

基于安全中断概率的 NOMA-FD 车载中继选择方案

张晓烁¹ 邱斌² 肖海林^{1,3*}

¹(桂林电子科技大学信息与通信学院 广西 桂林 541004)

²(桂林理工大学信息科学与工程学院 广西 桂林 541004)

³(湖北大学计算机与信息工程学院 湖北 武汉 430062)

摘要 全双工(Full-Duplex, FD)非正交多址接入(Non-orthogonal Multiple Access, NOMA)车载协作通信网络中信道的广播特性使得车载通信安全性难以得到有效保障,且容易造成网络中断。由此提出一种以降低安全中断概率(Secrecy Outage Probability, SOP)为目标的 NOMA-FD 最优中继选择方案。该方案通过任意中继给窃听车辆用户发送干扰噪声和对 NOMA 全双工中继采用剩余自干扰消除技术来联合保障合法车载用户安全高效数据传输。数值分析也验证了理论结果。值得说明的是,合理参数设置可极大地减少系统的安全中断概率,在保证较低系统复杂度的同时,有效提高系统的安全性能。

关键词 车载网络 非正交多址接入 安全中断概率 剩余自干扰 功率分配

中图分类号 TP3

文献标志码 A

DOI:10.3969/j.issn.1000-386x.2024.07.017

NOMA-FD VEHICULAR RELAY SELECTION BASED ON SECURITY OUTAGE PROBABILITY

Zhang Xiaoshuo¹ Qiu Bin² Xiao Hailin^{1,3*}

¹(School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, Guangxi, China)

²(School of Information Science and Engineering, Guilin University of Technology, Guilin 541004, Guangxi, China)

³(School of Computer Science and Information Engineering, Hubei University, Wuhan 430062, Hubei, China)

Abstract The channel broadcast characteristics of the full-duplex (FD) non-orthogonal multiple access (NOMA) cooperative vehicular communication network will lead to communication interruption or failure, which is difficult to effectively guarantee the security of the vehicular communicate. A NOMA-FD optimal relay selection scheme is proposed in order to reduce secrecy outage probability (SOP). In the scheme, any relay transmitted interference noise to eavesdropping vehicular users meanwhile the selected NOMA-FD relay used the residual self-interference elimination technology to jointly guarantee the safe and efficient data transmission of legitimate vehicular users. Numerical analysis verified our theoretical results. Note that secrecy outage probability of the system can be greatly reduced by reasonable parameter setting, and the security performance of the system can be improved effectively while ensuring lower complexity.

Keywords Vehicular network Non-orthogonal multiple access SOP Residual self-interference Power distribution

0 引言

随着智能运输系统的快速发展,智能协作车载通信系统要求数据传输速率不断提高^[1]。传统正交多址接入技术(Orthogonal Multiple Access, OMA)使

得有限频谱资源不能被有效利用,导致密集车载通信网络数据拥塞^[2]。用非正交多址接入(Non-orthogonal Multiple Access, NOMA)技术协助车载用户进行通信,通过大规模连接来减少流量拥塞,提升频谱效率与系统容量^[3]。

在 NOMA 车载通信环境下,当车载通信由于外界

原因不具备直传能力节点时,中继协作的引入使得通信网络的覆盖能力和通信质量得到很大的改善^[4-6]。近年来,一些文献对中继协作展开研究以提高无线通信系统频谱利用率^[7-9]。文献[7]分析了在异构无线半双工(Half-Duplex, HD)中继车载自组织网络,车辆充当源基站和终端用户之间的下行链路 HD 中继协作终端的传输方案的性能增益,提出一种预编码合作传输技术来提取潜在的丰富多径-多普勒-空间分集与利用潜在的大量可用 HD 中继车辆的中继选择方案,增大了分集增益同时减少误码率。文献[8]研究了功率域 NOMA 系统中利用全双工中继协作提高用户频谱效率与链路可靠性。虽然对 NOMA-FD 中继进行串行自干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC),但还是会存在一些残余干扰。文献[9]分析了 NOMA 通信系统中源基站利用 FD-AF 中继与两个目的终端通信的性能。通过对协作中继的选择,以中断概率和遍历容量为特征衡量系统性能,同时兼顾全双工中继处的剩余自干扰。NOMA 中继协作技术以无线通信的广播特性与多个用户相互协作,使得通信网络系统连接密度增大。但是,无线传输介质开放性会使通信系统遭受恶意用户攻击以致通信安全受到威胁。

为实现无线网络信息的安全传输,不少研究学者开始对物理层安全(Physical Layer Security, PLS)展开研究^[10-14]。文献[10-11]指出 PLS 技术利用无线信道特性的多变和随机特征,采用中继协作技术能够为合法车辆用户提供更好的质量服务同时,考虑车载通信网络中信道特性易造成数据泄露与协作中继传输自身带来的干扰等问题。通过提出最佳安全传输方案,提升通信网络 PLS 性能,保障数据安全通信。文献[12]研究了车载通信网络中车辆通信链路的双瑞利衰落信道物理层保密性能。通过对衰落、路径损耗和窃听用户位置不确定性的分析,得出了平均保密容量(Average Secure Capacity, ASC)表达式与渐进分析式。文献[13]针对无线通信容易遭受来自窃听用户威胁的情况,分析了窃听环境下多中继协作 NOMA 系统保密中断性能,提出 4 种中继选择方案以提升多中继协作 NOMA 系统的安全性能,并推导出 4 种中继选择的 SOP 解析式。文献[14]进一步分析了 NOMA 场景的物理层安全问题,通过提出两阶段安全中继选择与 NOMA 相结合策略,保障了合法用户安全通信,提高系统性能。但是以上文献中继协作通信均为地面中继,当地理环境复杂时,会存在无法在地面架设中继基站的情况,在地理位置选择上存在一定的局限性。且地面中继因为其受限的信号覆盖能力不足够满足未来通

信场景灵活信号的覆盖需求。因此采用连接灵活,成本低廉等优点的无人机作为中继来协作通信在未来通信中具有重要意义^[19]。

综合以上考虑,本文针对在 NOMA 车载通信环境下车载用户接收信号容易受到恶意攻击与窃听的情况,首先从全双工无人机中继中选择出最优中继进行解码转发,在剩余中继任选一个中继向窃听车辆用户发送干扰信号,其次保证远端车辆用户的正常传输,最大化近端车辆用户的安全传输^[15]。从而将需要传送的数据实时、安全地发送给合法车辆用户。

1 系统模型

在城市交通系统中,随着车辆不断增加,相应的车辆通信需求加大,提高通信系统安全性能是我们急需解决的问题。由此本文构建了 NOMA-FD 中继协作智能车载通信的物理层安全系统模型,假设车辆行驶在拥挤的城市道路环境中。如图 1 所示,其中黑色的车辆是合法用户,白色的车辆是窃听用户。虚线椭圆圈出的是近端车辆用户的集合,实线椭圆圈出的是远端用户车辆集合,空中的无人机集合为中继。

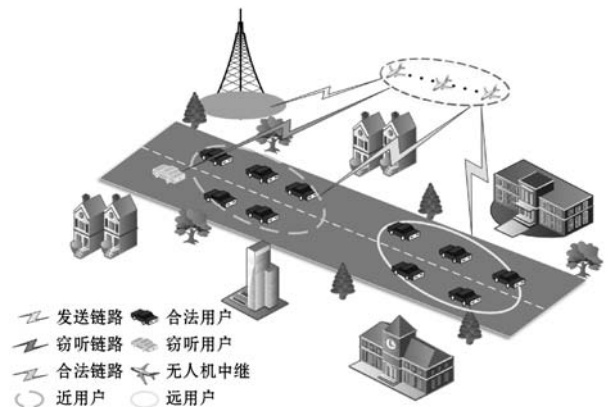


图1 智能车载协作 NOMA 系统场景图

由图 1 的场景图可建立图 2 所示的基站、中继、车辆用户传输平面示意图。该通信系统传输过程分为跳^[15]。其中 S 为基站, D_1 、 D_2 为合法车辆用户集合,其中 D_1 为 $U = \{U_\mu | 1 \leq \mu \leq n\}$ 用户的集合,称为远端车辆用户(车辆用户与基站之间的距离长), D_2 为 $W = \{W_\omega | 1 \leq \omega \leq n\}$ 用户的集合,称为近端车辆用户(车辆用户与基站之间的距离短)。 E 为非法车辆用户,非法车辆用户会窃听无人机中继转发给合法车辆用户的信息。 $\{R_1, R_2, \dots, R_j, \dots, R_N\}$ 是无人机作为中继组成的一个组网。 R_j 为干扰中继节点,通过向非法车辆发送人工噪声来干扰非法车辆窃听无人机中继转发给合法车辆用户的信息。源节点 S 和目的节点 D_1 、 D_2 均配置一根天线,工作模式为 HD。所有无人机中间节点均配

备一根收天线和一根发天线,执行解码转发(Decode-Forward,DF)协议且工作模式为FD。FD无人机中继发送信息的天线与接收信息的天线之间存有严重的环路自干扰(Loop Interference,LI),即使对FD中继进行干扰消除操作,还是会存在残余干扰。假设该通信系统所有信道均服从瑞利衰落且彼此相互独立,E的信道状态信息(Channel Status Information,CSI)未知。

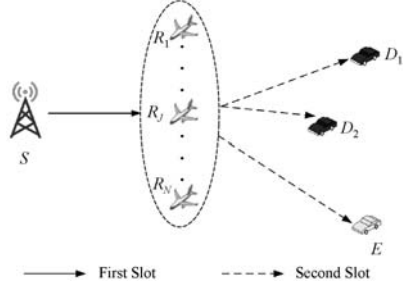


图2 传输系统模型图

2 基于NOMA的安全传输方案分析

2.1 无人机中继端信号接收和解码分析

在第一时隙中,源基站S采取功率分配的方式把叠加信息发送给无人机中继R。R接收到基站发送的信息表示如下:

$$y_r(t) = \sqrt{P_s \alpha_1} h_{s,r_n} x_1(t) + \sqrt{P_s \alpha_2} h_{s,r_n} x_2(t) + \sqrt{P_r \alpha_1} h_{ll,r_n} x_1(t) + \sqrt{P_r \alpha_2} h_{ll,r_n} x_2(t) + n_r(t) \quad (1)$$

同样地,在无人机中继R端,首先需要环路干扰消除。然后根据NOMA准则,优先解调出接收端信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)值较小的 D_1 信息,对SINR值大的近端车辆用户 D_2 信息进行SIC。被解调出 D_1 信息SINR如式(2)所示。

$$\gamma_r^{x_1} = \frac{\alpha_1 P_s |h_{s,r_n}|^2}{\alpha_2 P_s |h_{s,r_n}|^2 + \beta P_r |h_{ll,r_n}|^2 + \sigma_r^2} \quad (2)$$

在R端将 D_1 信息解调出后,接收到 D_2 信息的SINR如式(3)所示。

$$\gamma_r^{x_2} = \frac{\alpha_2 P_s |h_{s,r_n}|^2}{\beta P_r |h_{ll}|^2 + \sigma_r^2} \quad (3)$$

根据式(2)、式(3)可得到信号从S传输到R,信号 x_1 与 x_2 的信道容量^[17]如式(4)、式(5)所示。

$$C_{sx_1} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 \rho_s |h_{s,r_n}|^2}{\alpha_2 \rho_s |h_{s,r_n}|^2 + \beta \rho_r |h_{ll,r_n}|^2 + 1} \right) \quad (4)$$

$$C_{sx_2} = \frac{1}{2} \log_2 (1 + \gamma_r^{x_2}) = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 \rho_s |h_{s,r_n}|^2}{\beta \rho_r |h_{ll}|^2 + 1} \right) \quad (5)$$

x_1 和 x_2 分别表示传输给远端车辆用户 D_1 和近端

车辆用户 D_2 的消息, $h_{i,j}$ 代表信道增益,其中 $i \in (s, r, J, ll)$, $j \in (D_1, D_2, r, e)$, n_i 表示不同节点处信道的高斯白噪声且为满足均值为0,方差为1的复高斯变量。 D_1 与 D_2 的安全传输门限分别为 R_1 、 R_2 , D_1 的功率分配系数为 α_1 , D_2 的功率分配系数为 α_2 ,其中 $\alpha_1 > \alpha_2$, $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ ^[16]。源基站S的发射功率为 P_s ,发送人工噪声的中继节点发送噪声功率为 P_J ,无人机中继转发功率为 P_r , $P_r = P_s$,此时 $\rho_r = \frac{P_r}{\sigma_r^2} = \rho = \frac{P_s}{\sigma_D^2} = \rho_s$ 、 $\rho_J = \frac{P_J}{\sigma_J^2}$ 。在

FD中继采用自干扰消除技术后,仍有未消除完全的干扰信号,设 β 为自干扰的剩余系数,表示自干扰的剩余水平,且 $0 \leq \beta \leq 1$ 。自干扰完全消除时 β 取值为0;无自干扰消除操作时 β 取值为1。

2.2 目的端接收信号分析

在第二时隙中,假设存在能成功将信号解码并转发给合法车辆用户的无人机中继集合 $|R_L|$ 。从 $|R_L|$ 中选择出最优中继将成功解码出的信号,采用与S相同的功率分配方式转发给合法车辆用户。 D_1 接收到自己的信号后,对其进行解码以获得所需的信息。 D_2 采用SIC技术,解码删除 D_1 的信息后对其自身的信息进行解码。在剩下能够成功解码的无人机中继节点中,将任意中继作为干扰节点给窃听车辆用户发送人工噪声,减弱窃听信道性能,保障信息安全传输。

在合法车辆用户端接收到的信息可以表示为:

$$y_D = \sqrt{P_r \alpha_1} h_{r_n,D} x_1 + \sqrt{P_r \alpha_2} h_{r_n,D} x_2 + \sqrt{P_J} h_{J,D} x_J + n_D \quad (6)$$

即远端车辆用户 D_1 处接收到的信息可以表示为:

$$y_{D_1} = \sqrt{P_r \alpha_1} h_{r_n,D_1} x_1 + \sqrt{P_r \alpha_2} h_{r_n,D_2} x_2 + \sqrt{P_J} h_{J,D_2} x_J + n_{D_1} \quad (7)$$

根据NOMA的准则,优先解调 D_1 信息。此时 D_1 信息SINR如式(8)所示。

$$\gamma_D^1 = \frac{\alpha_1 P_r |h_{r_n,D_1}|^2}{\alpha_2 P_r |h_{r_n,D_1}|^2 + P_J |h_{J,D_1}|^2 + \sigma_{D_1}^2} \quad (8)$$

近端车辆用户 D_2 处接收到的信息可以表示为:

$$y_{D_2} = \sqrt{P_r \alpha_1} h_{r_n,D_1} x_1 + \sqrt{P_r \alpha_2} h_{r_n,D_2} x_2 + \sqrt{P_J} h_{J,D_2} x_J + n_{D_2} \quad (9)$$

而在 D_2 端, D_1 的信息会被优先解调出。被解调出 D_1 信息的SINR如式(10)所示。

$$\gamma_D^{1 \rightarrow 2} = \frac{\alpha_1 P_r |h_{r_n,D_2}|^2}{\alpha_2 P_r |h_{r_n,D_2}|^2 + P_J |h_{J,D_2}|^2 + \sigma_{D_1}^2} \quad (10)$$

解调出 D_1 的信息后, D_2 信息的接收SINR可以写成:

$$\gamma_D^2 = \frac{\alpha_2 P_r |h_{s,D_2}|^2}{P_J |h_{J,D_2}|^2 + \sigma_{D_2}^2} \quad (11)$$

窃听车辆用户 E 处接收到的中继转发的信息为:

$$y_e = \sqrt{P_r \alpha_1} h_{r_n, e} x_1 + \sqrt{P_r \alpha_2} h_{r_n, e} x_2 + \sqrt{P_J} h_{J, e} x_J + n_e \quad (12)$$

信号 x_1, x_2 在窃听车辆用户处的 SINR 表达式分别为:

$$\gamma_{e_1} = \frac{\alpha_1 P_r |h_{r_n, e}|^2}{P_J |h_{J, e}|^2 + \sigma_e^2} \quad (13)$$

$$\gamma_{e_2} = \frac{\alpha_2 P_r |h_{r_n, e}|^2}{P_J |h_{J, e}|^2 + \sigma_e^2} \quad (14)$$

由式(8)、式(11)、式(13) - 式(14)可以得到信号 x_1, x_2 从 R 到 D_1, D_2 与 E 的信道容量分别为^[17]:

$$C_{D_1} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 \rho |h_{r_n, D_1}|^2}{\alpha_2 \rho |h_{r_n, D_1}|^2 + \rho_J |h_{J, D_1}|^2 + 1} \right) \quad (15)$$

$$C_{D_2} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 \rho |h_{r_n, D_2}|^2}{\rho_J |h_{J, D_2}|^2 + 1} \right) \quad (16)$$

$$C_{e_1} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 \rho |h_{r_n, e}|^2}{\rho_J |h_{J, e}|^2 + 1} \right) \quad (17)$$

$$C_{e_2} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 \rho |h_{r_n, e}|^2}{\rho_J |h_{J, e}|^2 + 1} \right) \quad (18)$$

2.3 安全中断概率算法分析

本文将系统分为两个时隙,在无人机中继处分为两种情况进行讨论,分别求解这两种情况下的概率理论值,最终得出系统 SOP 的闭式表达式。

2.3.1 安全中继选择算法理论分析

所有信道均为独立同分布,信道模平方服从指数分布^[18],在该系统中,安全中继选择方案旨在满足远端车辆用户服务质量(Quality of Service, QoS)前提下,选择一个最优的中继使系统速率和最大,使近端车辆用户安全通信速率达到最大^[13]。

第一时隙:选出符合条件的无人机中继集合 $|R_L|$, 其中 $|R_L|$ 满足 $|R_L| \in [0, N]$, 无人机中继集合 $|R_L|$ 可通过式(19)获得。

$$|R_L| = \left\{ |R_L| : 1 \leq |R_L| \leq N, \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_r^{x_1}) \geq R_1, \right. \\ \left. \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_D^{x_1}) \geq R_1 \right\} \quad (19)$$

第二时隙:在候选无人机中继集合 $|R_L|$ 中,选择出的 R_n^* 使得 D_2 利用 SIC 消除 x_1 干扰后 $S-D_2$ 链路的容量最大化,如式(20)所示。

$$R_n^* = \underbrace{\arg \max}_{R_n \in |R_L|} \left\{ \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_{s, r_n, D_2}(x_2)) \mid \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_D^{1-x_2}) \geq R_1 \right\} \quad (20)$$

式中: $\gamma_{s, r_n, D_2}(x_2) = \min \{ \gamma_r^{x_2}, \gamma_D^{x_2} \}$ 。

由式(16)、式(18) - 式(19)知,将近端车辆用户

安全速率最大化,即使 $|h_{r_n, D_2}|^2$ 其达到最大。因此,选择具有最佳信道增益的 D_2 中继节点来转发信息,便可得到 D_2 最大安全速率。 $|h_{r_n, D_2}|^2$ 的累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)^[18]表示为:

$$P(\max(X) \leq x) = \begin{cases} \prod_{i=1}^l \Pr(|h_i| < x) = (1 - \lambda e^{-\lambda x})^l & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (21)$$

对式(21)进行求导便可得出其概率密度函数(Probability Density Function, PDF):

$$f(\max(X)) = \begin{cases} l(1 - e^{-\lambda x})^{l-1} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (22)$$

2.3.2 安全中继概率分析

分析了高信噪比场景中的 SOP,本文在协作 NOMA 智能车载网络通信系统中,考虑以下两种情况通信会发生中断,当情况(1)或情况(2)中的一种或一种以上发生时,则系统通信中断^[14]。

(1) A 表示 R 或 D_1 端不成功的解码信号 x_1 。

(2) B 表示 R 和 D_1 可以成功的解码信号 x_1 , 而 R 或 D_2 不能成功的解码信号 x_2 。

则系统的安全中断概率可以表示为:

$$P_{A \cup B} = P_A + P_B \quad (23)$$

P_A 可以具体表示为:

$$P_A = \Pr(|R_L| = 0) = \prod_{n=1}^N \left[1 - \underbrace{\Pr\left(\frac{1+r_r^{x_1}}{1+r_{e_1}} > \eta_1\right)}_{M_1} \underbrace{\Pr\left(\frac{1+r_D^1}{1+r_{e_1}} > \eta_1\right)}_{M_2} \right] \quad (24)$$

在发送高信噪比的情况下,由式(2)、式(8)、式(13)、式(24)中的 M_1, M_2 可以表示为:

$$M_1 = \Pr\left(\frac{\alpha_1 |h_{s, r_n}|^2}{\alpha_2 |h_{s, r_n}|^2 + \beta |h_{L, r_n}|^2} > \eta_1 \left(1 + \frac{\alpha_1 |h_{r_n, e}|^2}{\delta |h_{J, e}|^2}\right) - 1\right) \quad (25)$$

$$M_2 = \Pr\left(\frac{\alpha_1 |h_{r_n, D_1}|^2}{\alpha_2 |h_{r_n, D_1}|^2 + \delta |h_{J, D_1}|^2} > \eta_1 \left(1 + \frac{\alpha_1 |h_{r_n, e}|^2}{\delta |h_{J, e}|^2}\right) - 1\right) \quad (26)$$

式中: $\delta = \frac{\rho_J}{\rho}$, 因不同节点处信道的高斯白噪声相等,故 δ 也为干扰功率和发送功率的比值。

先对 M_1 进行求解,已知信道的模平方服从指数分布,即可得 $\frac{|h_{r_n, e}|^2}{|h_{J, e}|^2}$ 的 CDF 为:

$$F(\varphi) = F\left(\frac{|h_{r_n,e}|^2}{|h_{j,e}|^2} < \varphi\right) = 1 - \int_0^\infty \lambda_{e_2} e^{-(\lambda_{e_1}\varphi + \lambda_{e_2})x} dx = \frac{\lambda_{e_1}\varphi}{\lambda_{e_1}\varphi + \lambda_{e_2}} \quad (27)$$

PDF 可以由 CDF 求导得到:

$$f(\varphi) = \frac{\partial F(\varphi)}{\partial \varphi} = \frac{\lambda_{e_1}}{\lambda_{e_1}\varphi + \lambda_{e_2}} - \frac{\lambda_{e_2}^2 \varphi}{(\lambda_{e_1}\varphi + \lambda_{e_2})^2} \quad (28)$$

由信道模平方服从指数分布,把 $|h_{j,d_1}|^2$ 作为参数 y_1 , 即可得到其 CDF 为:

$$F(X_1) = F\left(\frac{\alpha_1 |h_{r_n,d_1}|^2}{\alpha_2 |h_{r_n,d_1}|^2 + \delta |h_{j,d_1}|^2} < X_1\right) = 1 - \int_0^\infty \lambda_1 e^{-\left(\frac{\lambda_1 \delta X_1 + (\alpha_1 - \alpha_2 X_1) \lambda_2}{\alpha_1 - \alpha_2 X_1}\right) y_1} dy_1 = \frac{\lambda_1 \delta X_1}{\lambda_1 \delta X_1 + (\alpha_1 - \alpha_2 X_1) \lambda_2} \quad (29)$$

在发送信号高信噪比条件下, $\frac{\alpha_1 |h_{r_n,d_1}|^2}{\alpha_2 |h_{r_n,d_1}|^2 + \delta |h_{j,d_1}|^2}$

取值范围为 $\left[0, \frac{\alpha_1}{\alpha_2}\right]$, 根据式 (26) 可得 $\frac{|h_{r_n,e}|^2}{|h_{j,e}|^2}$ 最大值为:

$$\frac{1 + \frac{\alpha_1}{\alpha_2}}{1 + \frac{\alpha_1 |h_{r_n,e}|^2}{\delta |h_{j,e}|^2}} > \eta_1 = \frac{|h_{r_n,e}|^2}{|h_{j,e}|^2} < \frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_1} - \frac{\delta}{\alpha_1} \quad (30)$$

即 $\frac{|h_{r_n,e}|^2}{|h_{j,e}|^2}$ 取值范围为 $\left[0, \frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_1} - \frac{\delta}{\alpha_1}\right]$ 。

同理可得,把 $|h_{l,l,r_n}|^2$ 作为 y_2 , $\frac{\alpha_1 |h_{s,r_n}|^2}{\alpha_2 |h_{s,r_n}|^2 + \beta |h_{l,l,r_n}|^2}$

的 CDF 为:

$$F(X_2) = F\left(\frac{\alpha_1 |h_{s,r_n}|^2}{\alpha_2 |h_{s,r_n}|^2 + \delta |h_{l,l,r_n}|^2} < X_2\right) = \frac{\lambda_3 \beta X_2}{\lambda_3 \beta X_2 + (\alpha_1 - \alpha_2 X_2) \lambda_2} \quad (31)$$

当 $\beta = 0$ 时, $\frac{\alpha_1 |h_{s,r_n}|^2}{\alpha_2 |h_{s,r_n}|^2 + \beta |h_{l,l,r_n}|^2}$ 的取值范围为

$\left[0, \frac{\alpha_1}{\alpha_2}\right]$, 即此时的 $\frac{|h_{r_n,e}|^2}{|h_{j,e}|^2}$ 的取值范围为 $\left[0, \frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_1} - \frac{\delta}{\alpha_1}\right]$ 。

通过 $\frac{|h_{r_n,e}|^2}{|h_{j,e}|^2}, \frac{\alpha_1 |h_{r_n,d_1}|^2}{\alpha_2 |h_{r_n,d_1}|^2 + \delta |h_{j,d_1}|^2}, \frac{\alpha_1 |h_{s,r_n}|^2}{\alpha_2 |h_{s,r_n}|^2 + \beta |h_{l,l,r_n}|^2}$ CDF 公式,并对式(26)中 M_2 进一步计算,可以得到 M_2 的表达式为:

$$M_2 = \int_0^{\frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_1} - \frac{\delta}{\alpha_1}} \varpi_2 \left(-\frac{\lambda_{e_1}^2 \varphi}{(\lambda_{e_1} + \lambda_{e_2})^2} + \frac{\lambda_{e_1}}{\lambda_{e_1} \varphi + \lambda_{e_2}} \right) d\varphi \quad (32)$$

其中:

$$\varpi_2 = \left(\frac{\left(\alpha_1 - \alpha_2 \left(\frac{\eta_1 \alpha_1}{\delta} \varphi + \eta_1 - 1 \right) \right) \lambda_2}{\lambda_1 \delta \left(\frac{\eta_1 \alpha_1}{\delta} \varphi + \eta_1 - 1 \right) + \left(\alpha_1 - \alpha_2 \left(\frac{\eta_1 \alpha_1}{\delta} \varphi + \eta_1 - 1 \right) \right) \lambda_2} \right)$$

最后对式(32)进行数学求解,可以得到 M_2 的表达式为:

$$\left(\frac{-\alpha_2 (\eta_1 - 1) \lambda_{e_1} \delta + \lambda_2 \lambda_{e_2} \left(\alpha_1 (\alpha_2 \eta_1 \lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \delta) M_{21} + M_{22} - \alpha_1^2 \eta_1 \lambda_1 \lambda_{e_1} \delta^2 (\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi) M_{23} \right)}{M_{24} (\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi)} \right) \Big|_0^{\frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_1} - \frac{\delta}{\alpha_1}} \quad (33)$$

其中:

$$M_{21} = (\eta_1 - 1) \lambda_{e_1} \delta (\lambda_1 \delta - \lambda_1 \alpha_2) + \alpha_1 (\alpha_2 \eta_1 \lambda_2 \lambda_{e_2} + \lambda_1 \lambda_{e_1} \delta - \eta_1 \lambda_1 \lambda_{e_2})$$

$$M_{22} = \alpha_1^2 \eta_1 \lambda_1 \lambda_{e_1} \delta^2 (\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi) \log(\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi)$$

$$M_{23} = \log(\alpha_1 (\eta_1 \lambda_1 \delta \varphi + \lambda_2 (\delta - \alpha_2 \eta_1 \varphi))) - (\eta_1 - 1) \delta (\alpha_2 \lambda_2 - \lambda_1 \delta)$$

$$M_{24} = ((\eta_1 - 1) \lambda_{e_1} \delta (\lambda_1 \delta - \alpha_2 \lambda_2) + \alpha_1 (\alpha_2 \eta_1 \lambda_2 \lambda_{e_2} + \lambda_2 \lambda_{e_1} \delta - \eta_1 \lambda_1 \lambda_{e_2}))^2$$

接下来对式(25)中 M_1 进行求解:

$$M_1 = \int_0^{\frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_1} - \frac{\delta}{\alpha_1}} \varpi_1 \left(-\frac{\lambda_{e_1}^2 \varphi}{(\lambda_{e_1} + \lambda_{e_2})^2} + \frac{\lambda_{e_1}}{\lambda_{e_1} \varphi + \lambda_{e_2}} \right) d\varphi \quad (34)$$

其中:

$$\varpi_1 = \left(\frac{\left(\alpha_1 - \alpha_2 \left(\frac{\eta_1 \alpha_1}{\delta} \varphi + \eta_1 - 1 \right) \right) \lambda_2}{\lambda_3 \beta \left(\frac{\eta_1 \alpha_1}{\delta} \varphi + \eta_1 - 1 \right) + \left(\alpha_1 - \alpha_2 \left(\frac{\eta_1 \alpha_1}{\delta} \varphi + \eta_1 - 1 \right) \right) \lambda_2} \right)$$

最后对式(34)进行数学求解,可以得到 M_1 的数学表达式为:

$$\left(\frac{-\alpha_2 (\eta_1 - 1) \lambda_{e_1} \delta + \lambda_2 \lambda_{e_2} \left(\alpha_1 (\alpha_2 \eta_1 \lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \delta) M_{11} + M_{12} - \alpha_1^2 \eta_1 \lambda_3 \lambda_{e_1} \delta \beta (\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi) M_{13} \right)}{M_{14} (\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi)} \right) \Big|_0^{\frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_1} - \frac{\delta}{\alpha_1}} \quad (35)$$

其中:

$$M_{11} = (\eta_1 - 1) \lambda_{e_1} \delta (\lambda_3 \beta - \lambda_3 \alpha_2) + \alpha_1 (\alpha_2 \eta_1 \lambda_2 \lambda_{e_2} + \lambda_3 \lambda_{e_1} \beta - \eta_1 \lambda_3 \lambda_{e_2})$$

$$M_{12} = \alpha_1^2 \eta_1 \lambda_3 \lambda_{e_1} \delta \beta (\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi) \log(\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi)$$

$$M_{13} = \log(\alpha_1 (\eta_1 \lambda_3 \beta \varphi + \lambda_2 (\delta - \alpha_2 \eta_1 \varphi))) - (\eta_1 - 1) \delta (\alpha_2 \lambda_2 - \lambda_3 \beta)$$

$$M_{14} = ((\eta_1 - 1) \lambda_{e_1} \delta (\lambda_3 \beta - \alpha_2 \lambda_2) + \alpha_1 (\alpha_2 \eta_1 \lambda_2 \lambda_{e_2} + \lambda_2 \lambda_{e_1} \delta - \eta_1 \lambda_3 \lambda_{e_2}))^2$$

由式(33)、式(35)、式(24)可得出 P_A 为:

$$P_A = \prod_{n=1}^N [1 - M_1 M_2] \quad (36)$$

式中: $\eta_1 = 2^{2R_1}$, $\eta_2 = 2^{2R_2}$ 是安全速率 R_1 、 R_2 的函数。

根据文献[14], P_B 可以具体表示为:

$$P_B = \Pr \left[\frac{1 + \gamma_{s,r_n,D_2}(x_2)}{1 + \gamma_{e_2}} < \eta_2 \mid \frac{1 + \gamma_D^{1-2}}{1 + \gamma_{e_1}} > \eta_1, \mid \mid R_L \mid \neq 0 \mid \right] \quad (37)$$

其中:

$$\gamma_{s,r_n,D_2}(x_2) = \max_{R_L \in R_N} \left\{ \gamma_{s,r_n,D_2}(x_2) \mid \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_D^{1-2}) \geq R_1 \right\}^{(a)} \\ \max_{r_n \in R_N} \{ \gamma_{s,r_n,D_2}(x_2) \} \quad (38)$$

在高信噪比情况下,由式(8)、式(10)可得 $\gamma_D^{1-2} \approx \gamma_D^1$,式(37)可以写成:

$$P_B = \Pr \left(\frac{1 + \gamma_{s,r_n,D_2}(x_2)}{1 + \gamma_{e_2}} < \eta_2, \mid R_L \mid \neq 0 \mid \right) = \\ \sum_{l=1}^N \Pr \left(\frac{1 + \gamma_{s,r_n,D_2}(x_2)}{1 + \gamma_{e_2}} < \eta_2 \mid \mid R_L \mid = l \right) \Pr(\mid R_L \mid = l) \quad (39)$$

其中:

$$\Pr \left(\frac{1 + \gamma_{s,r_n,D_2}(x_2)}{1 + \gamma_{e_2}} < \eta_2 \mid \mid R_L \mid = l \right) = \Pr \left(\frac{1 + r_D^2}{1 + r_e^2} > \eta_2 \right) \quad (40)$$

保障 D_1 信号进行安全传输后,即 l 个中继节点能够将 D_1 信号成功解码出,并完成 D_2 安全传输。

$\mid h_{r_n,D_2} \mid^2$ 的 CDF 与 PDF 分别满足式(21)与式(22),可以看出满足二项式,其二项式展开如下:

$$(u + v)^l = \sum_{n=0}^l C_l^n u^{l-n} v^n \quad (41)$$

在需要从 l 中择出 $\mid h_{r_n,D_2} \mid^2$ 值最大的节点情况下,式(19)可以表示为:

$$(1 - e^{\lambda x})^l = \sum_{n=0}^l C_l^n 1^{l-n} (-e^{\lambda x})^n = \sum_{n=0}^l C_l^n (-1)^n e^{\lambda x n} \quad (42)$$

在高信噪比的情况下,存在有 l 个中继节点能够确保 D_2 安全传输的概率表示如下:

$$\Pr \left(\frac{1 + \rho_{s,r_n,D_2}(x_2)}{1 + \gamma_{e_2}} < \eta_2 \mid \mid R_L \mid = l \right) = P \left(\frac{1 + \frac{\alpha_2 \max(\mid h_{r_n,D_2} \mid^2)}{\delta \mid h_{J,D_2} \mid^2}}{1 + \frac{\alpha_2 \mid h_{r_n,e} \mid^2}{\delta \mid h_{J,e} \mid^2}} > \eta_2 \right) \quad (43)$$

与求 $\frac{\alpha_1 \mid h_{r_n,D_1} \mid^2}{\alpha_2 \mid h_{r_n,D_1} \mid^2 + \delta \mid h_{J,D_1} \mid^2}$ 的方法相同,将 $\mid h_{r_n,D_2} \mid^2$

看作参数 x ,即 $\frac{\alpha_2 \max(\mid h_{r_n,D_2} \mid^2)}{\delta \mid h_{J,D_2} \mid^2}$ 的 CDF 为:

$$F(Y) = F \left(\frac{\max \mid h_{r_n,D_2} \mid^2}{\mid h_{J,D_2} \mid^2} < Y \right) = \\ \int_0^\infty \left(\sum_{n=0}^l C_l^n (-1)^n e^{-\lambda_1 Y n x} \right) \lambda_2 e^{-\lambda_2 x} dx = \\ \sum_{n=0}^l C_l^n (-1)^n \frac{\lambda_2}{\lambda_2 + \lambda_1 n Y} \quad (44)$$

由上文可知 $\frac{\mid h_{r_n,e} \mid^2}{\mid h_{J,e} \mid^2}$ 的取值区间为 $\left[0, \frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_1} - \frac{\delta}{\alpha_1} \right]$,

仍然适用于 D_2 的安全传输,当未在这个取值区间内, D_1 的安全传输无法被保证。因此,在求解 $\Pr \left(\frac{1 + \gamma_{s,r_n,D_2}(x_2)}{1 + \gamma_{e_2}} < \eta_2 \mid \mid R_L \mid = l \right)$ 时依然适用。与 M_1 、 M_2 求法相同,即式(43)可以写成:

$$P \left(\frac{\max(\mid h_{r_n,D_2} \mid^2)}{\mid h_{J,D_2} \mid^2} > \eta_2 \mid \frac{\mid h_{r_n,e} \mid^2}{\mid h_{J,e} \mid^2} + \frac{\delta(\eta_2 - 1)}{\alpha_2} \right) = \\ \int_0^{\frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_2} - \frac{\delta}{\alpha_1}} \left(1 - \sum_{n=0}^l C_l^n (-1)^n \frac{\lambda_2}{\lambda_2 + \lambda_1 n \left(\eta_2 \varphi + \frac{\delta(\eta_2 - 1)}{\alpha_2} \right)} \right) \\ \left(- \frac{\lambda_{e_1}^2 \varphi}{(\lambda_{e_1} \varphi + \lambda_{e_2})^2} + \frac{\lambda_{e_1}}{\lambda_{e_1} \varphi + \lambda_{e_2}} \right) d\varphi \quad (45)$$

根据文献[13]可得:

$$h = \Pr \left(\frac{1 + \gamma_{s,r_n,D_2}(x_2)}{1 + \gamma_{e_2}} < \eta_2 \mid \mid R_L \mid = l \right) = \\ \sum_{n=0}^l C_l^n (-1)^n \mathcal{A} \Big|_0^{\frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_2} - \frac{\delta}{\alpha_1}} + \frac{\lambda_{e_1} \varphi}{\lambda_{e_1} \varphi + \lambda_{e_2}} \Big|_0^{\frac{\delta}{\alpha_1 \alpha_2 \eta_2} - \frac{\delta}{\alpha_1}} \quad (46)$$

其中:

$$\mathcal{A} = \frac{\left(\alpha_2 \lambda_2 \lambda_{e_1} + \delta \lambda_1 \lambda_{e_1} n - \eta_2 \delta \lambda_1 \lambda_{e_1} n + \alpha_2 \eta_2 \lambda_1 \lambda_{e_1} \right) \left(\alpha_2 \lambda_2 \lambda_{e_1} \lambda_{e_2} \left(\alpha_2 \eta_2 \lambda_1 n (\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi) \log(\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi) + \alpha_2 \eta_2 \lambda_1 n (\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi) \mathcal{A}_1 \right) \right)}{\left((\eta_2 - 1) \delta \lambda_1 \lambda_{e_1} n + \alpha_2 (\lambda_2 \lambda_{e_1} - \eta_2 \lambda_1 \lambda_{e_2} n) \right)^2 (\lambda_{e_2} + \lambda_{e_1} \varphi)}$$

式中: $\mathcal{A}_1 = \log \left((\eta_2 - 1) \delta \lambda_1 n + \alpha_2 (\lambda_2 + \eta_2 \lambda_1 n \varphi) \right)$ 。

$\Pr(\mid R_L \mid = l)$ 计算如下:

$$\Pr(\mid R_L \mid = l) =$$

$$\binom{N}{l} \left(\prod_{n=1}^{N-1} \left[1 - \Pr \left(\frac{1 + \gamma_r^{x_1}}{1 + \gamma_{e_1}} > \eta_1 \right) \Pr \left(\frac{1 + \gamma_D^1}{1 + \gamma_{e_1}} > \eta_1 \right) \right] \cdot \prod_{n=N-l+1}^{N-1} \left[\Pr \left(\frac{1 + \gamma_r^{x_1}}{1 + \gamma_{e_1}} > \eta_1 \right) \Pr \left(\frac{1 + \gamma_D^1}{1 + \gamma_{e_1}} > \eta_1 \right) \right] \right) \quad (47)$$

由式(24)、式(33)、式(35)可得,式(47)可以写成:

$$\Pr(\mid R_L \mid = l) = \sum_{l=1}^N \binom{N}{l} (1 - M_1 M_2)^{N-l} (M_1 M_2)^l \quad (48)$$

将式(46)、式(48)代入式(37),最终可得 P_B 公式为:

$$P_B = \sum_{l=1}^N \binom{N}{l} (1 - M_1 M_2)^{N-l} (M_1 M_2)^l h \quad (49)$$

式中: $\lambda_{e_1} = \rho_r d_{r_n, e}^{-\nu}$, $\lambda_1 = \rho_r d_{r_n, D_1}^{-\nu}$, $\lambda_2 = \rho_r d_{r_n, D_2}^{-\nu}$, $\lambda_3 = \rho_s d_{s, r_n}^{-\nu}$,

$$\rho_r = \rho_s = \frac{P_r}{\sigma_D^2}.$$

最后把 P_A 、 P_B 代入式(23),得到系统的 SOP 闭式表达式。

3 数值分析

本文分析了基于 NOMA-FD 车载中继选择通信系统的安全特性。本节所有的数值分析结果均由 MATLAB 软件完成。数值分析过程中 $\alpha_1 = 1 - \alpha_2$, $\alpha_1 > \alpha_2$, 假设服从高斯白噪声的方差为 $\sigma_r^2 = \sigma_{D_1}^2 = \sigma_{D_2}^2 = \sigma_{Ll}^2 = \sigma_j^2 = \sigma_e^2 = \sigma^2 = 1$ 。 $P_s = P_r$, $\rho_r = \frac{P_r}{\sigma_r^2} = \rho = \frac{P_s}{\sigma_D^2} = \rho_s$, $\rho_j = \frac{P_j}{\sigma_j^2}$ 系统数值分析如下。

表 1 参数设置

参数	数值
中继数目 N	10
远端车辆用户门限值 R_1	2.1
近端车辆用户门限值 R_2	1.0
远端车辆用户功率分配系数 α_1	0.9
近端车辆用户功率分配系数 α_2	0.1
干扰功率与发送功率的干扰比值 δ	1.0
剩余自干扰系数 β	0.5
基站到中继的距离 d_r	1.0
中继到近端车辆用户的距离 d_{r1}	0.5
中继到远端车辆用户的距离 d_{r2}	1.0
中继到窃听车辆用户的距离 d_{re}	1.0
基站到近端车辆用户的距离 $d_{s,r1}$	1.5
基站到远端车辆用户的距离 $d_{s,r2}$	2.0

首先分析了合法车辆用户的功率分配系数对系统 SOP 的影响。从图 3 中可以看出随着发送功率 P 、 α_1 与 α_2 差值增大,系统 SOP 均不断减小,且当发送功率 P 的值大约 30 dB 时,系统 SOP 值趋于稳定,尽管继续增大发送功率,系统 SOP 也不会变化太大。图 3 子图描绘的是固定发送功率 $P = 25$ dB, α_2 对系统 SOP 的影响。由 α_1 与 α_2 的和恒等于 1 且 $\alpha_1 > \alpha_2$ 可知,随着 α_2 的

增加, α_1 逐渐减小, α_1 与 α_2 差值减小。从子图中可以看出随着 α_1 与 α_2 差值减小差值的减小,系统 SOP 不断增大,系统安全性能变差。所以选择合适的信噪比、增大两个车辆用户的功率分配之差可以增强协作 NOMA 系统的安全性。

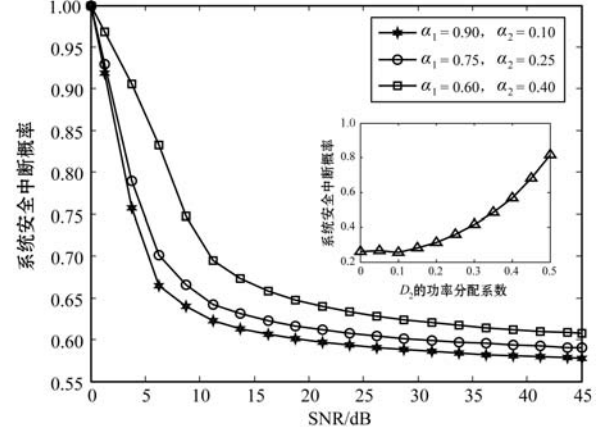


图 3 功率分配系数对系统 SOP 的影响

图 4 描述了远端车辆用户的不同功率分配系数 α_1 与安全传输门限速率 R_1 对系统 SOP 的影响。由图 4 可知当功率分配系数 α_1 相同时,远端车辆用户 D_1 的门限值速率 R_1 增大,系统 SOP 增加。当 R_1 相同时,随着 α_1 增大,系统 SOP 减小,系统安全性能变好。即得出了与图 3 相同的结论,远近用户的功率分配差值越大,系统的安全性能越好。因此,考虑了在保障远端车辆用户 D_1 的安全传输前提下,使近端车辆用户 D_2 的安全传输速率达到最大。当 R_1 越小,说明对 D_1 的信道状态的要求越高,此时对 D_1 信号分配的功率就越多,功率分配要求随之变高,当 R_1 增大时,说明对 D_1 的信道状态的要求低,即确保 D_1 安全传输仅需要分配较低的发送功率。

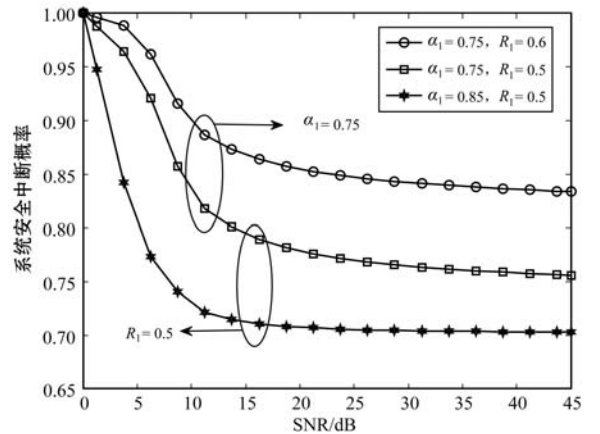


图 4 功率分配系数与 R_1 对系统 SOP 的性能影响

从图 5 可以看出当干扰比值 δ 由 0 增加到 1,取相同剩余自干扰系数 β 时,随着干扰比值 δ 增加,系统 SOP 先减小后增大。当剩余自干扰系数 β 由 0 增加到 1,取相同的干扰比值 δ 时,系统 SOP 随着 β 值减小而

减小。由此可以得出,在全双工协作网络中,若剩余自干扰未能很好消除,可以通过改变干扰比值使系统性能变好;若未能选取较为理想的干扰比值,则良好地消除残余自干扰是提升系统性能的关键。因此,选择合适的干扰功率和采取更加完善的自干扰消除技术,不但可以有效地提高系统性能,而且是提升全双工协作系统性能的重要途径。

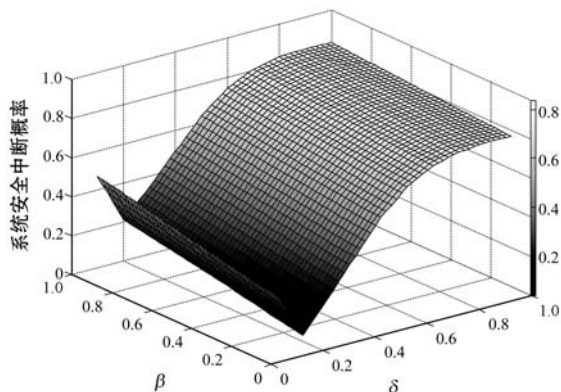


图5 干扰功率和发送功率的比值 δ 与剩余自干扰系数 β 对 NOMA 系统的性能影响

图6描述了不同的中继数目 N 对系统SOP的影响。可以看出随着 P 增加,中继数目 N 取不同值时,系统SOP均随 P 增加而减小,后趋于平缓。因此可以恰当地增大 P 来提高系统性能。此外,随着 N 增加,系统SOP逐次递减,由此得出增加中继数量可以有效地提高系统性能。但是随着 N 逐渐增大,系统SOP减小的幅度变小,且会增加系统的复杂性,以至于对整个系统要求提高,而系统性能并没有得到明显改善。所以适当地增加中继节点的数量,可以保证系统具有较低的复杂度,同时最大限度地降低SOP,从而使系统安全性能得到有效提升。

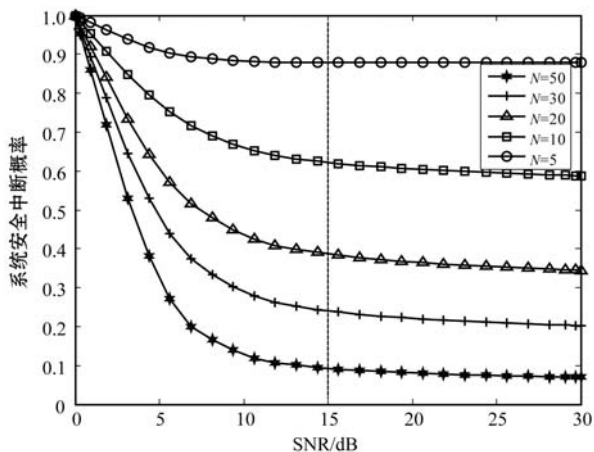


图6 不同中继数目对系统SOP的影响

图7显示了在不同方法下,SOP随 ρ 增加的变化曲线图。与文献[20]与文献[21]采用的方法不同,本文提出的最优安全中继选择方案,随着 ρ 的改变,系统的SOP最小,通信系统的安全性能得到很好的提升。

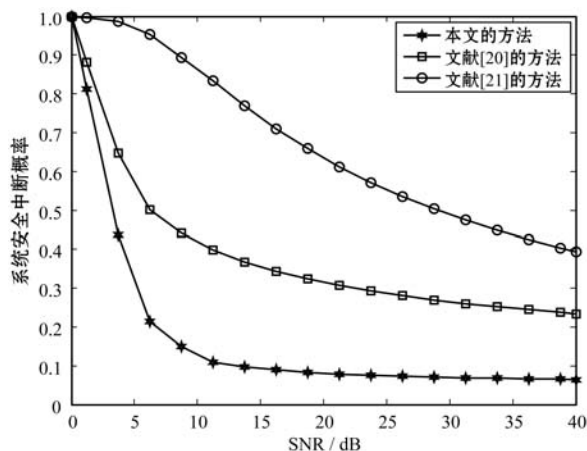


图7 SOP随着 ρ 在不同方法下的变化情况对比

4 结 语

本文针对智能车载系统中多中继协作 NOMA 通信存在窃听车辆用户的问题,给出了基于 FD 最佳安全中继选择方案,并分析了合法车辆用户功率分配系数、远端车辆用户的功率分配系数与安全传输门限、干扰功率与发送功率的比值、剩余自干扰系数及中继数目对系统 SOP 的影响。数值分析结果显示,将功率分配系数合理设置能够使系统 SOP 降低,系统安全性能得到改进。选择恰当的干扰比值、减小或消除残余自干扰可以提升系统的安全性能。同时可以通过增加无人车中继节点数量,使 NOMA-FD 通信网络在 PLS 性能上获取更大的优势。

参 考 文 献

- [1] Yang H J, Zhang K, Zheng K, et al. Joint frame design and resource allocation for ultra-reliable and low-latency vehicular networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(5): 3607-3622.
- [2] Di B, Song L Y, Li Y H, et al. Non-Orthogonal multiple access for high-reliable and low-latency V2X communications in 5G systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(10): 2383-2397.
- [3] Liu G, Wang Z P, Hu J W, et al. Cooperative NOMA broadcasting/multicasting for low-latency and high-reliability 5G cellular V2X communications [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(5): 7828-7838.
- [4] 任桂山,吴冕泽,陈学梅,等.基于非完美功率域非正交多址接入网络的上行链路低功耗研究[J].计算机应用与软件, 2021, 38(2): 114-118.
- [5] Zhong C J, Zhang Z Y. Non-Orthogonal multiple access with cooperative full-duplex relaying[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(12): 2478-2481.
- [6] Xiao H L, Chen Y H, Zhang Q Y, et al. Joint clustering

- and power allocation for the cross roads congestion scenarios in cooperative vehicular networks[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*,2019,20(6):2267–2277.
- [7] Feteiha M F, Hassanein H S. Enabling cooperative relaying VANET clouds over LTE-A networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*,2015,64(4):1468–1479.
- [8] Chu T M, Zepernick H J. Performance of a non-orthogonal multiple access system with full-duplex relaying[J]. *IEEE Communications Letters*,2018,22(10):2084–2087.
- [9] Tregancini A, Olivo E, Osorio E, et al. Performance analysis of full-duplex relay-aided NOMA systems using partial relay selection[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*,2020,68(1):622–635.
- [10] Wang D W, Ren P Y, Du Q H, et al. Security provisioning for MISO vehicular relay networks via cooperative jamming and signal superposition[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*,2017,66(12):10732–10747.
- [11] 李美玲,李莹,王钢飞,等.非理想干扰删除下全双工中继 NOMA 系统的物理层安全性能研究[J]. *电子学报*,2019,47(1):183–189.
- [12] Ai Y, Cheffena M, Mathur A, et al. On physical layer security of double Rayleigh fading channels for vehicular communications[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*,2018,7(6):1038–1041.
- [13] Lei H J, Yang Z X, Park K H, et al. Secrecy outage analysis for cooperative NOMA systems with relay selection schemes[J]. *IEEE Transactions on Communications*,2019,67(9):6282–6298.
- [14] Feng Y H, Yan S H, Liu C X, et al. Two-stage relay selection for enhancing physical layer security in non-orthogonal multiple access[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*,2019,14(6):1670–1683.
- [15] Seyfi M, Muhaidat S, Liang J, et al. Relay selection in dual-hop vehicular networks[J]. *IEEE Signal Processing Letters*,2011,18(2):134–137.
- [16] Ding Z G, Dai L, Poor H V. MIMO-NOMA design for small packet transmission in the internet of things[J]. *IEEE Access*,2016,4:1393–1405.
- [17] Chen J C, Yang L, Alouini M S. Physical layer security for cooperative NOMA systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*,2018,67(5):4645–4649.
- [18] Guo H Y, Yang Z, Zhang L H, et al. Joint cooperative beamforming and jamming for physical-layer security of decode-and-forward relay networks[J]. *IEEE Access*,2017,5:19620–19630.
- [19] Abbasi O, Yanikomeroğlu H, Ebrahimi A, et al. Trajectory design and power allocation for drone-assisted NR-V2X network with dynamic NOMA/OMA[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*,2020,19(11):7153–7168.
- [20] Qiu B, Xiao H L, Chronopoulos A T, et al. Optimal access scheme for security provisioning of C-V2X computation offloading network with imperfect CSI[J]. *IEEE Access*,2020,8:9680–9691.
- [21] Chen J C, Yang L, Alouini M S. Physical layer security for cooperative NOMA systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*,2018,67(5):4645–4649.
- ~~~~~
- (上接第 87 页)
- [2] 段伟润.抑制 PD 信号周期性窄带干扰方法的研究[D].吉林:东北电力大学,2014.
- [3] 孙抗,张露,王福忠.基于变分模态分解和奇异值分解的局部放电信号去噪方法[J]. *河南理工大学学报*,2020,39(6):119–126.
- [4] 杨宗林.基于变分模态分解的震相识别研究[D].太原:中北大学,2020.
- [5] 蔡赛男,宋卫星,班利明,等.基于鲸鱼算法优化 LSSVM 的滚动轴承故障诊断[J]. *控制与决策*,2022,37(1):230–236.
- [6] 余昌佳,梅飞,叶昱媛,等.基于优化 VMD 与噪声估计的间隔阈值局部放电去噪方法[J]. *高压电器*,2020,56(3):141–149.
- [7] 孙曙光,庞毅,王景芹,等.改进的 EEMD 去噪方法及其在谐波检测中的应用研究[J]. *电工电能新技术*,2016,35(4):67–74.
- [8] 高艳丰,朱永利,闫红艳,等.基于 VMD 和 TEO 的高压输电线路雷击故障测距研究[J]. *电工技术学报*,2016,31(1):24–33.
- [9] Dragomiretskiy K, Zosso D. Variational mode decomposition[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*,2014,62(3):531–544.
- [10] 朱军.滚动轴承非平稳信号故障诊断若干方法研究[D].合肥:中国科学技术大学,2016.
- [11] 贺伟. HHT 理论算法及其在现代信号处理中的应用研究[M].吉林:吉林大学出版社,2019.
- [12] 张梦楠,李春茂,刘凯,等.基于广义 S 变换和奇异值分解的局放信号降噪优化方法[J]. *电网技术*,2021,45(8):3305–3314.
- [13] 高强,段晨东,赵艳青,等.基于最大相关波形延拓的经验模式分解端点效应抑制方法[J]. *振动与冲击*,2013,32(2):62–66.
- [14] 刘尚坤,唐贵基.改进的 VMD 方法及其在转子故障诊断中的应用[J]. *动力工程学报*,2016,36(6):448–453.
- [15] 黄大吉,赵进平,苏纪兰.希尔伯特-黄变换的端点延拓[J]. *海洋学报(中文版)*,2003(1):1–11.
- [16] 范贤光,吴腾达,支瑜亮,等.基于奇异值分解和中位数绝对偏差的拉曼成像数据去噪方法[J]. *光谱学与光谱分析*,2020,40(2):436–440.
- [17] 赵昕海,张术臣,李志深,等.基于 VMD 的故障特征信号提取方法[J]. *振动、测试与诊断*,2018,38(1):11–19,202.
- [18] 唐炬,高丽,彭莉,等.非平稳振荡局放信号去噪效果评价参数研究[J]. *高电压技术*,2007(12):66–70.