \begin{cases} bc\sigma^2 e^{-ac\sigma^2}, & a=b \\ \frac{e^{-ac\sigma^2} - e^{-bc\sigma^2}}{1-a/b}, & a \neq b \end{cases}, \tau =$$

$w_c(1+w_d)$, L 是用于衡量复杂度和准确度的参数。

证明 从功率优化中可看出, 当且仅当条件



$$\mathbb{M} = \left\{ P_d^L < \min(P_d^m, P_d^H), \hat{g}_{br} > \frac{(1+\theta_{br})w_c\sigma^2}{P_b}, \hat{g}_{sr} > w_d\sigma_{sr}^2 \right\}$$

成立时, 最优功率 P_d^* 才存在; 同样, 若 $J=10$, 则仅当事件 $\mathbb{N}_{10} = \{\alpha_{10}^L < 1\}$ 为真时 α^* 才存在; 若 $J=01$, 仅当 $\mathbb{N}_{01} = \{\beta_3 < 1\}$ 为真时 α^* 才存在; 若 $J=00$, 则仅当 $\mathbb{N}_{00} = \{\alpha_{00}^L < 1\}$ 为真时 α^* 才存在。根据上述讨论, 式 (12) 中的 I_1^c 可计算如下:

$$I_1^c = \Pr(\mathbb{M} = 1, J = 11, \gamma_{CE,11}^2 \geq w_c) = \Pr \left(\hat{g}_{br} > \frac{\theta_0 w_c \sigma^2}{P_b}, \hat{g}_{sr} > w_d \sigma_{sr}^2, \hat{g}_{re} \geq \frac{(1+\theta_{re})w_c\sigma^2}{P_r} \right. \\ \left. \frac{\theta_1 w_d \sigma^2}{\hat{g}_{sr} - w_d \sigma_{sr}^2} < \min \left(P_d^m, \frac{\sigma^2}{\hat{g}_{sr} + \sigma_{sr}^2} \left[\frac{\hat{g}_{br} P_b}{w_c \sigma^2} - \theta_1 \right] \right) \right. \\ \left. (\hat{g}_{se} - w_d \sigma_{se}^2) P_d^* \geq w_d \sigma^2, \hat{g}_{bd} \geq \frac{(1+\theta_{bd})w_c\sigma^2}{P_b} \right) \quad (16)$$

根据全概率公式, 式 (16) 可进一步表示为:

$$I_1^c = e^{-\frac{\theta_1 w_c \sigma^2}{\hat{\lambda}_{bd} P_b} - \frac{(1+\theta_{re})w_c\sigma^2}{\hat{\lambda}_{re} P_r}} \cdot \left(A_1 \Pr \left(\hat{g}_{br} > \frac{w_c \sigma^2}{P_b} \left(\frac{\hat{g}_{sr} P_d^m}{\sigma^2} + \theta_0 \right), \hat{g}_{sr} > \frac{\theta_0 w_d \sigma^2}{P_d^m} \right) \right. \\ \left. + \Pr \left(\hat{g}_{br} > \frac{\theta_1 \tau \sigma^2}{P_b}, \hat{g}_{se} \geq \frac{w_d (\hat{g}_{sr} + \sigma_{sr}^2) \sigma^2}{\chi_0 (\hat{g}_{br}) - \theta_1} + w_d \sigma_{se}^2 \right. \right. \\ \left. \left. \hat{g}_{sr} \geq \max \{ \chi_1 (\hat{g}_{br}), \chi_2 (\hat{g}_{br}) \} \right) \right) \quad (17)$$

其中: $\chi_0(x) = \frac{P_b x}{w_c \sigma^2}$, $\chi_1(x) = \frac{[\chi_0(x) - \theta_0] \sigma^2}{P_d^m}$,

$\chi_2(x) = \frac{[\chi_0(x) - \theta_1] (1+w_d) \sigma_{sr}^2}{\chi_0(x) - \theta_1 (1+w_d)} - \sigma_{sr}^2$, $\theta_{se} = \frac{\sigma_{se}^2 P_d^m}{\sigma^2}$,

$A_1 = \exp \left(-\frac{(1+\theta_{se})w_d\sigma^2}{\hat{\lambda}_{se} P_d^m} \right)$, $\tau = w_c(1+w_d)$ 。式 (17)

中的 M_{10} 可以得到为 $M_{10} = A_1 \cdot \left(1 + \frac{\hat{\lambda}_{sr} P_d^m w_c}{\hat{\lambda}_{br} P_b} \right)^{-1}$ 。

$e^{-\frac{\theta_0 w_d \sigma^2}{\hat{\lambda}_{sr} P_d^m} - \frac{\theta_0 \tau \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br} P_b}}$ 。接着, 通过比较 \hat{g}_{sr} 的 2 个上界并结合全概率公式, 可以将 M_{11} 进一步表示为:

$$M_{11} = \Pr \left(\hat{g}_{br} > \frac{\tau \theta_0 \sigma^2}{P_b}, \hat{g}_{sr} \geq \chi_1 (\hat{g}_{br}), \right. \\ \left. \hat{g}_{se} \geq \frac{w_d (\hat{g}_{sr} + \sigma_{sr}^2) \sigma^2}{\chi_0 (\hat{g}_{br}) - \theta_1} + w_d \sigma_{se}^2 \right) + \\ \Pr \left(\frac{\tau \theta_1 \sigma^2}{P_b} < \hat{g}_{br} \leq \frac{\tau \theta_0 \sigma^2}{P_b}, \hat{g}_{sr} \geq \chi_2 (\hat{g}_{br}) \right. \\ \left. \hat{g}_{se} \geq \frac{w_d (\hat{g}_{sr} + \sigma_{sr}^2) \sigma^2}{\chi_0 (\hat{g}_{br}) - \theta_1} + w_d \sigma_{se}^2 \right) \quad (18)$$

通过变量替换 $\frac{P_b x}{w_c \sigma^2} - \theta_1 = y$ 并运用文献[19]

中的式 (3.352.2), M_{11}^1 可计算如下:

$$M_{11}^1 = \frac{A_1 \kappa w_c w_d}{\hat{\lambda}_{br} P_b} e^{\frac{\kappa w_c w_d \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br} P_b} + \frac{\kappa w_d \sigma^2}{\hat{\lambda}_{sr} P_d^m} - \frac{\theta_1 w_c \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br} P_b} + \frac{\theta_{sr} \sigma^2}{\hat{\lambda}_{sr} P_d^m}} \cdot \\ \text{Ei} \left\{ - \left(\frac{w_c \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br} P_b} + \frac{\sigma^2}{\hat{\lambda}_{sr} P_d^m} \right) w_d (\kappa + \theta_0) + \theta_{sr} \right\} + \\ A_1 \left(1 + \frac{\hat{\lambda}_{br} P_b}{\hat{\lambda}_{sr} P_d^m w_c} \right)^{-1} e^{-\frac{\theta_0 \tau \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br} P_b} - \frac{\theta_0 w_d \sigma^2}{\hat{\lambda}_{sr} P_d^m}} \quad (19)$$

同理, M_{11}^2 可计算如下:

$$M_{11}^2 = \frac{1}{\hat{\lambda}_{sr} \hat{\lambda}_{br}} e^{-\frac{w_d \sigma_{se}^2}{\hat{\lambda}_{se}} - \frac{\tau \theta_0 \sigma^2}{P_b} - \frac{x}{\hat{\lambda}_{br}}} \int_0^\infty e^{-\frac{x}{\hat{\lambda}_{br}}} \chi_2(x) \\ e^{-\frac{y}{\hat{\lambda}_{sr}} - \frac{w_d (y + \sigma_{se}^2)}{\hat{\lambda}_{se} [\chi_0(x) - \theta_1]}} dy dx \stackrel{(s1)}{=} B_1 \cdot \frac{w_c \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br} P_b} \cdot \\ \int_0^{(1+w_d)\theta_{sr}} \Phi_1(w_c, w_d, y) dy \stackrel{(s2)}{\approx} \frac{c_0 \pi B_1 w_c \sigma^2}{L \hat{\lambda}_{br} P_b} \cdot \\ \sum_{i=1}^L \sqrt{1-x_i^2} \Phi_1(w_c, w_d, c_0(1+x_i)) \quad (20)$$

其中, 步骤 (s1) 考虑了变量替换, 令 $\frac{P_b x}{w_c \sigma^2} - \theta_1 (1+w_d) = y$, 步骤 (s2) 应用了高斯切比雪夫积分^[20], 另外,

式 (20) 中 $B_1 = e^{-\frac{\tau \theta_1 \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br} P_b} - \frac{w_d \sigma_{sr}^2}{\hat{\lambda}_{sr}} - \frac{w_d \sigma_{se}^2}{\hat{\lambda}_{se}}}$, $c_0 = \frac{(1+w_d)\theta_{sr}}{2}$,

$\Phi_1(a, b, x) = \frac{x + \theta_1 b}{x + (\theta_1 + \kappa)b} \cdot e^{-\frac{a\sigma^2 x}{\hat{\lambda}_{br} P_b} - \frac{(1+b)b\sigma_{sr}^2}{x} \left(\frac{\theta_1}{\hat{\lambda}_{sr}} + \frac{1}{\hat{\lambda}_{se}} \right)}$,

$x_i = \cos\left(\frac{2i-1}{2L}\pi\right)$ 。接着，将 M_{11}^1 和 M_{11}^2 代入式 (18)

可得 M_{11} ，再由 M_{11} 和 M_{10} 可计算得到 I_1^c 。同理， I_2^c 、 I_3^c 和 I_4^c 可以计算如下：

$$I_2^c = (M_{10} + M_{11}) \cdot \Psi(n_1, n_2, w_c) \cdot e^{-\frac{(1+\theta_{re})w_c\sigma^2}{\hat{\lambda}_{re}P_r} - \frac{(1+\theta_{rd})w_c\sigma^2}{\hat{\lambda}_{rd}P_r}} \quad (21)$$

$$I_3^c = M_{30} \cdot e^{-\frac{(1+\theta_{bd})w_c\sigma^2}{\hat{\lambda}_{bd}P_b} - \frac{(1+\theta_{re})w_c\sigma^2}{\hat{\lambda}_{re}P_r}} \quad (22)$$

$$I_4^c = M_{30} \cdot \Lambda(n_1, n_2, w_c) \cdot e^{-\frac{(1+\theta_{re})w_c\sigma^2}{\hat{\lambda}_{re}P_r}} \quad (23)$$

其中：

$$M_{30} \approx (1 - A_1) \cdot e^{-\frac{\tau\theta_0\sigma^2}{\hat{\lambda}_{br}P_b} - \frac{\theta_0w_d\sigma^2}{\hat{\lambda}_{sr}P_d^m} + \frac{\pi c_0 w_c \sigma^2}{L\hat{\lambda}_{br}P_b}} \cdot e^{-\frac{\tau\theta_1\sigma^2}{\hat{\lambda}_{br}P_b} - \frac{w_d\sigma_{sr}^2}{\hat{\lambda}_{sr}}} \cdot \sum_{i=1}^L \sqrt{1-x_i^2} \Phi_2(w_c, w_d, c_0(1+x_i)) - \frac{A_1 \kappa w_c w_d \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br}P_b} \cdot e^{\frac{\kappa w_c w_d \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br}P_b} + \frac{\kappa w_d \sigma^2}{\hat{\lambda}_{sr}P_d^m} - \frac{\theta_1 w_c \sigma^2}{\hat{\lambda}_{br}P_b} + \frac{\theta_{sr} \sigma^2}{\hat{\lambda}_{sr}P_d^m}} \cdot \text{Ei}\left\{-\left(\frac{w_c\sigma^2}{\hat{\lambda}_{br}P_b} + \frac{\sigma^2}{\hat{\lambda}_{sr}P_d^m}\right)[w_d(\kappa + \theta_0) + \theta_{sr}]\right\} \quad (24)$$

至此，将上述推导得到的 $I_1^c \sim I_4^c$ 代入式 (12) 即可计算出 $P_{\text{out}}^{x_c}$ 。证明完毕。

按照 $P_{\text{out}}^{x_c}$ 的推导思路，可以同样计算得出所提方案中 x_d 的中断概率 $P_{\text{out}}^{x_d}$ ，其结果在下面的定理 2 中给出，详细推导步骤可以参考定理 1。

定理 2 所提方案中 x_d 的中断概率为：

$$P_{\text{out}}^{x_d} = 1 - e^{-\frac{(1+\theta_{re})w_c\sigma^2}{\hat{\lambda}_{re}P_r} - \frac{(1+\theta_{rd})w_d\sigma^2}{\hat{\lambda}_{rd}P_r}} \cdot \left\{ (I_{10} + I_{11}) \cdot \left(\frac{\pi\sigma^2}{L\hat{\lambda}_{rd}P_r} \sum_{i=1}^L \sqrt{1-x_i^2} \zeta_1(x_i) + \varepsilon_0 \right) + \varepsilon_1 I_{30} \cdot \left(\frac{\pi\sigma^2}{L\hat{\lambda}_{rd}P_r} \sum_{i=1}^L \sqrt{1-x_i^2} \zeta_2(x_i) + \varepsilon_0 W \left(\frac{2\sigma^2 \sqrt{\vartheta \rho_{rd} \rho_{re} / \hat{\lambda}_{rd} \hat{\lambda}_{re}}}{P_r} \right) \right) \right\} \quad (25)$$

其中， $\vartheta = w_c w_d (1 + w_c)$ ， $W(x) = x K_1(x)$ ， $\rho_{ij} = 1 +$

$$\theta_{ij}, \quad \varepsilon_0 = \exp\left(-\frac{\rho_{bd} w_c \sigma^2}{\hat{\lambda}_{bd} P_b}\right), \quad \varepsilon_1 = \exp\left(-\frac{\rho_{rd} w_c w_d \sigma^2}{\hat{\lambda}_{rd} P_r}\right),$$

$$c_1 = \frac{\rho_{rd} \tau}{2}, \quad c_2 = \frac{\rho_{rd} w_c}{2}, \quad \beta_1(a, b, x) = \exp\left(-\frac{\sigma^2 x}{\hat{\lambda}_{rd} P_r} -$$

$$\frac{\rho_{re} \rho_{re} a b \sigma^2}{\hat{\lambda}_{re} P_r x}\right), \quad \beta_2(a, b, x) = \exp\left(-\frac{\sigma^2 x}{\hat{\lambda}_{rd} P_r} -$$

$$\frac{\rho_{re} \rho_{re} (1+a) a b \sigma^2}{\hat{\lambda}_{re} P_r x}\right), \quad X_1(a, b, x) = \frac{2a \rho_{rd} (1+b)}{(1+x)^2} \cdot \beta_1$$

$$\left(a, b, \frac{2a \rho_{rd} (1+b)}{1+x}\right), \quad X_2(a, b, x) = e^{-\frac{\sigma^2 x}{\hat{\lambda}_{rd} P_r} - \frac{\rho_{re} \rho_{rd} a b \sigma^2}{\hat{\lambda}_{re} P_r x}}$$

$$\left(\frac{\rho_{bd} \sigma^2 x}{e^{\rho_{rd} (1+b) \hat{\lambda}_{bd} P_b} - 1}\right), \quad X_3(a, b, x) = \frac{2a \rho_{rd}}{(1+x)^2} \cdot \beta_2\left(a, b, \frac{2a \rho_{rd}}{1+x}\right),$$

$$X_4(a, b, x) = e^{-\frac{\sigma^2 x}{\hat{\lambda}_{rd} P_r} - \frac{\rho_{rd} \rho_{re} (1+a) a b \sigma^2}{\hat{\lambda}_{re} P_r x}} \cdot \left(e^{\left(\frac{ab+x}{\rho_{rd}}\right) \frac{\rho_{bd} \sigma^2}{(1+b) \hat{\lambda}_{bd} P_b} - 1} \right),$$

$$\zeta_1(x) = (1 - \varepsilon_0) X_1(w_c, w_d, x) + c_1 \varepsilon_0 X_2(w_c, w_d, c_1(1+x)),$$

$$\zeta_2(x) = (1 - \varepsilon_0) X_3(w_c, w_d, x) + c_2 \varepsilon_0 X_4(w_c, w_d, c_2(1+x)),$$

注意： I_{10} 、 I_{11} 和 I_{30} 已在定理 1 的证明中给出。

基于上述推导结果，可以得到所提方案中系统的平均吞吐量为：

$$\Delta = (1 - P_{\text{out}}^{x_c}) R_c + (1 - P_{\text{out}}^{x_d}) R_d \quad (26)$$

3 仿真与分析

本节通过蒙特卡洛仿真验证理论推导的正确性并对所提方案的有效性进行评估。参考文献[13]，仿真中假定基站、小区边缘用户、D2D源、中继和 D2D 接收机分别位于 (0,0)、(1,0)、(0.7, 0.4)、(0.5, 0) 和 (0.3, 0.4)，路径损耗指数 $\eta = 2.7$ ，噪声方差 $\sigma^2 = 1$ ， x_c 和 x_d 的目标速率分别为 $R_c = 0.2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 和 $R_d = 1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。为了方便，后续将用完美 CSI (perfect CSI, P-CSI) 和有误差的 CSI (CSI with errors, E-CSI) 分别表示理想 CSI 和 CSI 有估计误差的情况，另外假设



所有估计误差都一样, 均为 σ_e^2 。同时, 为了验证所提方案的有效性, 还考虑了3种对比方案。

(1) 方案1: 参考文献[13], 在该方案中假定小区边缘用户和D2D接收机仅对第二阶段接收的信号进行处理。

(2) 方案2: 采用了和本文相同的传输策略, 但是运用了固定功率分配方案 ($P_d = P_d^m$, $\alpha = 0.6$)。

(3) 方案3: 该方案为对应的OMA方案。第一阶段基站和D2D源同时传输信息, 第二阶段R转发 x_c 给小区边缘用户, 第三阶段中继转发 x_d 给D2D接收机。

所提方案和其他方案的中断概率对比如图2所示, 横坐标信噪比为 P_b/σ^2 。首先从图中可以发现分析结果和仿真曲线完美重合, 这证明了理论推导的正确性。其次, 不论是 x_c 还是 x_d , 所提方案的性能均优于其他3种对比方案, 尤其是在中低信噪比区域, 如信噪比为10 dB时, 所提方案中 x_c 中断概率相较于其他3种方案分别可降低约4.6%、74.3%和60.2%, 同时 x_d 的中断概率相较于其他3种方案分别可降低约9.2%、65.1%和55.2%。这是因为: (1) 和方案1相比, 所提方案充分利用了通信场景中可用的信息资源, 并在接收端应用了最大比合并技术, 因此显著提升了系统性能; (2) 和方案2相比, 所提方案对功率资源进行了优化分配, 因此其性能更优; (3) 所提方案优于方案3的原因在于其使用了比OMA技术具有更高频谱效率的NOMA技术。

信道估计误差对 x_c 和 x_d 中断概率的影响如图3所示, 给出了不同CSI估计情况下信号的中断概率随基站功率的变化曲线。可以观察到, 当CSI存在估计误差时, 系统的中断性能会比完美CSI情况下的差, 同时随着误差的增大, 系统性能会变得更差。这是因为在对 x_c 和 x_d 译码时, 信道估计误差被看作干扰, 所以信道估计误差越大, 干扰越大。另外, 可以发现, 完美CSI情况

下中断概率在高信噪比时将趋近于0, 而当信道估计存在误差时, x_c 和 x_d 的中断概率在高信噪比时将趋近于非零常数。

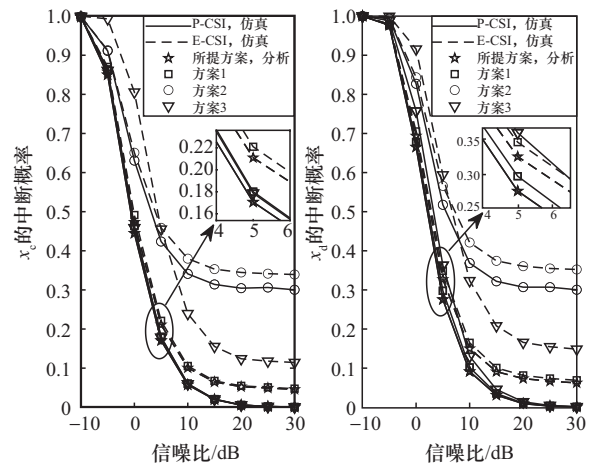


图2 所提方案和其他方案的中断概率对比

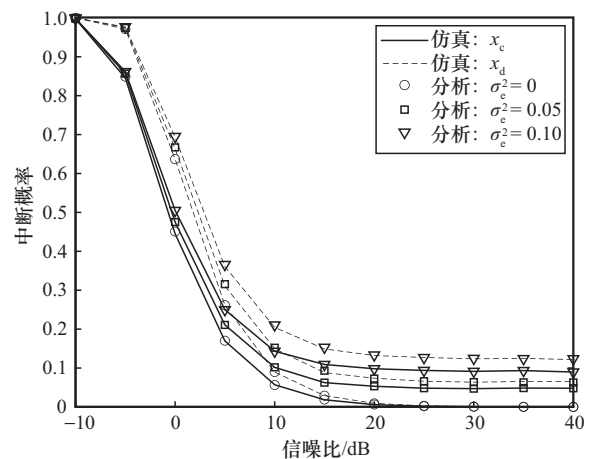


图3 信道估计误差对 x_c 和 x_d 中断概率的影响

P_d^m 取值对 x_c 和 x_d 中断概率的影响如图4所示, 展示了 P_d^m 取值对 x_c 和 x_d 中断概率的影响。从图4中可以观察到, 不论是完美CSI还是CSI有误差的情况, 信号的中断概率均会随 P_d^m 的增加而减小。另外, 完美CSI情况下的中断概率在高信噪比区域将收敛到非零中断平层, 且 P_d^m 越大, 中断平层越小, 这是因为增加 P_d^m , 可以放松对D2D源传输功率的约束, 从而使得优化后的系统可以实现更优的性能。而当信道估计存在误差时, 中断概率将随信噪比的增加出现先减小后

增加的变化趋势，这是因为当 P_d^m 为常数时，信道估计误差在高信噪比下的影响将非常显著，甚至会导致中继不能成功译码 x_d 。

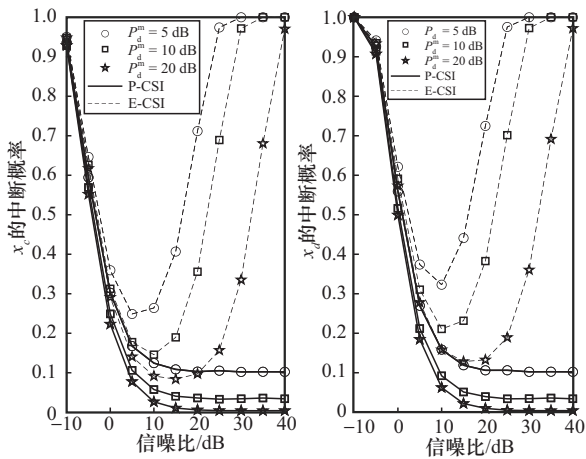


图4 P_d^m 取值对 x_c 和 x_d 中断概率的影响

基站功率和 P_d^m 对系统吞吐量的影响如图5所示，给出了系统吞吐量随基站功率和 P_d^m 的变化曲线。从图5中可以看出，和完美CSI的情况相比，CSI存在估计误差时系统吞吐量会明显降低，而且系统吞吐量会随 P_d^m 的增加而增加。另外可以发现，当 P_d^m 取常数时，随着基站功率的增加，完美CSI情况下的系统吞吐量会先增加然后收敛到一个定值，而非完美CSI情况下系统吞吐量会先增加然后降低，最后趋于0。出现上述现象的原因是因为当CSI存在估计误差时，随着基站功率的增加，估计误差带来的干扰影响会越来越大，严重时甚至会导致 x_c 和 x_d 传输中断。

所提方案和其他参考方案的系统吞吐量性能对比如图6所示，从图6中可以看出，无论是在完美CSI还是CSI有估计误差的情况下，所提方案的性能均优于参考方案，尤其是在中低信噪比区域，所提方案的性能优势将体现得更为明显，具体地，当信噪比为0 dB时，完美CSI下，参考方案最大可以实现0.545 bit/(s·Hz)的吞吐量，所提方案可达0.612 bit/(s·Hz)的吞吐量，性能增长约12.3%，非完美CSI下，最好的参考方案可以

实现0.471 bit/(s·Hz)的吞吐量，所提方案可达0.526 bit/(s·Hz)，性能增长约11.7%；而当信噪比为10 dB时，完美CSI和非完美CSI情况下性能增长分别可达1.3%和2.3%。总体来看，所提方案的性能增益在非完美CSI下更为显著。随着信噪比继续增加，信号信干噪比表达式将趋近于一个固定的值，所以高信噪比区域各方案性能相差不大。

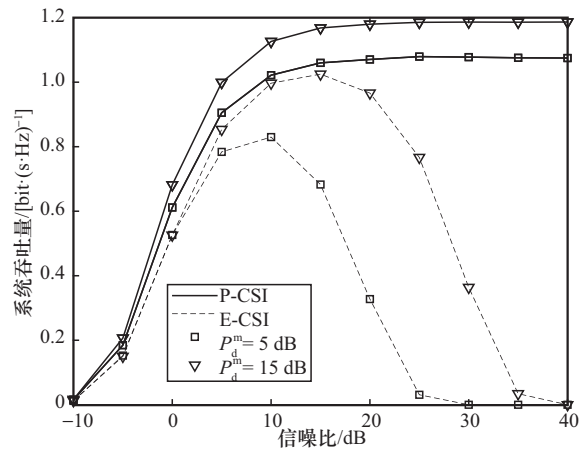


图5 基站功率和 P_d^m 对系统吞吐量的影响

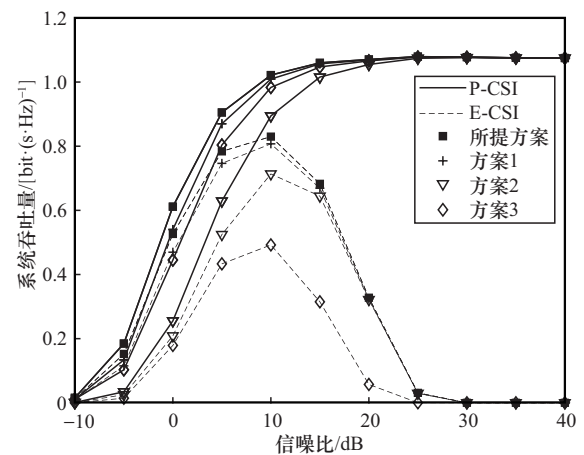


图6 所提方案和其他参考方案的系统吞吐量性能对比

4 结束语

鉴于认知无线电和NOMA技术高频谱效率的优点，本文研究了一种增强型的认知NOMA通信系统设计，以有效解决指数增长物联网设备与有限频谱资源之间的矛盾。一方面，提出了一种灵活的



认知NOMA传输方案,即:认知中继可以根据终端节点在第一阶段的译码结果动态选择后续的传输方案,同时接收端通过应用最大比合并技术可显著提升传输可靠性。另一方面,假定获取的CSI存在估计误差,考虑了以蜂窝通信服务质量要求为约束同时以最小化认知网络中断概率为目标的功率优化,并在此基础上推导了蜂窝信号和D2D信号的中断概率及系统吞吐量。仿真结果验证了理论推导的正确性,并表明所提方案的中断概率性能明显优于其他对比方案,在中低信噪比区域吞吐量增益可达12.3%,而且这种性能优势在存在信道估计误差时会更加显著。本研究可为高频谱效率通信网络的设计提供重要参考。本文主要对CSI存在估计误差的认知NOMA系统进行了研究,下一步将考虑其他CSI情况下认知NOMA系统的设计,并运用智能超表面技术来进一步提升系统性能。

参考文献:

- [1] CHAUHAN A, GHOSH S, JAISWAL A. RIS partition-assisted non-orthogonal multiple access (NOMA) and quadrature-NOMA with imperfect SIC[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(7): 4371-4386.
- [2] ALI K S, AL-DWEIK A, HOSSAIN E, et al. Physical layer security of partial-NOMA and NOMA in poisson networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(6): 6562-6579.
- [3] ZHU J, GAO P, CHEN G, et al. Index modulation for STAR-RIS assisted NOMA system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(2): 716-720.
- [4] SAMY M, AL-HRAISHAWI H, CHATZINOTAS S, et al. Outage performance of multiple hybrid active relays and RISs-assisted NOMA networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(9): 2322-2326.
- [5] DING Z, FAN P, POOR H. Impact of user pairing on 5G non-orthogonal multiple-access downlink transmissions[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(8): 6010-6023.
- [6] DING Z, PENG M, POOR H. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems[J]. *IEEE Communication Letters*, 2015, 19(8): 1462-1465.
- [7] WAN D, WEN M, JI F, et al. Cooperative NOMA systems with partial channel state information over Nakagami-m fading channels[J]. *IEEE Transaction on Communications*, 2018, 66(3): 947-958.
- [8] KADER M, SHAHAB M, SHIN S. Exploiting non-orthogonal multiple access in cooperative relay sharing[J]. *IEEE Communication Letters*, 2017, 21(5): 1159-1162.
- [9] KADER M, SHIN S, LEUNG V. Full-duplex non-orthogonal multiple access in cooperative relay sharing for 5G systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(7): 5831-5840.
- [10] DING Z, DOBRE O, FAN P, et al. A new design of CR-NOMA and its application to AoI reduction[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(9): 2461-2465.
- [11] ALI M, YASIR M, BHATTI D, et al. Optimization of spectrum utilization efficiency in cognitive radio networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(3): 426-430.
- [12] ZHENG K, WANG J, LIU X, et al. A hybrid communication scheme for throughput maximization in backscatter-aided energy harvesting cognitive radio networks[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(18): 16194-16208.
- [13] YANG Z, HUSSEIN J, 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.
- [14] KUMAR V, DING Z, FLAMAGAN M. On the performance of downlink NOMA in underlay spectrum sharing[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(5): 4523-4540.
- [15] LE Q, YADAV A, NGUYEN N, et al. Full-duplex non-orthogonal multiple access cooperative overlay spectrum sharing networks with SWIPT[J]. *IEEE Transactions on Green Communication Networks*, 2021, 5(1): 322-334.
- [16] DHANASEKARAN S, CHITRA M. Performance analysis of NOMA in full-duplex cooperative spectrum sharing systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(8): 9095-9100.
- [17] CHITRA M, YASHASWINI S, DHANASEKARAN S. Performance analysis of cooperative underlay NOMA-assisted cognitive radio networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(1): 203-207.
- [18] LI X, LI J, LIU Y, et al. Residual transceiver hardware impairments on cooperative NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(1): 680-695.
- [19] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series, and products[M]. 7th ed. New York: Academic, 2007.
- [20] ABRAMOWITZ M, STEGUN I A. Handbook of mathematical functions with formulas, graphs, and mathematical tables[M]. New York: Dover, 1972.

[作者简介]



张亚芳 (1992-), 女, 博士, 忻州师范学院讲师, 主要研究方向为认知无线电、协作通信、NOMA 和智能超表面等。



田野 (1988-), 男, 忻州师范学院讲师, 主要研究方向为计算机系统结构、凸优化计算。



高震森 (1986-), 男, 博士, 广东工业大学教授, 主要研究方向为高速光通信、光与无线融合通信等。



宁新宁 (1975-), 男, 忻州师范学院高级实验师, 主要研究方向为自动控制、智能控制和电子实验。



李建华 (1988-), 男, 博士, 阜阳师范大学讲师, 主要研究方向为射频集成电路设计自动化、射频功率器件和 MEMS 传感器。



张琼 (1983-), 女, 忻州师范学院讲师, 主要研究方向为传感器。