

6-9-2021

Performance Analysis of Cognitive Cooperative Systems Based on Quadrature Spatial Modulation

Guo Hui

Henan Polytechnic University, School of Physics and Electronic Information Engineering, Jiaozuo 454000, China;

Xuejiao Guo

Henan Polytechnic University, School of Physics and Electronic Information Engineering, Jiaozuo 454000, China;

Ting Qiao

Henan Polytechnic University, School of Physics and Electronic Information Engineering, Jiaozuo 454000, China;

Liu Meng

Henan Polytechnic University, School of Physics and Electronic Information Engineering, Jiaozuo 454000, China;

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the [Artificial Intelligence and Robotics Commons](#), [Computer Engineering Commons](#), [Numerical Analysis and Scientific Computing Commons](#), [Operations Research](#), [Systems Engineering and Industrial Engineering Commons](#), and the [Systems Science Commons](#)

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

Performance Analysis of Cognitive Cooperative Systems Based on Quadrature Spatial Modulation

Abstract

Abstract: *The cognitive cooperative communication system based on quadrature spatial modulation (QSM) is proposed to solve the problems of inter-channel interference and inter-antenna synchronization. The mean power allocation algorithm is used to analyze performance of the system. In addition, the relay nodes and the destination node decode their received signals with the maximum likelihood detection algorithm. The exact closed expressions of outage probability under random relay selection (RRS), suboptimal relay selection (SRS) and optimal relay selection (ORS) are derived respectively. The approximate outage probabilities in the high signal-to-noise ratio region are derived, and the diversity gains of three relay selection strategies are analyzed. The Monte Carlo simulation results show that SRS and ORS can obviously reduce the outage probability and effectively improve the gain of the system compared with RRS.*

Keywords

quadrature spatial modulation, cognitive radio, relay selection, power allocation strategy, maximum likelihood detection

Recommended Citation

Guo Hui, Guo Xuejiao, Qiao Ting, Liu Meng. Performance Analysis of Cognitive Cooperative Systems Based on Quadrature Spatial Modulation[J]. Journal of System Simulation, 2021, 33(5): 1113-1121.

基于正交空间调制的认知协作系统性能分析

郭辉, 郭雪姣*, 乔婷, 刘勐

(河南理工大学 物理与电子信息学院, 河南 焦作 454000)

摘要: 针对信道间干扰、天线间同步等问题, 提出了基于正交空间调制的认知协作通信系统。该系统采用均值功率分配算法, 中继节点和目的节点采用最大似然检测算法。推导了随机中继选择、次优中继选择和最优中继选择3种方案下中断概率的准确闭合表达式, 以及在高信噪比区域的渐进表达式, 并分析了系统的分集增益。蒙特卡罗仿真结果表明: 与随机中继选择相比, 次优中继选择和最优中继选择方案可以明显降低系统的中断概率, 有效提高系统增益。

关键词: 正交空间调制; 认知无线电; 中继选择; 功率分配算法; 最大似然检测

中图分类号: TN820; TP391 文献标志码: A 文章编号: 1004-731X (2021) 05-1113-09

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.20-0027

Performance Analysis of Cognitive Cooperative Systems Based on Quadrature Spatial Modulation

Guo Hui, Guo Xuejiao*, Qiao Ting, Liu Meng

(Henan Polytechnic University, School of Physics and Electronic Information Engineering, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: *The cognitive cooperative communication system based on quadrature spatial modulation (QSM) is proposed to solve the problems of inter-channel interference and inter-antenna synchronization. The mean power allocation algorithm is used to analyze performance of the system. In addition, the relay nodes and the destination node decode their received signals with the maximum likelihood detection algorithm. The exact closed expressions of outage probability under random relay selection (RRS), suboptimal relay selection (SRS) and optimal relay selection (ORS) are derived respectively. The approximate outage probabilities in the high signal-to-noise ratio region are derived, and the diversity gains of three relay selection strategies are analyzed. The Monte Carlo simulation results show that SRS and ORS can obviously reduce the outage probability and effectively improve the gain of the system compared with RRS.*

Keywords: quadrature spatial modulation; cognitive radio; relay selection; power allocation strategy; maximum likelihood detection

引言

随着移动用户数量的急剧上升, 人们对无线电频谱的需求也在不断增加。然而, 在特定时间内授权频谱并没有被充分利用, 这极大地浪费了频谱资源。认知无线电(Cognitive radio, CR)由于极高的

频谱资源利用率而受到人们的广泛关注^[1]。CR将频谱进行动态分配, 在不影响主用户(Primary user, PU)正常通信的条件下, 次级用户(Secondary user, SU)通过共享PU未使用的授权频谱进行通信^[2]。

在实际的CR系统中, 信道间干扰(Inter channel interference, ICI)、天线间同步(Inter-antenna

收稿日期: 2020-01-09 修回日期: 2020-04-13

基金项目: 国家自然科学基金(41904078); 河南省科技攻关项目(182102210307)

第一作者: 郭辉(1978-), 男, 博士, 教授, 研究方向为协作通信、正交空间调制。E-mail: guohui@hpu.edu.cn

通讯作者: 郭雪姣(1993-), 女, 硕士生, 研究方向为正交空间调制。E-mail: xuejiaoguo2018@163.com

synchronization, IAS)、传输技术复杂以及能源消耗较大等问题很大程度上限制了系统的通信质量^[3]。正交空间调制(Quadrature spatial modulation, QSM)技术把空间维度扩展为同相和正交 2 个维度,星座符号的同相分量和正交分量作为独立的 2 部分在这 2 个正交的空间维度上进行传输,从而有效地避免了上述问题^[4-5]。因此,将 CR 与 QSM 相结合可以形成一种更高频谱效率的新型多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO)传输系统^[6]。在文献[7]中,作者研究了在信道估计误差和有限反馈条件下 QSM-MIMO CR 系统的性能,结果表明 QSM 技术可以有效地改善系统的频谱效率。文献[8]分别采用均值功率分配算法和瞬时信道状态信息(Channel state information, CSI)功率分配算法对 QSM-CR 系统进行研究,推导给出了瑞利衰落信道下 SU 的平均误比特率上界。上述文献均说明将 QSM 与 CR 技术相结合,在保持 QSM 固有优势的同时,系统的频谱效率得到了进一步的提高。

协作通信由于可以增强系统的鲁棒性以及覆盖范围而备受关注^[9]。文献[10]中,作者推导了单中继放大转发(Amplify-and-forward, AF)协作通信系统的误比特率上界。文献[11]采用均值功率分配算法研究了存在多个 PU 时 QSM AF 单中继系统的性能。文献[12]分析了存在直射链路时 QSM 单中继译码转发(Decode-and-forward, DF)协作通信系统的性能。为了提高系统的分集增益,多中继技术被引入到 QSM 系统中。然而,过多的中继会造成中继间信号干扰,浪费大量的时频资源,造成一些不必要的能量消耗^[13]。随机中继选择(Random relay selection, RRS)、次优中继选择(Suboptimal relay selection, SRS)和最优中继选择(Optimal relay selection, ORS)作为 3 种较为常见的方案可以解决多中继带来的信号干扰问题^[14-15]。

基于以上分析,本文研究了基于 QSM 的多中继 CR 协作通信系统,分析了 RRS, SRS 和 ORS 3 种中继选择方案下系统的性能。为了避免对 PU 产生干扰, SU 采用均值功率分配算法对发射功率

进行分配,此外,中继节点和目的节点均采用最大似然(Maximum likelihood, ML)检测算法对接收到的信号进行译码。首先推导给出了 3 种中继选择方案下系统中断概率的准确闭合表达式,接着,为了更深入地了解系统性能,推导了高信噪比下 SU 的渐进中断概率,以及系统的分集增益,最后通过蒙特卡罗仿真验证了上述分析结果的正确性。结果表明,与 RRS 相比, SRS 和 ORS 可以明显改善系统的中断性能,提供额外的分集增益。

1 系统模型

1.1 信道模型

考虑一个多中继 QSM-CR 协作通信系统,如图 1 所示。信源 S , K 个 DF 中继 $R_k (k=1,2,\dots,K)$ 均配置 N_t 根天线,信宿 D 配置 N_r 根天线, M 个 PU $P_m (m=1,2,\dots,M)$ 均配置单根天线。由于严重的路径衰落, S 和 D 之间不存在直射链路,所有的终端均采用半双工模式。图 1 中所有信道服从瑞利分布,即 $\mathbf{h}_p (p = SP_m, SR_k)$ 和 $\mathbf{g}_q (q = R_k P_m, R_k D)$ 中的每个元素分别服从均值为 0, 方差为 Ω_p 和 Ω_q 的瑞利分布,其中, SP_m , SR_k , $R_k P_m$ 和 $R_k D$ 分别表示链路 $S \rightarrow P_m$, $S \rightarrow R_k$, $R_k \rightarrow P_m$ 和 $R_k \rightarrow D$ 。

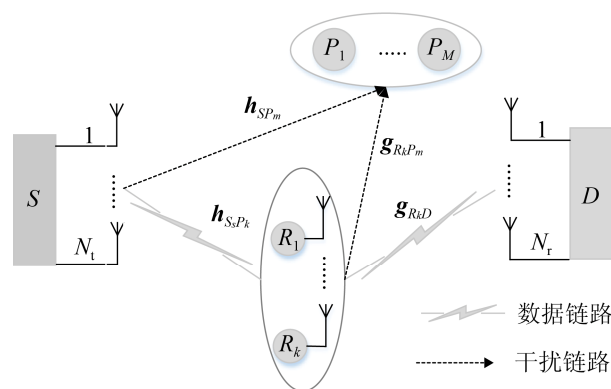


图 1 QSM 认知协作通信系统模型

Fig. 1 System model of QSM cognitive cooperative communication system

S 采用 QSM 技术进行预编码,其每次传输的信息比特块的长度为 $b = \text{lb}(TN_t^2)$,这个比特块被分成 3 部分,分别为一个长度为 $b_1 = \text{lb}(T)$ 的比特

块 m_1 和 2 个长度为 $b_2 = \text{lb}(N_t)$ 的比特块 m_2 和 m_3 , T 是调制阶数。比特块 m_1 通过调制映射为一个星座符号 x , 比特块 m_2 和 m_3 用于选择天线序号, 分别激活第 s 根和第 l 根发射天线(s 和 l 可能会相等)。将星座符号 x 进一步处理成正交的实部 x_r 和虚部 x_t , 分别通过第 s 根和第 l 根天线进行传输, 其他未被激活的天线不传输信号。

整个通信过程在 2 个时隙内完成。在第一个时隙内, S 采用 QSM 技术向 K 个中继发送信号。第 k 个中继 R_k 的接收信号可以表示为 $y_k = \sqrt{P_s}(\mathbf{h}_{S,R_k}x_r + j\mathbf{h}_{S_l,R_k}x_t) + \mathbf{n}_{R_k}$, P_s 表示 S 的发射功率, \mathbf{n}_{R_k} 表示 R_k 处均值为 0, 功率为 N_0 的加性高斯白噪声(Additive white Gaussian noise, AWGN), \mathbf{h}_{S,R_k} ($s=1,2,\dots,N_t$) 和 \mathbf{h}_{S_l,R_k} ($l=1,2,\dots,N_t$) 分别表示 S 的第 s 根天线、第 l 根天线与 R_k 之间的信道系数向量。

在第 2 个时隙内, R_k 对接收到的信号进行译码, 并采用与 S 相同序号的天线转发给 D 。根据最大比合并原则, 在 D 处接收到的信号可以表示为 $y_D = \sqrt{P_{R_k}}(\mathbf{g}_{R_{k_s},D}x_r + j\mathbf{g}_{R_{k_l},D}x_t) + \mathbf{n}_D$, P_{R_k} 表示 R_k 的发射功率, \mathbf{n}_D 表示 D 处均值为 0, 功率为 N_0 的 AWGN, $\mathbf{g}_{R_{k_s},D}$ 和 $\mathbf{g}_{R_{k_l},D}$ 分别表示 R_k 的第 s 根天线、第 l 根天线与 D 之间的信道系数向量。

此时, 链路 $S \rightarrow R_k$ 和 $R_k \rightarrow D$ 的瞬时信噪比 (Signal-to-noise ratio, SNR) 分别为:

$$\gamma_{sk} = \frac{P_s}{2N_0} \left(\sum_{i=1}^{N_t} |h_{S,R_{ki}}|^2 + \sum_{i=1}^{N_t} |h_{S_l,R_{ki}}|^2 \right) \quad (1)$$

$$\gamma_{kd} = \frac{P_{R_k}}{2N_0} \left(\sum_{i=1}^{N_t} |g_{R_{k_s},D_i}|^2 + \sum_{i=1}^{N_t} |g_{R_{k_l},D_i}|^2 \right) \quad (2)$$

1.2 QSM 检测

假设所有符号等概, 中继采用 ML 检测算法对天线序号和星座符号进行联合检测, 如式(3)所示:

$$\begin{aligned} & (\hat{\mathbf{h}}_{S,R_k}, \hat{\mathbf{h}}_{S_l,R_k}, \hat{x}_r, \hat{x}_t) = \\ & \arg \min_{s,l,x_r,x_t} \left\| \mathbf{y}_k - \sqrt{P_s}(\mathbf{h}_{S,R_k}x_r + j\mathbf{h}_{S_l,R_k}x_t) \right\|^2 = \\ & \arg \min_{s,l,x_r,x_t} \left\| \boldsymbol{\varphi}_k \right\|^2 - 2\Re\{\mathbf{y}_k^H \boldsymbol{\varphi}_k\} \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $\boldsymbol{\varphi}_k = \sqrt{P_s}(\mathbf{h}_{S,R_k}x_r + j\mathbf{h}_{S_l,R_k}x_t)$; $\Re\{\cdot\}$ 表示实部。类似地, D 也采用 ML 检测算法对接收信号进行检测, 如式(4)所示:

$$\begin{aligned} & (\hat{\mathbf{g}}_{R_{k_s},D}, \hat{\mathbf{g}}_{R_{k_l},D}, \hat{x}_r, \hat{x}_t) = \\ & \arg \min_{s,l,x_r,x_t} \left\| \mathbf{y}_D - \sqrt{P_{R_k}}(\mathbf{g}_{R_{k_s},D}x_r + j\mathbf{g}_{R_{k_l},D}x_t) \right\|^2 = \\ & \arg \min_{s,l,x_r,x_t} \left\| \boldsymbol{\chi}_k \right\|^2 - 2\Re\{\mathbf{y}_D^H \boldsymbol{\chi}_k\} \end{aligned} \quad (4)$$

式中: $\boldsymbol{\chi}_k = \sqrt{P_{R_k}}(\mathbf{g}_{R_{k_s},D}x_r + j\mathbf{g}_{R_{k_l},D}x_t)$ 。

2 系统性能分析

2.1 功率分配策略

在常见的 CR 系统中, 当 SU 对 PU 产生的最大干扰在预定义的阈值以下时, SU 可以共享 PU 的授权频谱^[2]。当系统采用均值功率分配方案时, 通常 PU 已知干扰信道的信道增益(或其估计), 因此 PU 可以计算出干扰信道增益的均值, 然后将这个均值反馈给 SU, 而瞬时 CSI 功率分配算法需要在每个符号或符号块传输时隙内进行 CSI 反馈。与瞬时 CSI 功率分配算法相比, 采用均值功率分配方案可以大大减轻 PU 的反馈损耗^[7]。

在本系统中, S 的发射功率必须同时满足 $\mathbb{E}(Q_s) \leq I_p$ 和 $P_s \leq P_{\max}^S$, 式中 $\mathbb{E}(\cdot)$ 表示均值, Q_s 表示 S 占用频谱资源时对 PU 造成的最大干扰, 即 $Q_s \triangleq P_s \max_{m=1,2,\dots,M} |h_{S,P_m}|^2$, h_{S,P_m} 表示 S 的第 s 根天线与 P_m 之间的信道系数, I_p 表示 PU 的最大干扰容限, P_{\max}^S 表示 S 的最大发射功率, 则 S 的发射功率为 $P_s = \min(I_p/E_{SP}, P_{\max}^S)$, $E_{SP} = \max_{m=1,2,\dots,M} \mathbb{E}(|h_{S,P_m}|^2)$ 。同理, R_k 的发射功率为 $P_{R_k} = \min(I_p/E_{R_kP}, P_{\max}^R)$, $E_{R_kP} = \max_{m=1,2,\dots,M} \mathbb{E}(|h_{R_{k_s},P_m}|^2)$, $h_{R_{k_s},P_m}$ 表示 R_k 的第 s 根天线与 P_m 之间的信道系数, P_{\max}^R 表示 R_k 的最大发射功率。令 $P_{\max}^S = P_{\max}^R = P_{\max}$, γ_{sk} 和 γ_{kd} 表示为:

$$\gamma_{sk} = \frac{1}{2} \min \left(\frac{I}{E_{SP}}, \bar{\gamma} \right) \left(\sum_{i=1}^{N_t} |h_{S,R_{ki}}|^2 + \sum_{i=1}^{N_t} |h_{S_l,R_{ki}}|^2 \right) \quad (5)$$

$$\gamma_{kd} = \frac{1}{2} \min \left(\frac{I}{E_{R_k P}}, \bar{\gamma} \right) \left(\sum_{i=1}^{N_r} |g_{R_k S D_i}|^2 + \sum_{i=1}^{N_r} |g_{R_k D_i}|^2 \right) \quad (6)$$

式中: $I = I_p / N_0$; $\bar{\gamma} = P_{\max} / N_0$ 。

2.2 中断概率

为了更好地评估系统性能, 本文分别推导了 RRS, SRS, ORS 三种方法下系统中断概率的准确闭合表达式及高信噪比下中断概率的渐进表达式。

当接收端的瞬时接收信噪比 γ 低于速率阈值 R_0 时, 系统发生中断。因此, 中断概率可以表示为^[16]:

$$P_{\text{out}} = P_r \{ \gamma < \gamma_{\text{th}} \} \quad (7)$$

式中: $P_r \{ \cdot \}$ 表示概率; $\gamma_{\text{th}} \triangleq 2^{R_0} - 1$ 。

在 DF 协作系统中, 当第 k 个 DF 中继为 SU 提供辅助通信时, 链路 $S \rightarrow R_k$ 或 $R_k \rightarrow D$ 任意一跳发生中断, 系统通信都会中断。因此, 系统的中断概率 P_{out} 可以表示为:

$$P_{\text{out}} = P_r \{ \gamma_{sk} < \gamma_{\text{th}} \} + [1 - P_r \{ \gamma_{sk} < \gamma_{\text{th}} \}] P_r \{ \gamma_{kd} < \gamma_{\text{th}} \} \quad (8)$$

2.2.1 随机中继选择

在 RRS 方案中, 系统从 K 个中继中随机选择一个中继 R_k 进行译码转发, 此时 D 处的瞬时信噪比 γ_k 表示为:

$$\gamma_k = \min(\gamma_{sk}, \gamma_{kd}) \quad (9)$$

由于 S 处采用 QSM 技术进行预编码, 进入 S 的信息比特流是随机序列, 激活的发射天线是随机产生的, 即 S 可能通过一根($s=l$)或 2 根($s \neq l$)发射天线传输信息, 因此, 系统中断概率应为 2 种情况下中断概率的统计平均, 如式(10)所示:

$$P_{\text{out}} = \left(1 - \frac{1}{N_t} \right) P_{\text{out}}^{\text{dif}} + \frac{1}{N_t} P_{\text{out}}^{\text{same}} \quad (10)$$

式中: $P_{\text{out}}^{\text{same}}$ 和 $P_{\text{out}}^{\text{dif}}$ 分别为通过一根发射天线($s=l$)传输信息时系统的中断概率和通过 2 根不同发射天线($s \neq l$)传输信息时系统的中断概率。因此, 分如下 2 种情况进行讨论。

(1) 通过一根发射天线传输信息

当 S 通过一根发射天线($s=l$)传输信息时, 中继 R_k 处的瞬时信噪比 $\gamma_{sk}^{\text{same}}$ 可以表示为 $\gamma_{sk}^{\text{same}} =$

$\min(I/E_{SP}, \bar{\gamma}) \sum_{i=1}^{N_t} |h_{S_s R_{ki}}|^2$ 。为了表示方便, 令

$$\Gamma_{sk}^{\text{same}} = \sum_{i=1}^{N_t} |h_{S_s R_{ki}}|^2, \quad \text{可以求得其概率分布函数}$$

$F_{\Gamma_{sk}^{\text{same}}}(w)$, 进而中继 R_k 处不能成功译码的概率为:

$$P_r \{ \gamma_{sk}^{\text{same}} < \gamma_{\text{th}} \} = 1 - e^{-\frac{\partial_{sr}^{\text{same}}}{\Omega_{R_k}} \sum_{c=0}^{N_t-1} \frac{(\partial_{sr}^{\text{same}})^c}{c! \Omega_{R_k}^c}} \quad (11)$$

式中: $\partial_{sr}^{\text{same}} = \gamma_{\text{th}} / \min(I/E_{SP}, \bar{\gamma})$ 。类似地, D 处的瞬时接收信噪比为 $\gamma_{kd} = \min(I/\Omega_{R_k P}, \bar{\gamma}) \cdot \sum_{i=1}^{N_r} |g_{R_{ki} D_i}|^2$ 。令 $\Gamma_{kd}^{\text{same}} = \sum_{i=1}^{N_r} |g_{R_{ki} D_i}|^2$, 其概率分布函数 $F_{\Gamma_{kd}^{\text{same}}}(w)$ 可以求得, 进而链路 $R_k \rightarrow D$ 发生中断的概率为:

$$P_r \{ \gamma_{kd}^{\text{same}} < \gamma_{\text{th}} \} = 1 - e^{-\frac{\partial_{kd}^{\text{same}}}{\Omega_{R_k D}} \sum_{c_1=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{kd}^{\text{same}})^{c_1}}{c_1! \Omega_{R_k D}^{c_1}}} \quad (12)$$

式中: $\partial_{kd}^{\text{same}} = \gamma_{\text{th}} / \min(I/E_{R_k P}, \bar{\gamma})$ 。

将式(11)~(12)代入式(8), 可以计算出此时系统的中断概率, 如式(13)所示:

$$P_{r_{\text{out}}}^{\text{same}} = 1 - e^{-\frac{\partial_{sr}^{\text{same}}}{\Omega_{R_k}} \frac{\partial_{kd}^{\text{same}}}{\Omega_{R_k D}} \sum_{c_2=0}^{N_t-1} \frac{(\partial_{sr}^{\text{same}})^{c_2}}{c_2! \Omega_{R_k}^{c_2}} \sum_{c_3=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{kd}^{\text{same}})^{c_3}}{c_3! \Omega_{R_k D}^{c_3}}} \quad (13)$$

(2) 通过 2 根发射天线传输信息

当 S 通过 2 根不同的发射天线($s \neq l$)传输信息时, 中继 R_k 的瞬时信噪比 γ_{sk}^{dif} 可以表示为 $\gamma_{sk}^{\text{dif}} = \min(I/E_{SP}, \bar{\gamma}) \left(\sum_{i=1}^{N_t} |h_{S_s R_{ki}}|^2 + \sum_{i=1}^{N_t} |h_{S_l R_{ki}}|^2 \right) / 2$ 。为了便

于分析, 令 $\Gamma_{sk}^{\text{dif}} = \sum_{i=1}^{N_t} |h_{S_s R_{ki}}|^2 + \sum_{i=1}^{N_t} |h_{S_l R_{ki}}|^2$, 可以求出 Γ_{sk}^{dif} 的概率分布函数 $F_{\Gamma_{sk}^{\text{dif}}}(x)$, 进而中继

R_k 处不能成功译码的概率可以表示为:

$$P_r \{ \gamma_{sk}^{\text{dif}} < \gamma_{\text{th}} \} = 1 - e^{-\frac{\partial_{sr}^{\text{dif}}}{\Omega_{R_k}} \left[\sum_{s_1=0}^{N_t-1} \frac{(\partial_{sr}^{\text{dif}})^{s_1}}{s_1! \Omega_{R_k}^{s_1}} + \frac{1}{\Gamma(N_t)} \sum_{s_2=0}^{N_t-1} \frac{1}{s_2! \Omega_{R_k}^{s_2+N_t}} \sum_{t_1=0}^{s_2} \binom{s_2}{t_1} (-1)^{t_1} \frac{(\partial_{sr}^{\text{dif}})^{N_t+s_2}}{N_t+t_1} \right]} \quad (14)$$

式中: $\partial_{sr}^{dif} = 2\gamma_{th}/\min(I/E_{SP}, \bar{\gamma})$ 。类似地, 令 $\Gamma_{kd}^{dif} = \sum_{i=1}^{N_r} |g_{R_k, D_i}|^2 + \sum_{i=1}^{N_r} |g_{R_k, D_i}|^2$, 可以求出 Γ_{kd}^{dif} 的概率分布函数 $F_{\Gamma_{kd}^{dif}}(x)$, 进而链路 $R_k \rightarrow D$ 发生中断的概率可以表示为:

$$P_r \{ \gamma_{kd}^{dif} < \gamma_{th} \} = 1 - e^{-\frac{\partial_{kd}^{dif}}{\Omega_{R_k D}}} \left[\sum_{s_3=0}^{N_t-1} \frac{(\partial_{kd}^{dif})^{s_3}}{s_3! \Omega_{R_k D}^{s_3}} + \frac{1}{\Gamma(N_r)} \sum_{s_4=0}^{N_r-1} \frac{1}{s_4! \Omega_{R_k D}^{s_4+N_t}} \sum_{t_2=0}^{s_4} \binom{s_4}{t_2} (-1)^{t_2} \frac{(\partial_{kd}^{dif})^{N_r+s_4}}{N_r+t_2} \right] \quad (15)$$

式中: $\partial_{kd}^{dif} = 2\gamma_{th}/\min(I/E_{R_k P}, \bar{\gamma})$ 。

将式(14)~(15)代入式(8), 可以计算出此时系统的中断概率, 如式(16)所示:

$$P_{r_out}^{dif} = 1 - \left[e^{-\frac{\partial_{sr}^{dif}}{\Omega_{SR_k}}} \sum_{s_1=0}^{N_t-1} \frac{(\partial_{sr}^{dif})^{s_1}}{s_1! \Omega_{SR_k}^{s_1}} - \sum_{s_2=0}^{N_t-1} \frac{e^{-\frac{\partial_{sr}^{dif}}{\Omega_{SR_k}}}}{\Gamma(N_t) s_2!} \times \sum_{t_1=0}^{s_2} \binom{s_2}{t_1} (-1)^{t_1} \frac{(\partial_{sr}^{dif})^{N_t+s_2}}{\Omega_{SR_k}^{s_2+N_t} (N_t+t_1)} \right] \left[e^{-\frac{\partial_{kd}^{dif}}{\Omega_{R_k D}}} \sum_{s_3=0}^{N_t-1} \frac{(\partial_{kd}^{dif})^{s_3}}{s_3! \Omega_{R_k D}^{s_3}} - \frac{e^{-\frac{\partial_{kd}^{dif}}{\Omega_{R_k D}}}}{\Gamma(N_r)} \sum_{s_4=0}^{N_r-1} \sum_{t_2=0}^{s_4} \binom{s_4}{t_2} \frac{(-1)^{t_2} (\partial_{kd}^{dif})^{N_r+s_4}}{s_4! \Omega_{R_k D}^{s_4+N_t} (N_r+t_2)} \right] \quad (16)$$

将式(13)和(16)代入式(10)中, 便可以得到 RRS 方案下系统中断概率的表达式。

当 $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ 时, $P_s = I_p/E_{SP}$, $P_{R_k} = I_p/E_{R_k P}$, 系统的中断概率趋向于一个非 0 常数, 表现为“地板效应”, 如式(17)所示:

$$P_{r_out}^{floor} = \left[F_{\Gamma_{kd}^{dif}} \left(\frac{2\gamma_{th} E_{R_k P}}{I} \right) \left[1 - F_{\Gamma_{sk}^{dif}} \left(\frac{2\gamma_{th} E_{SP}}{I} \right) \right] + F_{\Gamma_{sk}^{dif}} \left(\frac{2\gamma_{th} E_{SP}}{I} \right) \frac{N_t-1}{N_t} + \frac{1}{N_t} \left[F_{\Gamma_{sk}^{same}} \left(\frac{\gamma_{th} E_{SP}}{I} \right) + F_{\Gamma_{kd}^{same}} \left(\frac{\gamma_{th} E_{R_k P}}{I} \right) \left[1 - F_{\Gamma_{sk}^{same}} \left(\frac{\gamma_{th} E_{SP}}{I} \right) \right] \right] \right] \quad (17)$$

这说明在高信噪比和一定的干扰范围内, 系统的中断概率存在下界。

尽管准确闭合表达式可以对系统的中断概率

进行精确评估, 但不同参数对中断概率的影响体现不明显。基于此, 进一步分析了高信噪比下中断概率的渐进表达式。

在高信噪比区域, 即当 $I \rightarrow \infty$, $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ 时, 可以求得式(11)和式(12)的渐进表达式, 分别表示为 $P_r \{ \gamma_{sk}^{same} < \gamma_{th} \} \approx (\partial_{sr}^{same})^{N_t} / \Gamma(N_t+1) \Omega_{SR_k}^{N_t}$ 和 $P_r \{ \gamma_{kd}^{same} < \gamma_{th} \} \approx (\partial_{rd}^{same})^{N_r} / \Gamma(N_t+1) \Omega_{R_k D}^{N_r}$ 。类似的, 可以求得式(14)~(15)的渐进表达式, 分别表示为 $P_r \{ \gamma_{sk}^{dif} < \gamma_{th} \} \approx \eta (\partial_{sr}^{dif})^{2N_t} / \Gamma(N_t) \Gamma(N_t+1) \Omega_{SR_k}^{2N_t}$ 和 $P_r \{ \gamma_{kd}^{dif} < \gamma_{th} \} \approx \eta (\partial_{rd}^{dif})^{2N_r} / \Gamma(N_t) \Gamma(N_t+1) \Omega_{R_k D}^{2N_r}$, 式中: $\eta = \sum_{j_1=0}^{N_t} \binom{N_t}{j_1} (-1)^{j_1} 1/(N_t+j_1)$ 。

利用式(8)和式(10), 可以计算得到 RRS 方案下系统中断概率的渐进表达式为:

$$P_{r_out}^{\infty} \approx \frac{N_t-1}{N_t \Gamma(N_t) \Gamma(N_t+1)} \left[\frac{\eta 2^{2N_t} \gamma_{th}^{2N_t} E_{SP}^{2N_t}}{I^{2N_t} \Omega_{SR_k}^{2N_t}} + \frac{\gamma_{th}^{2N_r} E_{R_k P}^{2N_r}}{I^{2N_r} \Omega_{R_k D}^{2N_r}} \right] + \frac{1}{\Gamma(N_t+1)} \left[\frac{\eta^2 2^{4N_t N_r} \gamma_{th}^{4N_t N_r} E_{SP}^{2N_t} E_{R_k P}^{2N_r}}{I^{4N_t N_r} \Gamma(N_t) \Gamma(N_t+1) \Omega_{SR_k}^{2N_t} \Omega_{R_k D}^{2N_r}} \right] + \frac{1}{N_t} \left[\frac{\gamma_{th}^{N_t} E_{SP}^{N_t}}{I^{N_t} \Omega_{SR_k}^{N_t}} + \frac{\gamma_{th}^{N_r} E_{R_k P}^{N_r}}{I^{N_r} \Omega_{R_k D}^{N_r}} - \frac{\gamma_{th}^{N_t N_r} E_{SP}^{N_t} E_{R_k P}^{N_r}}{I^{N_t N_r} \Gamma(N_t+1) \Omega_{SR_k}^{N_t} \Omega_{R_k D}^{N_r}} \right] \quad (18)$$

为了更直观地评估系统性能, 可以进一步分析系统的广义分集增益。根据文献[17], 分集增益定义为:

$$d_t = \lim_{I \rightarrow \infty} \left[-\frac{\lg(P_{r_out}^{\infty})}{\lg(I)} \right], \{t=r, s, o\} \quad (19)$$

将式(18)代入式(19), 便可以求得 RRS 方案下系统的广义分集增益。

2.2.2 次优中继选择

SRS 方案的目标是使链路 $S \rightarrow R_k$ 的瞬时接收信噪比最大, 即中继按如下方式进行选择:

$$b = \arg \max_{k=1,2,\dots,K} \gamma_{sk} \quad (20)$$

此时, 系统的瞬时接收信噪比 γ_b 为:

$$\gamma_b = \min(\gamma_{sb}, \gamma_{bd}) \quad (21)$$

与RRS方案类似,分如下2种情况进行讨论:

(1) 通过一根发射天线传输信息

当 S 通过一根天线($s=l$)传输信息比特时,在中继 R_b 不能成功译码的概率可以表示为:

$$P_r \{ \gamma_{sb}^{\text{same}} < \gamma_{\text{th}} \} = \prod_{b=1}^K \left[1 - e^{-\frac{\partial_{sb}^{\text{same}}}{\Omega_{R_b D}} \sum_{c=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{sb}^{\text{same}})^c}{c! \Omega_{SR_b}^c}} \right] \quad (22)$$

式中: $\partial_{sb}^{\text{same}} = \gamma_{\text{th}} / \min(I/E_{SP}, \bar{\gamma})$ 。

链路 $R_k \rightarrow D$ 发生中断的概率可以表示为:

$$P_r \{ \gamma_{bd}^{\text{same}} < \gamma_{\text{th}} \} = 1 - e^{-\frac{\partial_{bd}^{\text{same}}}{\Omega_{R_b D}} \sum_{c_1=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{bd}^{\text{same}})^{c_1}}{c_1! \Omega_{R_b D}^{c_1}}} \quad (23)$$

式中: $\partial_{bd}^{\text{same}} = \gamma_{\text{th}} / \min(I/E_{R_b P}, \bar{\gamma})$ 。

将式(22)和式(23)代入式(8),可以计算出此时系统的中断概率为:

$$P_{s_out}^{\text{same}} = 1 - e^{-\frac{\partial_{bd}^{\text{same}}}{\Omega_{R_b D}} \sum_{c_1=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{bd}^{\text{same}})^{c_1}}{c_1! \Omega_{R_b D}^{c_1}}} + \prod_{b=1}^K e^{-\frac{\partial_{sb}^{\text{same}}}{\Omega_{R_b D}} \left[1 - e^{-\frac{\partial_{sr}^{\text{same}}}{\Omega_{SR_b}} \sum_{c=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{sr}^{\text{same}})^c}{c! \Omega_{SR_b}^c}} \right] \sum_{c_1=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{bd}^{\text{same}})^{c_1}}{c_1! \Omega_{R_b D}^{c_1}}} \quad (24)$$

(2) 通过2根发射天线传输信息

当 S 通过2根不同的发射天线($s \neq l$)传输信息比特时,在中继 R_b 处不能成功译码的概率为:

$$P_r \{ \gamma_{sb}^{\text{dif}} < \gamma_{\text{th}} \} = \prod_{b=1}^K \left[1 - e^{-\frac{\partial_{sr}^{\text{dif}}}{\Omega_{SR_b}} \sum_{s_1=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{sr}^{\text{dif}})^{s_1}}{s_1! \Omega_{SR_b}^{s_1}}} + \frac{1}{\Gamma(N_t)} \sum_{s_2=0}^{N_t-1} \sum_{t_1=0}^{s_2} \binom{s_2}{t_1} \frac{(-1)^{t_1} (\partial_{sr}^{\text{dif}})^{N_t+s_2}}{s_2! \Omega_{SR_b}^{s_2+N_t} (N_t+t_1)} \right] \quad (25)$$

式中: $\partial_{sr}^{\text{dif}} = 2\gamma_{\text{th}} / \min(I/E_{SP}, \bar{\gamma})$ 。

链路 $R_k \rightarrow D$ 发生中断的概率可以表示为:

$$P_r \{ \gamma_{bd}^{\text{dif}} < \gamma_{\text{th}} \} = 1 - e^{-\frac{\partial_{bd}^{\text{dif}}}{\Omega_{R_b D}} \left[\sum_{s_3=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{bd}^{\text{dif}})^{s_3}}{s_3! \Omega_{R_b D}^{s_3}} + \frac{1}{\Gamma(N_r)} \sum_{s_4=0}^{N_r-1} \sum_{t_2=0}^{s_4} \binom{s_4}{t_2} \frac{(-1)^{t_2} (\partial_{bd}^{\text{dif}})^{N_r+s_4}}{s_4! \Omega_{R_b D}^{s_4+N_r} (N_r+t_2)} \right]} \quad (26)$$

式中: $\partial_{bd}^{\text{dif}} = 2\gamma_{\text{th}} / \min(I/E_{R_b P}, \bar{\gamma})$ 。

类似于式(24),此时系统的中断概率为:

$$P_{s_out}^{\text{dif}} = 1 - e^{-\frac{\partial_{bd}^{\text{dif}}}{\Omega_{R_b D}} \left[\sum_{s_3=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{bd}^{\text{dif}})^{s_3}}{s_3! \Omega_{R_b D}^{s_3}} + \frac{1}{\Gamma(N_r)} \sum_{s_4=0}^{N_r-1} \sum_{t_2=0}^{s_4} \binom{s_4}{t_2} \frac{(-1)^{t_2} (\partial_{bd}^{\text{dif}})^{N_r+s_4}}{s_4! \Omega_{R_b D}^{s_4+N_r} (N_r+t_2)} \right]} + \prod_{b=1}^K \left[1 - e^{-\frac{\partial_{sr}^{\text{dif}}}{\Omega_{SR_b}} \left[\sum_{s_1=0}^{N_t-1} \frac{(\partial_{sr}^{\text{dif}})^{s_1}}{s_1! \Omega_{SR_b}^{s_1}} + \frac{1}{\Gamma(N_t)} \sum_{s_2=0}^{N_t-1} \sum_{t_1=0}^{s_2} \binom{s_2}{t_1} \frac{(-1)^{t_1} (\partial_{sr}^{\text{dif}})^{N_t+s_2}}{s_2! \Omega_{SR_b}^{s_2+N_t} (N_t+t_1)} \right]} \right] e^{-\frac{\partial_{bd}^{\text{dif}}}{\Omega_{R_b D}} \left[\sum_{s_3=0}^{N_r-1} \frac{(\partial_{bd}^{\text{dif}})^{s_3}}{s_3! \Omega_{R_b D}^{s_3}} + \sum_{s_4=0}^{N_r-1} \sum_{t_2=0}^{s_4} \binom{s_4}{t_2} \frac{(-1)^{t_2} (\partial_{bd}^{\text{dif}})^{N_r+s_4}}{\Gamma(N_r) s_4! \Omega_{R_b D}^{s_4+N_r} (N_r+t_2)} \right]} \quad (27)$$

综上,将式(24)和(27)代入式(10)中,便可以得到SRS方案下系统中中断概率的表达式。

当 $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ 时, $P_s = I_P/E_{SP}$, $P_{R_k} = I_P/E_{R_k P}$,中断概率趋向于一个非0常数,表现为“地板效应”,如式(28)所示:

$$P_{s_out}^{\text{floor}} = \frac{N_t-1}{N_t} \left[\prod_{b=1}^K F_{r_{sb}^{\text{dif}}} \left(\frac{2\gamma_{\text{th}} E_{SP}}{I} \right) + F_{r_{bd}^{\text{dif}}} \left(\frac{2\gamma_{\text{th}} E_{R_b P}}{I} \right) \times \left[1 - \prod_{b=1}^K F_{r_{sb}^{\text{dif}}} \left(\frac{2\gamma_{\text{th}} E_{SP}}{I} \right) \right] \right] + \left[\prod_{b=1}^K F_{r_{sb}^{\text{same}}} \left(\frac{\gamma_{\text{th}} E_{SP}}{I} \right) + \left[1 - \prod_{b=1}^K F_{r_{sb}^{\text{same}}} \left(\frac{\gamma_{\text{th}} E_{SP}}{I} \right) \right] F_{r_{bd}^{\text{same}}} \left(\frac{\gamma_{\text{th}} E_{R_b P}}{I} \right) \right] \frac{1}{N_t} \quad (28)$$

类似于式(18),可以求得 $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ 和 $I \rightarrow \infty$ 时系统中中断概率的渐进表达式为:

$$P_{s_out} \approx \frac{N_t-1}{N_t} \left[\frac{1}{\Gamma(N_t+1)} \prod_{b=1}^K \frac{2^{2N_t} \eta^{2N_t} \gamma_{\text{th}}^{2N_t} E_{SP}^{2N_t}}{\Gamma(N_t) \bar{\gamma}^{2N_t} \Omega_{SR_b}^{2N_t}} + \frac{1}{\Gamma(N_t)} \left[1 - \frac{1}{\Gamma(N_t+1)} \prod_{b=1}^K \frac{2^{2N_t} \eta^{2N_t} \gamma_{\text{th}}^{2N_t} E_{SP}^{2N_t}}{\Gamma(N_t) \bar{\gamma}^{2N_t} \Omega_{SR_b}^{2N_t}} \right] \times \frac{2^{2N_t} \eta^{2N_t} \gamma_{\text{th}}^{2N_t} E_{R_b P}^{2N_t}}{\Gamma(N_t+1) \bar{\gamma}^{2N_t} \Omega_{R_b D}^{2N_t}} \right] + \frac{1}{N_t} \left[\frac{1}{\Gamma(N_t+1)} \prod_{b=1}^K \frac{E_{SP}^{N_t} \gamma_{\text{th}}^{N_t}}{\bar{\gamma}^{N_t} \Omega_{SR_b}^{N_t}} + \left[1 - \prod_{b=1}^K \frac{E_{SP}^{N_t} \gamma_{\text{th}}^{N_t}}{\Gamma(N_t+1) \bar{\gamma}^{N_t} \Omega_{SR_b}^{N_t}} \right] \frac{E_{R_b P}^{N_t} \gamma_{\text{th}}^{N_t}}{\Gamma(N_t+1) \bar{\gamma}^{N_t} \Omega_{R_b D}^{N_t}} \right] \quad (29)$$

类似于 RRS 方案, 将式(29)代入式(19)中, 可以求解出 SRS 方案下系统的广义分集增益。

2.2.3 最优中继选择

在 ORS 方案中, 其目标是使中继链路 $S \rightarrow R_k \rightarrow D$ 的瞬时接收信噪比最大, 即中继按如下方式进行选择:

$$k^* = \arg \max_{k=1,2,\dots,K} \min(\gamma_{sk}, \gamma_{kd}) \quad (30)$$

此时, 系统的瞬时接收信噪比 γ_{k^*} 为:

$$\gamma_{k^*} = \max_{k=1,2,\dots,K} \gamma_k \quad (31)$$

仍采用与 RRS 方案类似的方法, 分如下 2 种情况进行讨论:

(1) 通过一根发射天线传输信息

当 S 通过同一根天线($s=l$)传输信息比特时, 系统的中断概率式(32)所示:

$$P_{o_out}^{same} = \prod_{k^*=1}^K \left[1 - e^{-\frac{\delta_{sr}^{same}}{\Omega_{SR_{k^*}}} \frac{\delta_{k^*d}^{same}}{\Omega_{R_{k^*}D}} \sum_{c_2=0}^{N_t-1} \sum_{c_3=0}^{N_t-1} \frac{(\delta_{sr}^{same})^{c_2} (\delta_{k^*d}^{same})^{c_3}}{c_2! \Omega_{SR_{k^*}}^{c_2} c_3! \Omega_{R_{k^*}D}^{c_3}}} \right] \quad (32)$$

式中: δ_{sr}^{same} 和 $\delta_{k^*d}^{same}$ 分别为 $\delta_{sr}^{same} = \gamma_{th} / \min(I/E_{SP}, \bar{\gamma})$ 和 $\delta_{k^*d}^{same} = \gamma_{th} / \min(I/E_{R_{k^*}P}, \bar{\gamma})$ 。

(2) 通过 2 根发射天线传输信息

当 S 通过 2 根不同的发射天线($s \neq l$)传输信息比特时, 系统的中断概率如式(33)所示:

$$P_{o_out}^{dif} = \prod_{k^*=1}^K \left[1 - \left[e^{-\frac{\delta_{sr}^{dif}}{\Omega_{SR_{k^*}}} \sum_{s_1=0}^{N_t-1} \frac{(\delta_{sr}^{dif})^{s_1}}{s_1! \Omega_{SR_{k^*}}^{s_1}} - \frac{1}{\Gamma(N_t)} e^{-\frac{\delta_{k^*d}^{dif}}{\Omega_{R_{k^*}D}}} \sum_{s_2=0}^{N_t-1} \sum_{t_1=0}^{s_2} \frac{(-1)^{t_1} (\delta_{sr}^{dif})^{N_t+s_2}}{s_2! \Omega_{SR_{k^*}}^{s_2+N_t} (N_t+t_1)} \right] \left[e^{-\frac{\delta_{k^*d}^{dif}}{\Omega_{R_{k^*}D}} \sum_{s_3=0}^{N_t-1} \frac{(\delta_{k^*d}^{dif})^{s_3}}{s_3! \Omega_{R_{k^*}D}^{s_3}} - \frac{\delta_{k^*d}^{dif}}{\Omega_{R_{k^*}D}} \sum_{s_4=0}^{N_t-1} \sum_{t_2=0}^{s_4} \frac{(-1)^{t_2} (\delta_{k^*d}^{dif})^{N_t+s_4}}{s_4! \Omega_{R_{k^*}D}^{s_4+N_t} (N_t+t_2)} \right] \right] \quad (33)$$

式中: δ_{sr}^{dif} 和 $\delta_{k^*d}^{dif}$ 分别为 $\delta_{sr}^{dif} = 2\gamma_{th} / \min(I/E_{SP}, \bar{\gamma})$ 和 $\delta_{k^*d}^{dif} = 2\gamma_{th} / \min(I/E_{R_{k^*}P}, \bar{\gamma})$ 。

综上, 将式(32)和(33)代入式(10)中, 便可以得到 ORS 方案下系统中断概率的表达式。

类似于式(17), 当 $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ 时, $P_s = I_P / E_{SP}$, $P_{R_k} = I_P / E_{R_kP}$, 中断概率趋向于一个非 0 常数, 表现为“地板效应”, 如式(34)所示:

$$P_{o_out}^{floor} = \left[F_{I_{k^*d}^{dif}} \left(\frac{2\gamma_{th} E_{R_{k^*}P}}{I} \right) \left[1 - F_{I_{sk^*}^{dif}} \left(\frac{2\gamma_{th} E_{SP}}{I} \right) \right] + F_{I_{sk^*}^{dif}} \left(\frac{2\gamma_{th} E_{SP}}{I} \right) \frac{N_t-1}{N_t} + \frac{1}{N_t} \left[F_{I_{sk^*}^{same}} \left(\frac{\gamma_{th} E_{SP}}{I} \right) + \left[1 - F_{I_{sk^*}^{same}} \left(\frac{\gamma_{th} E_{SP}}{I} \right) \right] F_{I_{k^*d}^{same}} \left(\frac{\gamma_{th} E_{R_{k^*}P}}{I} \right) \right] \right] \quad (34)$$

类似于式(18), 可以求得 $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$ 和 $I \rightarrow \infty$ 时系统中断概率的渐进表达式, 如式(35)所示:

$$P_{o_out}^{\infty} \approx \frac{N_t-1}{N_t} \prod_{k^*=1}^K \frac{1}{\Gamma(N_t)} \left[\frac{\eta^2 2^{2N_t} \gamma_{th}^{2N_t} E_{SP}^{2N_t}}{\Gamma(N_t+1) I^{2N_t} \Omega_{SR_{k^*}}^{2N_t}} + \frac{\eta^2 2^{2N_t} \gamma_{th}^{2N_t} E_{R_{k^*}P}^{2N_t}}{I^{2N_t} \Omega_{R_{k^*}D}^{2N_t}} - \frac{\eta^2 2^{4N_t} \gamma_{th}^{4N_t} E_{SP}^{2N_t} E_{R_{k^*}P}^{2N_t}}{\Gamma(N_t+1) I^{4N_t} \Omega_{SR_{k^*}}^{2N_t} \Omega_{R_{k^*}D}^{2N_t}} \right] + \frac{1}{\Gamma(N_t)} + \frac{1}{N_t} \prod_{k^*=1}^K \frac{1}{\Gamma(N_t+1)} \left[\frac{\gamma_{th}^{N_t} E_{SP}^{N_t}}{I^{N_t} \Omega_{SR_{k^*}}^{N_t}} + \frac{\gamma_{th}^{N_t} E_{R_{k^*}P}^{N_t}}{I^{N_t} \Omega_{R_{k^*}D}^{N_t}} - \frac{\gamma_{th}^{N_t} E_{SP}^{N_t} E_{R_{k^*}P}^{N_t}}{\Gamma(N_t+1) I^{N_t} \Omega_{SR_{k^*}}^{N_t} \Omega_{R_{k^*}D}^{N_t}} \right] \quad (35)$$

将式(35)代入式(19)中, 可以进一步求解出 ORS 方案下系统的广义分集增益。

3 仿真结果与分析

本节采用蒙特卡罗仿真验证分析结果的正确性。除了另外说明, 所取的仿真参数如下: $N_t=N_r=2$, $M=3$, $\Omega_{SR_k} = 2.2$, $\Omega_{R_kD} = 2.1$, $\gamma_{th} = 3$, $\Omega_{SP} = 1$, $\Omega_{SP_2} = 0.5$, $\Omega_{SP_3} = 0.2$, $\Omega_{R_kP} = 0.9$, $\Omega_{R_kP_2} = 0.3$, $\Omega_{R_kP_3} = 0.8$ 。

图 2 给出了 3 种中继选择方案下系统中断概率随 $\bar{\gamma}$ 变化的示意图。图 2 中令 $I=20$, $K=2$, 可以看出理论分析表达式和渐进表达式的仿真结果与蒙特卡罗仿真结果完全吻合, 这证实了文中理

论分析结果是完全正确的。为了比较,图2中也对等效的SM系统的中断性能做了理论仿真。比较RRS, SRS和ORS方案,可以看出RRS方案的中断概率高于SRS和ORS方案,这是由于与RRS相比,SRS和ORS可以提供额外的分集增益。此外,由于存在“地板效应”,3种方案下系统的中断概率最终都趋于定值,这也说明不能仅仅依靠提高S的最大发射功率来提升系统性能。值得注意的是,QSM系统的中断性能始终优于SM系统的中断性能,说明相较于SM,QSM可以为用户带来更高的增益。

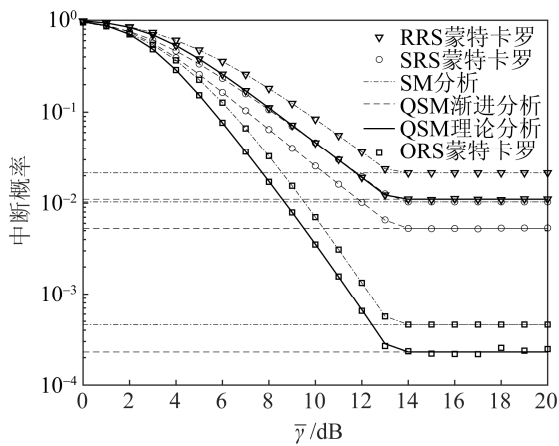


图2 RRS, SRS, ORS方案下中断概率随 $\bar{\gamma}$ 的变化曲线
Fig. 2 Outage probability versus $\bar{\gamma}$ under RRS, SRS, ORS

图3给出了3种中继选择方法下系统中断概率随 I 变化的示意图。令 $\bar{\gamma} = 40$, $K=2,3$,从图3中可以看出,随着PU能够接受的最大干扰功率的逐渐增大,SU的中断概率一直在减小,这说明PU所能承受的外界干扰能力将直接影响SU的中断性能。从图3中还可以观察到,ORS方案的中断性能明显优于RRS和SRS方案。此外,ORS方案中, $K=3$ 比 $K=2$ 时中断概率小,说明随着中继个数的增加,系统的中断性能得到了明显改善。此外,与SM相比,采用QSM时系统中断性能比采用SM时系统性能更好。这也从另一方面说明了采用QSM技术、ORS方案以及增加中继个数可以显著提升系统的中断性能。

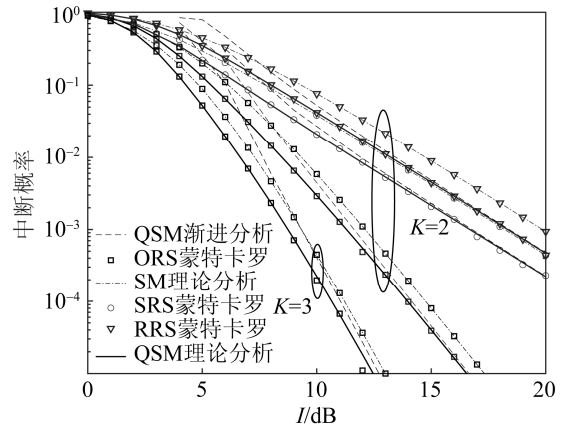


图3 RRS, SRS, ORS方案下中断概率随 I 的变化曲线
Fig. 3 Outage probability versus I under RRS, SRS, ORS

图4给出了3种中继选择方案下系统的分集增益随 I 变化的示意图。令 $\bar{\gamma} = 40$, $K=2$,从仿真结果可以看出,随着 I 的增大,分集增益不断提高,但最终趋于一个定值。从图4中还可以看出,ORS所提供的分集增益远远高于SRS和RRS,为系统提供更好的中断性能。值得注意的是,采用QSM的系统分集增益始终大于采用SM技术时的系统分集增益。

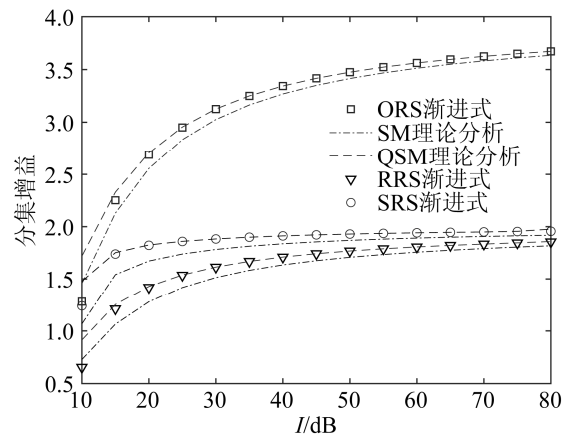


图4 RRS, SRS, ORS方案下分集增益随 I 的变化曲线
Fig. 4 Diversity gain versus I under RRS, SRS, ORS

4 结论

本文分析了基于QSM的多中继CR协作通信系统的中断性能。该系统中,中继节点和目的节点均采用了ML检测算法对接收到的信号进行译码。此外,为了减少PU的反馈损耗,同时避免对PU

造成干扰, 源节点和中继节点均采用均值功率分配算法。推导给出了 RRS, SRS 和 ORS 三种中继选择算法下系统中断概率的闭合表达式, 以及高信噪比下中断概率的渐进表达式, 并研究了系统的分集增益。理论分析与蒙特卡罗仿真结果均表明, 与 RRS 相比, SRS 和 ORS 可以明显改善系统的中断性能, 提供额外的分集增益, 并且随着中继个数的增加, 系统的中断性能得到了显著的提升。此外, 采用 QSM 时系统的中断性能始终优于采用 SM 时系统的性能, 这是由于 QSM 相比于 SM 提高了频谱效率, 同时保留了 SM 的所有优势。

参考文献:

- [1] Dhanasekaran S, Reshma T. Full-Rate Cooperative Spectrum Sharing Scheme for Cognitive Radio Communications[J]. IEEE Communications Letters (S1558-2558), 2018, 22(1): 97-100.
- [2] Vashistha A, Sharma S, Bohara V A. Outage Analysis of a Multiple-Antenna Cognitive Radio System With Cooperative Decode-and-Forward Relaying[J]. IEEE Wireless Communications Letters (S2162-2345), 2015, 4(2): 125-128.
- [3] Mesleh R, Ikki S. A High Spectral Efficiency Spatial Modulation Technique[C]// Vehicular Technology Conference. Vancouver BC, Canada: IEEE, 2014.
- [4] 陈发堂, 杨康, 付永莉, 等. 预编码辅助广义正交空间调制的低复杂度检测[J]. 系统仿真学报, 2019, 31(10): 2078-2084.
Chen Fatang, Yang Kang, Fu Yongli, et al. Low-Complexity Signal Detection Algorithm based on PGQSM[J]. Journal of System Simulation, 2019, 31(10): 2078-2084.
- [5] Mesleh R, Ikki S, Aggoune H M. Quadrature Spatial Modulation[J]. IEEE Transactions Vehicular Technology (S1939-9359), 2015, 64(6): 2738-2742.
- [6] Bouida Z, Ghayeb A, Qaraqe K. Adaptive Spatial Modulation for Spectrum Sharing Systems with Limited Feedback[J]. IEEE Transactions on Communications (S1558-0857), 2015, 63(6): 2001-2014.
- [7] Afana A, Atawi I, Ikki S, et al. Energy Efficient Quadrature Spatial Modulation MIMO Cognitive Radio Systems with Imperfect Channel Estimation[C]// IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband. Montreal QC, Canada: IEEE, 2015.
- [8] Afana A, Mahady I, Ikki S. Quadrature Spatial Modulation in MIMO Cognitive Radio Systems With Imperfect Channel Estimation and Limited Feedback[J]. IEEE Transactions on Communications (S1558-0857), 2017, 65(3): 981-991.
- [9] He W, Lei H, Pan G. Performance Modeling and Analysis on Conditional DF Relaying Scheme over Nakagami- m Fading Channels with Integral m [J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications (S1434-8411), 2016, 70(6): 743-749.
- [10] Afana A, Mesleh R, Ikki S, et al. Performance of Quadrature Spatial Modulation in Amplify-and-Forward Cooperative Relaying[J]. IEEE Communications Letters (S1558-2558), 2016, 20(2): 240-243.
- [11] Afana A, Ikki S, Mesleh R, et al. Spectral-Efficient Quadrature Spatial Modulation Cooperative Amplify and Forward Spectrum-Sharing Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology (S1939-9359), 2017, 66(3): 2857-2861.
- [12] Afana A, Erdogan E, Ikki S. Quadrature Spatial Modulation for Cooperative MIMO 5G Wireless Networks[C]// Globecom Workshops. Washington DC, USA: IEEE, 2017.
- [13] Yang K, Cui H, Song L, et al. Efficient Full-Duplex Relaying With Joint Antenna-Relay Selection and Self-Interference Suppression[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications (S1558-2248), 2015, 14(7): 3991-4005.
- [14] Li X, Huang M, Zhang C, et al. Security and Reliability Performance Analysis of Cooperative Multi-Relay Systems with Nonlinear Energy Harvesters and Hardware Impairments[J]. IEEE Access (S2169-3536), 2019, 7: 102644-102661.
- [15] Li J, Li X, Liu Y, et al. Joint Impact of Hardware Impairments and Imperfect Channel State Information on Multi-Relay Networks[J]. IEEE Access (S2169-3536), 2019, 7: 72358-72375.
- [16] Li X, Liu M, Deng D, et al. Power Beacon Assisted Wireless Power Cooperative Relaying Using NOMA with Hardware Impairments and Imperfect CSI[J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications (S1434-8411), 2019, 108: 275-286.
- [17] Soleimani-nasab E, Matthaoui M, Ardebilipour M. Multi-relay MIMO Systems with OSTBC over Nakagami- m Fading Channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology (S1939-9359), 2013, 62(8): 3721-3736.