

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA**

**"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"**

**CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA**

**SILVIO CÉSAR VICENTIM DOURADO**

**Impacto da Interferência da Rede Primária sobre o Desempenho de Outage de uma Rede  
Cooperativa-Cognitiva com Seleção de Retransmissores Full Duplex.**

São João da Boa Vista

2020

**Silvio César Vicentim Dourado**

**Impacto da Interferência da Rede Primária sobre o Desempenho de Outage de uma Rede Cooperativa-Cognitiva com Seleção de Retransmissores Full Duplex.**

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações .

Orientador: Prof. Dr. Edgar Eduardo Benitez Olivo

São João da Boa Vista  
2020

D739i

Dourado, Silvio César Vicentim

Impacto da interferência da rede primária sobre o desempenho de outage de uma rede cooperativa-cognitiva com seleção de retransmissores full duplex /

Silvio César Vicentim Dourado. -- São João da Boa Vista, 2020

57 p. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Câmpus Experimental de São João da Boa Vista, São João da Boa Vista

Orientador: Edgar Eduardo Benitez Olivo

1. Comunicações digitais. 2. Sistemas de comunicação sem fio. 3. Telecomunicações. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca do Câmpus Experimental de São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO” CÂMPUS  
EXPERIMENTAL DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES**

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO**

**IMPACTO DA INTERFERÊNCIA DA REDE PRIMÁRIA SOBRE O DESEMPENHO DE  
OUTAGE DE UMA REDE COOPERATIVA-COGNITIVA COM SELEÇÃO DE  
RETRANSMISSORES FULL DUPLEX**

Aluno: Silvio César Vicentim Dourado

Orientador: Prof. Dr. Edgar Eduardo Benitez Olivo

Banca Examinadora:

- Edgar Eduardo Benitez Olivo (Orientador)
- Cintya Wink de Oliveira Benedito (Examinadora)
- Rita de Cássia Domingos (Examinadora)

|                                                                                                                          |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do<br>aluno (Expediente nº 13/2019) |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

São João da Boa Vista, 17 de julho de 2020

## **AGRADECIMENTOS**

São muitas pessoas envolvidas e que preciso agradecer por chegar até aqui. Gostaria de agradecer a Profa. Dra. Rita de Cássia Domingos, por ter me oferecido minha primeira oportunidade como aluno de iniciação científica. Também agradeço ao meu orientador Prof. Edgar Eduardo Benitez Olivo, por ter dedicado seu tempo e atenção para me ensinar novas coisas e me incentivar a aperfeiçoar o meu trabalho desde meu primeiro dia como orientando até a entrega deste trabalho. A todos os membros do Corpo Docente da UNESP de São João da Boa Vista ofereço também um agradecimento especial pela dedicação ao me transmitir conhecimento valioso e fundamental. Por fim, agradeço a todos que contribuíram direta ou indiretamente com a minha formação.



## RESUMO

O desempenho de uma rede cooperativa-cognitiva que opera sob o efeito de interferência gerada por uma rede primária é avaliado em termos da probabilidade de *outage*. Considera-se que a rede cooperativa-cognitiva consiste de uma fonte, múltiplos retransmissores e um destino, os quais operam sob a presença de múltiplos transmissores primários e um receptor primário, usando a técnica de compartilhamento de espectro do tipo *underlay*. Considera-se ainda que os retransmissores operam sob o protocolo decodifica-e-encaminha e em modo de retransmissão *full duplex*. O desempenho da rede secundária foi avaliado para quatro critérios de seleção de retransmissor: (i) critério oportunista, que escolhe o retransmissor que maximiza a relação sinal-ruído (SNR) fim-a-fim do sistema; (ii) critério parcial do primeiro salto, que escolhe o retransmissor que maximiza a relação sinal-interferência-mais-ruído (SINR) do primeiro salto; (iii) critério parcial do segundo salto, que seleciona o retransmissor que maximiza a SINR do segundo salto; e (iv) critério parcial do enlace de autointerferência, que seleciona o retransmissor que minimiza a SNR do enlace de autointerferência. Para esses critérios, avalia-se o efeito combinado sobre o desempenho do sistema da interferência provocada pelos transmissores primários, da temperatura de interferência tolerada pelo receptor primário, da autointerferência dos retransmissores, bem como do número de retransmissores. Simulações numéricas utilizando o método de Monte Carlo são implementadas para avaliar o desempenho. Além disso, uma análise da probabilidade de *outage* assintótica para todos os critérios de seleção é desenvolvida e confrontada com os resultados obtidos das simulações numéricas, a fim de validá-las.

**PALAVRAS-CHAVE:** Comunicações cooperativas, decodifica-e-encaminha, full duplex, interferência, rádio cognitivo.

## ABSTRACT

*The performance of a cooperative-cognitive network that operates under the interference effect generated by a primary network is analyzed in terms of the outage probability. The cooperative-cognitive network is composed of a source, multiple relays and a destination, which operate under the interference generated by multiple primary transmitters and a primary receiver, using the underlay spectral sharing technique. It is considered that the relays operate under the decode-and-forward protocol and full duplex relaying mode. Four relay selection criteria are considered to evaluate the cooperative-cognitive network performance: (i) opportunistic criterion, which selects the relay that maximizes the end-to-end signal-noise-ratio (SNR) of the system; (ii) partial relay selection based on first-hop links, which selects the relay that maximizes the signal-to-noise-plus-interference ratio (SINR) of the first hops; (iii) partial relay selection based on second-hop links, which selects the relay that maximizes SINR of the second hops; and (iv) partial relay selection based on self-interference links, which selects the relay that minimizes SNR of the self-interference links. For these criteria, the combined effect of the interference generated by the primary transmitters, the interference temperature, the self-interference at the relays, and the number of relays is evaluated over the cooperative-cognitive network performance. Numeric Monte Carlo simulations are used to evaluate the network performance. Furthermore, analytical expressions are obtained for the asymptotic outage probability for all selection relay criteria, which are validated through the results obtained by numeric simulations.*

**KEYWORDS:** *Cognitive radio, cooperative communication, decode-and-forward, full duplex, interference.*

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

|        |                                                                                                                                                |
|--------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 5G     | Quinta Geração                                                                                                                                 |
| AF     | Amplifica-e-Encaminha ( <i>Amplify-and-Forward</i> )                                                                                           |
| AWGN   | Ruído Gaussiano Branco Aditivo ( <i>Additive White Gaussian Noise</i> )                                                                        |
| BER    | Taxa de Erro de Bit ( <i>Bit Error Rate</i> )                                                                                                  |
| CDF    | Função Distribuição Acumulada ( <i>Cumulative Distribution Function</i> )                                                                      |
| CSI    | Informação de Estado de Canal ( <i>Channel State Information</i> )                                                                             |
| DF     | Decodifica-e-Encaminha ( <i>Decode-and-Forward</i> )                                                                                           |
| FD     | <i>Full Duplex</i>                                                                                                                             |
| HD     | <i>Half Duplex</i>                                                                                                                             |
| i.i.d  | Independentes e Identicamente Distribuídos                                                                                                     |
| JD     | Decodificação Conjunta ( <i>Joint Decoding</i> )                                                                                               |
| ORS    | Seleção Oportunista de Retransmissor ( <i>Opportunistic Relay Selection</i> )                                                                  |
| PDF    | Função Densidade de Probabilidade ( <i>Probability Density Function</i> )                                                                      |
| PRS    | Seleção Parcial de Retransmissor ( <i>Partial Relay Selection</i> )                                                                            |
| PRS-1H | Seleção Parcial de Retransmissor Baseada nos Enlaces do Primeiro Salto ( <i>Partial Relay Selection Based on First-hop links</i> )             |
| PRS-2H | Seleção Parcial de Retransmissor Baseada nos Enlaces do Segundo Salto ( <i>Partial Relay Selection Based on Second-hop links</i> )             |
| PRS-SI | Seleção Parcial de Retransmissor Baseada nos Enlaces de Auto Interferência ( <i>Partial Relay Selection Based on Self-interference links</i> ) |
| SINR   | Relação Sinal-Interferência-mais-Ruído ( <i>Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio</i> )                                                      |
| SNR    | Relação Sinal Ruído ( <i>Signal-to-Noise Ratio</i> )                                                                                           |

## LISTA DE SÍMBOLOS

|                        |                                                                        |
|------------------------|------------------------------------------------------------------------|
| $\alpha$               | fator de alocação de potência arbitrário entre a fonte e retransmissor |
| $D$                    | destino (ou usuário) da rede secundária                                |
| $d_{AB}$               | distâncias do enlace entre os nós $A$ e $B$                            |
| $\eta$                 | expoente de perda de percurso                                          |
| $E(\cdot)$             | operador esperança matemática                                          |
| $F_A(\cdot)$           | CDF de uma variável aleatória $A$                                      |
| $f_A(\cdot)$           | PDF de uma variável aleatória $A$                                      |
| $g_{AB}$               | ganho de canal para o enlace entre os nós $A$ e $B$                    |
| $\gamma$               | SNR recebida instantânea fim-a-fim                                     |
| $\gamma_{AB}$          | SNR instantânea recebida para o enlace entre os nós $A$ e $B$          |
| $\gamma_{\mathcal{I}}$ | relação interferência-ruído máxima imposta pelo receptor primário      |
| $\gamma_{\mathcal{P}}$ | SNR máxima transmitida pelos nós da rede secundária                    |
| $\gamma_{\text{Tx}_m}$ | SNR transmitida pelo $m$ -ésimo transmissor primário                   |
| $h_{AB}$               | coeficiente complexo do canal para o enlace entre os nós $A$ e $B$     |
| $I$                    | temperatura de interferência tolerada pelo receptor primário           |
| $n^*$                  | índice do retransmissor escolhido                                      |
| $N$                    | número de retransmissores                                              |
| $N_0$                  | potência média do ruído AWGN                                           |
| $\Omega_{AB}$          | ganho médio do canal para o enlace entre os nós $A$ e $B$              |
| $P_{\text{out}}$       | probabilidade de <i>outage</i>                                         |
| $\Pr(\cdot)$           | operador de probabilidade                                              |
| $P_{R_n}$              | potência transmitida do $n$ -ésimo retransmissor                       |
| $P_S$                  | potência transmitida pela fonte $S$                                    |
| $P_{\text{Tx}_m}$      | potência transmitida pelo $m$ -ésimo transmissor primário              |
| $P_t$                  | potência máxima transmitida disponível na fonte e no retransmissor     |

|           |                                                                               |
|-----------|-------------------------------------------------------------------------------|
| $R_n$     | $n$ -ésimo retransmissor da rede secundária                                   |
| Rx        | receptor primário                                                             |
| S         | fonte da rede secundária                                                      |
| $\tau$    | limiar alvo da SNR instantânea recebida para a probabilidade de <i>outage</i> |
| $T_{x_m}$ | $m$ -ésimo transmissor primário                                               |

## SUMÁRIO

|          |                                                                       |           |
|----------|-----------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b> | <b>INTRODUÇÃO</b>                                                     | <b>12</b> |
| 1.1      | Motivação                                                             | 12        |
| 1.2      | Trabalhos relacionados                                                | 12        |
| 1.3      | Organização do trabalho                                               | 13        |
| <b>2</b> | <b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>                                          | <b>14</b> |
| 2.1      | Propagação de um sinal em um canal sem fio                            | 14        |
| 2.2      | Desvanecimento de Rayleigh                                            | 14        |
| 2.3      | Desvanecimento Nakagami- $M$                                          | 15        |
| 2.4      | Comunicações cooperativas                                             | 19        |
| 2.4.1    | Protocolos de retransmissão                                           | 19        |
| 2.4.2    | Modos de retransmissão                                                | 20        |
| 2.5      | Técnicas de rádio cognitivo                                           | 21        |
| 2.6      | Probabilidade de <i>outage</i>                                        | 21        |
| <b>3</b> | <b>MODELO DO SISTEMA</b>                                              | <b>22</b> |
| 3.1      | Critérios de seleção de retransmissor                                 | 24        |
| 3.1.1    | CrITÉRIO de seleção oportunista                                       | 24        |
| 3.1.2    | CrITÉRIO de seleção parcial baseada nos enlaces do primeiro salto     | 25        |
| 3.1.3    | CrITÉRIO de seleção parcial baseada nos enlaces do segundo salto      | 25        |
| 3.1.4    | CrITÉRIO de seleção parcial baseada nos enlaces de auto interferência | 25        |
| <b>4</b> | <b>PROBABILIDADE DE OUTAGE</b>                                        | <b>26</b> |
| 4.1      | CrITÉRIO ORS                                                          | 26        |
| 4.2      | CrITÉRIO parcial PRS-1H                                               | 27        |
| 4.3      | CrITÉRIO parcial PRS-2H                                               | 27        |
| 4.4      | CrITÉRIO parcial PRS-SI                                               | 28        |
| <b>5</b> | <b>RESULTADOS E DISCUSSÕES</b>                                        | <b>29</b> |
| 5.1      | Cenário com o número de retransmissores fixo                          | 30        |
| 5.2      | Cenário com o número de transmissores primários fixo                  | 32        |
| 5.3      | Probabilidade de <i>outage</i> assintótica                            | 34        |
| <b>6</b> | <b>CONCLUSÃO</b>                                                      | <b>37</b> |
|          | <b>REFERÊNCIAS</b>                                                    | <b>38</b> |
|          | <b>APÊNDICE A – PROBABILIDADE DE OUTAGE - CRITÉRIO ORS</b>            | <b>40</b> |

|                                                                      |               |
|----------------------------------------------------------------------|---------------|
| <b>APÊNDICE B – PROBABILIDADE DE <i>OUTAGE</i> - CRITÉRIO PRS-1H</b> | <b>. . 44</b> |
| <b>APÊNDICE C – PROBABILIDADE DE <i>OUTAGE</i> - CRITÉRIO PRS-2H</b> | <b>. . 48</b> |
| <b>APÊNDICE D – PROBABILIDADE DE <i>OUTAGE</i> - CRITÉRIO PRS-SI</b> | <b>. . 53</b> |

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 MOTIVAÇÃO

A tecnologia na área das comunicações sem fio obteve um avanço significativo ao longo da última década, tornando visível o crescimento de aplicações e dispositivos que se comunicam com a rede ou entre si por enlaces sem fio. Entretanto a proliferação de dispositivos e redes sem fio impuseram uma sobrecarga significativa no espectro rádio elétrico, exigindo um uso mais eficiente desse recurso por parte desses sistemas [1].

As redes móveis celulares seguem essa mesma tendência, progredindo ao longo das gerações, e fornecendo taxas de dados cada vez mais altas para os usuários. Uma das maiores adversidades no desenvolvimento da quinta geração de comunicações móveis (5G) é justamente a escassez de espectro, visto que para cumprir os requisitos estabelecidos pelos órgãos reguladores das telecomunicações, será demandado um acréscimo significativo nas taxas de dados, latências extremamente baixas, alta confiabilidade e eficiência energética.

Diversas técnicas têm sido propostas para solucionar o problema da escassez de espectro, entre elas está a técnica de rádio cognitivo. Essa técnica consiste na ideia de compartilhamento de espectro, onde uma rede de dispositivos com banda licenciada, chamados de usuários primários, permitem o acesso dinâmico ao seu espectro a usuários não licenciados, chamados de usuários secundários, seguindo algumas restrições [2], [3]. Dessa forma, um aumento significativo na eficiência espectral pode ser alcançado por uma rede que aplica a técnica de rádio cognitivo.

Outro desafio a ser superado é a extensão e a confiabilidade da área de cobertura do sinal, visto que a tecnologia 5G é prioritariamente urbana, sendo um ambiente que possui diversas obstruções, sinais interferentes, entre outros fatores que limitam a área de cobertura do sinal e comprometem a sua integridade. As redes cooperativas apresentam uma solução interessante para esse problema. Esses sistemas têm por fundamento o conceito de comunicações cooperativas, em que nós da rede, chamados de retransmissores (ou *relays*), retransmitem a informação oriunda de outros usuários, além de seus próprios sinais. Nesse contexto, as redes cooperativas-cognitivas têm ganhado destaque no meio científico por se apresentarem como uma solução promissora a esses problemas citados acima. Por meio do uso combinado da técnica de rádio cognitivo e comunicações cooperativas é possível aumentar a eficiência espectral, a extensão de cobertura e a confiabilidade de uma rede sem fio [3], [4].

## 1.2 TRABALHOS RELACIONADOS

Muitos trabalhos relacionados sobre a área de pesquisa de redes cooperativas-cognitivas têm sido publicados, porém poucos têm levado em consideração o efeito de interferência da rede primária sob a rede secundária, além da restrição de temperatura de interferência imposta pelo receptor primário [5], [6]. Por exemplo, no modelo do sistema em [5] foi considerado o efeito de apenas um transmissor primário, sob o desempenho de *outage* de uma rede cooperativa cognitiva com um retransmissor do tipo amplifica-e-encaminha e *half duplex*. Em [6] foi também considerado apenas um

único retransmissor *half duplex* e um transmissor primário, porém sem a presença de enlace direto entre fonte e destino. Em [7] foi considerada uma rede cooperativa-cognitiva com múltiplos retransmissores, em modo de retransmissão *half duplex* e com apenas o critério oportunista de seleção de retransmissor. Além disso, o enlace direto entre fonte e destino na rede secundária não foi considerado, e na rede primária apenas um usuário primário foi levado em consideração. No trabalho [8], uma rede cognitiva com um transmissor e múltiplos receptores secundários operando sob a presença de múltiplos transmissores foi considerada. No entanto, o intuito desse trabalho foi avaliar uma solução para problemas envolvendo segurança na camada física durante a transmissão de informações em uma rede radio cognitiva.

Em [9], buscou-se avaliar o desempenho de *outage* de uma rede cooperativa-cognitiva, operando no modo de retransmissão *full duplex*, com o protocolo decodifica-e-encaminha, sendo a rede secundária constituída por uma fonte, um *cluster* de retransmissores e um destino e, a rede primária é formada por um receptor. Nesse sistema, no entanto, a presença de transmissores primários não foi considerada, assim como o efeito de interferência no desempenho de *outage* da rede cooperativa-cognitiva. Baseado em [9], buscou-se avaliar o desempenho, em termos de probabilidade de *outage*, de uma rede cooperativa-cognitiva *full duplex* para um cenário mais geral.

Dessa forma, esse trabalho busca contribuir na área de redes cooperativas-cognitivas, apresentando um estudo sobre o impacto da interferência de múltiplos transmissores primários sobre o desempenho de *outage* de uma rede cooperativa-cognitiva *full duplex*, com presença de enlace direto e com diferentes critérios de seleção de retransmissores. Além disso, o trabalho tem também o objetivo de entender qual a influência da variação do número de retransmissores no desempenho do sistema para esse novo cenário.

### 1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica necessária para o desenvolvimento e entendimento do trabalho. A seguir, no Capítulo 3 é apresentado o modelo do sistema usado para avaliar o seu desempenho, assim como as expressões que definem as SNRs instantâneas de cada um dos enlaces e a SNR fim-a-fim do sistema. Também são apresentadas as expressões usadas para determinar o índice do retransmissor escolhido segundo algum dos quatro critérios de seleção de retransmissor. No Capítulo 4 são derivadas as expressões analíticas de probabilidade de *outage* assintótica para os quatro critérios de seleção de retransmissor considerados. No Capítulo 5 o desempenho da rede cooperativa cognitiva é avaliado em termos de probabilidade de *outage*. São apresentadas no Capítulo 6 as considerações finais.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 PROPAGAÇÃO DE UM SINAL EM UM CANAL SEM FIO

Um sinal transmitido por um canal sem fio está sujeito a diversas imparidades durante seu percurso até seu destino. Esse sinal está sujeito a diversas aleatoriedades do meio, como obstáculos que podem absorver, refletir, espalhar ou despolarizar o sinal, além de estar sujeito à interferência de sinais de outros sistemas que operam na mesma faixa de frequência. Os principais efeitos usados para modelar um canal sem fio são: (i) perda de percurso (*pathloss*); (ii) sombreamento (*shadowing*); e (iii) desvanecimento (*fading*).

A potência do sinal recebido por um determinado ponto em uma área de cobertura pode ser modelada como

$$P_r = P_t d^{-\eta} |h|^2 \quad (2.1)$$

em que  $P_t$  é a potência transmitida,  $d$  é a distância entre transmissor e receptor,  $\eta$  é o coeficiente de perda de percurso e  $|h|$  é o coeficiente de canal, modelado como uma variável aleatória que segue uma distribuição de Rayleigh (ver definição na próxima seção), sendo que  $h$  é o coeficiente complexo de canal, que segue uma distribuição gaussiana complexa e circularmente simétrica. O coeficiente de canal pode ser representado como  $h = X + jY$  e  $X$  e  $Y$  são variáveis aleatórias gaussianas com média zero e variância  $\Omega$ , além disso  $|h|^2$  representa o ganho instantâneo de canal, com distribuição exponencial.

O sombreamento ocorre devido a presença de obstáculos entre o transmissor e o receptor, causando uma flutuação de potência no sinal recebido e até mesmo indisponibilizando potência suficiente para a antena receptora processar o sinal em determinada área. O desvanecimento causa flutuações de potências no sinal recebido em curta escala espacial devidas às interferências construtiva e destrutiva de sinais de multipercurso no receptor. A [Figura 1](#) ilustra os efeitos citados.

### 2.2 DESVANECIMENTO DE RAYLEIGH

A distribuição de Rayleigh é usada para descrever a natureza aleatória no tempo de um sinal recebido tendo se propagado em um canal rádio móvel sob condições de desvanecimento plano [\[11\]](#). A função densidade de probabilidade da distribuição de Rayleigh para uma variável aleatória  $X$  é dada por

$$f_X(x) = \begin{cases} \frac{2x}{\Omega} \exp^{-\frac{x^2}{\Omega}}, & \text{se } x \geq 0 \\ 0, & \text{se } x < 0 \end{cases}, \quad (2.2)$$

em que  $\Omega = E[X^2]$  e  $m = \Omega^2/\text{Var}(X^2)$ , sendo  $E[\cdot]$  o operador de esperança ou valor esperado de uma variável aleatória, o que representa o valor médio esperado de uma experiência se ela for repetida

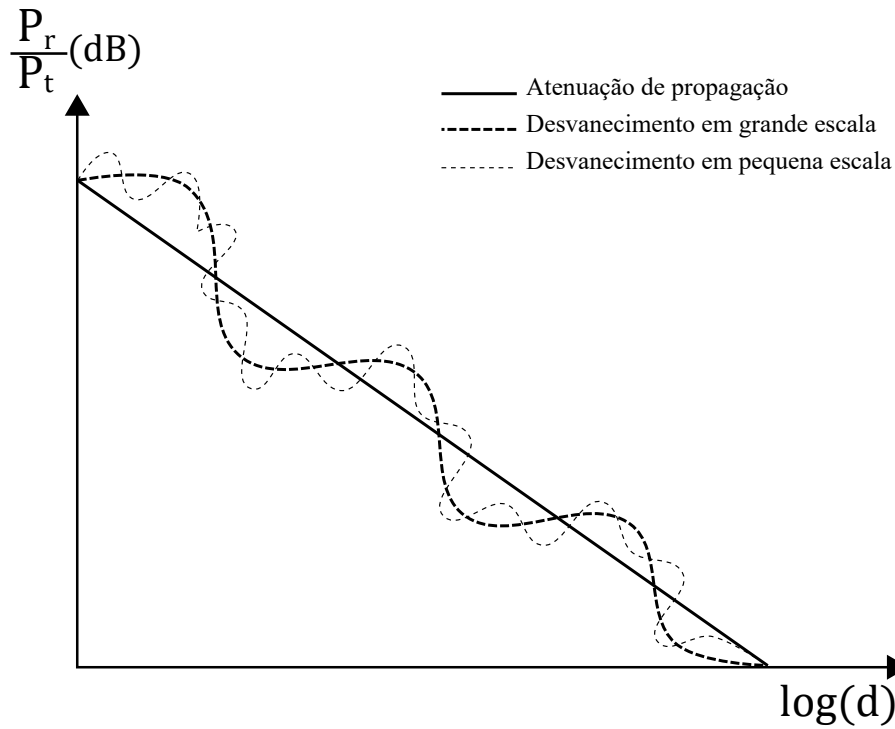


Figura 1 – Relação entre potência recebida e transmitida em função do logaritmo da distância. Fonte: Adaptado de A. Goldsmith, *Wireless Communication* [10].

muitas vezes e  $\text{Var}[\cdot]$  é o operador variância.

$$f_X(x) = \begin{cases} \frac{1}{\Omega} \exp^{-\frac{x}{\Omega}}, & \text{se } x \geq 0 \\ 0, & \text{se } x < 0 \end{cases}, \quad (2.3)$$

em que  $\Omega = E[X^2]$  é a variância da variável aleatória dada em (2.2).

A Figura 2 mostra o histograma de uma variável aleatória com distribuição exponencial, obtido computacionalmente com o modelo de simulações numéricas de Monte Carlo. Pode-se observar que o mesmo corresponde à curva exata da PDF (*Probability Density Function*) exponencial.

### 2.3 DESVANECIMENTO NAKAGAMI- $M$

A distribuição Nakagami- $m$  é uma função utilizada para modelar um canal sem fio com desvanecimento. Essa distribuição é mais abrangente quando comparada à distribuição de Rayleigh, pois seus parâmetros podem ser ajustados e adequados a variações do cenário e a diferentes informações conhecidas sobre o meio [10]. Na sua forma padrão, a PDF da distribuição Nakagami- $m$  para uma variável aleatória  $X$  é dada por

$$f_X(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{mx^2}{\Omega}\right), \quad (2.4)$$

Em [12], apresenta-se um modelo para representar de forma aproximada o efeito combinado de vários canais de interferência sujeitos a desvanecimento Nakagami- $m$ , os quais são representados por variáveis aleatórias independentes e não identicamente distribuídas (i.n.i.d). Mais especificamente,

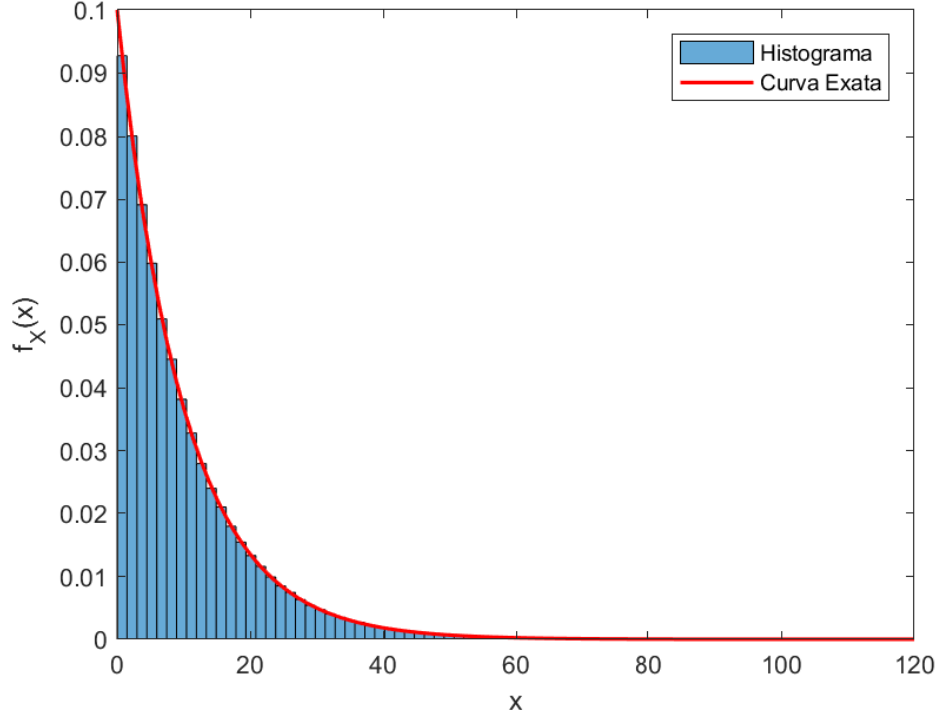


Figura 2 – PDF exponencial. Na linha continua temos a curva exata da função e nas barras em azul o histograma gerado a partir dos valores obtidos pelas simulações numéricas de Monte Carlo. Fonte: Próprio autor.

em [12] mostrou-se que a PDF da soma de um número arbitrário  $M$  de variáveis aleatórias Nakagami- $m$  pode ser aproximada por uma PDF Gamma, dada por

$$f_X(x) = \frac{m_I^{m_I} x^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \bar{\gamma}_I^{m_I}} \exp\left(-\frac{m_I x}{\bar{\gamma}_I}\right), \quad (2.5)$$

em que,  $\bar{\gamma}_I = P_I \Omega_I$ , sendo  $P_I = P_i$  a potência transmitida pelo  $i$ -ésimo nó transmissor,  $\Omega_I = \sum_{i=1}^M \Omega_{iI}$  a soma dos ganhos médios de canal entre cada transmissor e o destino,  $\Omega_{iI}$ . Neste trabalho será visto posteriormente que  $\Omega_{iI}$  representa o ganho médio de canal entre um transmissor primário e um nó da rede secundária, e que a variável aleatória, representada como  $X$  em (2.5), é o coeficiente complexo do canal.

Baseando-se na aproximação (2.5), este trabalho buscou representar o efeito da interferência gerada por múltiplos transmissores primários na rede secundária, sendo possível representar qualquer número de transmissores variando os parâmetros  $m_I$  e  $\bar{\gamma}_I$ . Assim, é possível reduzir de forma significativa a complexidade da avaliação do desempenho do sistema por meio das expressões analíticas. Ainda em (2.5) o parâmetro  $m_I$  pode ser obtido por

$$m_I = \frac{\Omega_I^2}{E[\Phi^2] - \Omega_I^2}, \quad (2.6)$$

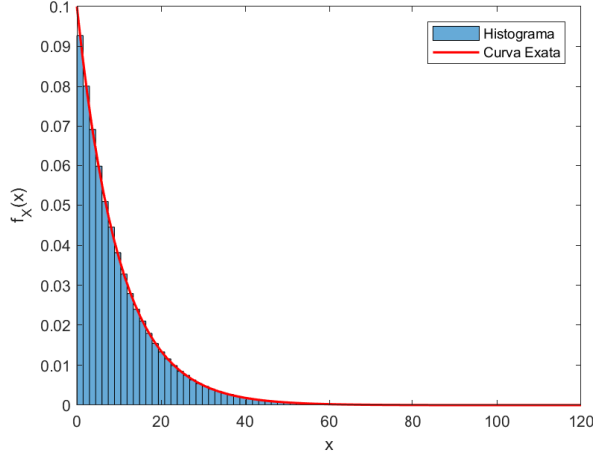
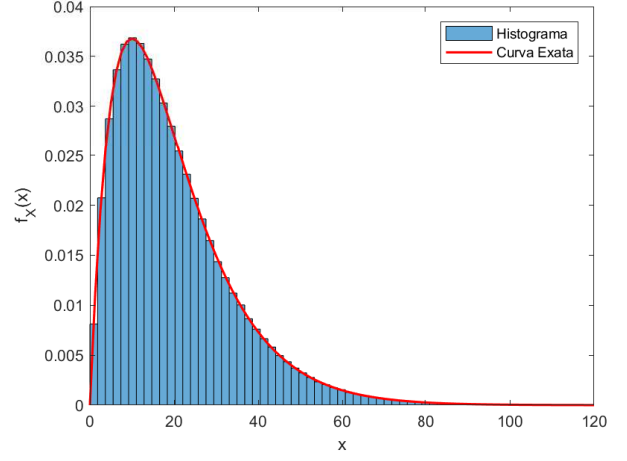
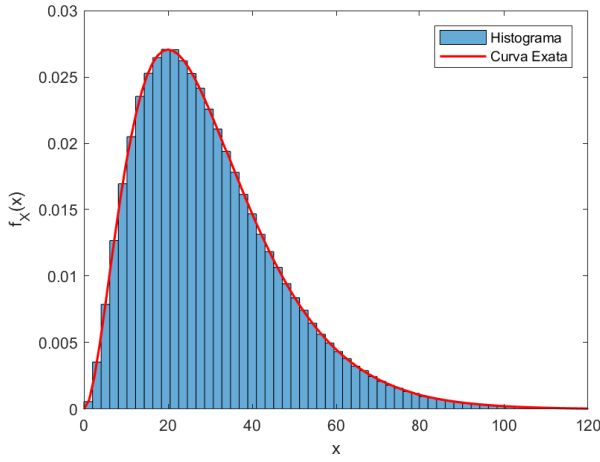
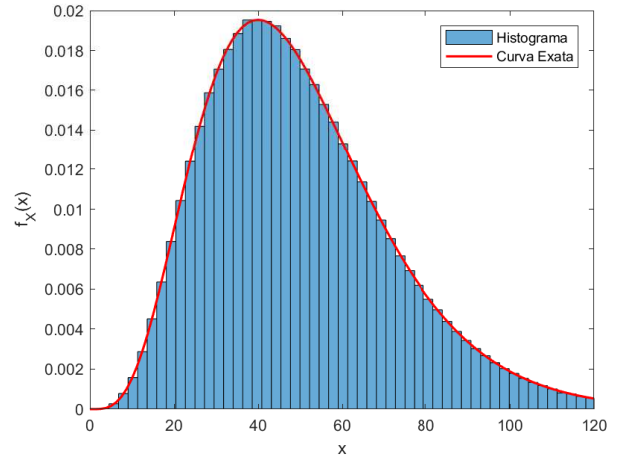
(a) PDF Gamma para  $M = 1$ .(b) PDF Gamma para  $M = 2$ .(c) PDF Gamma para  $M = 3$ .(d) PDF Gamma para  $M = 5$ .

Figura 3 – PDF Gamma para  $M = 1, 2, 3$  e  $5$ , e parâmetro  $\Omega_{iI} = 1$  para todos os termos. Fonte: Próprio autor.

em que  $E[\Phi^2]$  pode ser obtido pela expressão geral de  $E[\Phi^n]$  dada por

$$E[\Phi^n] = \sum_{n_1=0}^n \sum_{n_2=0}^{n_1} \cdots \sum_{n_{M-1}=0}^{n_{M-2}} \binom{n}{n_1} \binom{n_1}{n_2} \cdots \binom{n_{M-2}}{n_{M-1}} \times E[|h_1|^{2(n-n_1)}] E[|h_2|^{2(n_1-n_2)}] \cdots E[|h_M|^{2n_{M-1}}], \quad (2.7)$$

em que

$$E[|h_i|^n] = \frac{\Gamma(m_{iI} + (\frac{n}{2}))}{\Gamma(m_{iI})}. \quad (2.8)$$

Aplicando (2.5) para a condição em que os parâmetros  $\Omega_{iI}$ , em que  $i = 1, \dots, M$ , são iguais entre si, concluiu-se que o parâmetro  $m_I$  é igual ao número de termos da soma de (2.7), ou seja,  $m_I = M$ . Por outro lado, essa afirmação não é válida quando os parâmetros  $\Omega_{iI}$  diferem entre si.

As Figuras 3a, 3b, 3c e 3d ilustram a precisão obtida com o uso da aproximação (2.5) para os cenários com  $M = 1, 2, 3$  e  $5$  termos na soma, respectivamente, e os parâmetros  $\Omega_{iI}$  são iguais entre si e normalizados à unidade,  $\Omega_{iI} = 1$ . Nas linhas contínuas em vermelho são representadas as curvas

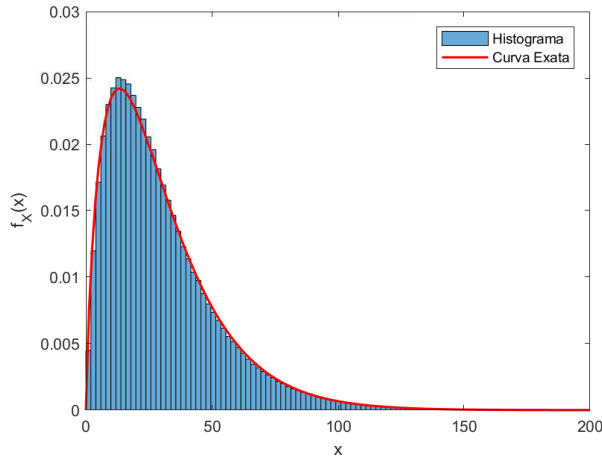
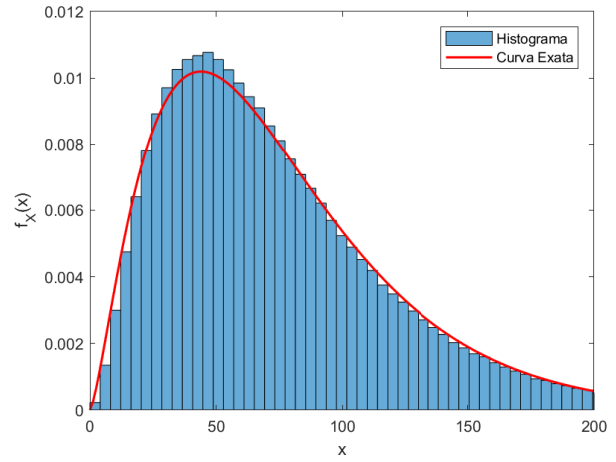
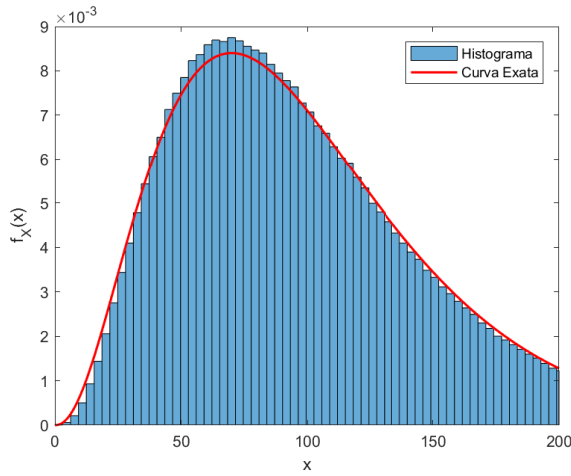
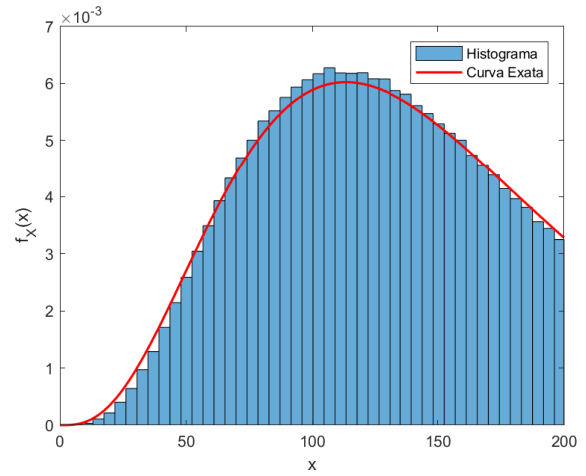
(a) PDF Gamma para  $M = 2$ .(b) PDF Gamma para  $M = 3$ .(c) PDF Gamma para  $M = 4$ .(d) PDF Gamma para  $M = 5$ .

Figura 4 – PDF Gamma para  $M = 2, 3, 4$  e  $5$ , e parâmetros  $\Omega_{iI}$  diferentes entre si. Fonte: Próprio autor.

obtidas por meio de (2.5), e os histogramas gerados por meio de simulações numéricas de Monte Carlo são representados pelas barras azuis.

A Figura 3a apresenta o cenário com um termo na soma,  $m_I = 1$ , o que resulta em uma curva com distribuição exponencial, idêntica a Figura 2. Em seguida, o número de termos da soma foi aumentado para  $m_I = 2, 3$  e  $5$ , nas Figuras 3b, 3c e 3d, respectivamente, e o resultado observado mostrou que a precisão da representação por histogramas em relação a curva exata foi mantida para esses casos.

Até o momento, foi considerado que os  $M$  termos da soma têm os parâmetros  $\Omega_{iI}$  iguais entre si. No entanto, essa condição é muito restrita e não é suficiente para avaliar a precisão da aproximação de (2.5) para um cenário mais genérico.

Dessa forma, buscando avaliar essa aproximação para outros cenários, na Figura 4 foram consideradas condições em que os parâmetros  $\Omega_{iI}$  são diferentes entre si. A Tabela 1 mostra a relação entre  $M$  e o parâmetro  $\Omega_{iI}$  correspondente para cada termo e o valor de  $m_I$  resultante de (2.6).

Nota-se que na expressão (2.5) obteve-se uma correspondência bastante satisfatória para descrever o comportamento da soma das variáveis aleatórias em todos os cenários analisados, observando uma

| $M$ | $\Omega_{iI}$                   | $m_I$  |
|-----|---------------------------------|--------|
| 2   | $\Omega_{iI} = [1; 2]$          | 1,8    |
| 3   | $\Omega_{iI} = [1; 2; 5; 4]$    | 2,4193 |
| 4   | $\Omega_{iI} = [1; 2; 3; 4]$    | 3,333  |
| 5   | $\Omega_{iI} = [1; 2; 3; 4; 5]$ | 4,0909 |

Tabela 1 – Parâmetros utilizados nas simulações numéricas para obter a Figura [Figura 4](#).

pequena discrepância em relação ao resultado simulado, particularmente nos pontos de máximo das curvas.

## 2.4 COMUNICAÇÕES COOPERATIVAS

O conceito de comunicações cooperativas implica que os nós presentes em uma rede sem fio podem, além de transmitir sua própria informação, receber sinais de outras fontes e retransmiti-los [\[13\]](#). Esse conceito permite uma maior confiabilidade dos sinais recebidos em uma comunicação, devido ao ganho obtido por diversidade espacial. Além disso, uma maior área de cobertura pode ser alcançada. Dessa forma, em determinados cenários em que um nó está fora da área de cobertura da fonte, um nó retransmissor próximo pode permitir que o sinal seja entregue a esse nó. A [Figura 5](#) mostra o esquema de diversidade espacial tradicional, em que um nó destino possui um arranjo de antenas espaçadas de forma que receba diferentes sinais em suas antenas. No entanto, em alguns dispositivos com dimensões limitadas essa solução pode não ser viável.

A [Figura 6](#) ilustra o esquema de diversidade cooperativo, em que um nó destino recebe sinais retransmitidos a partir de um retransmissor, além do sinal direto recebido pela fonte, o que emula um arranjo virtual de antenas. A aplicação desse conceito em redes de rádio cognitivo podem melhorar de forma significativa o desempenho dessa rede [\[17\]](#), [\[18\]](#). A retransmissão de um sinal é feita seguindo um protocolo e um modo de retransmissão, apresentados nos tópicos a seguir.

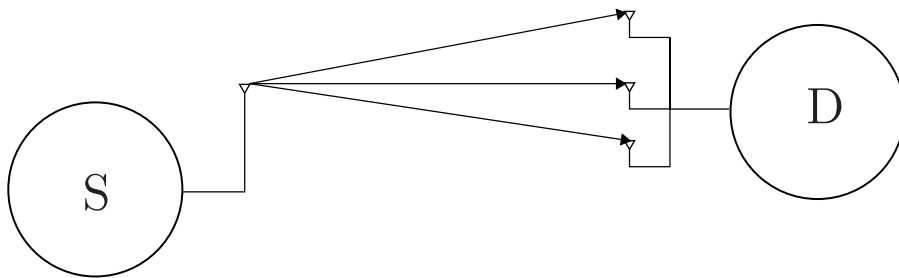


Figura 5 – Esquema de diversidade espacial tradicional. Fonte: Próprio autor.

### 2.4.1 PROTOCOLOS DE RETRANSMISSÃO

*Amplifica-e-encaminha:* Esse é o protocolo de retransmissão mais simples, em que o sinal recebido pelo retransmissor recebe um ganho e é retransmitido. Esse ganho pode ser dado de formas diferentes, como: (i) ganho variável, em que o ganho que multiplica o sinal é calculado a partir do estado instantâneo do canal; e (ii) ganho fixo, em que o coeficiente de amplificação é mantido fixo, de acordo com o estado médio do canal.

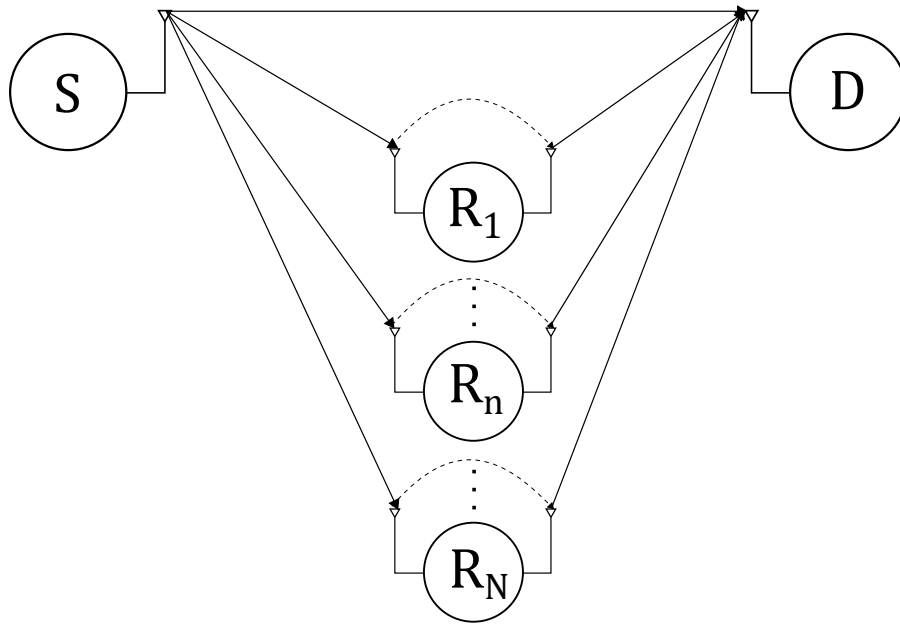


Figura 6 – Esquema de diversidade espacial tradicional. Fonte: Próprio autor.

*Decodifica-e-encaminha:* Nesse protocolo o sinal recebido no retransmissor é decodificado e codificado novamente para ser retransmitido, regenerando o sinal. Esse protocolo apresenta melhor desempenho em termos de métricas, como a probabilidade de *outage* e, portanto, foi o protocolo escolhido para este trabalho.

#### 2.4.2 MODOS DE RETRANSMISSÃO

*Modo de retransmissão half duplex:* Os nós retransmissores que operam em modo *half duplex* podem transmitir e receber sinais no mesmo canal (por exemplo, na mesma frequência), porém em intervalos de tempo distintos. Para isso apenas uma antena é suficiente, sendo usada para transmissão e recepção dos sinais.

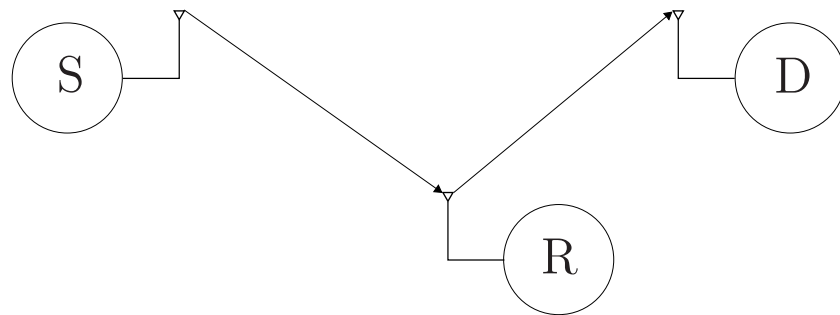


Figura 7 – Esquema de retransmissão *half duplex*. Fonte: Próprio autor.

*Modo de retransmissão full duplex:* Já nos retransmissores do tipo *full duplex*, a recepção e transmissão dos sinais podem ocorrer simultaneamente na mesma frequência. Para viabilizar esse modo de retransmissão, duas antenas são requisitadas no retransmissor. Essa operação ocorre à custa do surgimento da autointerferência sofrida pela antena receptora a partir da própria antena transmissora [14]. A principal vantagem do modo de operação *full duplex* está na elevada eficiência espectral, muito de-

sejada no contexto das redes 5G e, portanto, é o modo de operação escolhida para os retransmissores da rede.

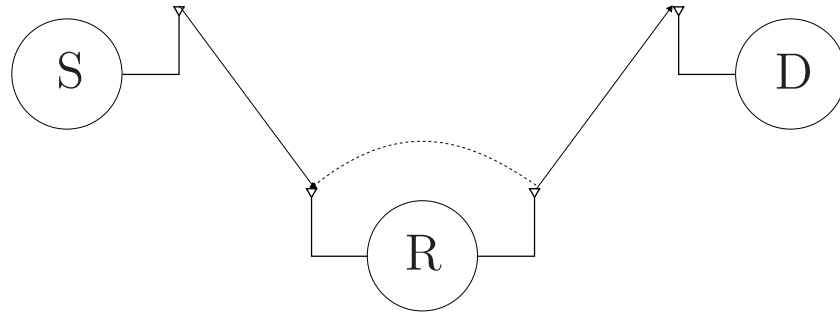


Figura 8 – Esquema de retransmissão *half duplex*. Fonte: Próprio autor.

## 2.5 TÉCNICAS DE RÁDIO COGNITIVO

A seguir, três tipos de técnicas de compartilhamento espectral são comparadas, apontando as características de cada uma.

*Underlay*: Nessa técnica, os usuários não licenciados têm acesso à faixa do espectro concedida aos usuários da rede primária, podendo transmitir simultaneamente nessa banda, desde que o limiar de interferência determinado pelos usuários licenciados não seja ultrapassado. Essa técnica une simplicidade de implementação com eficiência, portanto, é a escolhida para operar no sistema estudado nesse trabalho [15].

*Overlay*: Essa técnica requer conhecimento por parte dos usuários não licenciados do livro de códigos e das mensagens transmitidas pelos usuários primários, e diferente da técnica *underlay*, não há restrição de potência de transmissão por parte dos usuários secundários. Também é permitido que os nós da rede secundária transmitam simultaneamente na banda concedida à rede licenciada. A interferência nos usuários licenciados pode ser compensada pela retransmissão dos seus sinais pela rede secundária [15].

*Interweave*: Nas redes com compartilhamento de espectro *interweave*, os nós da rede não licenciada monitoram o espectro radio elétrico concedido aos usuários licenciados buscando por espaços livres em frequência e, dessa forma transmitir nessas faixas evitando a interferência. Trata-se de uma técnica eficiente, porém, de implementação mais complexa quando comparada as outras duas técnicas [15].

## 2.6 PROBABILIDADE DE OUTAGE

A probabilidade de *outage* é definida como a probabilidade da potência do sinal recebido estar abaixo de um determinado limiar. De forma equivalente, em termos da SNR fim-a-fim recebida,  $\gamma$ , a probabilidade de *outage* pode ser definida com relação a um limiar  $\tau$  como

$$P_{\text{out}} = \Pr(\gamma < \tau), \quad (2.9)$$

sendo  $\Pr[\cdot]$  o operador probabilidade e a expressão para  $\gamma$  será apresentada no Capítulo 3.

### 3 MODELO DO SISTEMA

A Figura 9 representa o modelo do sistema, em que as distâncias entre os nós da rede são normalizadas. A rede secundária é formada por uma fonte (representada por S), um *cluster* de retransmissores, representados por  $R_n$ , em que  $n = 1, \dots, N$  e por um destino representado por D.

A rede primária é composta por um receptor primário, representado por Rx e, múltiplos transmissores primários representados por  $Tx_m$ , em que  $m = 1, \dots, M$ . A distância entre os retransmissores e entre os múltiplos transmissores primários é considerada desprezível quando comparada com as distâncias entre os nós da rede.

A rede cooperativa-cognitiva opera sob o modo de retransmissão *full duplex*, com compartilhamento de espectro *underlay* e sob o protocolo decodifica-e-encaminha. Todos os nós da rede são equipados com uma antena, com exceção dos retransmissores, que possuem duas antenas para viabilizar o modo de retransmissão *full duplex*.

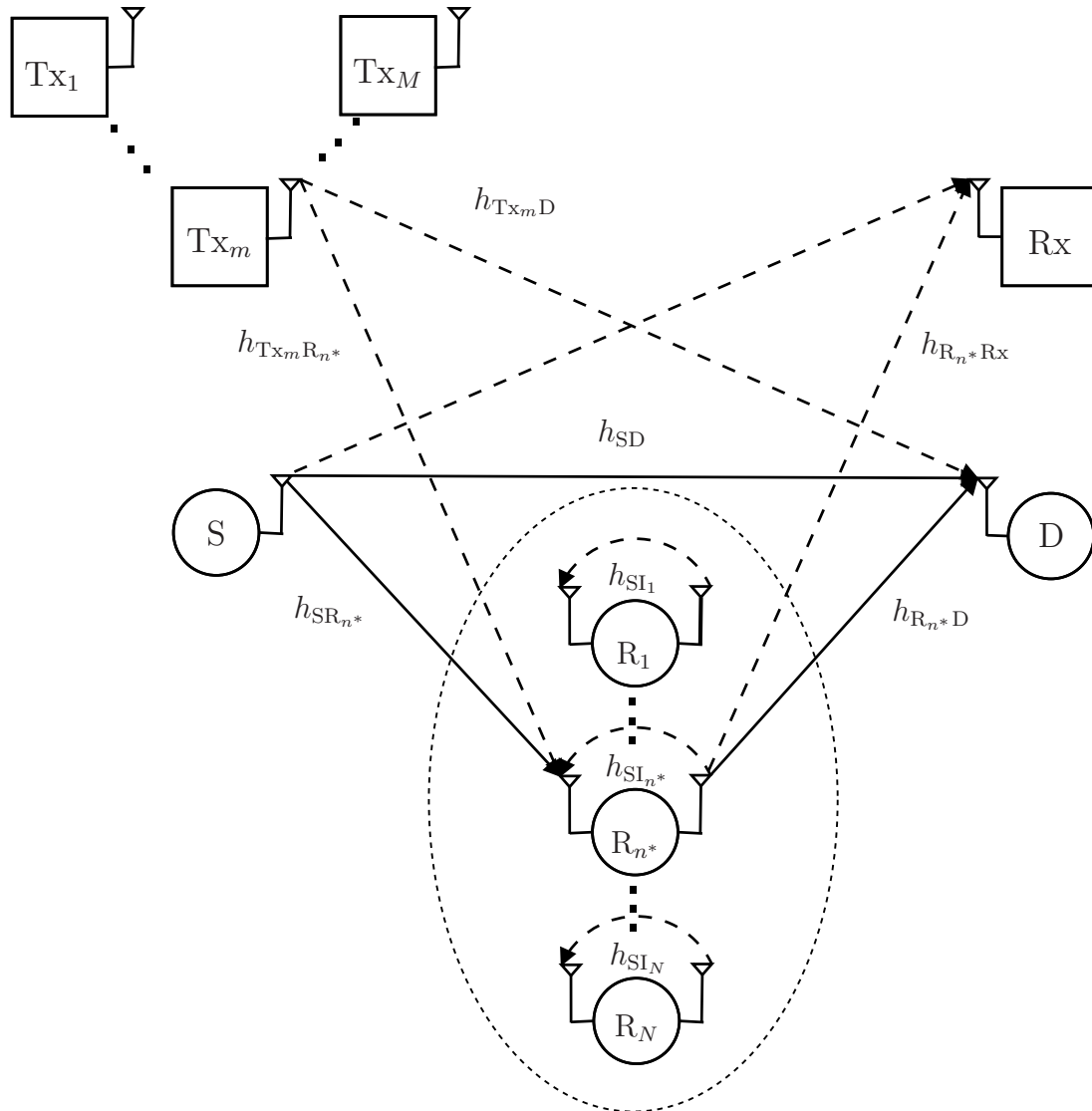


Figura 9 – Modelo do sistema (sinal de interesse: linha sólida; sinal de interferência: linha tracejada).  
Fonte: Próprio autor.

Na [Figura 9](#),  $h_A$  representa o coeficiente de canal,  $g_A = |h_A|^2$  é o ganho instantâneo de canal e o ganho médio de canal é definido por  $\Omega_A = E[|h_A|^2]$ , em que  $A \in \{SR_n, R_nD, SD, SI_n, SR_x, R_nR_x, TX_mD, TX_mR_n\}$ . Os termos  $h_{SR_n}$ ,  $h_{R_nD}$  e  $h_{SD}$  representam os coeficientes de canal dos enlaces de interesse do  $n$ -ésimo primeiro salto, do  $n$ -ésimo segundo salto e do enlace direto entre S e D, respectivamente. Ao passo que,  $h_{SR_x}$ ,  $h_{R_nR_x}$  e  $h_{SI_n}$  representam os enlaces de interferência da fonte para o receptor primário, do  $n$ -ésimo retransmissor para a receptor primário e do enlace de autointerferência residual do  $n$ -ésimo retransmissor (em que  $n = 1, \dots, N$ ), após um processo de cancelamento de interferência assumido como imperfeito, respectivamente. O coeficiente de canal destes enlaces segue distribuição de Rayleigh, enquanto o ganho instantâneo de canal segue distribuição exponencial.

Além disso,  $h_{TX_mD}$  e  $h_{TX_mR_n}$  são os coeficientes de canal dos enlaces interferentes do  $m$ -ésimo transmissor primário para o destino e do  $m$ -ésimo transmissor primário para o  $n$ -ésimo retransmissor, respectivamente. O efeito de desvanecimento aos quais esses canais estão sujeitos também é do tipo Rayleigh, e por meio da distribuição Gamma expressa por [\(2.5\)](#) será usada para caracterizar estatisticamente de forma aproximada a soma dos  $M$  canais de interferência resultante dos múltiplos transmissores primários sobre o nó destino da rede secundária.

Aplicando-se [\(2.5\)](#) para este trabalho,  $\Omega_{iI}$  representa o ganho médio de canal entre o  $m$ -ésimo transmissor primário e o nó destino e, o número de termos da soma de [\(2.7\)](#) é o número de transmissores na rede primária,  $M$ . Neste modelo do sistema, é considerado que todos os enlaces entre o  $m$ -ésimo usuário primário e o nó destino têm o mesmo ganho médio de canal, o que em situações práticas implica no fato de que todos os usuários primários estão colocalizados ou que estão equidistantes do nó destino. Em situações práticas, tal fato é pouco provável, no entanto a [Figura 4](#) mostra que a aproximação usada nesse trabalho também é válida para descrever cenários mais genéricos.

A rede secundária opera com uma restrição de potência total de transmissão, podendo transmitir a uma potência máxima,  $P_t$ . Essa potência é distribuída entre a fonte S e o  $n$ -ésimo retransmissor,  $R_n$ , de acordo com os fatores de alocação de potência  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$ , em que  $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ . A soma entre a potência transmitida pela fonte e a potência transmitida pelo retransmissor, ponderadas por seus respectivos ganhos instantâneos de canal, não deve exceder o limiar tolerado pelo receptor primário, denominado como temperatura de interferência,  $I$ . A restrição de potência pode ser expressa como:

$$g_{SR_x}P_S + g_{R_nR_x}P_{R_n} \leq I, \quad (3.1)$$

de outra forma,

$$P_S = \alpha_1 \min \left\{ P_t, \frac{I}{g_{SR_x}} \right\}, \quad (3.2)$$

$$P_{R_n} = \alpha_2 \min \left\{ P_t, \frac{I}{g_{R_nR_x}} \right\}. \quad (3.3)$$

Considerando a rede secundária, a SNR instântanea recebida no  $n$ -ésimo primeiro salto,  $n$ -ésimo segundo salto, enlace direto e  $n$ -ésimo enlace de auto interferência podem ser expressas respectivamente como  $\gamma_{SR_n} = g_{SR_n}P_S/N_0$ ,  $\gamma_{R_nD} = g_{R_nD}P_{R_n}/N_0$ ,  $\gamma_{SD} = g_{SD}P_S/N_0$  e  $\gamma_{SI_n} = g_{SI_n}P_{R_n}/N_0$ , em que  $N_0$  representa a potência do ruído AWGN. Similarmente, considerando os enlaces da rede primária,

$\gamma_{T_{x_m}D} = g_{T_{x_m}D} P_{T_{x_m}} / N_0$  e  $\gamma_{T_{x_m}R_n} = g_{T_{x_m}R_n} P_{T_{x_m}} / N_0$  representam as SNRs recebidas instantâneas no destino a partir do  $m$ -ésimo transmissor primário e no  $n$ -ésimo retransmissor a partir do  $m$ -ésimo transmissor primário, respectivamente, em que  $P_{T_{x_m}}$  é a potência transmitida de cada transmissor primário. Nesse ponto, é interessante ressaltar que o efeito combinado das  $M$  SNRs transmitidas a partir dos  $M$  transmissores primários é representado pela aproximação de (2.5). Para esse modelo,  $\gamma_P \triangleq P_t / N_0$  e  $\gamma_I \triangleq I / N_0$  são definidas como a SNR máxima transmitida dos nós secundários e a relação interferência-ruído tolerada pela rede primária, respectivamente. De outra forma,  $\gamma_{SR_n}$ ,  $\gamma_{R_nD}$ ,  $\gamma_{SD}$  e  $\gamma_{SI_n}$  podem ser expressas como

$$\gamma_{SR_n} = \alpha_1 \min \left\{ \gamma_P, \frac{\gamma_I}{g_{SR_x}} \right\} g_{SR_n}, \quad (3.4)$$

$$\gamma_{R_nD} = \alpha_2 \min \left\{ \gamma_P, \frac{\gamma_I}{g_{R_nR_x}} \right\} g_{R_nD}, \quad (3.5)$$

$$\gamma_{SD} = \alpha_1 \min \left\{ \gamma_P, \frac{\gamma_I}{g_{SR_x}} \right\} g_{SD}, \quad (3.6)$$

$$\gamma_{SI_n} = \alpha_2 \min \left\{ \gamma_P, \frac{\gamma_I}{g_{R_nR_x}} \right\} g_{SI_n}. \quad (3.7)$$

Os sinais transmitidos a partir da fonte e do  $n$ -ésimo retransmissor ao destino são combinados pela técnica *joint decoding* (JD) [16], sendo a SNR recebida no destino composta pela soma das SNRs combinadas da fonte e do  $n$ -ésimo retransmissor. A SNR fim-a-fim instantânea do sistema é expressa como

$$\gamma = \min \left\{ \frac{\gamma_{SR_{n^*}}}{1 + \gamma_{SI_{n^*}} + \sum_{m=1}^M \gamma_{T_{x_m}R_{n^*}}}, \frac{\gamma_{R_{n^*}D} + \gamma_{SD}}{1 + \sum_{m=1}^M \gamma_{T_{x_m}D}} \right\}, \quad (3.8)$$

em que  $n^*$  é o índice do retransmissor escolhido para cooperar na comunicação entre S e D, segundo algum critério apresentado na seção a seguir.

### 3.1 CRITÉRIOS DE SELEÇÃO DE RETRANSMISSOR

Nesta seção é apresentado o modelo dos critérios de seleção de retransmissores. São considerados quatro critérios de seleção, um critério ótimo e três subótimos, cujas as expressões foram desenvolvidas de acordo com o modelo do sistema.

#### 3.1.1 CRITÉRIO DE SELEÇÃO OPORTUNISTA

O critério oportunista (*opportunistic relay selection* - ORS) é o critério ótimo que seleciona o retransmissor que maximiza a SNR fim-a-fim instantânea recebida em D. Para isso, é necessário conhecer o CSI de todos os enlaces da rede, exigindo um maior custo de processamento para sua

implementação. O retransmissor é escolhido seguindo a expressão

$$n^* = \arg \max_n \left\{ \min \left\{ \frac{\gamma_{SR_n}}{1 + \gamma_{SI_n} + \sum_{m=1}^M \gamma_{Tx_m R_n}}, \frac{\gamma_{R_n D} + \gamma_{SD}}{1 + \sum_{m=1}^M \gamma_{Tx_m D}} \right\} \right\}. \quad (3.9)$$

### 3.1.2 CRITÉRIO DE SELEÇÃO PARCIAL BASEADA NOS ENLACES DO PRIMEIRO SALTO

É um critério subótimo, aqui denominado como *partial relay selection based on first-hop links* – PRS-1H, seleciona o retransmissor que maximiza a SINR do primeiro salto, seguindo a expressão

$$n^* = \arg \max_n \left\{ \frac{\gamma_{SR_n}}{1 + \gamma_{SI_n} + \sum_{m=1}^M \gamma_{Tx_m R_n}} \right\}. \quad (3.10)$$

### 3.1.3 CRITÉRIO DE SELEÇÃO PARCIAL BASEADA NOS ENLACES DO SEGUNDO SALTO

Aqui denominado de *partial relay selection based on first-hop links* – PRS-2H, é o critério subótimo que seleciona o retransmissor que maximiza as SNRs recebidas no destino através do enlace direto combinada com a SNR do segundo salto, a seleção é feita por meio da seguinte expressão

$$n^* = \arg \max_n \left\{ \frac{\gamma_{R_n D} + \gamma_{SD}}{1 + \sum_{m=1}^M \gamma_{Tx_m D}} \right\}. \quad (3.11)$$

### 3.1.4 CRITÉRIO DE SELEÇÃO PARCIAL BASEADA NOS ENLACES DE AUTO INTERFERÊNCIA

Aqui denominado de *partial relay selection based on self interference links* - PRS-SI, esse critério escolhe o retransmissor com a menor SNR no canal de auto interferência, de acordo com a expressão a seguir

$$n^* = \arg \min_n \{ \gamma_{SI_n} \}. \quad (3.12)$$

Observa-se que de (3.9) a (3.11) são diferentes das expressões apresentadas em [9], pois incluem o termo da soma dos sinais de interferência no denominador das expressões de SINR para cada salto.

#### 4 PROBABILIDADE DE OUTAGE

Neste capítulo, serão apresentadas as expressões analíticas de probabilidade de *outage* derivadas para os critérios citados na seção anterior. A expressão (2.9) pode ser reescrita substituindo  $\gamma$  por (3.8) da seguinte forma

$$P_{out} = \Pr \left[ \min \left\{ \frac{\gamma_{SR_n^*}}{1 + \gamma_{SI_n^*} + \sum_{m=1}^M \gamma_{Tx_m Rx_n^*}}, \frac{\gamma_{R_n^* D} + \gamma_{SD}}{1 + \sum_{m=1}^M \gamma_{Tx_m D}} \right\} < \tau \right]. \quad (4.1)$$

As expressões analíticas foram derivadas considerando uma análise assintótica,  $\gamma_P \rightarrow \infty$ , em outras palavras, a avaliação foi feita para a região de alta SNR. Dessa forma, as expressões de (3.4) a (3.7) são representadas pelo lado direito do operador de mínimo, podendo ser reescritas, respectivamente como

$$\gamma_{SR_n} = \alpha_1 \frac{\gamma_I}{g_{SRx}} g_{SR_n^*}, \quad (4.2)$$

$$\gamma_{R_n^* D} = \alpha_2 \frac{\gamma_I}{g_{R_n Rx}} g_{R_n^* D}, \quad (4.3)$$

$$\gamma_{SD} = \alpha_1 \frac{\gamma_I}{g_{SRx}} g_{SD}, \quad (4.4)$$

$$\gamma_{SI_n} = \alpha_2 \frac{\gamma_I}{g_{R_n^* Rx}} g_{SI_n}. \quad (4.5)$$

##### 4.1 CRITÉRIO ORS

**Proposição 1.** A expressão analítica da probabilidade de *outage* assintótica para o critério de seleção oportunista derivada para a região de alta SNR, considerando o modelo de sistema apresentado, é dada por

$$\begin{aligned} P_{out} = & \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\tau x (1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1} \left\{ \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ 1 - \exp \left( \frac{y + (1+u\gamma_{Tx}) + \left( \tau - \frac{z\gamma_I \alpha_1}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right)}{\alpha_2 \Omega_{RD}} + \frac{x\tau(y + \omega\gamma_I \alpha_2 + yv\gamma_{Tx})}{y\alpha_1 \Omega_{SR}} \right) \right] \right. \\ & \left. \frac{e^{-\frac{\omega}{\Omega_{SI}}}}{\Omega_{SI}} \frac{e^{-\frac{y}{\Omega_{RD}}}}{\Omega_{RD}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \overline{\Omega}_{TxR}^{m_I}} d\omega dy_n dv \right\}^N \frac{e^{-\frac{z}{\Omega_{SD}}}}{\Omega_{SD}} \frac{e^{-\frac{x}{\Omega_{SRx}}}}{\Omega_{SRx}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \overline{\Omega}_{TxD}^{m_I}} dz dx du \\ & + \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\tau x (1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1} \left\{ \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ 1 - \exp \left( \frac{x\tau(1 + \frac{\omega\gamma_I \alpha_2}{y} + v\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR_n}} \right) \right] \frac{e^{-\frac{\omega}{\Omega_{SI}}}}{\Omega_{SI}} \frac{e^{-\frac{y}{\Omega_{RD}}}}{\Omega_{RD}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \overline{\Omega}_{TxR}^{m_I}} \right. \\ & \left. d\omega dy_n dv \right\}^N \frac{e^{-\frac{z}{\Omega_{SD}}}}{\Omega_{SD}} \frac{e^{-\frac{x}{\Omega_{SRx}}}}{\Omega_{SRx}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \overline{\Omega}_{TxD}^{m_I}} dz dx du. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Prova: Ver Apêndice [A](#).

#### 4.2 CRITÉRIO PARCIAL PRS-1H

**Proposição 2.** A expressão analítica da probabilidade de *outage* assintótica para o critério de seleção parcial baseado no estado de enlace do primeiro salto derivada para a região de alta SNR, considerando o modelo de sistema apresentado, é dada por

$$\begin{aligned}
 P_{out} = & N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\tau \left[ \int_0^\infty 1 - \frac{y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 e^{-\frac{y_i}{\Omega_{RRx}}} e^{-\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}}}{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})(\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \bar{\Omega}_{TxR})\Omega_{RRx}} dy_i \right]^{N-1} \\
 & \times \frac{e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}} - \frac{x}{\Omega_{SRx}} - \frac{y_n}{\Omega_{RRx}}}{x y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 \bar{\Omega}_{TxR}} \\
 & - \frac{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})(\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \bar{\Omega}_{TxR})^2 \Omega_{SRx} \Omega_{RRx}}{e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}} - \frac{x}{\Omega_{SRx}} - \frac{y_n}{\Omega_{RRx}} x y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 \bar{\Omega}_{TxR}} \\
 & - \frac{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})^2 (\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \bar{\Omega}_{TxR}) \Omega_{SRx} \Omega_{RRx}}{e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}} - \frac{x}{\Omega_{SRx}} - \frac{y_n}{\Omega_{RRx}} x y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 \bar{\Omega}_{TxR}} \\
 & + \frac{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})(\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \bar{\Omega}_{TxR}) \Omega_{SRx} \Omega_{RRx}}{e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}} - \frac{x}{\Omega_{SRx}} - \frac{y_n}{\Omega_{RRx}} x y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 \bar{\Omega}_{TxR}} dmdy_n dx \\
 & + N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \int_0^\infty \left[ 1 - \exp \left( -\frac{y(1+u\gamma_{Tx}) + \left( -\frac{z\gamma_I \alpha_1}{x(1+u\gamma_{Tx})} + \tau \right)}{\gamma_I \alpha_2 \Omega_{RD}} \right) \right]^{N-1} \\
 & \left[ \int_0^\infty 1 - \frac{y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 e^{-\frac{y_i}{\Omega_{RRx}}} e^{-\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}}}{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})(\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \bar{\Omega}_{TxR})\Omega_{RRx}} dy_i \right]^{N-1} \\
 & \times \frac{e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}} - \frac{x}{\Omega_{SRx}} - \frac{y_n}{\Omega_{RRx}} - \frac{z}{\Omega_{SD}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \bar{\Omega}_{TxD}}}{x y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 \bar{\Omega}_{TxR}} dmdz dudy_n dx \\
 & - N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \int_0^\tau \left[ 1 - \exp \left( -\frac{y(1+u\gamma_{Tx}) + \left( -\frac{z\gamma_I \alpha_1}{x(1+u\gamma_{Tx})} + \tau \right)}{\gamma_I \alpha_2 \Omega_{RD}} \right) \right]^{N-1} \\
 & \left[ \int_0^\infty 1 - \frac{y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 e^{-\frac{y_i}{\Omega_{RRx}}} e^{-\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}}}{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})(\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \bar{\Omega}_{TxR})\Omega_{RRx}} dy_i \right]^{N-1} \\
 & \times \frac{e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}} - \frac{x}{\Omega_{SRx}} - \frac{y_n}{\Omega_{RRx}} - \frac{z}{\Omega_{SD}} - \frac{u}{\bar{\Omega}_{TxD}}}{x y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 \bar{\Omega}_{TxR}} dmdz dudy_n dx. \tag{4.7}
 \end{aligned}$$

Prova: Ver Apêndice [B](#).

#### 4.3 CRITÉRIO PARCIAL PRS-2H

**Proposição 3.** A expressão analítica da probabilidade de *outage* assintótica para o critério de seleção parcial baseado no estado de enlace do segundo salto derivada para a região de alta SNR,

considerando o modelo de sistema apresentado, é dada por

$$\begin{aligned}
P_{out} = & N \int_0^\infty \int_0^\infty \left( \frac{y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}}}{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})(\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \overline{\Omega}_{TxR})} dy_i \right) \\
& \left[ \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{(1 - e^{\frac{my_i}{y_n \Omega_{RD}}}) e^{\frac{m}{\Omega_{RD}} - \frac{y_i}{\Omega_{RRx}}}}{\Omega_{RD} \Omega_{RRx}} dmdy_i \right]^{N-1} \times e^{-\frac{y_n}{\Omega_{RRx}}} e^{-\frac{x}{\Omega_{SRx}}} dy_n dx \\
& + N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1} \left[ \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I(1-\alpha_1)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \left( \frac{(1 - e^{\frac{my_i}{y_n \Omega_{RD}}}) e^{\frac{m}{\Omega_{RD}} - \frac{y_i}{\Omega_{RRx}}}}{\Omega_{RD} \Omega_{RRx}} dmdy_i \right) \right]^{N-1} \\
& \times \frac{e^{-\frac{z}{\Omega_{SD}}}}{\Omega_{SD}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \overline{\Omega}_{TxD}^{m_I}} \frac{e^{-\frac{y_n}{\Omega_{RRx}}}}{\Omega_{RRx}} \frac{e^{-\frac{x}{\Omega_{SRx}}}}{\Omega_{SRx}} dzdudy_n dx \\
& - N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1} \left( \frac{y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}}}{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})(\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \overline{\Omega}_{TxR})} dy_i \right) \\
& \left[ \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I(1-\alpha_1)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \left( \frac{(1 - e^{\frac{my_i}{y_n \Omega_{RD}}}) e^{\frac{m}{\Omega_{RD}} - \frac{y_i}{\Omega_{RRx}}}}{\Omega_{RD} \Omega_{RRx}} dmdy_i \right) \right]^{N-1} \\
& \times \frac{e^{-\frac{z}{\Omega_{SD}}}}{\Omega_{SD}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \overline{\Omega}_{TxD}^{m_I}} \frac{e^{-\frac{y_n}{\Omega_{RRx}}}}{\Omega_{RRx}} \frac{e^{-\frac{x}{\Omega_{SRx}}}}{\Omega_{SRx}} dzdudy_n dx.
\end{aligned} \tag{4.8}$$

*Prova:* Ver Apêndice [C](#)

#### 4.4 CRITÉRIO PARCIAL PRS-SI

**Proposição 4.** A expressão analítica da probabilidade de *outage* assintótica para o critério de seleção parcial baseado no estado de enlace do primeiro salto derivada para a região de alta SNR, considerando o modelo de sistema apresentado, é dada por

$$\begin{aligned}
P_{out} = & N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ 1 - e^{-\frac{x\tau(1+\frac{\omega\gamma_I\alpha_2}{y}+v\gamma_{Tx})}{\gamma_I\alpha_1\Omega_{SR}}} \right] \times \left[ \int_0^\infty e^{-\frac{\omega y_i}{y_n\Omega_{SI}} - \frac{y_i}{\Omega_{RRx}}} dy_i \right]^{N-1} \\
& \times \frac{e^{-\frac{\omega}{\Omega_{SI}}}}{\Omega_{SI}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \overline{\Omega}_{TxR}^{m_I}} \frac{e^{-\frac{y_n}{\Omega_{RRx}}}}{\Omega_{RRx}} \frac{e^{-\frac{x}{\Omega_{SRx}}}}{\Omega_{SRx}} d\omega dv dy_n dx \\
& + N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1} \left[ 1 - e^{-\frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})(\tau - \frac{z\gamma_I\alpha_1}{x})}{\gamma_I\alpha_2\Omega_{RD}}} \right] \times \left[ \int_0^\infty e^{-\frac{\omega y_i}{y_n\Omega_{SI}} - \frac{y_i}{\Omega_{RRx}}} dy_i \right]^{N-1} \\
& \times \frac{e^{-\frac{z}{\Omega_{SD}}}}{\Omega_{SD}} \frac{e^{-\frac{\omega}{\Omega_{SI}}}}{\Omega_{SI}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \overline{\Omega}_{TxD}^{m_I}} \frac{e^{-\frac{y_n}{\Omega_{RRx}}}}{\Omega_{RRx}} \frac{e^{-\frac{x}{\Omega_{SRx}}}}{\Omega_{SRx}} dzd\omega dv dy_n dx \\
& - N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1} \left[ \left( 1 - e^{-\frac{x\tau(1+\frac{\omega\gamma_I\alpha_2}{y}+v\gamma_{Tx})}{\gamma_I\alpha_1\Omega_{SR}}} \right) \left( 1 - e^{-\frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})(\tau - \frac{z\gamma_I\alpha_1}{x})}{\gamma_I\alpha_2\Omega_{RD}}} \right) \right] \\
& \times \left[ \int_0^\infty e^{-\frac{\omega y_i}{y_n\Omega_{SI}} - \frac{y_i}{\Omega_{RRx}}} dy_i \right]^{N-1} \times \frac{e^{-\frac{z}{\Omega_{SD}}}}{\Omega_{SD}} \frac{e^{-\frac{\omega}{\Omega_{SI}}}}{\Omega_{SI}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \overline{\Omega}_{TxD}^{m_I}} \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \overline{\Omega}_{TxR}^{m_I}} \frac{e^{-\frac{y_n}{\Omega_{RRx}}}}{\Omega_{RRx}} \frac{e^{-\frac{x}{\Omega_{SRx}}}}{\Omega_{SRx}} dzd\omega dv dy_n dx.
\end{aligned} \tag{4.9}$$

*Prova:* Ver Apêndice [D](#)

## 5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo, o desempenho de *outage* será avaliado para um cenário específico por meio das expressões analíticas para a probabilidade de *outage* assintótica derivadas no capítulo anterior, e então validadas por meio de simulações numéricas de Monte Carlo. Para este fim, considera-se uma topologia de rede bidimensional como apresentado na [Figura 10](#), em que o ganho médio de canal é determinado pela perda de percurso, ou seja,  $\Omega_A = d_A^{-\eta}$ , sendo  $d$  a distância normalizada entre dois nós e  $\eta = 4$  o expoente de perda de percurso. Assim, as posições de S,  $R_n$ , D,  $Tx_m$  e P são dadas por  $(0; 0)$ ,  $(0,5; 0)$ ,  $(1; 0)$ ,  $(0; 1)$  e  $(0,25; 1)$ , respectivamente. Além disso, considera-se que o limiar alvo de SNR recebida instantânea é  $\tau = 0$  dB, o ganho médio de canal do enlace de auto interferência é  $\Omega_{SI_n} = -10$  dB, a relação interferência-ruído  $\gamma_I = 20$  dB.

| Parâmetro                                   | Valor                    |
|---------------------------------------------|--------------------------|
| Expoente de perda de percurso               | $\eta = 4$               |
| Limiar alvo                                 | $\tau = 0$ dB            |
| Alocação de potência                        | $\alpha = 0,5$           |
| Restrição de temperatura de interferência   | $\gamma_I = 20$ dB       |
| Ganho médio do canal de auto interferência  | $\Omega_{SI_n} = -10$ dB |
| SNR transmitida pelo $m$ -ésimo transmissor | $\gamma_{Tx_m} = 10$ dB  |
| Número de retransmissores                   | $N = 1, 2, 3$            |
| Número de transmissores primários           | $M = 1, 2, 3$            |

Tabela 2 – Parâmetros usados nas simulações

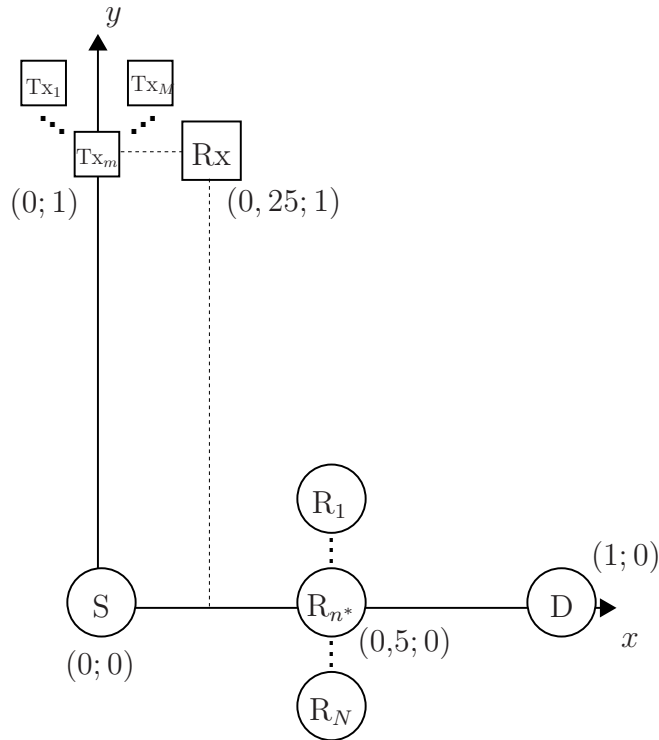


Figura 10 – Topologia bidimensional da rede em que os nós estão espaçados por distâncias normalizadas. Fonte: Próprio autor.

Considera-se ainda uma alocação igual de potência entre S e  $R_{n^*}$ ,  $\alpha_1 = 0,5$ , e que todos  $M$  transmissores primários têm a mesma SNR transmitida,  $\gamma_{Tx_n} = \gamma_{Tx} = 10$  dB. A Tabela 2 apresenta de forma resumida os parâmetros utilizados nas simulações.

### 5.1 CENÁRIO COM O NÚMERO DE RETRANSMISSORES FIXO

Na Figura 12, quando comparado ao cenário em que há apenas um transmissor primário, observou-se uma diminuição no desempenho em todos os critérios de seleção de retransmissor. Note que essa redução de desempenho foi ainda maior no cenário em que  $M = 3$ , como esperado, pois segundo (3.8) ao aumentar o número de transmissores na rede primária também é aumentada as SNRs dos canais que portam os sinais interferentes, o que reduz a SINR dos enlaces afetados pela interferência e aumenta a probabilidade da SNR fim-a-fim do sistema estar em *outage*.

Ainda nas Figuras 11 e 12, observe que para ambos cenários o desempenho do critério parcial do primeiro salto (PRS-1H) é mantido bem próximo ao desempenho obtido pelo critério ORS na região de alta SNR, observando apenas pequenas divergências entre eles a medida em que o número de transmissores primários aumenta. Esse resultado é interessante de ser levado em conta pois ao ser considerado esse cenário, foi observado que é mais vantajoso usar o critério parcial PRS-1H, já que apresenta um desempenho bem semelhante àquele do critério ótimo e demanda de um menor custo de processamento, contribuindo para diminuir o *feedback overhead* da rede.

Nas Figuras 11 e 12 é possível observar o impacto do aumento do número de transmissores primários no desempenho de *outage* da rede secundária, comparando os casos  $M = 1$  e 2 e  $M = 1$  e 3, respectivamente.

Em todos os cenários analisados, note que há uma saturação de desempenhos nas curvas na região de alta SNR. Essa saturação de desempenho é causada por dois fatores limitantes: o canal de autointerferência presente nos retransmissores e a restrição de temperatura de interferência, imposta pelo receptor primário. Dessa forma, nota-se que a partir do ponto de saturação o aumento da potência transmitida pela rede secundária não influencia no desempenho de *outage*, e que para todos os critérios o ponto de melhor desempenho é próximo a  $\gamma_P = 20$  dB.

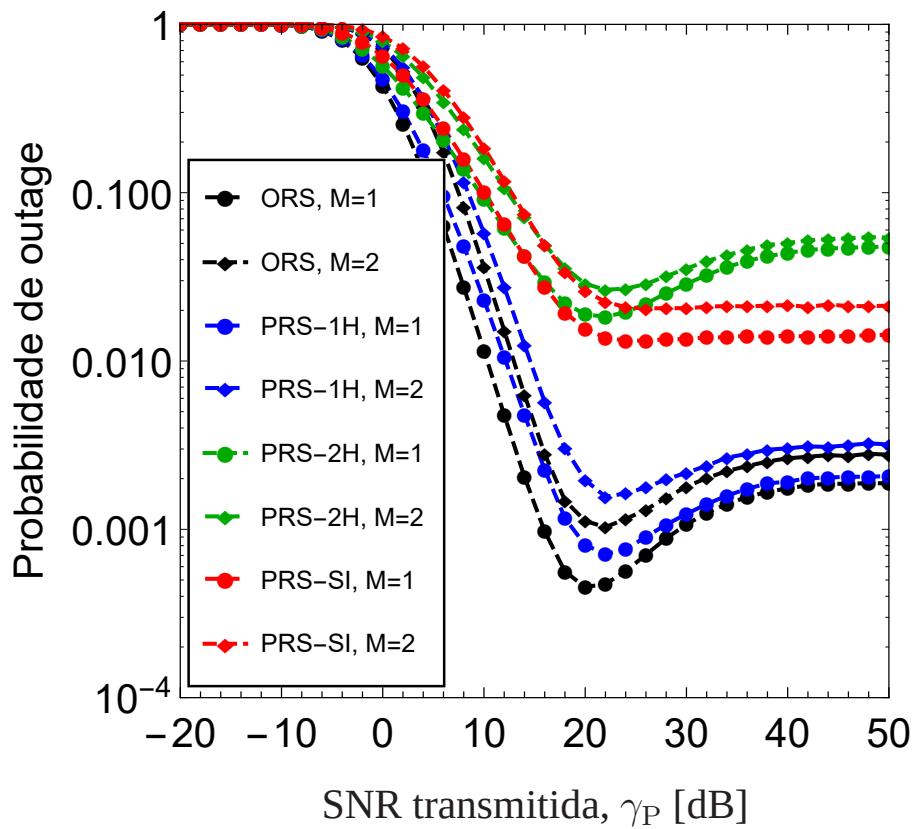


Figura 11 – Probabilidade de *outage* vs SNR transmitida nos nós secundários da rede, mantendo o número de retransmissores fixo em  $N = 2$  e variando o número de transmissores primários de  $M = 1$  para  $M = 2$ . Considera-se que  $\gamma_{Tx} = 10$  dB. Fonte: Próprio autor.

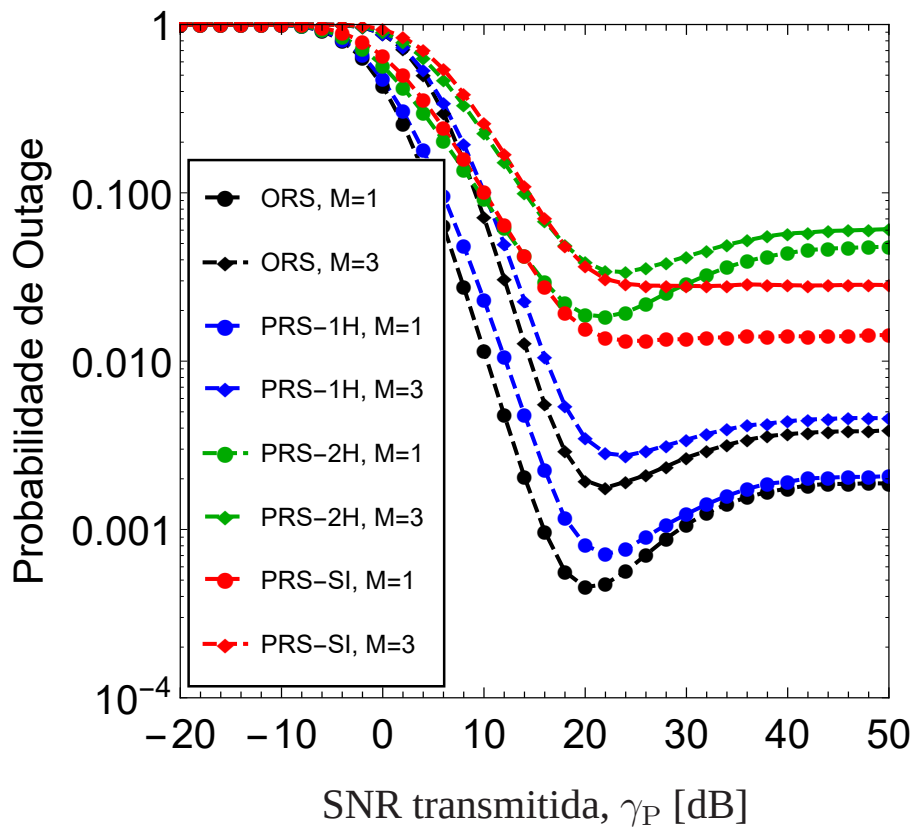


Figura 12 – Probabilidade de *outage* vs SNR transmitida nos nós secundários da rede, mantendo o número de retransmissores fixo em  $N = 2$  e variando o número de transmissores primários de  $M = 1$  para  $M = 3$ . Considera-se que  $\gamma_{Tx} = 10$  dB. Fonte: Próprio autor.

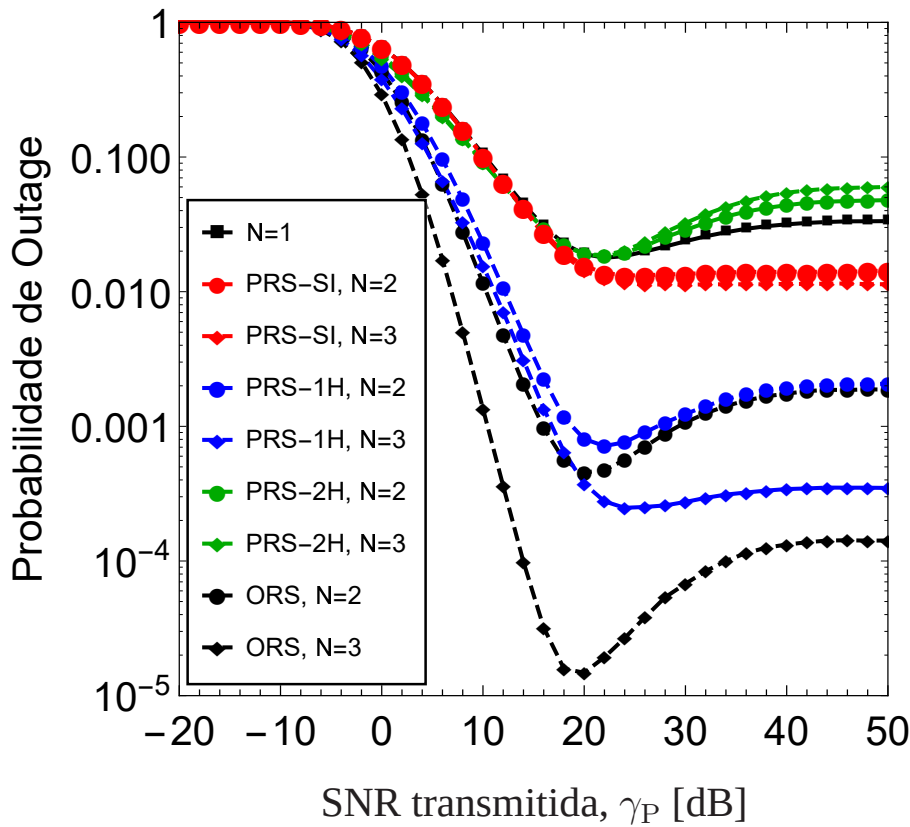


Figura 13 – Probabilidade de *outage* vs SNR transmitida nos nós secundários da rede, para  $N = 1, 2, 3$ ;  $M = 1$ . Considera-se que  $\gamma_{Tx} = 10$  dB. Fonte: Próprio autor.

## 5.2 CENÁRIO COM O NÚMERO DE TRANSMISSORES PRIMÁRIOS FIXO

Na [Figura 13](#), [Figura 14](#) e [Figura 15](#) pode-se observar o impacto do ganho obtido pela diversidade cooperativa no desempenho de *outage* do sistema, ao aumentar o número de retransmissores disponíveis, em cenários um número de transmissores primários  $M = 1, 2$  e  $3$ , respectivamente. Note que o aumento do número de retransmissores tem o efeito de mitigar o impacto gerado pelo aumento da interferência oriunda dos transmissores primários, visto principalmente nos critérios ORS e PRS-1H, onde houve um ganho significativo de desempenho de *outage* aumentado-se o número de retransmissores de  $N = 2$  para  $N = 3$ . Por outro lado, não foram notadas melhoras significativas nos critérios PRS-2H e PRS-SI.

O desempenho de *outage* para o critério parcial do segundo salto em todos os cenários foi o pior entre todos os critérios analisados, piorando a medida em que é aumentado o número de retransmissores. Esse critério escolhe o retransmissor que maximiza a SINR do segundo salto, e de acordo com (3.11) o CSI de auto interferência é desconsiderado, podendo assim escolher um retransmissor altamente comprometido pela auto interferência e portanto aumentando as chances de obter uma SINR do primeiro também comprometida. Como observado, o acréscimo de retransmissores no sistema diminui o desempenho do sistema sob esse critério, pois isso reduz as chances de selecionar o retransmissor que maximiza a SINR do segundo salto e ao mesmo tempo tenha o melhor CSI de auto interferência.

Foi observado também que nos cenários em que há três retransmissores na rede o desempenho do critério ótimo é superior aos demais critérios em todo o intervalo de SNR entre 0 dB a 50 dB.

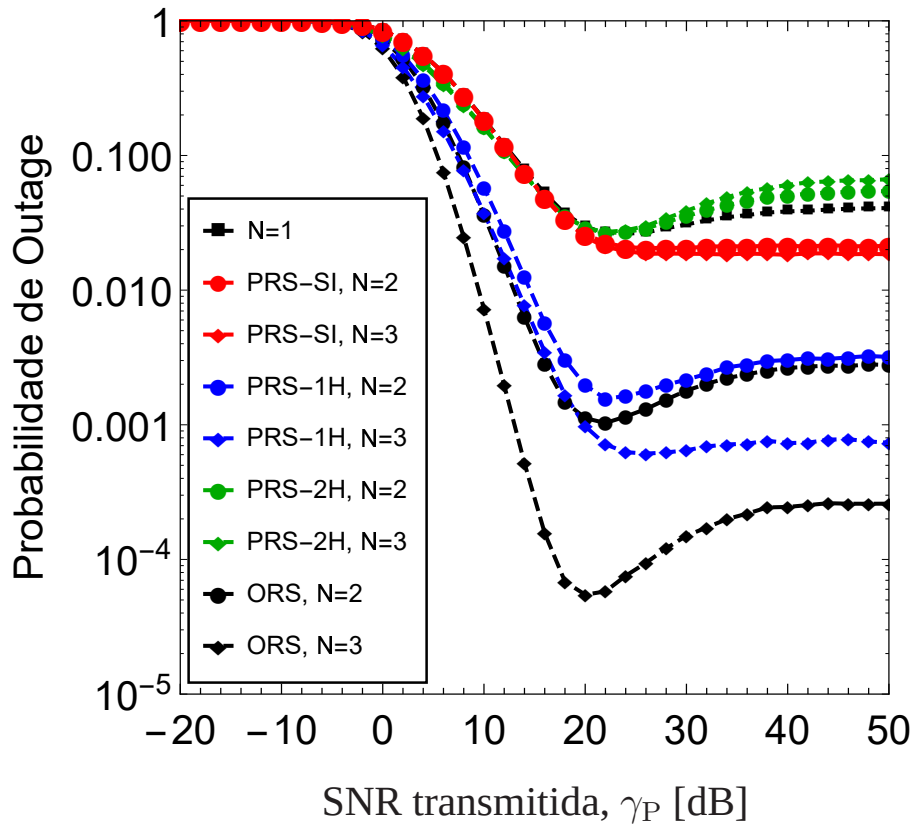


Figura 14 – Probabilidade de *outage* vs SNR transmitida nos nós secundários da rede, para  $N = 1, 2$  e 3 e  $M = 2$ . Considera-se que  $\gamma_{Tx} = 10$  dB. Fonte: Próprio autor.

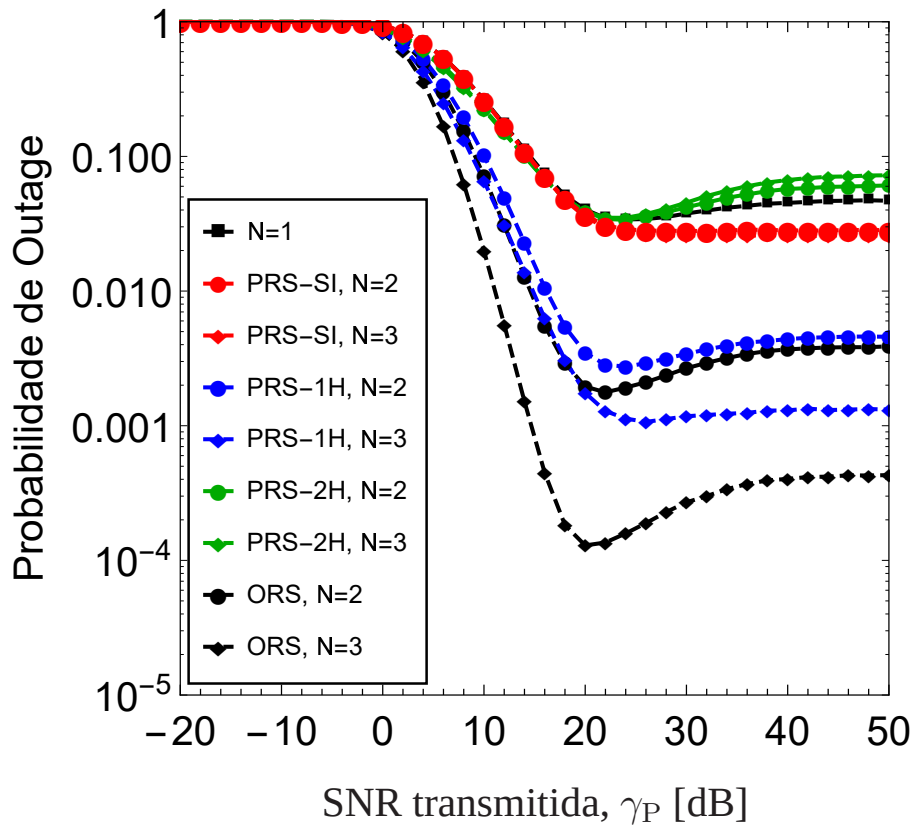


Figura 15 – Probabilidade de *outage* vs SNR transmitida nos nós secundários da rede, para  $N = 1, 2, 3$ ;  $M = 3$ . Considera-se que  $\gamma_{Tx} = 10$  dB. Fonte: Próprio autor.

Outro ponto a ser observado é que os critérios ORS e PRS-1H foram mais afetados pelo efeito da interferência gerado pela rede primária quando comparados aos demais critérios. O fator que mais contribui para isso é a posição dos transmissores, que estão mais próximos de S do que D, dessa forma a SINR do primeiro salto será afetada mais severamente pela interferência do que a SINR do segundo salto.

### 5.3 PROBABILIDADE DE *OUTAGE* ASSINTÓTICA

A probabilidade de *outage* assintótica, obtida por meio de (4.6) são confrontados com os resultados obtidos por simulações numéricas de Monte Carlo na Figura 16, em um cenário com  $N = 1, 2, 3$ ;  $M = 3$  e com os demais parâmetros iguais aos usados nos resultados anteriores. Como visto, para todos os cenários o valor obtido pela expressão analítica convergiu com as curvas obtidas por meio das simulações na região de alta SNR.

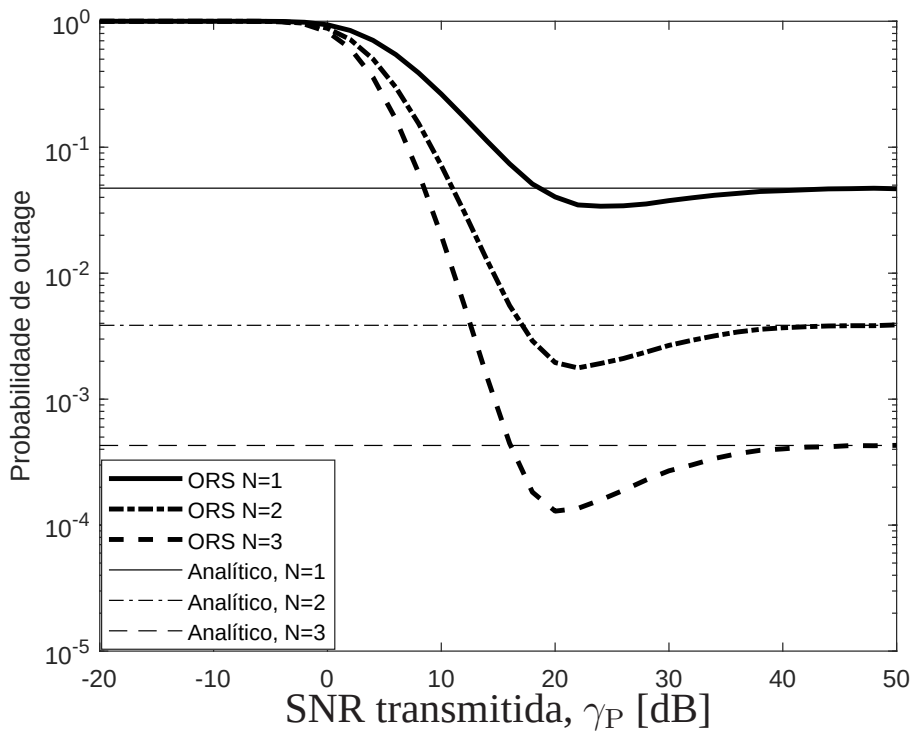


Figura 16 – Probabilidade de *outage* do critério ORS obtidas por simulações numéricas de Monte Carlo e pela expressão analítica, para um cenário em que  $N = 1, 2, 3$ ;  $M = 3$ .

Na Figura 17 entretanto, o resultado obtido pela expressão analítica (4.7) não convergiu com os resultados obtidos por meio das simulações numéricas de Monte Carlo. Neste caso, constatou-se que a abordagem usada na análise dos outros critérios não forneceu uma boa aproximação para os resultados obtidos por simulação.

Na Figura 18 observou-se uma convergência das assíntotas obtidas em (4.8) com as curvas simuladas na região de alta SNR. Note que houve uma pequena discrepância entre a curva simulada com a analítica para  $N = 3$ , ao passo que para cenário com dois retransmissores essa diferença não foi observada.

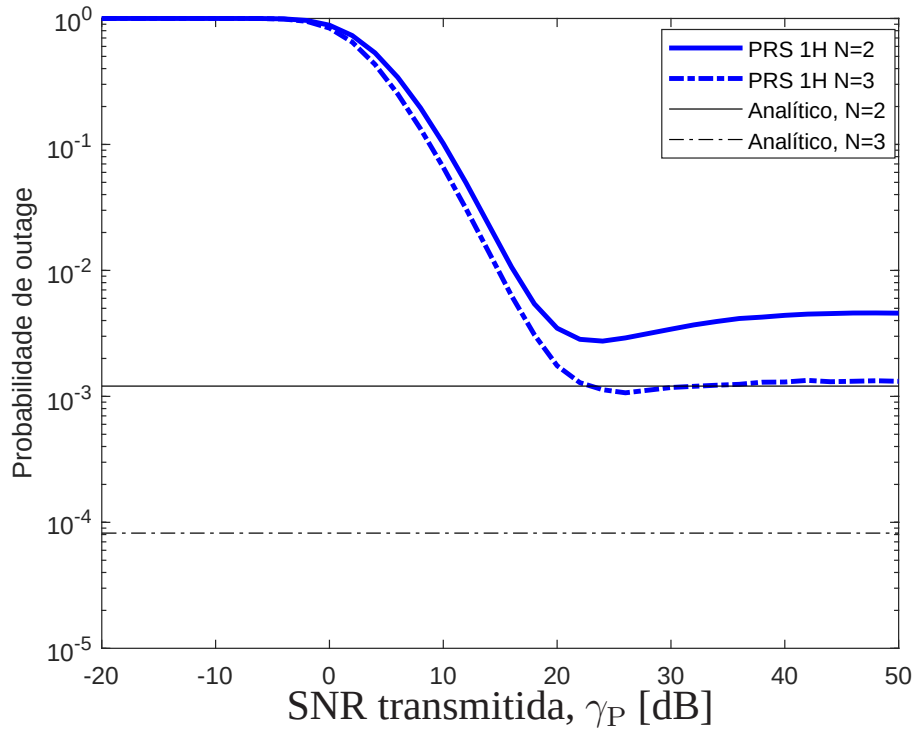


Figura 17 – Probabilidade de *outage* do critério PRS-1H obtidas por simulações numéricas de Monte Carlo e pela expressão analítica, para um cenário em que  $N = 2, 3$ ;  $M = 3$ .

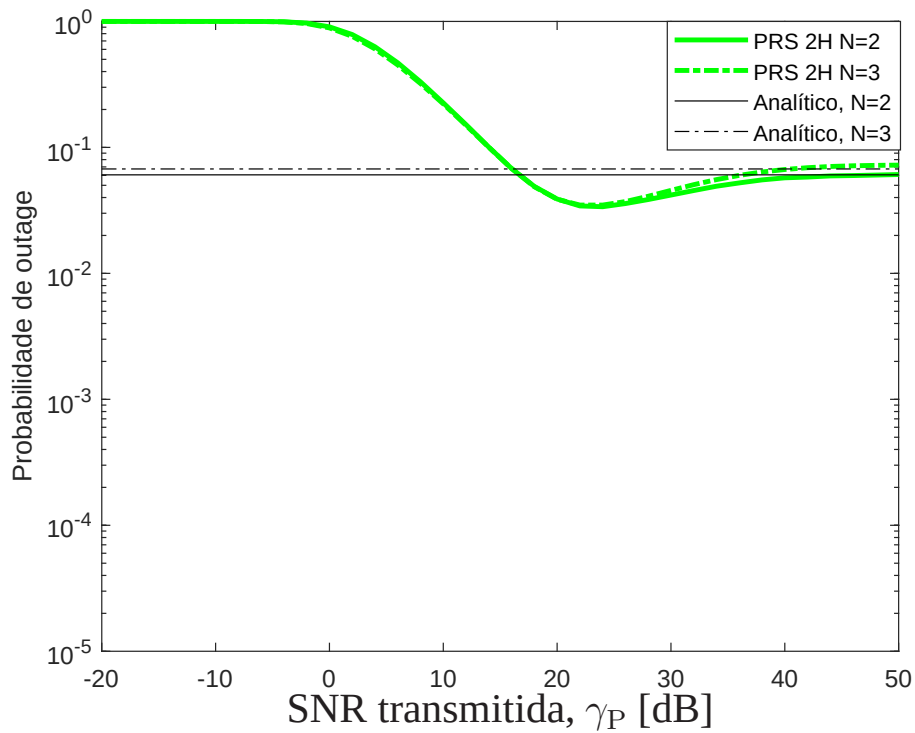


Figura 18 – Probabilidade de *outage* do critério PRS-2H obtidas por simulações numéricas de Monte Carlo e pela expressão analítica, para um cenário em que  $N = 2, 3$ ;  $M = 3$ .

Note que na [Figura 19](#) os resultados obtidos pela expressão [\(4.9\)](#) também foram validados pelas simulações numéricas de Monte Carlo, sendo observado uma convergência de resultados na região de alta SNR. Observe que, nesse cenário, a diversidade cooperativa tem pouco efeito no desempenho de *outage* para esse critério, pois ao aumentar o número de retransmissores não foram notadas melhoras significativas de desempenho.

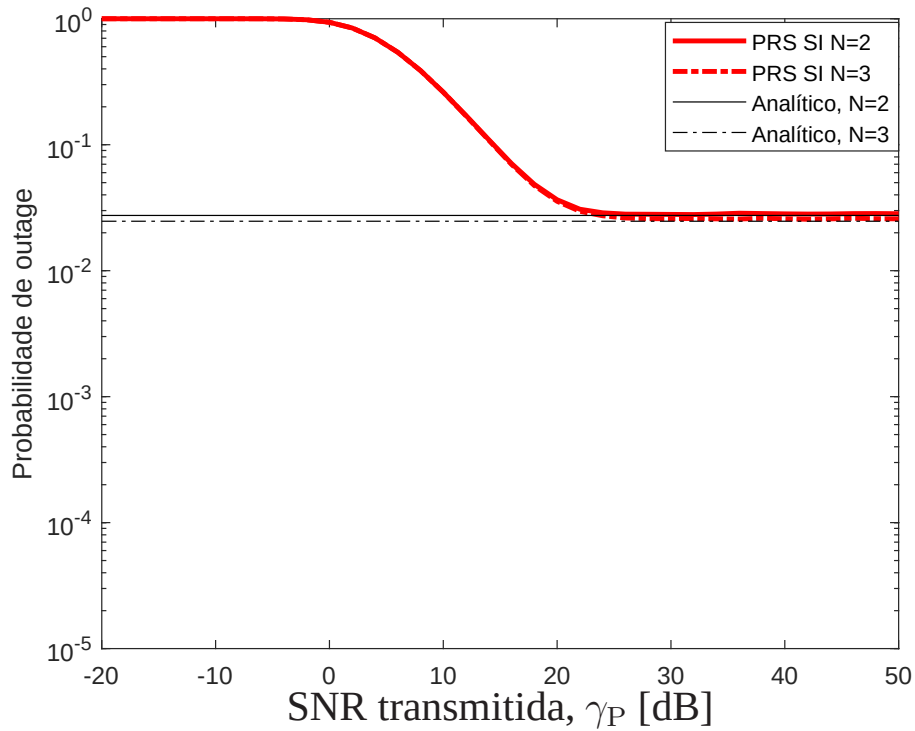


Figura 19 – Probabilidade de *outage* do critério PRS-SI obtidas por simulações numéricas de Monte Carlo e pela expressão analítica, para um cenário em que  $N = 2, 3$ ;  $M = 3$ .

## 6 CONCLUSÃO

Neste trabalho, avaliou-se o impacto da interferência gerada pela rede primária sobre o desempenho, em termos da probabilidade de *outage*, de uma rede cooperativa-cognitiva *full duplex*, com compartilhamento de espectro *underlay*, protocolo decodifica-e-encaminha, para quatro critérios de seleção de retransmissor, em diferentes cenários. Foi visto que o aumento do número de transmissores primários implica em uma degradação do desempenho de *outage* da rede secundária. No entanto, essa degradação pode ser amenizada aumentando-se o número de retransmissores.

No cenário em que a rede possui dois retransmissores foi visto que o critério de seleção parcial PRS-1H possui desempenho próximo ao critério ótimo na região de alta SNR, tornando o critério subótimo mais vantajoso a fim de diminuir o *feedback overhead* da rede. As expressões analíticas da probabilidade de *outage* para os critérios de seleção oportunista, parcial dos enlaces de primeiro salto, parcial dos enlaces do segundo salto e parcial dos enlaces de auto interferência, sob efeito de interferência gerada por múltiplos transmissores primários foram derivadas e seus resultados confrontados com os resultados obtidos das simulações numéricas usando o método de Monte Carlo. Os resultados analíticos demonstraram ser uma boa aproximação para os critérios ORS, PRS-2H e PRS-SI, não sendo satisfatórios para o critério PRS-1H. Contudo, salvo essa exceção, esses resultados analíticos permitem quantificar o impacto dos transmissores primários sobre o desempenho da rede secundária. Para estudos futuros, abordagens alternativas podem ser consideradas a fim de determinar uma expressão analítica mais adequada ao critério PRS-1H.

## REFERÊNCIAS

- [1] C. X. Wang, F. Haider, X. Gao, X. H. You, Y. Yang, D. Yuan, H. M. Aggoune, H. Haas, S. Fletcher, and E. Hepsaydir, “*Cellular Architecture and Key Technologies for 5G Wireless Communication Networks*,” IEEE Commun. Mag., vol. 52, no. 2, pp. 122–130, Feb. 2014.
- [2] S. Haykin, “*Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications*,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 23, no. 2, pp. 201–220, Feb. 2005.
- [3] M. Amjad, F. Akhtar, M. H. Rehmani, M. Reisslein, and T. Umer, “*Full-duplex communication in cognitive radio networks: A survey*,” IEEE Commun. Surveys Tuts, vol. 19, no. 4, pp. 2158-2191, Fourthquarter 2017.
- [4] Y. Yang, H. Hu, J. Xu, and G. Mao, “*Relay Technologies for WiMAX and LTE-Advanced Mobile Systems*,” IEEE Commun. Mag., vol. 47, no. 10, pp. 100–105, Oct. 2009.
- [5] D. P. M. Osorio, E. E. B. Olivo, M. K. Tojeiro, and L. V. Peres, “*Impact of primary-user interference on multiuser cognitive relaying networks*,” Journal Communication and Information Systems, vol. 33, no. 1, 2018.
- [6] J. A. Hussein, S. Boussakta, and S. S. Ikki, “*Performance study of a UCRN over Nakagami-m fading channels in the presence of CCI*,” IEEE Trans. Cognitive Commun. Netw, vol. 3, no. 4, pp. 752-765, Dec. 2017.
- [7] X. Zhang et al. “*Exact Outage Analysis in Cognitive Two-Way Relay Networks With Opportunistic Relay Selection Under Primary User’s Interference*”. IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 64, Nº. 6, June 2015.
- [8] S. Thakur et al. “*On the Performance of GSC/MRC based Cognitive Radio Networks with Multiple Primary Users*”. IEEE 13th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS), 2018.
- [9] D. P. Mucin. “*Esquemas de Seleção de Relay para Redes Cooperativas Full-Duplex com Compartilhamento Espectral do Tipo Underlay*”. Trabalho de Conclusão de Curso - Unesp Campus Experimental de São João da Boa Vista, 2018.
- [10] A. Goldsmith. “*Wireless Communication*”. Stanford University, 2004.
- [11] T. Rappaport, “*Wireless Communications: Principles and Practice*” Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 2001.
- [12] D. B. da Costa, H. Ding and J. Ge. *Interference-Limited Relaying Transmissions in Dual-Hop Cooperative Networks over Nakagami-m Fading* IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 15, NO. 5, MAY 2011

- [13] M. Dohler and Y. Li. “*Cooperative Communications: Hardware, Channel & PHY*”. The University of Sydney, Austrália. 29 de janeiro de 2010.
- [14] L.Ngoc, T. Masmoud, A. “*Full-Duplex Wireless Communications Systems - Self-Interference Cancellation*”. Series editor, Xuemin (Sherman) Shen. University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada.
- [15] A. Goldsmith, S. A. Jafar, I. Maric, and S. Srinivasa, “*Breaking Spectrum Gridlock with Cognitive Radios: An Information Theoretic Perspective*”, Proc. IEEE, vol. 97, no. 5, pp. 894–914, May 2009.
- [16] E. E. B. Olivo, D. P. M. Osorio, H. Alves, J. C. S. S. Filho and M. Latva-Aho, “*Cognitive Full-Duplex Decode-and-Forward Relaying Networks With Usable Direct Link and Transmit-Power Constraints*,” in IEEE Access, vol. 6, pp. 24983-24995, 2018.
- [17] A. M. Salhab and S. A. Zummo. “*Cognitive DF Generalized Order Relay Selection Networks With Interference From Primary User*”. 357-362. 10.1109/WCNC.2015.7127496. 2015.
- [18] Z. Bin and Z. Zhongshan. “*Opportunistic Two-Way Full-Duplex Relay Selection in Underlay Cognitive Networks*”. IEEE Systems Journal. 12. 725-734. 10.1109/JSYST.2016.2514601, 2018.
- [19] A. Papoulis, “*Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*”, 4th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2002.

## APÊNDICE A – PROBABILIDADE DE OUTAGE - CRITÉRIO ORS

Neste apêndice, a expressão analítica de probabilidade de *outage* assintótica de uma rede cooperativa-cognitiva *full duplex*, do tipo *underlay* e operando sob o protocolo decodifica-e-encaminha é derivada para o critério de seleção de retransmissor oportunista. Sabe-se que a probabilidade de outage é definida com a probabilidade da SNR fim-a-fim,  $\gamma$ , estar abaixo do limiar alvo,  $\tau$ . Considerando esse critério, a probabilidade de *outage* pode ser obtida como

$$\begin{aligned}
 P_{\text{out}} &= \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_{\text{SR}_n^*}}{1 + \gamma_{\text{SI}_n^*} + \sum_{m=1}^M \gamma_{\text{T}_{\text{x}_m} \text{R}_n^*}}, \frac{\gamma_{\text{R}_n^* \text{D}} + \gamma_{\text{SD}}}{1 + \sum_{m=1}^M \gamma_{\text{T}_{\text{x}_m} \text{D}}} \right) < \tau \right] \\
 &= \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_{\text{SR}_1}}{1 + \gamma_{\text{SI}_1} + \sum_{m=1}^M \gamma_{\text{T}_{\text{x}_m} \text{R}_1}}, \frac{\gamma_{\text{R}_1 \text{D}} + \gamma_{\text{SD}}}{1 + \sum_{m=1}^M \gamma_{\text{T}_{\text{x}_m} \text{D}}} \right) < \tau, \right. \\
 &\quad \left. \dots, \min \left( \frac{\gamma_{\text{SR}_N}}{1 + \gamma_{\text{SI}_N} + \sum_{m=1}^M \gamma_{\text{T}_{\text{x}_m} \text{R}_N}}, \frac{\gamma_{\text{R}_N \text{D}} + \gamma_{\text{SD}}}{1 + \sum_{m=1}^M \gamma_{\text{T}_{\text{x}_m} \text{D}}} \right) < \tau \right] \\
 &= \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SR}_1}}{g_{\text{SR}_x} \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{\text{SI}_1}}{g_{\text{R}_1 \text{Rx}}} + g_{\text{T}_{\text{x}} \text{R}_1} \gamma_{\text{T}_{\text{x}}} \right)}, \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{\text{R}_1 \text{D}}}{g_{\text{R}_1 \text{Rx}} (1 + g_{\text{T}_{\text{x}} \text{D}} \gamma_{\text{T}_{\text{x}}})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SD}}}{g_{\text{SR}_x} (1 + g_{\text{T}_{\text{x}} \text{D}} \gamma_{\text{T}_{\text{x}}})} \right) < \tau, \right. \\
 &\quad \left. \dots, \min \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SR}_N}}{g_{\text{SR}_x} \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{\text{SI}_N}}{g_{\text{R}_N \text{Rx}}} + g_{\text{T}_{\text{x}} \text{R}_N} \gamma_{\text{T}_{\text{x}}} \right)}, \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{\text{R}_N \text{D}}}{g_{\text{R}_N \text{Rx}} (1 + g_{\text{T}_{\text{x}} \text{D}} \gamma_{\text{T}_{\text{x}}})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SD}}}{g_{\text{SR}_x} (1 + g_{\text{T}_{\text{x}} \text{D}} \gamma_{\text{T}_{\text{x}}})} \right) < \tau \right] \quad (\text{A.1})
 \end{aligned}$$

Para que a probabilidade de *outage* possa ser representada na forma de produtório os eventos devem ser independentes entre si, dessa forma, a partir de (A.1),  $P_{\text{out}}$  é descondicionada em relação aos ganhos de canal comuns a todos os eventos,  $g_{\text{SD}}$ ,  $g_{\text{SR}_x}$  e  $g_{\text{T}_{\text{x}} \text{D}}$ , como em (A.2)

$$\begin{aligned}
 P_{\text{out}} &= \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \prod_{n=1}^N \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SR}_n}}{x \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{\text{SI}_n}}{g_{\text{R}_n \text{Rx}}} + g_{\text{T}_{\text{x}} \text{R}_n} \gamma_{\text{T}_{\text{x}}} \right)}, \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{\text{R}_n \text{D}}}{g_{\text{R}_n \text{Rx}} (1 + u \gamma_{\text{T}_{\text{x}}})} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x (1 + u \gamma_{\text{T}_{\text{x}}})} \right) < \tau \middle| n^* = n \right] \times f_{g_{\text{SD}}}(z) f_{g_{\text{SR}_x}}(x) f_{g_{\text{T}_{\text{x}} \text{D}}}(u) dz dx du. \quad (\text{A.2})
 \end{aligned}$$

A seguir, em (A.3) é aplicada para separar os termos do operador de mínimo, tal que  $P(\gamma_1 \cap \gamma_2) = P(\gamma_1) + P(\gamma_2) - P(\gamma_1, \gamma_2)$ , em que  $P(\gamma_1, \gamma_2) = P(\gamma_1)P(\gamma_2)$ . Para que isso seja possível, os eventos  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  devem ser independentes, portanto eliminamos a dependência dos dois eventos descondicionando o ganho de canal  $g_{\text{R}_n \text{Rx}}$ , comum aos dois saltos.

$$\begin{aligned}
P_{out} &\stackrel{(b)}{=} \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \prod_{n=1}^N \int_0^\infty \left[ \Pr \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SR_n}}{x \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{SI_n}}{g_{R_n Rx}} + g_{TxR_n} \gamma_{Tx} \right)} < \tau \middle| n^* = n \right) \right. \\
&\quad + \Pr \left( \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_n D}}{g_{R_n Rx} (1 + u \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x (1 + u \gamma_{Tx})} < \tau \middle| n^* = n \right) \\
&\quad - \Pr \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SR_n}}{x \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{SI_n}}{g_{R_n Rx}} + g_{TxR_n} \gamma_{Tx} \right)} < \tau \middle| n^* = n \right) \\
&\quad \times \Pr \left( \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_n D}}{g_{R_n Rx} (1 + u \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x (1 + u \gamma_{Tx})} < \tau \middle| n^* = n \right) f_{g_{R_n Rx}} dy_n \Big] \\
&\quad \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{SRx}}(x) f_{g_{TxD}}(u) dz dx du.
\end{aligned} \tag{A.3}$$

Em seguida, em (A.4) a probabilidade de *outage* é resolvida isolando-se os termos  $g_{SR_n}$  e  $g_{R_n D}$ . Para isso, os termos  $g_{SI_n}$  e  $g_{TxR_n}$  são descondicionados e  $P_{out}$  é dado por

$$\begin{aligned}
P_{out} &= \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \prod_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr \left( g_{SR_n} < \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \middle| n^* = n \right) \right. \\
&\quad + \Pr \left( g_{R_n D} < \frac{y_n (1 + u \gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x (1 + u \gamma_{Tx})} \right) \middle| n^* = n \right) \\
&\quad - \Pr \left( g_{SR_n} < \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \middle| n^* = n \right) \\
&\quad \times \Pr \left( g_{R_n D} < \frac{y_n (1 + u \gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x (1 + u \gamma_{Tx})} \right) \middle| n^* = n \right) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{TxR_n}}(v) dy_n d\omega dv \Big] \\
&\quad \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{SRx}}(x) f_{g_{TxD}}(u) dz dx du.
\end{aligned} \tag{A.4}$$

É possível simplificar a expressão (A.4) analisando os limites de integração referente a variável  $z$ . É observado que no segundo termo da expressão acima que o evento de *outage* só é possível de ocorrer quando  $z < \tau x (1 + u \gamma_{Tx} / \gamma_I \alpha_1)$ , pois fora desse intervalo seria necessário que o ganho de canal  $g_{R_n D}$  seja menor que zero, o que é improvável já que o ganho é sempre positivo. Na equação (A.5) é aplicada essa condição aos limites de integração da integral relacionada a variável  $z$ , e a expressão para probabilidade de *outage* é expressa da seguinte forma

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \prod_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr \left( g_{SR_n} < \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \middle| n^* = n \right) \right. \\
& + \Pr \left( g_{R_n D} < \frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \middle| n^* = n \right) \\
& - \Pr \left( g_{SR_n} < \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \middle| n^* = n \right) \\
& \times \Pr \left( g_{R_n D} < \frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \middle| n^* = n \right) f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{Tx R_n}}(v) dy_n d\omega dv \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{SR_x}}(x) f_{g_{Tx D}}(u) dz dx du \Bigg] \\
& + \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \prod_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr \left( g_{SR_n} < \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \middle| n^* = n \right) \right. \\
& \left. f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{Tx R_n}}(v) dy_n d\omega dv \right] \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{SR_x}}(x) f_{g_{Tx D}}(u) dz dx du. \tag{A.5}
\end{aligned}$$

Os produtórios em (A.5) podem ser expressos como potência dos seus fatores, já que os ganhos de canal são considerados independentes e identicamente distribuídos (i.i.d) [19]. Após a aplicação dessa propriedade, a expressão para a probabilidade de *outage* fica na seguinte forma

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \left\{ \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ F_{g_{SR_n}} \left( \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \right) \right. \right. \\
& + F_{g_{R_n D}} \left( \frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \right) - F_{g_{SR_n}} \left( \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \right) \\
& \times F_{g_{R_n D}} \left( \frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \right) \Bigg] f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{Tx R_n}}(v) dy_n d\omega dv \Bigg\}^N \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{SR_x}}(x) f_{g_{Tx D}}(u) dz dx du \\
& + \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \left\{ \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty F_{g_{SR_n}} \left( \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \right) \right. \\
& \left. f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{Tx R_n}}(v) dy_n d\omega dv \right\}^N \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{SR_x}}(x) f_{g_{Tx D}}(u) dz dx du. \tag{A.6}
\end{aligned}$$

em que as CDFs de  $g_{SR}$  e  $g_{RD}$  são dadas por

$$F_{g_{SR_n}} \left( \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \right) = 1 - e^{-\frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right)} \tag{A.7}$$

$$F_{g_{R_nD}} \left( \frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{\alpha_2\gamma_I\Omega_{RD}} \left( \tau - \frac{\gamma_I\alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \right) = 1 - e^{-\frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2\gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I\alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right)} \quad (\text{A.8})$$

As PDFs de  $g_{R_nR_x}$ ,  $g_{SI_n}$ ,  $g_{SD}$  e  $g_{SR_x}$  são dadas por (A.9) a (A.12) com distribuição exponencial. As expressões (A.13) e (A.14) representam as PDFs de  $g_{TxD}$  e  $g_{TxR}$ , respectivamente, seguindo uma distribuição gamma com parâmetros  $m_I$ ,  $\bar{\Omega}_{TxD}$  e  $\bar{\Omega}_{TxR}$  que são dadas por  $\bar{\Omega}_{TxD} = \sum_{m=1}^M \Omega_{Tx_mD}$  e  $\bar{\Omega}_{TxR} = \sum_{m=1}^M \Omega_{Tx_mR}$  tem-se

$$f_{g_{R_nR_x}}(y_n) = \frac{1}{\Omega_{RR_x}} e^{-\frac{y_n}{\Omega_{RR_x}}} \quad (\text{A.9})$$

$$f_{g_{SI_n}}(\omega) = \frac{1}{\Omega_{SI}} e^{-\frac{\omega}{\Omega_{SI}}} \quad (\text{A.10})$$

$$f_{g_{SD}}(z) = \frac{1}{\Omega_{SD}} e^{-\frac{z}{\Omega_{SD}}} \quad (\text{A.11})$$

$$f_{g_{SR_x}}(x) = \frac{1}{\Omega_{SR_x}} e^{-\frac{x}{\Omega_{SR_x}}} \quad (\text{A.12})$$

$$f_{g_{TxD}}(u) = \frac{m_I^{m_I} u^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \bar{\Omega}_{TxD}^{m_I}} \quad (\text{A.13})$$

$$f_{g_{TxR}}(v) = \frac{m_I^{m_I} v^{m_I-1}}{\Gamma(m_I) \bar{\Omega}_{TxR}^{m_I}} \quad (\text{A.14})$$

## APÊNDICE B – PROBABILIDADE DE OUTAGE - CRITÉRIO PRS-1H

Neste apêndice, a expressão analítica de probabilidade de *outage* assintótica de uma rede cooperativa-cognitiva *full duplex*, do tipo *underlay* e operando sob o protocolo decodifica-e-encaminha é derivada para o critério de seleção de retransmissor parcial baseado nos enlaces do primeiro salto. Considerando esse critério, a probabilidade de *outage* pode ser obtida como

$$\begin{aligned}
 P_{\text{out}} &= \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_{\text{SR}_{n^*}}}{1 + \gamma_{\text{SI}_{n^*}} + \sum_{m=1}^M \gamma_{\text{Tx}_m \text{R}_{n^*}}}, \frac{\gamma_{\text{R}_{n^*} \text{D}} + \gamma_{\text{SD}}}{1 + \sum_{m=1}^M \gamma_{\text{Tx}_m \text{D}}} \right) < \tau \right] \\
 &= \Pr \left[ \min \left( \underbrace{\frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SR}_{n^*}}}{g_{\text{SRx}} \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{\text{SI}_{n^*}}}{g_{\text{R}_{n^*} \text{Rx}}} + g_{\text{Tx}_{n^*} \text{Tx}} \right)}}_{\gamma_{\text{R}_{1,n^*}}}, \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{\text{R}_{n^*} \text{D}}}{g_{\text{R}_{n^*} \text{Rx}} (1 + g_{\text{TxD}} \gamma_{\text{Tx}})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SD}}}{g_{\text{SRx}} (1 + g_{\text{TxD}} \gamma_{\text{Tx}})} \right) < \tau \right]
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

Em (B.2) o Teorema da Probabilidade Total é aplicado a fim de encontrar a probabilidade de ocorrência do evento de *outage* obtido do primeiro salto, a partir do evento de *outage* obtido pela SNR fim-a-fim do sistema. De forma geral, o Teorema Total da Probabilidade é expresso por  $\Pr(A) = \sum_{i=1}^k \Pr(A|B_i) \Pr(B_i)$ . Os ganhos de canal  $g_{\text{R}_{n^*} \text{Rx}}$  e  $g_{\text{SRx}}$  comuns ao primeiro e segundo salto foram desconicionados para que os termos do operador de mínimo pudessem ser separados. De acordo com (3.10) o  $n$ -ésimo retransmissor escolhido para cooperar na comunicação entre S e D ( $n^* = n$ ) é aquele que maximiza a SINR do enlace do primeiro salto, ao passo que  $i$  denota o índice dos demais retransmissores.

$$\begin{aligned}
 P_{\text{out}} &= \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left[ \min \left( \gamma_{\text{R}_{1,n^*}}, \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{\text{R}_{n^*} \text{D}}}{y_n (1 + g_{\text{TxD}} \gamma_{\text{Tx}})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SD}}}{x (1 + g_{\text{TxD}} \gamma_{\text{Tx}})} \right) < \tau \middle| n^* = n \right] \\
 &\quad \times \Pr(n^* = n) f_{g_{\text{R}_{n^*} \text{Rx}}}(y_n) f_{g_{\text{SRx}}}(x) dy_n dx \\
 &= \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left[ \min \left( \gamma_{\text{R}_{1,n^*}}, \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{\text{R}_{n^*} \text{D}}}{y_n (1 + g_{\text{TxD}} \gamma_{\text{Tx}})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SD}}}{x (1 + g_{\text{TxD}} \gamma_{\text{Tx}})} \right) < \tau \middle| n^* = n \right] \\
 &\quad \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \Pr(\gamma_{\text{R}_{1,i}}, \gamma_{\text{R}_{1,n}}) f_{g_{\text{R}_{n^*} \text{Rx}}}(y_n) f_{g_{\text{SRx}}}(x) dy_n dx.
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

A seguir, em (B.3) os termos de operador de mínimo são separados, para isso o ganho de canal  $g_{\text{TxD}}$ , comum em todos os saltos, foi desconicionado

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr\left(\gamma_{R_{1,n}} < \tau \middle| n^* = n\right) \right. \\
& + \Pr\left(\frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_n^* D}}{y_n(1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{x(1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} < \tau \middle| n^* = n\right) - \Pr\left(\gamma_{R_{1,n}} < \tau \middle| n^* = n\right) \\
& \left. \Pr\left(\frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_n^* D}}{y_n(1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{x(1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} < \tau \middle| n^* = n\right) \right] \\
& \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \Pr(\gamma_{R_{1,i}}, \gamma_{R_{1,n}}) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{S Rx}}(x) dy_n dx.
\end{aligned} \tag{B.3}$$

Em (B.4) a integral é resolvida em termos do ganho  $g_{R_n D}$ , descondicionando para isso os ganhos  $g_{SD}$  e  $g_{TxD}$  nas integrais mais externas e  $g_{R_i Rx}$ . É possível simplificar a expressão analisando os limites de integração da referente a variável  $z$ . É observado que no segundo termo da expressão acima que o evento de *outage* só é possível de ocorrer quando  $z < \tau x(1 + u\gamma_{Tx}/\gamma_I \alpha_1)$ , pois fora desse intervalo seria necessário que o ganho de canal  $g_{R_n D}$  seja menor que zero, o que é improvável já que o ganho é sempre positivo.

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr\left(\gamma_{R_{1,n}} < \tau \middle| n^* = n\right) \right] \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \Pr(\gamma_{R_{1,i}} < \gamma_{R_{1,n}}) f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dy_i \right] \\
& \times f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{S Rx}}(x) dy_n dx \\
& + \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \left[ \Pr\left(g_{R_n D} < \frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left(\tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})}\right) \middle| n^* = n\right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \Pr(\gamma_{R_{1,i}} < \gamma_{R_{1,n}}) f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dy_i \right] \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{S Rx}}(x) dz du dy_n dx \\
& - \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \left[ \Pr\left(\gamma_{R_{1,n}} < \tau \middle| n^* = n\right) \right. \\
& \left. \Pr\left(g_{R_n D} < \frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left(\tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})}\right) \middle| n^* = n\right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \Pr(\gamma_{R_{1,i}} < \gamma_{R_{1,n}}) f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dy_i \right] \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{S Rx}}(x) dz du dy_n dx.
\end{aligned} \tag{B.4}$$

Na expressão (B.5) a função  $F_{\gamma_{R_{1,n}}}(m)$  é aplicada para a resolução de  $\Pr(\gamma_{R_{1,i}} < \gamma_{R_{1,n}})$

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ F_{\gamma_{R_{1,n}}}(\tau) \right] \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty F_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{R_i R_x}}(y_i) dy_i \right] f_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) \\
& \times f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{S R_x}}(x) dmdy_n dx \\
& + \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{T_x})}{\gamma_I \alpha_1}} \int_0^\infty \left[ F_{g_{R_n D}} \left( \frac{y_n(1+u\gamma_{T_x})}{\alpha_2 \gamma_I \Omega_{RD}} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{T_x})} \right) \right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty F_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{R_i R_x}}(y_i) dy_i \right] \times f_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{S R_x}}(x) dmdz dudy_n dx \\
& - \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{T_x})}{\gamma_I \alpha_1}} \int_0^\infty \left[ F_{\gamma_{R_{1,n}}}(\tau) F_{g_{R_n D}} \left( \frac{y_n(1+u\gamma_{T_x})}{\alpha_2 \gamma_I \Omega_{RD}} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{T_x})} \right) \right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty F_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{R_i R_x}}(y_i) dy_i \right] \times f_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{S R_x}}(x) dmdz dudy_n dx.
\end{aligned} \tag{B.5}$$

Os produtórios de (B.5) podem ser expressos como potências e multiplicação de seus fatores, considerando que os ganhos de canal são i.i.d, então a expressão para probabilidade de outage fica como (B.6)

$$\begin{aligned}
P_{out} = & N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\tau \left[ \int_0^\infty F_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{R_i R_x}}(y_i) dy_i \right]^{N-1} f_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{S R_x}}(x) dmdy_n dx \\
& + N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\tau \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{T_x})}{\gamma_I \alpha_1}} \int_0^\infty \left[ F_{g_{R_n D}} \left( \frac{y_n(1+u\gamma_{T_x})}{\alpha_2 \gamma_I \Omega_{RD}} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{T_x})} \right) \right) \right] \\
& \times \left[ \int_0^\infty F_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{R_i R_x}}(y_i) dy_i \right]^{N-1} \times f_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{S R_x}}(x) dmdz dudy_n dx \\
& - N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\tau \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{T_x})}{\gamma_I \alpha_1}} \int_0^\tau \left[ F_{g_{R_n D}} \left( \frac{y_n(1+u\gamma_{T_x})}{\alpha_2 \gamma_I \Omega_{RD}} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{T_x})} \right) \right) \right] \\
& \times \left[ \int_0^\infty F_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{R_i R_x}}(y_i) dy_i \right]^{N-1} \times f_{\gamma_{R_{1,n}}}(m) f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{S R_x}}(x) dmdz dudy_n dx.
\end{aligned} \tag{B.6}$$

A CDF de  $\gamma_{R_1}$  é calculada e expressa por

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{R_1}}(m) &= \Pr\left(\frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SR_n^*}}{g_{SR_x}\left(1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{SI_n^*}}{g_{R_n^* R_x}} + g_{TxR_n^*} \gamma_{Tx}\right)} < m\right) \\
&= \int_0^\infty \int_0^\infty g_{SR} < \frac{mx}{\gamma_I \alpha_1} \left(1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{SI}}{y_n} + g_{TxR} \gamma_{Tx}\right) f_{g_{TxR}}(v) f_{g_{SI_n}}(\omega) dv d\omega \\
&= \int_0^\infty \int_0^\infty F_{g_{SR_n}}\left(\frac{mx}{\gamma_I \alpha_1} \left(1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{SI}}{y_n} + g_{TxR} \gamma_{Tx}\right)\right) f_{g_{TxR}}(v) f_{g_{SI_n}}(\omega) dv d\omega \\
&= 1 - \frac{y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 e^{-\frac{y_n}{\Omega_{RRx}}} e^{-\frac{x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}}}}{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})(\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \overline{\Omega}_{TxR}) \Omega_{RRx}}. \tag{B.7}
\end{aligned}$$

e a PDF dada por

$$\begin{aligned}
f_{\gamma_{R_1}}(m) &= \frac{dF_{\gamma_{R_1}}(m)}{dm} \\
&= \frac{e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}} - \frac{x}{\Omega_{SRx}} - \frac{y_n}{\Omega_{RRx}}} x y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 \overline{\Omega}_{TxR}}{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})(\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \overline{\Omega}_{TxR})^2 \Omega_{SRx} \Omega_{RRx}} \\
&\quad - \frac{e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}} - \frac{x}{\Omega_{SRx}} - \frac{y_n}{\Omega_{RRx}}} x y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 \overline{\Omega}_{TxR}}{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})^2 (\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \overline{\Omega}_{TxR}) \Omega_{SRx} \Omega_{RRx}} \\
&\quad + \frac{e^{\frac{-x\tau}{\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR}} - \frac{x}{\Omega_{SRx}} - \frac{y_n}{\Omega_{RRx}}} x y_n \gamma_I \alpha_1^2 \Omega_{SR}^2 \overline{\Omega}_{TxR}}{(y_n \alpha_1 \Omega_{SR} - x(\alpha_1 - 1)\tau \Omega_{SI})(\gamma_I \alpha_1 \Omega_{SR} + x\gamma_{Tx}\tau \overline{\Omega}_{TxR}) \Omega_{SRx} \Omega_{RRx}}. \tag{B.8}
\end{aligned}$$

## APÊNDICE C – PROBABILIDADE DE OUTAGE - CRITÉRIO PRS-2H

Neste apêndice, a expressão analítica de probabilidade de *outage* assintótica de uma rede cooperativa-cognitiva *full duplex*, do tipo *underlay* e operando sob o protocolo decodifica-e-encaminha é derivada para o critério de seleção de retransmissor parcial baseado nos enlaces do segundo salto. Considerando esse critério, a probabilidade de *outage* pode ser obtida como

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_{SR_{n^*}}}{1 + \gamma_{SI_{n^*}} + \sum_{m=1}^M \gamma_{Tx_m R_{n^*}}}, \frac{\gamma_{R_{n^*} D} + \gamma_{SD}}{1 + \sum_{m=1}^M \gamma_{Tx_m D}} \right) < \tau \right] \\
 &= \Pr \left[ \min \left( \underbrace{\frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SR_{n^*}}}{g_{SRx} \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{SI_{n^*}}}{g_{R_{n^*} Rx}} + g_{Tx R_{n^*}} \gamma_{Tx} \right)}}_{\gamma_{R1, n^*}}, \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_{n^*} D}}{g_{R_{n^*} Rx} (1 + g_{Tx D} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{g_{SRx} (1 + g_{Tx D} \gamma_{Tx})} \right) < \tau \right]
 \end{aligned} \tag{C.1}$$

Na expressão (C.2) o Teorema da Probabilidade Total é aplicado a fim de encontrar a probabilidade de ocorrência do evento de *outage* obtido do segundo salto, a partir do evento de *outage* obtido pela SNR fim-a-fim do sistema. De forma geral, o Teorema Total da Probabilidade é expresso por  $\Pr(A) = \sum_{i=1}^k \Pr(A|B_i) \Pr(B_i)$ . Os ganhos de canal  $g_{R_n Rx}$  e  $g_{SRx}$  comuns ao primeiro e segundo salto foram descondicionados para que os termos do operador de mínimo pudessem ser separados. De acordo com (3.11) o  $n$ -ésimo retransmissor escolhido para cooperar na comunicação entre S e D, ( $n^* = n$ ), é aquele que maximiza a SINR do enlace do segundo salto, ao passo que  $i$  denota o índice dos demais retransmissores.

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left[ \min \left( \gamma_{R1, n^*}, \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_{n^*} D}}{y_n (1 + g_{Tx D} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{x (1 + g_{Tx D} \gamma_{Tx})} \right) < \tau \middle| n^* = n \right] \\
 &\quad \times \Pr(n^* = n) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dy_n dx \\
 P_{out} &\stackrel{(e)}{=} \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left[ \min \left( \gamma_{R1, n^*}, \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_{n^*} D}}{y_n (1 + g_{Tx D} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{x (1 + g_{Tx D} \gamma_{Tx})} \right) < \tau \middle| n^* = n \right] \\
 &\quad \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \Pr \left( g_{R_i D} < \frac{g_{R_i Rx} g_{R_n Rx}}{y_n} \right) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dy_n dx.
 \end{aligned} \tag{C.2}$$

Em (C.3) os termos de operador de mínimo são separados, para isso o ganho de canal  $g_{Tx D}$ , comum em todos os saltos, foi descondicionado

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr\left(\gamma_{R_{1,n}} < \tau \middle| n^* = n\right) \right. \\
& + \Pr\left(\frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_n^* D}}{y_n(1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{x(1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} < \tau \middle| n^* = n\right) - \Pr\left(\gamma_{R_{1,n}} < \tau \middle| n^* = n\right) \\
& \left. \Pr\left(\frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_n^* D}}{y_n(1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{x(1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} < \tau \middle| n^* = n\right) \right] \\
& \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \Pr\left(g_{R_i D} < \frac{g_{R_i Rx} g_{R_n Rx}}{y_n}\right) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dy_n dx. \tag{C.3}
\end{aligned}$$

A seguir, em (C.4) a integral é resolvida em termos do ganho  $g_{R_n D}$ , descondicionando para isso os ganhos  $g_{SD}$  e  $g_{TxD}$  nas integrais mais externas e  $g_{R_i Rx}$ .

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr\left(\gamma_{R_{1,n}} < \tau \middle| n^* = n\right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr\left(g_{R_i D} < \frac{y_i m}{y_n}\right) f_{g_{R_n D}}(n) f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dndy_i \right] \times f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dy_n dx \\
& + \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr\left(g_{R_n D} < \frac{y_n(1 + u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left(\tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1 + u\gamma_{Tx})}\right) \middle| n^* = n\right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr\left(g_{R_i D} < \frac{y_i m}{y_n}\right) f_{g_{R_n D}}(n) f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dndy_i \right] \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dz du dy_n dx \\
& - \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr\left(\gamma_{R_{1,n}} < \tau \middle| n^* = n\right) \right. \\
& \left. \Pr\left(g_{R_n D} < \frac{y_n(1 + u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left(\tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1 + u\gamma_{Tx})}\right) \middle| n^* = n\right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr\left(g_{R_i D} < \frac{y_i m}{y_n}\right) f_{g_{R_n D}}(n) f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dndy_i \right] \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dz du dy_n dx. \tag{C.4}
\end{aligned}$$

EM (C.5) a função  $F_{\gamma_{R_{1,n}}}(m)$  é aplicada para a resolução de  $\Pr(\gamma_{R_{1,i}} < \gamma_{R_{1,n}})$

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr \left( \gamma_{R_{1,n}} < \tau \middle| n^* = n \right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left( g_{R_i D} < \frac{y_i m}{y_n} \right) f_{g_{R_n D}}(n) f_{g_{R_i R_x}}(y_i) dndy_i \right] \times f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{SR_x}}(x) dy_n dx \\
& + \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \left[ \Pr \left( g_{R_n D} < \frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \middle| n^* = n \right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left( g_{R_i D} < \frac{y_i m}{y_n} \right) f_{g_{R_n D}}(n) f_{g_{R_i R_x}}(y_i) dndy_i \right] \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{Tx D}}(u) f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{SR_x}}(x) dz du dy_n dx \\
& - \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \left[ \Pr \left( \gamma_{R_{1,n}} < \tau \middle| n^* = n \right) \right. \\
& \left. \Pr \left( g_{R_n D} < \frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \middle| n^* = n \right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left( g_{R_i D} < \frac{y_i m}{y_n} \right) f_{g_{R_n D}}(n) f_{g_{R_i R_x}}(y_i) dndy_i \right] \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{Tx D}}(u) f_{g_{R_n R_x}}(y_n) f_{g_{SR_x}}(x) dz du dy_n dx. \tag{C.5}
\end{aligned}$$

Em (C.6), é possível simplificar a expressão analisando os limites de integração da referente a variável  $z$ . é observado que no segundo termo da expressão acima que o evento de *outage* só é possível de ocorrer quando  $z < \tau x(1 + u\gamma_{Tx}/\gamma_I \alpha_1)$ , pois fora desse intervalo seria necessário que o ganho de canal  $g_{R_n D}$  seja menor que zero, o que é improvável já que o ganho é sempre positivo.

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ F_{\gamma_{R1,n}}(\tau) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \int_0^\infty F_{g_{R_iD}}\left(\frac{y_i m}{y_n}\right) f_{g_{R_nD}}(n) f_{g_{R_iRx}}(y_i) dndy_i \right] \times f_{g_{R_nRx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dy_n dx \\
& + \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \left[ F_{g_{RnD}}\left(\frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \int_0^\infty F_{g_{R_iD}}\left(\frac{y_i m}{y_n}\right) f_{g_{RnD}}(n) f_{g_{R_iRx}}(y_i) dndy_i \right] \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{RnRx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dz du dy_n dx \\
& - \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \left[ F_{\gamma_{R1,n}}(\tau) F_{g_{RnD}}\left(\frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right) \right) \right] \\
& \times \left[ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \int_0^\infty F_{g_{R_iD}}\left(\frac{y_i m}{y_n}\right) f_{g_{RnD}}(n) f_{g_{R_iRx}}(y_i) dndy_i \right] \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{RnRx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dz du dy_n dx.
\end{aligned} \tag{C.6}$$

Os produtórios de (C.6) podem ser expressos como potências e multiplicação de seus fatores, considerando que os ganhos de canal são i.i.d, então a expressão da probabilidade de *outage* é dada por meio de (C.7)

$$\begin{aligned}
P_{out} = & N \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ F_{\gamma_{R1,n}}(\tau) \right] \left[ \int_0^\infty \int_0^\infty F_{g_{R_iD}}\left(\frac{y_i m}{y_n}\right) f_{g_{RnD}}(n) f_{g_{R_iRx}}(y_i) dndy_i \right]^{N-1} \\
& \times f_{g_{RnRx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dy_n dx \\
& + N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \left[ \int_0^\infty \int_0^{\frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_2} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right)} F_{g_{R_iD}}\left(\frac{y_i m}{y_n}\right) f_{g_{RnD}}(n) f_{g_{R_iRx}}(y_i) dndy_i \right]^{N-1} \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{RnRx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dz du dy_n dx \\
& - N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^{\frac{\tau x(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1}} \left[ F_{\gamma_{R1,n}}(\tau) \right] \\
& \times \left[ \int_0^\infty \int_0^{\frac{y_n(1+u\gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_2} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1+u\gamma_{Tx})} \right)} F_{g_{R_iD}}\left(\frac{y_i m}{y_n}\right) f_{g_{RnD}}(n) f_{g_{R_iRx}}(y_i) dndy_i \right]^{N-1} \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{RnRx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dz du dy_n dx.
\end{aligned} \tag{C.7}$$

As CDFs de  $g_{RD}$  e  $\gamma_{R1}$  são expressas por (A.8) e (B.7), respectivamente. A PDF de  $f_{g_{RnD}}$  é dada

por

$$f_{g_{\text{RD}}}(n) = \frac{1}{\Omega_{\text{RD}}} e^{-\frac{n}{\Omega_{\text{RD}}}} \quad (\text{C.8})$$

As demais PDFs são dadas em (A.9) a (A.14).

## APÊNDICE D – PROBABILIDADE DE OUTAGE - CRITÉRIO PRS-SI

Neste apêndice, a expressão analítica de probabilidade de *outage* assintótica de uma rede cooperativa-cognitiva *full duplex*, do tipo *underlay* e operando sob o protocolo decodifica-e-encaminha é derivada para o critério de seleção de retransmissor parcial baseado nos enlaces de auto interferência. Considerando esse critério, a probabilidade de *outage* pode ser obtida como

$$\begin{aligned}
 P_{\text{out}} &= \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_{\text{SR}_{n^*}}}{1 + \gamma_{\text{SI}_{n^*}} + \sum_{m=1}^M \gamma_{\text{Tx}_m \text{R}_{n^*}}}, \frac{\gamma_{\text{R}_{n^*} \text{D}} + \gamma_{\text{SD}}}{1 + \sum_{m=1}^M \gamma_{\text{Tx}_m \text{D}}} \right) < \tau \right] \\
 &= \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SR}_{n^*}}}{g_{\text{SRx}} \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{\text{SI}_{n^*}}}{g_{\text{R}_{n^*} \text{Rx}}} + g_{\text{TxR}_{n^*}} \gamma_{\text{Tx}} \right)}, \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{\text{R}_{n^*} \text{D}}}{g_{\text{R}_{n^*} \text{Rx}} (1 + g_{\text{TxD}} \gamma_{\text{Tx}})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SD}}}{g_{\text{SRx}} (1 + g_{\text{TxD}} \gamma_{\text{Tx}})} \right) < \tau \right]
 \end{aligned} \tag{D.1}$$

Em (D.2) os ganhos de canal  $g_{\text{SRx}}$  e  $g_{\text{R}_{n^*} \text{Rx}}$ , comuns aos dois saltos, são descondicionados para que os termos do operador de mínimo possam ser separados. Nesse passo o foi aplicado o Teorema da Probabilidade Total, que define a probabilidade de ocorrência do evento de *outage* obtido a partir do critério parcial do enlace de auto interferência dentro do evento de *outage* ocorrido no sistema. De acordo com (3.12) o  $n$ -ésimo retransmissor escolhido para cooperar na comunicação entre S e D,  $n^* = n$ , é aquele que tem a menor SNR do enlace de auto interferência, ao passo que  $i$  denota o índice dos demais retransmissores.

$$\begin{aligned}
P_{out} &= \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SR_n^*}}{x \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{SI_n^*}}{y_n} + g_{TxR_n^*} \gamma_{Tx} \right)}, \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_n^*D}}{y_n (1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{x (1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} \right) < \tau \middle| n^* = n \right] \times \Pr(n^* = n) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dy_n dx \\
P_{out} &= \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SR_n^*}}{g_{SRx} \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{SI_n^*}}{y_n} + g_{TxR_n^*} \gamma_{Tx} \right)}, \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_n^*D}}{y_n (1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{x (1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} \right) < \tau \middle| n^* = n \right] \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \Pr(\gamma_{SI_n} < \gamma_{SI_i}) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dy_n dx \\
P_{out} &= \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SR_n^*}}{g_{SRx} \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{SI_n^*}}{y_n} + g_{TxR_n^*} \gamma_{Tx} \right)}, \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_n^*D}}{y_n (1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{x (1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} \right) < \tau \middle| n^* = n \right] \\
&\quad \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N [1 - \Pr(\gamma_{SI_n} < \gamma_{SI_i})] f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dy_n dx \\
P_{out} &= \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr \left[ \min \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SR_n^*}}{g_{SRx} \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{SI_n^*}}{y_n} + g_{TxR_n^*} \gamma_{Tx} \right)}, \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{R_n^*D}}{y_n (1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{SD}}{x (1 + g_{TxD} \gamma_{Tx})} \right) < \tau \middle| n^* = n \right] \\
&\quad \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \left[ 1 - \Pr \left( g_{SI_i} < \frac{g_{R_i Rx} g_{SI_n}}{y_n} \right) \right] f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dy_n dx. \tag{D.2}
\end{aligned}$$

A seguir, em (D.3) os termos de operador de mínimo são separados, para isso o ganho de canal  $g_{TxD}$ , comum em todos os saltos, foi descondicionado

$$\begin{aligned}
P_{\text{out}} = & \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SR}_n}}{x \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{\text{SI}_n}}{g_{\text{R}_n \text{Rx}}} + g_{\text{T}_x \text{R}_n} \gamma_{\text{T}_x} \right)} < \tau \middle| n^* = n \right. \right. \\
& + \Pr \left( \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{\text{R}_n \text{D}}}{g_{\text{R}_n \text{Rx}} (1 + u \gamma_{\text{T}_x})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x (1 + u \gamma_{\text{T}_x})} < \tau \middle| n^* = n \right) \\
& - \Pr \left( \frac{\gamma_I \alpha_1 g_{\text{SR}_n}}{x \left( 1 + \frac{\alpha_2 \gamma_I g_{\text{SI}_n}}{g_{\text{R}_n \text{Rx}}} + g_{\text{T}_x \text{R}_n} \gamma_{\text{T}_x} \right)} < \tau \middle| n^* = n \right) \\
& \times \Pr \left( \frac{\gamma_I \alpha_2 g_{\text{R}_n \text{D}}}{g_{\text{R}_n \text{Rx}} (1 + u \gamma_{\text{T}_x})} + \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x (1 + u \gamma_{\text{T}_x})} < \tau \middle| n^* = n \right) f_{g_{\text{R}_n \text{Rx}}} dy_n \Big] \\
& \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \left[ 1 - \Pr \left( g_{\text{SI}_i} < \frac{g_{\text{R}_i \text{Rx}} g_{\text{SI}_n}}{y_n} \right) \right] \times f_{g_{\text{SD}}}(z) f_{g_{\text{SR}_x}}(x) f_{g_{\text{T}_x \text{D}}}(u) dz dx du
\end{aligned} \tag{D.3}$$

Em (D.4) a integral é resolvida em termos dos termos  $g_{\text{SR}_n}$  e  $g_{\text{R}_n \text{D}}$ , descondicionando para isso os ganhos  $g_{\text{SD}}$  e  $g_{\text{T}_x \text{D}}$  nas integrais mais externas e  $g_{\text{R}_i \text{Rx}}$ . Em (C.5), é possível simplificar a expressão analisando os limites de integração da referente a variável  $z$ . É observado que no segundo termo da expressão acima que o evento de *outage* só é possível de ocorrer quando  $z < \tau x (1 + u \gamma_{\text{T}_x} / \gamma_I \alpha_1)$ , pois fora desse intervalo seria necessário que o ganho de canal  $g_{\text{R}_n \text{D}}$  seja menor que zero, o que é improvável já que o ganho é sempre positivo.

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr \left( g_{SR_n} < \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \middle| n^* = n \right) \right] \\
& \times \left\{ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \left[ 1 - \Pr \left( g_{SI_i} < \frac{y_i \omega}{y_n} \right) \right] f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dy_i \right\} \\
& \times f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{TxR_n}}(y_n) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) d\omega dv dy_n dx \\
& + \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr \left( g_{R_n D} < \frac{y_n(1 + u \gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1 + u \gamma_{Tx})} \right) \middle| n^* = n \right) \right] \\
& \times \left\{ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \left[ 1 - \Pr \left( g_{SI_i} < \frac{y_i \omega}{y_n} \right) \right] f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dy_i \right\} \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{TxR_n}}(v) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dz d\omega dv dy_n dx \\
& - \sum_{n=1}^N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ \Pr \left( g_{SR_n} < \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \middle| n^* = n \right) \right. \\
& \times \left. \Pr \left( g_{R_n D} < \frac{y_n(1 + u \gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x(1 + u \gamma_{Tx})} \right) \middle| n^* = n \right) \right] \\
& \times \left\{ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \left[ 1 - \Pr \left( g_{SI_i} < \frac{y_i \omega}{y_n} \right) \right] f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dy_i \right\} \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{TxR_n}}(v) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dz d\omega dv du dy_n dx.
\end{aligned} \tag{D.4}$$

Os produtórios de (D.4) podem ser expressos como potências e multiplicações de seus fatores, considerando que os ganhos de canal sejam i.i.d, então a expressão para probabilidade de *outage* fica como em (D.5)

$$\begin{aligned}
P_{out} = & N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \left[ F_{g_{SR_n}} \left( \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \right) \right] \\
& \times \left\{ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \left[ 1 - F_{g_{SI_n}} \left( \frac{y_i \omega}{y_n} \right) \right] f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dy_i \right\}^{N-1} \\
& \times f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{TxR_n}}(y_n) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) d\omega dv dy_n dx \\
& + N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\tau x (1 + u \gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1} \left[ F_{g_{R_n D}} \left( \frac{y_n (1 + u \gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x (1 + u \gamma_{Tx})} \right) \right) \right] \\
& \times \left\{ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \left[ 1 - F_{g_{SI_n}} \left( \frac{y_i \omega}{y_n} \right) \right] f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dy_i \right\}^{N-1} \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{TxR_n}}(v) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dz d\omega dv dy_n dx \\
& - N \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{\tau x (1 + u \gamma_{Tx})}{\gamma_I \alpha_1} \left[ F_{g_{SR_n}} \left( \frac{\tau x}{\gamma_I \alpha_1} \left( 1 + \frac{\gamma_I \alpha_2 \omega}{y_n} + v \gamma_{Tx} \right) \right) \right] \\
& \times F_{g_{R_n D}} \left( \frac{y_n (1 + u \gamma_{Tx})}{(\alpha_2 \gamma_I)} \left( \tau - \frac{\gamma_I \alpha_1 z}{x (1 + u \gamma_{Tx})} \right) \right) \right] \\
& \times \left\{ \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq n}}^N \int_0^\infty \left[ 1 - F_{g_{SI_n}} \left( \frac{y_i \omega}{y_n} \right) \right] f_{g_{R_i Rx}}(y_i) dy_i \right\}^{N-1} \\
& \times f_{g_{SD}}(z) f_{g_{SI_n}}(\omega) f_{g_{TxR_n}}(v) f_{g_{TxD}}(u) f_{g_{R_n Rx}}(y_n) f_{g_{SRx}}(x) dz d\omega dv du dy_n dx, \tag{D.5}
\end{aligned}$$

em que a CDF de  $g_{SI}$  é dada por

$$F_{g_{SI_n}} \left( \frac{y_i \omega}{y_n} \right) = 1 - e^{-\frac{y_i \omega}{y_n \Omega_{SI}}}. \tag{D.6}$$

As CDFs de  $g_{SR}$  e  $g_{RD}$  são expressas por (A.7) e (A.8), respectivamente. As PDFs dos demais ganhos de canal descondicionados nas manipulações são expressos em (A.9) a (A.14). Realizando as devidas substituições e manipulações encontramos a expressão final da probabilidade de *outage* assintótica para o critério parcial do enlace de auto interferência em (4.9).