



UNIVERSIDADE  
ESTADUAL DE LONDRINA

Centro de Tecnologia e Urbanismo  
Departamento de Engenharia Elétrica

Nathalia dos Santos Silva

## Desempenho-Complexidade em Redes Cooperativas Amplifica e Transmite com Seleção de *Relays*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Londrina, Pr  
2014



UNIVERSIDADE  
ESTADUAL DE LONDRINA

Nathalia dos Santos Silva

# Desempenho-Complexidade em Redes Cooperativas Amplifica e Transmite com Seleção de *Relays*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos  
Especialidade: Sistemas de Telecomunicações

Orientador:  
Prof. Dr. Taufik Abrão

Londrina, Pr  
2014

### Ficha Catalográfica

Silva, Nathalia dos Santos

Desempenho-Complexidade em Redes Cooperativas Amplifica e Transmite com Seleção de *Relays*. Londrina, Pr, 2014. 168 p.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, PR. Departamento de Engenharia Elétrica

1. Sistemas de Telecomunicações. 2. Redes Cooperativas. 3. Eficiência Energética I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica. Departamento de Engenharia Elétrica . II. Desempenho-Complexidade em Redes Cooperativas Amplifica e Transmite com Seleção de *Relays*.

Nathalia dos Santos Silva

# Desempenho-Complexidade em Redes Cooperativas Amplifica e Transmite com Seleção de *Relays*

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos  
Especialidade: Sistemas de Telecomunicações

## Comissão Examinadora

---

Prof. Dr. Taufik Abrão  
Depto. de Engenharia Elétrica  
Universidade Estadual de Londrina  
Orientador

---

Prof. Dr. Ivan Roberto Santana Casella  
Centro de Engenharia, Modelagem e  
Ciências Sociais Aplicadas – CECS  
Universidade Federal do ABC – UFABC

---

Prof. Dr. Fabio Renan Durand  
Depto. de Engenharia Elétrica  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná  
Cornélio Procópio

13 de janeiro de 2015

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente à Deus, pela capacitação, pelos desafios e pessoas que colocou no meu caminho e por ser tão bom comigo.

Agradeço ao meu orientador, o Professor Taufik Abrão, pela oportunidade concedida na Graduação e no Mestrado, e por todo o tempo dedicado em ensinar e orientar, além das conversas que foram tão necessárias para o meu crescimento profissional e pessoal.

Agradeço ao Professor Fábio Renan, pela contribuição no trabalho, apoio e pela presença sempre tão positiva na Universidade.

Agradeço ao Professor Ivan Roberto Santana Casella pela disposição na leitura crítica deste trabalho e pela participação no processo de avaliação.

Agradeço aos colegas do Laboratório de Telecomunicações, Alysson, Álvaro, Fabio, Lucas, José Carlos, Mateus e Yuri, pela companhia nesses últimos anos, disposição em ajudar e parceria no intervalo. Agradeço ao Lucas em especial pela contribuição nas discussões técnicas.

Agradeço aos meus pais Gisele e Nathanael, pelo exemplo, pelo carinho e pela educação, e pelos valores bons que me passaram. Agradeço também por me proporcionarem condições de estudar.

Agradeço ao Leonardo, meu amigo, namorado, noivo, e companheiro, por ser parceiro de estudo, ouvinte das apresentações e por me presentear à todo dia com um sorriso sincero.

Agradeço ao meu irmão João, por estar sempre presente em minha vida, por me incentivar, por fazer o papel do irmão mais velho mesmo não o sendo. E por sermos tão parecidos e ao mesmo tempo, tão diferentes.

Agradeço aos amigos do Samba do Jatobá, Adriano, Daniel, Rose, Rubens, Thiago e Thiego, por compartilhar um samba de raiz tão ingênuo e genuíno e proporcionar uma hora de almoço com uma energia tão incrível.

Agradeço aos amigos que chegaram antes e durante o Mestrado, acompanharam as emoções, estiveram presentes, deram carona e empolgaram conversas científicas, sociais e descartáveis na mesa de bar: Camila, David, Érico, Evandro, Flaviane, Marcellly, Murilo, Neto e Roger.

Agradeço aos amigos que fiz na Uel, em especial a Rosa Mares e a Marilene pela sincera companhia.

E agradeço à Cida, secretária da pós-graduação pela atenção e disposição em ajudar.

# Resumo

Essa dissertação estabelece uma análise sistemática dos principais métodos de seleção de *relays* em redes de comunicação sem fio cooperativas, tendo como métricas de avaliação a taxa de erro de bit (BER), a complexidade computacional, a Probabilidade de *Outage* e a Eficiência Energética (EE). Os métodos de seleção de *relays* analisados incluem: Máxima Média Harmônica, Máxima Média Generalizada, Max-Min, Maior Relação Sinal-Ruído (SNR) e Seleção Aleatória. Tais escolhas se devem ao fato de serem métodos de seleção que possuem desempenho ótimo e/ou apresentarem baixa complexidade. As figuras de mérito de comparação foram selecionadas conforme o objeto de análise por conterem informações essenciais à manutenção da qualidade do serviço (QoS) em redes de comunicação. Este trabalho busca ainda estabelecer critérios para a otimização de recursos em redes cooperativas, particularmente busca-se a diminuição da complexidade no gerenciamento do sistema de comunicação como um todo, ao mesmo tempo que se considera desejável uma melhoria no tempo de vida da rede sem fio, em especial redes de sensores, sujeito a um desempenho mínimo das transmissões. Por isso, considera-se fundamental a seleção de *relay* em redes cooperativas. Foram considerados cenários realistas, modelados de forma que possibilitaram a alteração no esquema físico, com variação no número de *hops* e de *links* de diversidade, permitindo ao trabalho se adequar às particularidades da rede de sensores e com isso ter um viés de aplicabilidade prática dos tópicos discutidos. Para descrição dos métodos e esquemas de transmissão utiliza-se de modelos matemáticos e análises de funções, e a quantificação é feita através de simulações computacionais empregando-se método Monte Carlo. Essas simulações corroboraram as expressões analíticas já conhecidas e as derivadas neste trabalho. Como resultado, obteve-se um quadro comparativo para: os principais métodos de seleção sob diferentes cenários e condições de operação da rede em relação à taxa de erro de bit e a complexidade computacional; o comportamento dos diferentes esquemas de transmissão com seleção de *relays* através da Probabilidade de *Outage* e da Eficiência Energética; e para as conjecturas sobre esquemas de transmissão mais adequados à determinadas aplicações conforme pontos de melhor operação de cada esquema.

**Palavras-chave:** redes sem fio, Eficiência Energética, amplifica-e-transmite, *multihop*, canal *two-way*, Probabilidade de *Outage*, redes de sensores.

# Abstract

In this dissertation we have analyzed the behavior of main relay selection methods for wireless cooperative networks, considering representative figures of merit, e.g., bit error rate (BER), computational complexity, Outage Probability and Energy Efficiency. We have chosen representative methods based on attractive features such as suitable performance and/or lower complexity; hence we have included the Max Harmonic Mean, Max Generalized Mean, Max Min, Max Signal-to-Noise Ratio (SNR) and Random Selection methods. Such methods have been compared taking into account different parameters values of communication system and wireless channel because such parameters choice have impact on the system Quality of Service (QoS). In this work our goal have been establish criteria for resources allocation in cooperative networks, specially in wireless sensor networks, where the objective consists in complexity reduction together with an enhancement network life time subject to transmission minimum performance and maximal transmission power/energy availability. Therefore we consider relay selection a fundamental concept in cooperative networks. Hence, we have modelled and analyzed realistic schemes in terms of the possibility of changes in physical structure, number of hops and diversity links, specially applicable to sensor networks, as well as practical application of concepts and criteria. For methods and transmission schemes description, we have employed mathematical models and function analyses, while the performance quantification has been carried out through Monte Carlo simulation method. These simulations results corroborate well-known as well our developed analytical expressions. As a result, we have attempted to create a comprehensive framework, involving the main relay selection methods available in literature under different schemes and operations condition where bit error rate and computational complexity have been selected as the performance metrics. Furthermore, we have analysed outage probability and energy efficiency performance metrics of various transmission schemes in cooperative networks, which allow us conjecture about the best relay transmission scheme for specific applications.

**Key-words:** wireless networks, Energy Efficiency, amplify-forward, multihop, two-way channel, Outage Probability, wireless sensor networks.

# Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Abreviaturas

Convenções e Lista de Símbolos

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>22</b>
1.1	Redes Cooperativas Implementadas em Redes de Sensores . . . . .	24
1.2	Seleção de <i>Relays</i> . . . . .	26
1.3	Escopo do Trabalho . . . . .	26
1.4	Contribuições e Publicações Geradas . . . . .	28
<b>2</b>	<b>Modelo de Sistema</b>	<b>29</b>
2.1	Canal de Comunicação Sem Fio . . . . .	29
2.1.1	Modelagem dos Desvanecimentos de Pequena e Larga Escala . . . . .	31
2.2	Diversidade . . . . .	32
2.2.1	Ordem de Diversidade . . . . .	33
2.3	Esquemas de Transmissão . . . . .	34
2.4	Modelo de Transmissão Unidirecional - <i>One way</i> . . . . .	35
2.4.1	Seleção de um Único <i>Relay</i> em 1 <i>Hop</i> (SR-1h) . . . . .	36
2.4.2	Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em 1 <i>Hop</i> (MR-1h) . . . . .	38
2.4.3	Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em 2 <i>Hops</i> (MR-2h) . . . . .	40
2.4.4	Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em 2 <i>Hops</i> com Diversidade Adicional (MR-2h-D) . . . . .	42
2.5	Modelo de Transmissão Bidirecional - <i>Two way</i> . . . . .	44



2.5.1	Seleção de um Único <i>Relay</i> em 1 <i>hop</i> (SR-1h) . . . . .	44
2.5.2	Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em 1 <i>Hop</i> (MR-1h) . . . . .	47
2.5.3	Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em 3 <i>Hops</i> (MR-3h) . . . . .	49
<b>3</b>	<b>Métodos de Seleção</b>	<b>53</b>
3.1	Descrição dos Principais Métodos de Seleção de <i>Relays</i> . . . . .	54
3.1.1	Seleção Aleatória . . . . .	54
3.1.2	Seleção Oportunista . . . . .	54
3.1.3	Seleção por Maior Média Harmônica . . . . .	55
3.1.4	Seleção por Maximização do Pior Canal - Max Min . . . . .	56
3.1.5	Seleção por Maior Média Generalizada . . . . .	57
3.1.6	Seleção por Maior SNR . . . . .	58
3.1.7	Seleção Parcial de Relay . . . . .	59
3.2	Complexidade . . . . .	59
3.3	Resultados Numéricos de Desempenho . . . . .	61
3.3.1	Seleção de <i>Relays</i> : Canal <i>One-way</i> . . . . .	61
3.3.2	Seleção de <i>Relays</i> : Canal <i>Two-way</i> . . . . .	65
<b>4</b>	<b>Probabilidade de <i>Outage</i> em Redes Cooperativas</b>	<b>69</b>
4.1	Informação Mútua e Probabilidade de <i>Outage</i> . . . . .	70
4.1.1	Probabilidade de <i>Outage</i> em Redes com Um <i>Relay</i> e Disponibilidade do <i>Link</i> Direto (LOS) . . . . .	72
4.1.2	Probabilidade de <i>Outage</i> em Redes Cooperativas sob Canal NLOS . . . . .	73
4.1.3	Probabilidade de <i>Outage</i> em Redes Cooperativas com 2 Hops . . . . .	77
4.1.4	Probabilidade de <i>Outage</i> em Redes Cooperativas com 3 Hops . . . . .	78
4.2	Aproximações para a Probabilidade de <i>Outage</i> em Cenários Específicos . . . . .	80
4.2.1	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais <i>Two-way</i> . . . . .	80
4.2.2	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais <i>Two-way</i> com Seleção de <i>Relay</i> em 1 <i>Hop</i> (SR-1h) . . . . .	82

4.2.3	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais <i>Two-way</i> com Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em 1 <i>Hop</i> (MR-1h) . . . . .	84
4.2.4	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais <i>Two-way</i> com Seleção de 3 <i>Relays</i> em 3 <i>Hops</i> (MR-3h) . . . . .	88
<b>5</b>	<b>Eficiência Energética em Redes Cooperativas</b>	<b>92</b>
5.1	Eficiência Energética e Métricas de QoS . . . . .	92
5.1.1	Metodologia de Análise para as Métricas de QoS . . . . .	94
5.1.2	Validação do Cálculo da Eficiência Energética . . . . .	98
5.1.3	Eficiência Energética em Comunicações com o Efeito da Perda de Percorso107	
5.2	Eficiência Energética em Redes Cooperativas . . . . .	114
5.3	Eficiência Energética em Topologias <i>Two-way</i> com Seleção de <i>Relay</i> . . . . .	124
5.3.1	Eficiência Energética em Canais <i>Two-way</i> . . . . .	124
5.3.2	Eficiência Energética em Canais com Seleção de <i>Relay</i> (SR-1h) . . . . .	127
5.3.3	Eficiência Energética em Canais com Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> (MR-1h)	130
<b>6</b>	<b>Resultados Numéricos</b>	<b>134</b>
<b>7</b>	<b>Conclusões</b>	<b>144</b>
7.1	Desempenho x Complexidade . . . . .	144
7.2	Confiabilidade x Eficiência Energética . . . . .	144
<b>Anexo A</b>	<b>– Definição de Informação Mútua para Probabilidade de <i>Outage</i></b>	<b>146</b>
<b>Anexo B</b>	<b>– Derivação da Probabilidade de <i>Outage</i> para Link Direto</b>	<b>151</b>
<b>Anexo C</b>	<b>– Derivação das Expressões para Probabilidade de <i>Outage</i> em Redes Cooperativas</b>	<b>153</b>
C.1	Prova dos Teoremas Estatísticos para Funções Exponenciais . . . . .	154
C.2	Probabilidade de <i>Outage</i> em Redes Cooperativas com o Efeito da Perda de Percorso	158
<b>Referências</b>		<b>162</b>
<b>Apêndice A</b>	<b>– Cálculo da SNR para Seleção de <i>Relays</i> em 2 <i>Hops</i></b>	<b>167</b>

# Lista de Figuras

2.1	Classificação do Canal no Domínio do Tempo e da Frequência. . . . .	30
2.2	Modelo de Transmissão Auxiliado pelo <i>Relay</i> em Canal <i>One-way</i> . . . . .	36
2.3	Seleção de um Único <i>Relay</i> em Canal <i>One-way</i> ; $a = 3$ . . . . .	37
2.4	Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em Canal <i>One-way</i> ; $a = 4, g = 2$ . . . . .	39
2.5	Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em 2 <i>Hops</i> , em Canal <i>One-way</i> ; $a = 4, c = 2, h = 2$ . . . . .	41
2.6	Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em 2 <i>Hops</i> , em Canal <i>One-way</i> ; $a = 5, f = 4, h = 2$ , para diversidade adicional. . . . .	43
2.7	Modelo de Transmissão Auxiliado pelo <i>Relay</i> em Canal <i>Two-way</i> . . . . .	44
2.8	Seleção de um Único <i>Relay</i> em Canal <i>Two-way</i> ; $a = 3$ . . . . .	45
2.9	Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em Canal <i>Two-way</i> ; $a = 4, g = 2$ . . . . .	47
2.10	Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> em 3 <i>Hops</i> , em Canal <i>Two-way</i> ; $a = 5, c = 3, h = 3$ . . . . .	50
3.1	Quantidade de Operações em Ponto Flutuante para os Métodos de Seleção x <i>Hops</i> x Número de <i>Relays</i> Disponíveis. . . . .	60
3.2	Tempo de Execução dos Métodos de Seleção x <i>Hops</i> x Número de <i>Relays</i> Dis- poníveis. . . . .	60
3.3	BER x SNR para Esquema SR-1h; $a \in [2, 4, 6], g = 1$ . . . . .	62
3.4	Zoom para Cálculo da Ordem de Diversidade: BER x SNR para Esquema SR-1h; $a \in [2, 4, 6], g = 1$ . . . . .	63
3.5	BER x SNR para Esquema SR-1h; $a = 30, g = 1$ . . . . .	64
3.6	BER x SNR para Esquema SR-1h e MR-1h; $a = 3, g = 1$ e 2. . . . .	65
3.7	BER x SNR para Esquema MR-1h e MR-2h; $a = 3, g = 2$ e $c = 2$ , em um Círculo de Diâmetro de a) 100m; b) 80m; c) 50m e d) os Esquemas de Comparação. . . . .	66
3.8	BER x SNR para Esquemas SR-1h e MR-1h; . . . . .	68
4.1	Probabilidade de <i>Outage</i> em Link Direto; a) Escala Linear; b) Escala Logarítmica. . . . .	72
4.2	Probabilidade de <i>Outage</i> em Transmissão Cooperativa ( <i>Link</i> Direto + <i>Link Re-</i> <i>lay</i> ) a) Escala Linear; b) Escala Logarítmica. . . . .	73

4.3	Probabilidade de <i>Outage</i> em <i>Link Relay</i> ; a) Escala Linear; b) Escala Logarítmica.	76
4.4	Comparação da Ordem de Diversidade da Probabilidade de <i>Outage</i> em: a) <i>Link</i> Direto; b) Transmissão Cooperativa; c) <i>Link Relay</i> .	77
4.5	Probabilidade de <i>Outage</i> em <i>Link</i> com 2 <i>Relays</i> em 2 <i>Hops</i> ; a) Escala Linear; b) Escala Logarítmica.	78
4.6	Probabilidade de <i>Outage</i> em <i>Link</i> com 3 <i>Relays</i> em 3 <i>Hops</i> ; a) Escala Linear; b) Escala Logarítmica.	79
4.7	Probabilidade de <i>Outage</i> em <i>Link Relay</i> para Canais <i>One-way</i> e <i>Two-way</i> .	82
4.8	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais <i>Two-way</i> com Esquema de Seleção Max Min em SR-1h; $\mathbf{a} \in [1, 2, 4]$ , $\mathbf{g} = 1$ .	84
4.9	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais <i>Two-way</i> com Esquema de Seleção Max Min em SR-1h e Max Min x Aleatório em MR-1h; $\mathbf{a} = 6$ , $\mathbf{g} = 1$ (SR-1h) e $\mathbf{g} = 2$ (MR-1h).	87
4.10	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais <i>Two-way</i> com Esquema de Seleção Max Min em MR-1h; $\mathbf{a} = 6$ , $\mathbf{g} = 1$ (SR-1h) e $\mathbf{g} \in [2, 3, 4]$ (MR-1h).	88
4.11	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais <i>Two-way</i> com Esquema de Seleção Max Min em MR-1h e em MR-3h; $\mathbf{a} = 6$ , $\mathbf{g} = 3$ (MR-1h) e $\mathbf{c} = 3$ (MR-3h).	89
5.1	Equivalência das Métricas de Confiabilidade: a) BER; b) $P_{\text{out}}$ em Escala Logarítmica; c) $P_{\text{out}}$ em Escala Linear.	96
5.2	Definição da Melhor Região de Operação Através dos Limitantes $QoS^{\text{tol}}$ e $QoS^{P_{\text{out}}}$ .	98
5.3	Desempenho em EE e BER para Ruídos AWGN com Diferentes PSDs.	100
5.4	Desempenho em EE e BER para Ruídos AWGN com Diferentes PSDs, a partir de Expressão de EE Reajustada.	102
5.5	Melhor Região de Operação sob $QoS^{\text{tol}}$ e $QoS^{\text{BER}}$ para Ruídos AWGN com Diferentes PSDs, a partir de Expressão de EE Reajustada.	103
5.6	Comparação de Desempenho em EE e da Região de Melhor Operação Resultante a partir da BER e da $P_{\text{out}}$ .	105
5.7	Comparação de Desempenho em EE e da Região de Melhor Operação Resultante a partir da BER e da $P_{\text{out}}$ , para Ruídos AWGN com Diferentes PSDs.	107
5.8	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ com Efeito da Perda de Percurso e Variação na Distância, $N_0 = -154$ dBm e $QoS^{P_{\text{out}}} < 10^{-6}$ .	110
5.9	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ com Efeito da Perda de Percurso e Variação na Distância, $N_0 = -154$ dBm e $QoS^{P_{\text{out}}} < 10^{-5}$ .	111

5.10	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ com Efeito da Perda de Percurso e Variação na Distância, $N_0 = -114$ dBm e $QoS^{P_{\text{out}}} < 10^{-5}$ . . . . .	112
5.11	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ com Efeito da Perda de Percurso e Variação no Expoente $\nu$ , $N_0 = -154$ dBm e $QoS^{P_{\text{out}}} < 10^{-5}$ . . . . .	113
5.12	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ com Efeito da Perda de Percurso e Variação no Expoente $\nu$ , $N_0 = -114$ dBm e $QoS^{P_{\text{out}}} < 10^{-5}$ . . . . .	114
5.13	Equivalência das Métricas de Confiabilidade para Transmissão com <i>Relay</i> : a) BER; b) $P_{\text{out}}$ em Escala Logarítmica. . . . .	117
5.14	Definição da Região de Melhor Operação para Transmissão com <i>Relay</i> Através dos Limitantes $QoS^{\text{tol}}$ e $QoS^{P_{\text{out}}}$ . . . . .	119
5.15	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ para Transmissão com <i>Relay</i> . . . . .	120
5.16	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ para Transmissão com <i>Relay</i> e Redução na Potência de Circuito. . . . .	123
5.17	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ para Transmissão com <i>Relay</i> em Canais <i>One-way</i> e <i>Two-way</i> , com Redução na Potência de Circuito. . . . .	127
5.18	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ com Seleção de <i>Relay</i> (SR-1h) em Canais <i>Two-way</i> . . . . .	130
5.19	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ com Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> (SR-1h e MR-1h) em Canais <i>Two-way</i> . . . . .	133
6.1	Consumo de Potência Total da Rede para Manutenção do $QoS^{P_{\text{out}}}$ em SR-1h; $\mathbf{a} \in [1, \dots, 10]$ . . . . .	136
6.2	Consumo de Potência Total da Rede para Manutenção do $QoS^{P_{\text{out}}}$ em MR-1h; $\mathbf{a} = 10$ , $\mathbf{g} \in [2, \dots, 10]$ . . . . .	138
6.3	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ em SR-1h com Mínima $P_{RF}$ Alocada. . . . .	140
6.4	Desempenho em EE e $P_{\text{out}}$ em MR-1h com Mínima $P_{RF}$ Alocada. . . . .	142
6.5	Desempenho em EE e <i>Throughput</i> em SR-1h e MR-1h. . . . .	142
6.6	Desempenho em EE em MR-1h; $\mathbf{a} \in [1, \dots, 10]$ e $\mathbf{g} \in [2, \dots, 10]$ . . . . .	143
A.1	Propriedade Logarítmica . . . . .	147
C.1	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais sem Efeito da Perda de Percurso. . . . .	159
C.2	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais com Efeito da Perda de Percurso; $d = 50$ metros. . . . .	160
C.3	Comparação da Probabilidade de <i>Outage</i> e o Efeito da Perda de Percurso. . . . .	161

# Lista de Tabelas

3.1	Quantidade de Operações em Ponto Flutuante para os Métodos de Seleção x <i>Hops</i>	59
3.2	Parâmetros de Simulação para Seleção de <i>Relay</i> (SR-1h) em Canal <i>One-way</i>	61
3.3	Parâmetros de Simulação para Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> (MR-1h e MR-2h) em Canal <i>One-way</i>	64
3.4	Parâmetros de Simulação para Seleção de <i>relay</i> (SR-1h e MR-1h) em Canal <i>Two-way</i>	67
4.1	Parâmetros de Simulação de Probabilidade de <i>Outage</i> em Canal <i>Two-way</i>	81
4.2	Parâmetros de Simulação de Probabilidade de <i>Outage</i> com Seleção de <i>Relay</i> SR-1h em Canal <i>Two-way</i>	83
4.3	Parâmetros de Simulação de Probabilidade de <i>Outage</i> com Seleção de <i>Relay</i> MR-1h em Canal <i>Two-way</i>	86
4.4	Expressões para a Probabilidade de <i>Outage</i>	91
5.1	Parâmetros de Simulação para Determinação da Equivalência/Proporcionalidade das Métricas de QoS $P_{out}$ e BER	95
5.2	Parâmetros de Simulação para Demonstração da Região de EE	98
5.3	Parâmetros de Simulação para EE em Função da BER com Diferentes PSDs	100
5.4	Parâmetros de Simulação para Comparação $\xi^{BER}$ x $\xi^{P_{out}}$	105
5.5	Parâmetros de Simulação para Validação $\xi^{BER}$ x $\xi^{P_{out}}$ com Diferentes PSDs de Ruído	106
5.6	Parâmetros de Simulação para EE com Variação na Distância Entre os Nós e Baixo Ruído AWGN	109
5.7	Parâmetros de Simulação para EE com Variação na Distância Entre os Nós com Alto Ruído AWGN	111
5.8	Parâmetros de Simulação para EE com Variação no Expoente $\nu$ e Baixo Ruído AWGN	113
5.9	Parâmetros de Simulação para Determinação da Equivalência/Proporcionalidade das Métricas de QoS $P_{out}$ e BER em Canal <i>Relay</i>	116

5.10	Parâmetros de Simulação para Análise de EE em Canal <i>Relay</i> . . . . .	118
5.11	Parâmetros de Simulação para Análise de EE em Canal <i>One-way</i> com Redução na Potência de Circuito. . . . .	122
5.12	Parâmetros de Simulação da EE em Canal <i>Two-way</i> . . . . .	126
5.13	Parâmetros de Simulação da EE em Canal <i>Two-way</i> com Seleção de <i>Relay</i> . . . . .	129
5.14	Parâmetros de Simulação da EE em Canal <i>Two-way</i> com Seleção de Múltiplos <i>Relays</i> . . . . .	132
6.1	Parâmetros de Simulação para Obtenção da Mínima Potência de Transmissão em Esquema SR-1h . . . . .	135
6.2	Parâmetros de Simulação para Obtenção da Mínima Potência de Transmissão em Esquema MR-1h . . . . .	137
6.3	Parâmetros de Simulação com Mínima Potência de Transmissão Fixada, em Esquema SR-1h . . . . .	139
6.4	Parâmetros de Simulação com Mínima Potência de Transmissão Fixada, em Esquema MR-1h . . . . .	141

# Lista de Abreviaturas

- ACK** - *Acknowledgement* - Mensagem de Reconhecimento da Rede
- AF** - *Amplify and Forward* - Protocolo de Retransmissão Amplifica e Transmite
- AWGN** - *Additive White Gaussian Noise* - Ruído Gaussiano Aditivo Branco
- BER** - *Bit Error Ratio* - Taxa de Erro de Bit
- B-RS** - *Best Relay Selection* - Seleção de Melhor *Relay*
- BPSK** - *Binary Phase Shift Key* - Modulação Binária por Deslocamento de Fase
- BW** - *Best Worse (Max Min)* - Melhor Pior (Maximização do Menor)
- CDF** - *Cumulative Distribution Function* - Função de Distribuição Cumulativa
- COOP** - *Cooperative Link* - Link Cooperativo, Link *Relay* com Link Direto
- DC** - *Direct Current* - Corrente Contínua
- DF** - *Decode and Forward* - Protocolo de Retransmissão Decodifica e Transmite
- EE** - *Energy Efficiency* - Eficiência Energética
- EGC** - *Equal Gain Combining* - Combinação por Ganho Igualitário
- LNA** - *Low Noise Amplifier* - Amplificador de Baixo Ruído
- LTE** - *Long Term Evolution* - Evolução dos Sistemas de Comunicações Móveis
- LOS** - *Line-of-Sight* - Linha de Visada
- MAC** - *Media Access Control* - Controle de Acesso ao Meio
- MCS** - *Monte-Carlo Simulation* - Simulação por Método Monte Carlo
- MGM** - *Maximum Generalized Mean* - Maior Média Generalizada
- MHM** - *Maximum Harmonic Mean* - Maior Média Harmônica
- MIMO** - *Multiple Input Multiple Output* - Múltiplas Antenas de Entrada e Múltiplas Antenas de Saída
- ML** - *Maximum Likelihood* - Máxima Verossimilhança



**MR** - *Multiple Relay* - Múltiplos *Relays* Seleccionados

**MR-1h** - *Multiple Relay in One Hop* - Múltiplos *Relays* Seleccionados em Um Hop

**MR-2h** - *Multiple Relay in Two Hops* - Múltiplos *Relays* Seleccionados em Dois Hops

**MR-3h** - *Multiple Relay in Three Hops* - Múltiplos *Relays* Seleccionados em Três Hops

**MRC** - *Maximal Ratio Combining* - Combinação por Máxima Razão

**NLOS** - *Non-Line-of-Sight* - Sem Linha de Visada

**PDF** - *Probability Distribution Function* - Função de Distribuição de Probabilidade

**PSD** - *Power Spectral Density* - Densidade Espectral de Potência

**P-RS** - *Partial - Relay Selection* - Seleção Parcial de *Relay*

**QoS** - *Quality of Service* - Qualidade de Serviço

**R-RS** - *Random* - Seleção Aleatória

**RF** - Radiofrequência

**RS** *Relay Selection* - Seleção de *Relay*

**S-D** - *Source-Destination* - Link Transmissor-Receptor

**S-R-D** - *Source-Relay-Destination* - Link Transmissor-*Relay*-Receptor

**S-R-R-D** - *Source-Relay-Relay-Destination* - Link Transmissor-*Relay-Relay*-Receptor

**S-R-R-R-D** - *Source-Relay-Relay-Relay-Destination* - Link Transmissor-*Relay-Relay-Relay*-Receptor

**SC** - *Selection Combining* - Combinação por Seleção

**SE** - *Spectral Efficiency* - Eficiência Espectral

**SNR** - *Signal-to-Noise Ratio* - Relação Sinal-Ruído

**SR** - *Single Relay* - Seleção de um Único *Relay*

**SR-1h** - *Single Relay in One Hop* - Seleção de um Único *Relay* em Um *Hop* Adicional

**v.a.** - Variável Aleatória

**WiMax** - *Worldwide Interoperability for Microwave Access* - Interoperabilidade Mundial para Acesso de Micro-ondas

**WSN** - *Wireless Sensor Network* - Redes de Sensores Sem Fio

# Convenções e Lista de Símbolos

Na notação das equações, as seguintes convenções foram utilizadas:

- subscrito diferencia um elemento de um outro elemento de mesma natureza, exemplo:  $h_{si}$ ,  $h_{id}$ ;
- o índice  $s$  no subscrito designa o nó transmissor (*source*);
- o índice  $i$  no subscrito designa o  $i$ -ésimo *relay*;
- o índice  $d$  no subscrito designa o nó receptor (*sink*);
- $\mathbb{E}[\cdot]$  é o cálculo da esperança do argumento ( $\cdot$ );
- $\bar{a}$  é a operação média de  $a$ ;
- $\tilde{a}$  é a estimativa de  $a$ ;
- $\mathcal{N}(0; \sigma_n^2)$  é a distribuição Gaussiana de média 0 e variância  $\sigma_n^2$ ;
- $\angle \cdot$  é a fase do argumento complexo ( $\cdot$ );
- $h_{si}^*$  é o complexo conjugado de  $h_{si}$ ;
- $\|\cdot\|$  é o cálculo da distância Euclidiana;
- $|\cdot|$  é o cálculo do módulo do número complexo;

Os seguintes símbolos serão utilizados:

símbolo	descrição
$a$	quantidade de <i>relays</i> disponíveis
$b$	informação enviada
$\hat{b}$	informação estimada
$\mathbf{b}$	possível símbolo de informação dentro da constelação utilizada
$b_1$	informação enviada pelo usuário 1
$b_2$	informação enviada pelo usuário 2
$B$	largura de banda
$c$	quantidade de <i>relays</i> selecionados em <i>hops</i> adicionais

*continua...*

símbolo	descrição
$d_{ij}$	distância entre $i$ e $j$
$D_{KL}$	Divergência de <i>Kullbak-Leibler</i> (medida de dissemelhança)
$E$	eficiência espectral
$f_c$	frequência da portadora
$\mathbf{f}_i$	quantidade de <i>relays</i> selecionados em paralelo para retransmitir em 2 <i>hops</i> - no segundo <i>slot</i> de tempo
$\mathbf{f}_j$	quantidade de <i>relays</i> selecionados em paralelo para retransmitir em 2 <i>hops</i> - no terceiro <i>slot</i> de tempo
$F(\cdot)$	CDF de $(\cdot)$
$\mathbf{g}$	quantidade de <i>relays</i> selecionados formando links adicionais
$G$	ganho combinado entre as antenas de recepção e de transmissão
$G_{tx}$	ganho da antena de transmissão
$G_{rx}$	ganho da antena de recepção
$H(\cdot)$	entropia de uma variável aleatória
$h(\cdot)$	entropia de uma variável aleatória contínua
$\mathbf{h}$	quantidade de <i>hops</i> adicionais
$h_{ij}$	coeficiente de desvanecimento por multipercurso entre $i$ e $j$
$\mathcal{I}$	Realizações para simulação
$I$	Informação mútua
$I(X, Y)$	Informação mútua das variáveis aleatórias $X$ e $Y$
$I_{ij}$	Informação mútua entre os envolvidos $i$ e $j$
$I_{\text{coop}}$	Informação mútua em canal cooperativo com link direto
$I_{\mathcal{N}}$	Informação mútua em canal Gaussiano
$I_{\text{rayl}}$	Informação mútua em canal <i>Rayleigh</i>
$I_{\text{relay}}$	Informação mútua em canal cooperativo somente com link <i>relay</i>
$I_{\text{tw}}$	Informação mútua em canal <i>two way</i>
$I_{2\text{h}}$	Informação mútua em canal com dois <i>hops</i> adicionais
$I_{3\text{h}}$	Informação mútua em canal com três <i>hops</i> adicionais
$I_{\text{SR-1h}}$	Informação mútua em canal com seleção de <i>relay</i> em um <i>hop</i>
$I_{\text{MR-1h}}$	Informação mútua em canal com seleção de múltiplos <i>relays</i> em um <i>hop</i>
$I_{\text{MR-3h}}$	Informação mútua em canal com seleção de múltiplos <i>relays</i> em três <i>hops</i>
$\mathcal{L}$	link marginal
$M$	símbolos na modulação $M$ -QAM
$N_f$	figura de ruído do receptor

*continua...*

símbolo	descrição
$N_0$	densidade espectral unilateral de potência do ruído
$P$	potência de transmissão da fonte
$P_i$	potência de transmissão do $i$ -ésimo <i>relay</i>
$P_1$	potência de transmissão do usuário 1
$P_2$	potência de transmissão do usuário 2
$P_n$	potência de ruído
$P_i^c$	potência de circuitaria de <i>relays</i> que retransmitem
$P_o^c$	potência de circuitaria de <i>relays</i> disponíveis na rede que não retransmitem
$P_{RF}$	potência total de radiofrequência
$P_t$	potência total
$P_{\text{out}}$	Probabilidade de <i>outage</i>
$P_{\text{out linear}}$	Probabilidade de <i>outage</i> em escala linear
$P_{\text{out log}}$	Probabilidade de <i>outage</i> em escala log
$\Pr[\cdot]$	Probabilidade do evento $[\cdot]$
$R$	Taxa de transmissão
$r_i$	sinal recebido em $i$
$\tilde{r}$	sinal com cancelamento de efeito de fase
$\alpha_i$	fator de amplificação realizado no $i$ -ésimo <i>relay</i>
$\chi$	denominador para simplificação do cálculo de SNR
$\kappa_i$	variável booleana que indica se o $i$ -ésimo <i>relay</i> retransmitiu ou não
$\eta_i$	ruído AWGN em $i$
$\Gamma_{ij}$	expressão de SNR para escolha de <i>relays</i> em dois <i>hops</i>
$\gamma_{ij}$	SNR instantânea entre $i$ e $j$
$\gamma_{12i}$	SNR instantânea entre 1 e 2 através do $i$ -ésimo <i>relay</i>
$\gamma_{12ijk}$	SNR instantânea entre 1 e 2 através do $i$ , $j$ e $k$ -ésimo <i>relay</i> em cascata
$\gamma_{\text{coop}}$	SNR em cenário cooperativo
$\gamma_{\text{relay}}$	SNR em cenário cooperativo NLOS
$\gamma_{\text{tw}}$	SNR em canal bidirecional
$\gamma_{2h}$	SNR em canal com dois <i>hops</i> adicionais
$\gamma_{3h}$	SNR em cenário com três <i>hops</i> adicionais
$\gamma_{\text{th}}$	limiar de SNR para <i>outage</i>
$\lambda$	comprimento de onda da portadora
$\lambda_u$	parâmetro da v.a. $u$ com distribuição estatística de <i>Rayleigh</i>
$\nu$	expoente da perda de percurso
$N$	número de eventos para o cálculo de probabilidade

*continua...*

---

símbolo	descrição
$QoS^{tol}$	requisito de qualidade de serviço com tolerância na eficiência energética
$QoS^{P_{out}}$	requisito de qualidade de serviço com limiar de Probabilidade de <i>Outage</i>
$QoS^{BER}$	eficiência energética calculada em função da taxa de erro de bit
$\sigma_n^2$	variância do ruído AWGN
$\sigma_{ij}^2$	variância do coeficiente de desvanecimento de canal entre $i$ e $j$ , modelado por <i>Rayleigh</i>
$\sigma_Y^2$	variância do sinal de destino
$\sigma_N^2$	variância do ruído de fundo
$T$	tempo em segundos
$\theta_{ij}$	fase do coeficiente de canal entre $i$ e $j$
$\varrho_{ij}$	coeficiente de desvanecimento pela perda de percurso entre $i$ e $j$
$u$	variável aleatória exponencial com parâmetro $\lambda_u$
$\xi_e$	eficiência energética
$\xi_{mod}$	eficiência espectral da modulação
$\xi^{BER}$	eficiência energética calculada em função da taxa de erro de bit
$\xi^{P_{out}}$	eficiência energética calculada em função da Probabilidade de <i>Outage</i>
$\mathcal{A}$	conjunto de todos os <i>relays</i>
$\mathcal{C}$	conjunto dos <i>relays</i> selecionados para transmissão em múltiplos <i>hops</i>
$\mathcal{G}$	conjunto dos <i>relays</i> selecionados em paralelo para maior diversidade
$\mathcal{F}$	conjunto dos <i>relays</i> selecionados em série e paralelo
$\mathcal{F}_i$	subconjunto dos <i>relays</i> selecionados em série e paralelo referente ao primeiro grupo de transmissão
$\mathcal{F}_j$	subconjunto dos <i>relays</i> selecionados em série e paralelo referente ao segundo grupo de transmissão
$\mathcal{S}$	conjunto de símbolos da constelação
$\mathcal{D}$	ordem de diversidade

---

# 1 Introdução

A comunicação sem fio contemporânea teve início nos anos 1980, a partir das pesquisas para fins militares, (GOLDSMITH, 2005; STUBER, 1996) e só se tornou abrangente e acessível como é hoje através dos esforços conjuntos dos setores acadêmico, industrial e setores interessados do governo. Pouco mais de 10 anos depois dos projetos iniciais, as redes sem fio começaram a ser difundidas para uso comercial, ainda em pequena escala e com alto custo de operação.

Paralelo ao crescimento das comunicações em redes sem fio, a troca de informações por meio guiado também se expandiu, atingindo praticamente todos os setores comerciais e de entretenimento. O apelo para o aprimoramento das redes sem fio vem do aumento da demanda por serviços dependentes de conexão e das características desejáveis que a estrutura de redes sem fio possui, como possibilidade de mobilidade, infraestrutura independente e maior interoperabilidade.

Estas características podem ser vistas como vantagem quando comparadas a uma rede com fio, já que os dispositivos sem fio podem ser móveis ou podem estar fixos e manter comunicação, o que também implica em uma infraestrutura de rede em que os componentes são independentes da arquitetura do local e permitem qualquer disposição e topologia de conexão. Adicionalmente, redes sem fio conectam dispositivos de diferentes portes e aplicações, com especial interesse àqueles com reduzidas dimensões.

Outra vantagem da comunicação sem fio é operar em lugares de difícil acesso e regiões inóspitas, como locais que precisam transmitir informações agregadas a sensores sujeitos à desastres naturais. Em uma ocorrência de dano como terremotos ou vulcões é possível que seja substituído aquele nó da rede para retomada da comunicação, sem a necessidade de refazer a rede por completo.

Mesmo com as inúmeras vantagens que o sistema de comunicação por radiofrequência possui, existem características intrínsecas ao meio sem fio que degradam profundamente o sinal que o percorre (PROAKIS, 1995), grande parte dos estudos nesta área se concentram em minimizar ou combater essas características.

As técnicas de diversidade, que podem ser através tempo, espaço e frequência, são abordagens já consolidadas na literatura há décadas (PROAKIS, 1995; DU; SWAMY, 2010), e são ferramentas básicas e essenciais aos sistemas de comunicações atuais na busca pela melhoria de

seus desempenhos. Existem outros tipos de diversidade, como código ou polarização, que são resultantes da combinação das técnicas básicas.

Os sistemas sem fio caracterizados pelo conceito MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) são constituídos de um conjunto de antenas de transmissão e recepção, organizadas em um mesmo dispositivo porém separadas por uma distância mínima de meio comprimento de onda. Assim, estes sistemas utilizam do princípio de microdiversidade espacial para minimizar os efeitos do canal sem fio, através da combinação de sinais descorrelacionados, que percorrem diferentes trajetórias no espaço.

Pelo mesmo princípio, em redes cooperativas a distância entre os nós da rede é equivalente à de centenas de comprimentos de onda, caracterizando macrodiversidade espacial, e estes nós são organizados para formar um arranjo virtual de antenas. De maneira equivalente, os sinais percorrem caminhos diferentes na transmissão, onde são geradas várias cópias e a probabilidade de todas elas estarem profundamente desvanecidas diminui, aumentando a robustez e confiabilidade do sistema (SENDONARIS; ERKIP; AAZHANG, 2003a, 2003b; LANEMAN; WORNELL, 2003; LANEMAN; TSE; WORNELL, 2004; NOSRATINIA; HUNTER; HEDAYAT, 2004; DOHLER; LI, 2010; LIU et al., 2009).

A técnica de diversidade espacial, tanto microdiversidade com MIMO quanto macrodiversidade com redes cooperativas, é consolidada na literatura, pois o destino tem mais chance de detectar a informação corretamente e diminuir a BER do sistema. Em redes cooperativas, a melhoria do desempenho é às custas da potência adicional do *relay*, geralmente um aumento pouco significativo na potência total do sistema. Como pode existir restrição de tamanho nos dispositivos para comportar mais antenas, redes cooperativas atuam como uma ferramenta alternativa ou adicional para o aproveitamento da diversidade espacial.

No trabalho de (CUI; GOLDSMITH; BAHAI, 2004) foi analisado o comportamento da Eficiência Energética em sistemas MIMO e MIMO cooperativo, os dois implementados em redes de sensores, tendo o tamanho da constelação de modulação e a distância entre os nós, como fatores determinantes no desempenho do sistema. Foram analisadas modulação e distância ideais para que o desempenho do MIMO cooperativo fosse melhor que o desempenho do MIMO tradicional.

Em (NGUYEN; KRUNZ, 2013) são sumarizadas as principais e mais atuais aplicações de redes cooperativas, que incluem: redes de sensores, redes móveis *ad hoc*, redes locais sem fio, redes celulares e rádio cognitivo. Em geral as aplicações abordadas possuem foco no aumento do *Throughput*, podendo ou não combinar com a redução no consumo de potência, redução no atraso e na interferência da rede. É discutido o consumo de potência total em redes de sensores, que abrange o aumento na potência de radiofrequência conforme o aumento da distância ou a potência de circuito que passa a ser mais significativa na potência total quando se opera em pequenas distâncias, essa relação possui importância na otimização dos resultados em Eficiência Energética.

Por esses motivos, o conceito de redes cooperativas está presente como um novo campo de aplicações, e inclusive abre possibilidades de implementação em padrões mais recentes de redes sem fio como o *WiMAX-Worldwide Interoperability for Microwave Access* (NIE et al., 2013) e o *LTE-Long Term Evolution* (NAM et al., 2010).

Além disso, em (WANG et al., 2014) discute-se as arquiteturas e as tecnologias mais propícias para aplicação nos sistemas 5G de redes internas e externas de comunicação sem fio, entre elas: MIMO denso, comunicação que privilegie a Eficiência Energética, redes de rádios cognitivos e comunicação com linha de visada (LOS). Redes cooperativas aumentam a Eficiência Energética do sistema, e ainda podem formar um arranjo virtual de antenas para implementar o MIMO denso e/ou prover a linha de visada, o que melhora consideravelmente a comunicação, baseado na teoria da capacidade de Shannon, que ao aumentar os subcanais de transmissão, aumenta-se também a capacidade do sistema.

## 1.1 Redes Cooperativas Implementadas em Redes de Sensores

Redes cooperativas também tem apresentado melhorias significativas em áreas como redes de sensores, haja visto que os dispositivos sem fio conseguem se adaptar em lugares de difícil acesso. Neste campo, as pesquisas se concentram em aumentar o tempo de vida de rede, ao mesmo tempo que buscam diminuir a taxa de erro de bit. A melhoria no desempenho da rede também evita retransmissões, o que é benéfico para dispositivos sem fio.

O desempenho da rede depende, entre outros fatores, do protocolo de retransmissão adotado, sabendo disso, em (KATZ; SHAMAI, 2006) foram comparados protocolos regenerativos como o Decodifica-e-Transmite (DF), não regenerativos como o Amplifica-e-Transmite (AF), de aproximação como o Quantiza-e-Transmite, cujo processo no *relay* é o de quantizar o sinal de interesse, conforme proximidade de intervalos adjacentes determinados, e enviar ao receptor essa aproximação, e também foram analisadas variações destes protocolos. Os autores verificaram que o melhor desempenho é o obtido por um protocolo híbrido, resultante da combinação destes três, considerando conhecimento perfeito dos ganhos de canal de todos os nós. Esse desempenho ótimo é alcançado em detrimento de uma maior complexidade envolvida na rede.

Paralela à busca pelo desempenho, a pesquisa de (HONG; SCAGLIONE, 2006) analisou o comportamento da Eficiência Energética de um sistema de redes de sensores atuando de forma cooperativa com transmissões em *broadcasting*, que tem um apelo prático, e de forma complementar, em (JAYAWEERA, 2006), através de técnicas parcialmente analíticas, é investigado a dependência da Eficiência Energética e do atraso da rede em função de parâmetros como o tamanho da constelação de modulação, a distância entre os nós e as características de construção



do ambiente<sup>1</sup>.

Em consonância com as pesquisas em Eficiência Energética, em (QURESHI; JAVEED; SOHAIB, 2013) é analisada a relação entre o compromisso desempenho x tempo de vida da rede, em um cenário cooperativo também de redes de sensores sem fio, é sugerido um algoritmo para o cálculo do tempo de vida das redes conforme os nós disponíveis e as características do ambiente de propagação.

No trabalho de (ABDULHADI et al., 2013), utiliza-se da otimização no tamanho dos pacotes para aumentar a Eficiência Energética das redes *ad hoc* de sensores, desenvolvendo uma técnica de otimização que matematicamente possui garantia de convergência e é realizada em um tempo computacional factível. Já em (MANSOURKIAIE; AHMED; GADALLAH, 2013) o uso de redes cooperativas combinado com alocação ótima de potência visa minimizar as chances de colisões nas transmissões entre os sensores da rede, já que as colisões causam mais atrasos nas transmissões, diminuição no *throughput* e perda de pacotes.

O trabalho de (JUNG; WEITNAUER, 2013) propõe o uso de técnicas cooperativas no gerenciamento de rotas *multihop* para otimizar o tempo de vida dos sensores sem fio e conseqüentemente da rede. A otimização é realizada através do método de programação linear, e a taxa de transmissão e os possíveis candidatos para cooperação são considerados fatores preponderantes para um desempenho ótimo e sub-ótimo no tempo de vida da rede.

Em (BRANTE, 2013) foram abordadas técnicas de diversidade espacial e cooperativa em sistemas de comunicação sem fio digitais e analógicos, também em um contexto para aplicação em redes de sensores, onde buscou-se esquemas eficientes energeticamente sob parâmetros realistas, e foram constatados, inclusive, ao utilizar estes parâmetros, resultados diferentes dos encontrados na literatura até então. Além disso, foram estabelecidas regiões de operação mais eficientes em função dos diferentes métodos de transmissão.

Adicionalmente, também é desejável em redes de sensores uma maior tolerância à falhas, o que garante uma maior confiabilidade em aplicações que exigem resposta em tempo real e lidam com situações de emergência, segurança, desastres naturais, entre outros. Nessa vertente, em (VADIVEL; MUNDADA; KANJALKAR, 2014) é apresentado o uso de *relay* em redes de sensores como ferramenta para tornar a rede mais resistente à falhas, sabendo que os nós podem estar distantes um dos outros e o conceito de cooperação pode melhorar o desempenho através de redundância de sinais e/ou através do aumento da cobertura da rede. Este resultado é desejável principalmente quando há a necessidade de garantia de transmissão no link sem fio da rede.

Além disso, existe o desafio de garantia de funcionamento e interoperabilidade das diversas aplicações de redes de sensores, já que estas tem sido usadas em serviços distintos em mesmos ambientes. Sabendo que cidades inteligentes possuem interesse em combinar sensoriamento de

---

<sup>1</sup>expoente da perda de percurso.

diferentes fontes, o trabalho de (MOLINA et al., 2014) estuda as possibilidades e consequências dessa combinação. Os autores propuseram e realizaram testes em modelos de redes de sensores organizados em ilhas por área de interesse, e também conectaram estas ilhas. Diversos setores de serviços, segurança e consumo podem se beneficiar com essa conexão conjunta em que os serviços não atrapalham um ao outro e ainda podem gerar combinação de dados de interesse.

## 1.2 Seleção de *Relays*

Seleção de *relay* visa otimizar os resultados alcançados com as redes cooperativas buscando ponderar desempenho e recursos, como uso de potência. Sabe-se que o aumento no número de *relays* leva a um aumento na ordem de diversidade do sistema, como inclusive é calculado nesta dissertação, porém também é consenso que esse aumento tende a estabilizar em certa quantidade, por isso não se torna interessante usar o número máximo de *relays* na rede, e sim escolhê-los (BLETSAS et al., 2006; IBRAHIM et al., 2008; JING; JAFARKHANI, 2009; LI; LI; FAN, 2009; ESCRIG, 2010; KRIKIDIS, 2010; SHAH; MEHTA; YIM, 2010; SU; LIU, 2010; SILVA; ABRÃO; CIRIACO, 2013).

A escolha de *relay* pode ser imediata, calculada ou parcial, sendo que a imediata é quando o *relay* é selecionado de forma aleatória, dando a mesma probabilidade de todos os *relays* da rede serem escolhidos e utilizados (ZARIFI et al., 2009), a calculada é quando o estado de canal e a localização geográfica de cada *relay* são levados em consideração para a sua escolha (CHEN et al., 2010, 2011), privilegiando um aspecto específico, como *Throughput*, BER, Eficiência Energética (MELVIN; ILOW, 2011) e entre outros, e parcial é a escolha visando equilibrar desempenho sem sobrecarregar o melhor *relay* (KRIKIDIS et al., 2008; LEE, 2012).

Em (BRANTE et al., 2013) foi estudado um cenário de redes de sensores que operam em modo cooperativo, e o método de seleção proposto é através de lógica *Fuzzy*. A lógica *Fuzzy* neste caso é a combinação de métodos de seleção de *relays* com diferentes aspectos de interesse, o que permite atender simultaneamente compromissos como tempo de vida da rede e *Throughput*, através de pesos como energia resultante no sensor e condição instantânea de canal foi desenvolvido um método de seleção mais flexível quanto aos critérios de otimização.

## 1.3 Escopo do Trabalho

Ao lado das vantagens quanto à robustez, ganho de diversidade, simplicidade nos dispositivos e flexibilidade na estrutura de redes cooperativas, existem algumas desvantagens características a esse sistema (DOHLER; LI, 2010): aumento na complexidade do gerenciamento dos *relays*, aumento no carregamento do sistema, conseqüente aumento no tráfego de informações para manutenção da rede, aumento da interferência entre os dispositivos, aumento na latência das

transmissões e dificuldade de sincronização com o aumento do número de dispositivos.

Nesta dissertação o objetivo concentra-se na primeira desvantagem citada, que trata da complexidade envolvida no gerenciamento de vários *relays* na rede. Assim, através dos métodos de seleção e de combinação de *relays*, busca-se diminuir os nós retransmissores à uma quantidade otimizada mínima para atingir os requisitos de qualidade. Além disso, neste trabalho discute-se métricas de qualidade como Probabilidade de *Outage* e Eficiência Energética juntas, para definição do ponto de melhor operação da rede, de forma analítica e gráfica, como ferramentas alternativas de análise e decisão de configuração de redes de sensores.

A complexidade dos métodos é discutida sistematicamente através da determinação do número de operações e do tempo de execução necessário à determinação da melhor configuração transmissor-*relay*-receptor, pois está intimamente ligada à complexidade da rede como um todo. Ao selecionar os *relays*, evita-se deixar em operações os *relays* que não estão cooperando, e ao mesmo tempo garante-se o funcionamento da rede com o mínimo QoS.

As principais contribuições resultantes deste trabalho incluem:

- a) obtenção de expressões analíticas da SNR resultante em um esquema com dois *hops* e perda de percurso;
- b) obtenção da expressão para a estimativa do detector ML (*Maximum Likelihood*) para transmissão *two-way* com perda de percurso;
- c) análise de complexidade dos métodos em termos de número de operações e tempo de execução;
- d) análise de resultados dos métodos de seleção teóricos em um esquema de rede bem próximo à realidade de redes de sensores;
- e) obtenção da expressão e análise da Probabilidade de *Outage* para comunicação sem linha de visada (NLOS), com aplicação em cenários realistas de comunicação *one* e *two-way*, considerando variação no número de *hops*;
- f) análise e obtenção de expressões analíticas para Eficiência Energética, Probabilidade de *Outage* e *Throughput* para canais *two-way* com seleção de *relays*;
- g) determinação dos pontos de operação que melhor atendam, simultaneamente, o quesito da maximização da Eficiência Energética e da confiabilidade da rede de comunicações sem fio, em especial redes de sensores.

Este trabalho de dissertação está dividido em seis partes. Além deste Capítulo introdutório ao tema, o Capítulo 2 descreve o canal de comunicação cooperativo e o modelo de cada estrutura/topologia de transmissão do sistema cooperativo. O Capítulo 3 analisa os métodos de

seleção de *relays* segundo o critério de seleção e a respectiva complexidade envolvida em cada método. Já no Capítulo 4 é determinado analiticamente a SNR obtida em cada topologia cooperativa de seleção de *relay* e a respectiva Probabilidade de *Outage*. Eficiência energética de redes sem fio é discutida em detalhes no Capítulo 5. Em seguida, os principais resultados numéricos de simulação e analíticos envolvendo Eficiência Energética e confiabilidade de redes, obtidos em diferentes configurações, são discutidos no Capítulo 6. Finalmente, no Capítulo 7 são elencadas as principais conclusões acerca dos métodos de seleção de *relays* e Eficiência Energética em redes de comunicação sem fio analisados: o compromisso complexidade-desempenho – em termos de número de operações computacionais *versus* BER, Probabilidade de *Outage* e Eficiência Energética. Potenciais caminhos para a continuidade do trabalho são estabelecidos.

## 1.4 Contribuições e Publicações Geradas

Publicações e submissões geradas até o presente em decorrência do desenvolvimento deste trabalho de Dissertação de Mestrado:

- [A] Nathalia dos Santos Silva, Taufik Abrão, Fernando Ciriaco, *Relay Selection Methods for Wireless Sensor Networks: Performance-Complexity Tradeoff*. **XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações**, Fortaleza, Ceará, Brasil, .
- [B] Nathalia dos Santos Silva, Taufik Abrão. *Seleção de Relays em Esquemas Cooperativos com Links Bidirecionais – Uma Revisão*. Submetido à Revista **Semina: Exatas e Tecnológicas**, ISSN: 16765451; EISSN: 16790375. Maio de 2014.
- [C] Nathalia dos Santos Silva, Taufik Abrão. *Energy Efficiency under QoS requirements of a Cooperative Wireless Sensor Network*. Em processo de submissão à Revista **Journal of Circuits, Systems and Computers**, ISSN: 1793-6454. Dez. de 2014.
- [D] Nathalia dos Santos Silva, Taufik Abrão. *Ponto de Melhor Eficiência Energética em Redes de Sensores com Seleção de Relays* . A ser submetido ao **XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações**, 2015, Brasil.

## 2 Modelo de Sistema

### 2.1 Canal de Comunicação Sem Fio

O canal de comunicação sem fio é um meio não guiado por onde o sinal de radiofrequência trafega para transmitir informações entre dois dispositivos. Esse canal possui características intrínsecas que deterioram profundamente o sinal, causando limitações no desempenho das comunicações sem fio. Como os efeitos do canal influenciam em muito a qualidade do sistema de comunicação, é necessário conhecer suas características e modelá-lo adequadamente, com o auxílio de variáveis aleatórias combinadas à medição experimental, e assim prever seus efeitos e se possível usar isso em favor da melhoria na qualidade e desempenho do sistema. Os efeitos de desvanecimento do canal são classificados em pequena (multipercurso – *multipath*), média (sombreamento – *shadowing*) e larga escala (perdas de percurso – *path loss*), sendo que os considerados para descrição neste trabalho compreendem larga e pequena escala.

A perda de percurso é o conceito associado ao enfraquecimento do sinal, em termos de potência, devido à distância e ao ambiente do percurso em que se propagou. A modelagem do canal que sofre efeito da perda de percurso permite a predição da potência média do sinal recebido de acordo com a distância do enlace, sendo que a potência do sinal decai proporcionalmente, em relação ao valor de  $\nu$  e à distância entre os nós envolvidos. O valor do expoente  $\nu$  depende da densidade de construção do ambiente de interesse; por exemplo, em um cenário com linha de visada entre transmissor e receptor e ausência de obstáculos, o expoente é  $\nu = 2$ , o que faz com que a potência do sinal decaia com o quadrado da distância, é o cenário mais otimista para transmissão de sinal sem fio. Em ambientes densamente construídos<sup>1</sup> e que causam obstruções no sinal, o expoente pode chegar a  $\nu = 7$ , este é o contexto mais desafiador para redes sem fio, já que causa mais danos ao sinal recebido no destino.

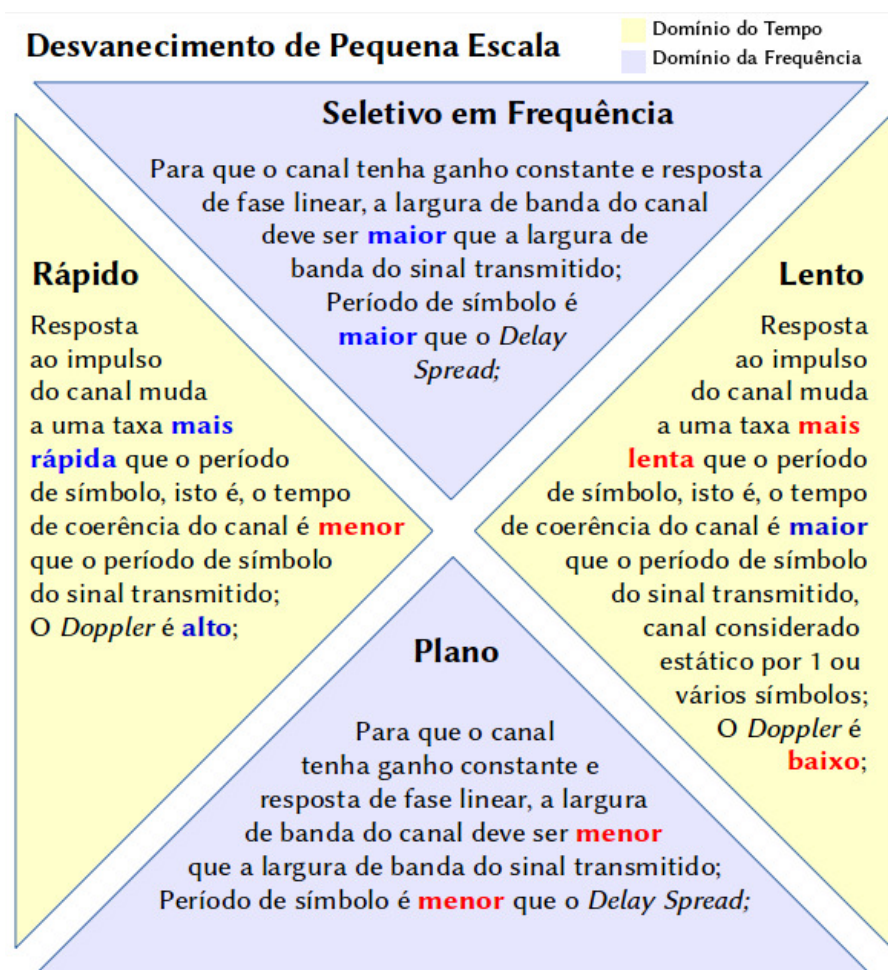
Por sua vez, o efeito de desvanecimento de pequena escala altera a potência instantânea do sinal devido às flutuações rápidas e de grande magnitude do sinal recebido. Isto se deve ao fato do comportamento das ondas eletromagnéticas no ambiente de canal sem fio ser determinado por fenômenos físicos tais como reflexão, difração e espalhamento do sinal ao longo do canal. Assim, o sinal de radiofrequência se propaga ao longo de percursos diversos até o destino, sendo que algumas superfícies interferem na quantidade de cópias do sinal e no atraso destas,

---

<sup>1</sup>encontrado na literatura como *Manhattan*, em referência à característica de construção da cidade

e é este fenômeno que é conhecido por multipercursos. Como são geradas várias cópias do sinal transmitido através do canal, estas possuem atrasos e ângulos de incidência diferentes; assim, há grande possibilidade de que tais cópias sejam descorrelacionadas; se assim o forem, o receptor pode combiná-las de forma coerente<sup>2</sup>, obtendo uma detecção do sinal com maior chance de acerto, reduzindo a BER. O que antes ocasionava somente um efeito negativo no sinal passa a ser visto como uma abordagem indispensável na melhoria da comunicação sem fio.

Assim, redes cooperativas podem mitigar o efeito da perda de percurso através da técnica de macrodiversidade espacial, e/ou aumentar a área de cobertura da rede, já que as transmissões podem ser estendidas à uma maior distância, através de um *relay* estrategicamente localizado (GOLDSMITH, 2005; SENDONARIS; ERKIP; AAZHANG, 2003a; LANEMAN; WORNELL, 2003; NOSRATINIA; HUNTER; HEDAYAT, 2004). No caso de existir um *relay* localizado entre o transmissor e o receptor, permite-se que o sinal chegue ao receptor com maior potência em relação ao sinal recebido do *link* direto (transmissor-receptor), melhorando substancialmente a detecção, e/ou mesmo proporcionando uma economia considerável na potência consumida em cada trecho de transmissão, já que a relação entre distância e potência necessária para vencê-la não é linear.



**Figura 2.1:** Classificação do Canal no Domínio do Tempo e da Frequência.

<sup>2</sup>considerando a(s) cópia(s) que chegaram com mais energia no receptor

Analisando ainda o escopo de desvanecimento de pequena escala podemos caracterizar o canal de acordo com suas propriedades em relação ao domínio da frequência e do tempo. A Figura 2.1 é uma adaptação à descrição realizada por (JESZENSKY, 2004) e apresenta quatro definições que diferenciam e classificam o canal sem fio em a) plano; b) seletivo em frequência, c) rápido e d) lento, sendo as duas primeiras em relação à frequência e as duas últimas em relação ao tempo. A caracterização do canal é uma combinação de uma das descrições no domínio do tempo com uma das descrições no domínio da frequência, sendo possível então quatro combinações diferentes.

Neste trabalho, o canal sem fio adotado na modelagem da rede de sensores é um canal plano e lento. O canal será não-seletivo (ou plano) em frequência, toda vez que o canal de comunicação apresentar características físicas tal que sua banda de coerência, a qual é inversamente proporcional ao atraso de espalhamento do canal (*delay spread*) for muito maior que a largura de banda do sinal transmitido; adicionalmente, o canal será lento quando o período de símbolo for menor que o tempo de coerência do canal, o qual é inversamente proporcional à mobilidade dos nós. O canal em redes de sensores, em geral, pode ser caracterizado como lento, porque os nós ou são estáticos ou apresentam baixíssima mobilidade, assim, serão pouco ou nada suscetíveis ao efeito *Doppler*<sup>3</sup> e terão um grande tempo de coerência, garantindo um período de símbolo menor que este.

### 2.1.1 Modelagem dos Desvanecimentos de Pequena e Larga Escala

Na modelagem da perda de percurso entre os nós  $i$  e  $j$  de uma rede de sensores, será usada a variável determinística  $\varrho_{ij}$ , descrita pela equação (2.1) (GOLDSMITH, 2005):

$$\varrho_{ij} = \frac{G\lambda^2}{(4\pi)^2 d_{ij}^\nu} \cdot \frac{1}{\mathcal{L}N_f} \quad (2.1)$$

sendo  $G = G_{\text{tx}}G_{\text{rx}}$  o ganho combinado das antenas de transmissão e recepção, respectivamente,  $G_{\text{tx}}$  e  $G_{\text{rx}}$ ; o comprimento de onda da portadora em metros é dado por  $\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f_c}$ , a frequência da portadora  $f_c$  é dado em Hertz;  $d_{ij}$  é a distância em metros entre os nós  $i$  e  $j$  envolvidos na transmissão,  $\nu$  é o expoente da perda de percurso, o qual caracteriza a densidade de construção do ambiente,  $\mathcal{L}$  é a margem de enlace, com valores típicos na faixa de 5 a 12 dB e  $N_f$  é a figura de ruído do receptor, que depende da frequência e do amplificador de baixo ruído (LNA) empregado.

Para modelar o efeito de multipercurso é considerado um canal plano, lento e NLOS, sendo esta característica descrita matematicamente em sua Amplitude por uma distribuição estatística de *Rayleigh*. Assim, o coeficiente de multipercurso complexo entre  $i$  e  $j$  será representado pela variável aleatória (v.a.) complexa  $h_{ij}$ , cujo Módulo é determinado por uma v.a. *Rayleigh* e

<sup>3</sup>Desvio na frequência do sinal proporcional ao movimento do receptor e/ou transmissor.

cuja Fase por uma v.a. uniforme.

Nas descrições dos desvanecimentos de pequena e larga escala, bem como aquelas que se seguem, os índices  $i$  e  $j$  podem representar nós *relays*, nó transmissor ou nó receptor. Assim, considerando o canal entre transmissor e receptor, a SNR instantânea entre o nó  $i$  e  $j$  é dada por:

$$\gamma_{ij} = |h_{ij}|^2 \cdot \frac{\rho_{ij} P_t}{P_n}, \quad (2.2)$$

sendo  $P_n = N_0 B$  a potência de ruído,  $N_0$  é a densidade espectral de potência do Ruído Aditivo Branco Gaussiano (*Additive White Gaussian Noise* - AWGN),  $B$  é a largura de banda do sinal modulado e  $P_t$  a potência de transmissão.

Assumindo-se que os coeficientes de canal podem ser normalizados, i.e.  $\mathbb{E}[|h_{ij}|^2] = 1$ , a SNR média resultante é:

$$\bar{\gamma}_{ij} = \frac{\rho_{ij} P_t}{P_n}, \quad (2.3)$$

## 2.2 Diversidade

O conceito de diversidade está intimamente ligado ao canal de comunicação sem fio, já que esta é uma técnica de disponibilização de cópias estatisticamente independentes do sinal desvanecido ao receptor e, quando explorado adequadamente, pode gerar melhoria substancial no desempenho do sinal detectado. As cópias do sinal são ditas estatisticamente independentes se forem descorrelacionadas, isto é, se forem geradas a partir de percursos diferentes, resultando geralmente em atrasos distintos no receptor. Assim, é menos provável que duas ou mais cópias do mesmo sinal estejam profundamente desvanecidas no receptor no mesmo instante de tempo.

Os três princípios básicos de diversidade são: tempo, espaço e frequência, e o ganho da técnica está no melhor aproveitamento por parte do receptor, já que este tem mais réplicas do sinal de interesse, podendo combiná-lo ou compará-lo através de duas ou mais cópias descorrelacionadas. Há mais formas de diversidade como código, polarização, ângulo, localização entre outras, que são combinações dos três tipos básicos de diversidade e que também atuam no receptor a partir das réplicas recebidas. As técnicas de diversidade são indispensáveis aos sistemas de comunicação atuais, e em geral grande parte das inovações tem sido feita a partir da combinação de duas ou mais técnicas de diversidade.

Quanto ao combate ao efeito do canal, existem duas classes de técnicas: microdiversidade e macrodiversidade, sendo que a primeira atua nas dimensões do comprimento de onda da portadora, combatendo os efeitos de pequena escala, por exemplo, sistemas MIMO. E a segunda atua utilizando dimensões de centenas de comprimentos de onda, operando a partir de vários dispositivos *relays* e/ou estações radiobase, formando um arranjo virtual de antenas, característico em redes cooperativas. A exploração da técnica de macrodiversidade permite minimizar os efeitos de canal de pequena e média escala. Essa é uma das vantagens do uso



em redes cooperativas, naturalmente, a disponibilização de vários nós em redes de sensores permite a exploração da macrodiversidade com sucesso, mesmo em dispositivos que não teriam tamanho suficiente para abrigar duas ou mais antenas.

O desempenho efetivo das técnicas de diversidade também envolve o processo de combinação coerente das cópias do sinal no receptor, tendo em vista melhorar a detecção. O receptor pode selecionar a cópia mais forte (SC – *selection combining*), ou combinar um conjunto de cópias de maneira igualitária (EGC – *equal gain combining*), ou de maneira ponderada, sendo a última denominada combinação coerente de máxima razão (MRC – *maximal ratio combining*) na literatura, por dar mais peso às cópias menos desvanecidas e garantir um melhor desempenho final na detecção da informação.

Nesta dissertação o uso da seleção de *relays* será empregado no contexto das redes cooperativas, portanto, far-se-á uso da técnica de macrodiversidade, e também será dada preferência à regra de combinação do sinal dos *relays* selecionados de maneira ponderada por MRC.

### 2.2.1 Ordem de Diversidade

A ordem de diversidade atingida por um sistema de comunicação é uma importante métrica de desempenho e de comparação, é obtida através da análise de desempenho das redes em canal *relay* em termos de BER e de Probabilidade de *Outage*. Analisando a figura de mérito BER  $\times$  SNR na região de elevada SNR, determina-se a ordem de diversidade pela seguinte expressão (HAYKIN, 2001):

$$\mathcal{D} = - \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{10 \cdot \Delta \log_{10} [\text{BER}(\text{SNR})]}{\Delta \text{SNR}_{\text{dB}}}, \quad (2.4)$$

a qual compreende graficamente a inclinação da reta obtida, considerando os eixos y logaritmico e x em dB, respectivamente, da BER e SNR.

O cálculo para ordem de diversidade  $\mathcal{D}$  será usado no próximo Capítulo, onde serão apresentados os métodos de seleção, para descrever o comportamento dos métodos em condições assintóticas de SNR. Dentre os métodos analisados, somente um método possui baixa ordem de diversidade, equivalente à  $\mathcal{D} \leq 1$ , e os outros métodos de seleção são considerados ótimos na literatura pois atingem ordem de diversidade máxima, isto é, quando a ordem de diversidade é igual ao número de *relays* disponíveis:  $\mathcal{D} = a$ , considerando então,  $a$  como o número de *relays* disponíveis para seleção.

Também é possível derivar a ordem de diversidade do sistema de comunicação em canal *relay* a partir da análise do comportamento da Probabilidade de *Outage versus* SNR. Por exemplo, nos casos de transmissão direta transmissor-receptor (LOS) ou com um *relay* quando não há caminho direto (NLOS), só é possível identificar um único *link* entre transmissor e destino, o que faz com que a ordem de diversidade seja mínima,  $\mathcal{D} = 1$ , por outro lado, quando há exploração da diversidade, no caso o caminho direto combinado ao sinal relativo ao *relay*, como

a detecção do sinal é a resultante de dois percursos distintos, então  $\mathcal{D} = 2$ .

Neste trabalho, a ordem de diversidade analítica descrita na literatura, obtida tanto para os métodos de seleção, quanto pela Probabilidade de *Outage* para os diferentes esquemas cooperativos, será corroborada através dos resultados numéricos de simulação. A determinação da ordem de diversidade em cada topologia de rede cooperativa permite fazer conjecturas sobre o comportamento das configurações de redes analisadas neste trabalho, permitindo inclusive a predição de resultados de desempenho, em um intervalo não simulado, baseados em SNR menores. Esta predição possibilita que se conheça os resultados em regiões de elevadas SNRs, regiões estas que não são simuladas por demandar um tempo tempo computacional não-factível no método de simulação amplamente utilizado pela comunidade científica neste contexto, o método Monte-Carlo (MCS).

## 2.3 Esquemas de Transmissão

O ambiente escolhido para estudo e realização das simulações é típico de uma rede de sensores sem fio, onde o canal possui suas próprias condições adversas para comunicação e os nós envolvidos no processo têm restrições de processamento e de consumo de energia. Como essas duas características são muito comuns aos diversos sistemas de transmissão por meio não guiado, as aplicações dos conceitos deste trabalho podem ser estendidas para outros esquemas celulares e redes *ad hoc*. A caracterização da análise de interesse neste estudo dá-se pela utilização de vários *relays* distribuídos ao longo de uma área de cobertura e como estes serão gerenciados.

Os esquemas de transmissão foram escolhidos conforme critérios desejáveis em cenários reais, incluindo melhor desempenho e/ou economia de energia, e estão descritos ao longo do Capítulo (próximas Subseções). Em todos os casos selecionados, os *relays* estarão dispostos de maneira aleatória na região de um círculo de diâmetro  $d$ , sendo este diâmetro a distância entre o nó transmissor e o nó receptor<sup>4</sup>.

Todos os *relays* contidos na área do círculo potencialmente estarão disponíveis para auxiliar na retransmissão e formam o conjunto de *relays*  $\mathcal{A}$ , sendo o  $k$ -ésimo *relay* o melhor *relay* selecionado segundo algum critério de seleção adotado. Esta configuração topológica está descrita na Subseção 2.4.1 “Seleção de um Único *Relay* em 1 *Hop*”. Além disso, os seguintes conjuntos foram estabelecidos para analisar os diferentes esquemas de transmissão:

- a) um subconjunto  $\mathcal{G}$ , tal que  $\mathcal{G} \subset \mathcal{A}$ , que é o conjunto de  $g$  *relays* escolhidos no estabelecimento de *links* adicionais de transmissão, possibilitando que o nó destino combine mais cópias do sinal garantindo melhor qualidade do sinal na detecção; esse esquema de transmissão é detalhado e ilustrado na Subseção 2.4.1;

---

<sup>4</sup>Componente conhecido como *sink* em rede de sensores, é responsável por centralizar as informações de interesse e (opcionalmente) processá-las no ambiente em que a rede se encontra.

- b) um subconjunto  $\mathcal{C}$ , tal que  $\mathcal{C} \subset \mathcal{A}$ , representa o conjunto dos  $c$  *relays* escolhidos para retransmissão em 2 ou mais *hops*, objetivando maior qualidade/energia do sinal no nó destino, para uma melhor detecção. A Subseção 2.4.3 “Seleção de Múltiplos *Relays* em 2 *Hops*” descreve esta técnica;
- c) um subconjunto  $\mathcal{F}$ , tal que  $\mathcal{F} \subset \mathcal{A}$  representa o conjunto dos  $f$  *relays* escolhidos para retransmissão em 2 ou mais *hops* divididos em vários links, atingindo maior diversidade e maior energia de bit simultaneamente.

Os esquemas também são caracterizados pelo fluxo de informação, sendo modelo *one-way*, chamado de *one-way*, quando o *relay* auxilia um nó transmissor ou modelo bidirecional, chamado de *two-way*, quando o *relay* auxilia dois nós transmissores-receptores, considerando ainda que nos esquemas o *relay* não pode receber e enviar informação ao mesmo tempo, ele o faz em *slots* de tempo diferentes.

## 2.4 Modelo de Transmissão Unidirecional - *One way*

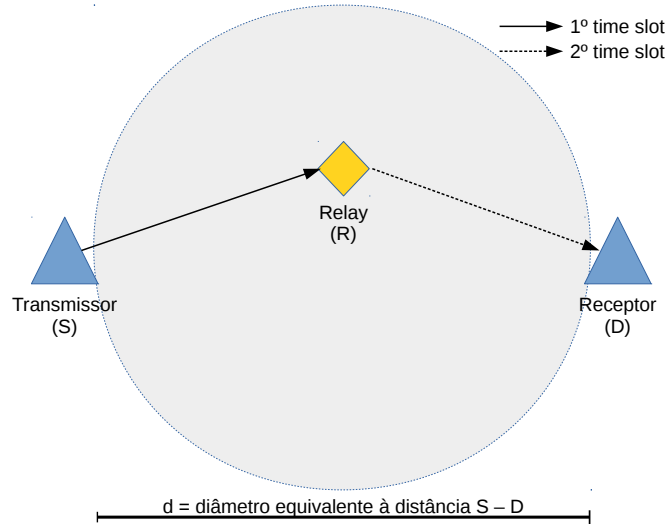
O clássico cenário cooperativo *one-way* é composto por um nó transmissor, um nó receptor final e um nó *relay* que auxilia o transmissor no combate às condições adversas do canal, seja na minimização do efeito da perda de percurso por se encontrar a uma distância intermediária na transmissão, seja no aproveitamento da macrodiversidade, com a conseqüente redundância de cópias no destino auxiliando a detecção.

Neste contexto, pode ser considerado que exista ou não um *link* direto entre transmissor e receptor final, caracterizado fisicamente pela linha de visada. No entanto, estamos mais interessados em explorar o caso (NLOS), isto é, onde seria mais adequado a utilização de *relay*.

A Figura 2.2 ilustra a disposição básica da rede cooperativa com seus componentes e a variável do índice subscrito que os representam nas equações ao longo do desenvolvimento deste trabalho, sendo o nó transmissor, representado pelo índice  $s$ , o nó que representa a fonte de informação, o nó receptor, associado ao índice  $d$ <sup>5</sup>, é o nó da rede que recebe as informações, e em destaque o *relay*, com índice  $i$ , que atua como retransmissor. As setas indicam o fluxo de informação entre os nós, e o formato da linha identifica os *slots* de tempo necessários para a transmissão de uma unidade de informação.

Considere-se ainda que o *relay* conhece sua condição de canal e que o nó receptor conhece a condição de canal de todos os nós envolvidos no processo. Por se tratar de um canal não-seletivo em frequência (plano) e lento, os coeficientes de canal não sofrem alterações substanciais no intervalo de alguns *time slots*, bem como cópias multipercurso de um mesmo *link* não agregam diversidade de percurso ao sinal.

<sup>5</sup>O índice  $d$  no subscrito das expressões foi adotado em analogia à designação “destino” e manter a terminologia comum da área de redes cooperativas.



**Figura 2.2:** Modelo de Transmissão Auxiliado pelo *Relay* em Canal *One-way*.

As próximas Subseções descrevem como é o modelo de transmissão adaptado à cada estrutura de seleção de *relay*, sendo primeiro desenvolvido para os modelos *one-way* e, posteriormente, para os modelos *two-way*.

### 2.4.1 Seleção de um Único *Relay* em 1 *Hop* (SR-1h)

A escolha de um único *relay* (*Single Relay in 1 hop*<sup>6</sup>, SR-1h) significa que dentre os  $a$  *relays* disponíveis, será selecionado 1 para transmitir a informação até o destino, formando um *link* entre emissor e receptor. Esta configuração é a mais simples encontrada na literatura (BLETSAS et al., 2006; IBRAHIM et al., 2008; LI; LI; FAN, 2009).

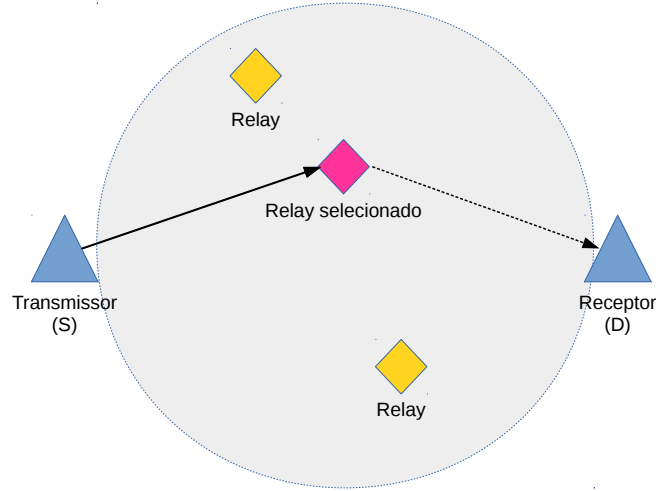
Como o aumento da potência utilizada na transmissão não é linear conforme a distância, mesmo somadas as potências, mínimas para vencer a perda de percurso, usadas por transmissor e *relay*, esta soma é menor que a potência utilizada pelo transmissor para chegar até ao receptor em um processo sem *relay*.

A Figura 2.3 apresenta a configuração física do esquema de transmissão SR-1h, com 3 *relays* disponíveis, portanto  $a = 3$ , e 1 *relay* selecionado.

No primeiro *time slot* a informação é enviada pelo transmissor e recebida nos  $a$  *relays* disponíveis no sistema, assim, a informação que o  $i$ -ésimo *relay* recebe é:

$$r_i = \sqrt{P_{\rho_{si}}} h_{si} b + \eta_i \quad (2.5)$$

<sup>6</sup>É considerado *hop* o salto adicional na transmissão, ex: transmitir com um *relay* entre transmissor e destino em 1 *hop* é utilizar um salto à mais se comparado à transmissão direta, 2 *hops* é equivalente a usar 2 saltos a mais, e assim sucessivamente.



**Figura 2.3:** Seleção de um Único *Relay* em Canal *One-way*;  $a = 3$ .

sendo  $P$  a potência de radiofrequência do transmissor,  $\rho_{si}$  é o efeito resultante da perda de percurso entre o percurso de  $s$  à  $i$ ,  $h_{si}$  é o coeficiente de canal entre  $s$  e  $i$  que pode ser escrito também como  $h_{si} = |h_{si}|e^{j\theta_{si}}$ , sendo  $\theta_{si} = \angle(h_{si})$ ,  $\eta_i \sim \mathcal{N}(0; \sigma_n^2)$  o ruído AWGN no  $i$ -ésimo *relay* com média zero e variância  $\sigma_n^2$ ,  $b$  é a informação de um conjunto de  $M$  símbolos considerando uma modulação  $M$ -QAM.

Considerando que foi escolhido através dos métodos de seleção um único  $i$ -ésimo *relay*, em destaque na Figura 2.3, e que este *relay* tem conhecimento do estado de canal, isto é, a fase estimada de forma perfeita, ele cancela o efeito desta fase no sinal recebido, sendo  $\tilde{r}_i$ , então, o sinal resultante:

$$\tilde{r}_i = r_i \cdot e^{-j\theta_{si}} = r_i \cdot \frac{h_{si}^*}{|h_{si}|} \quad (2.6)$$

sendo  $h_{si}^*$  o complexo conjugado de  $h_{si}$ , e essa notação é válida para todos os coeficientes de canal  $h_{ij}$  ao longo do texto.

Para retransmitir a informação, é usado o protocolo Amplifica e Transmite (*Amplify and Forward* - AF), o *relay* escolhido amplifica o sinal através de um coeficiente  $\alpha_i$ , dado por:

$$\alpha_i = \kappa_i \cdot \frac{\sqrt{P_i}}{\sqrt{P \rho_{si} |h_{si}|^2 + P_n}} \quad (2.7)$$

A variável binária  $\kappa_i$  indica se o *relay* transmitiu ( $\kappa_i = 1$ ) ou não ( $\kappa_i = 0$ ),  $P_i$  é a potência de transmissão do *relay* e  $P_n$  é a potência de ruído. É considerado que o *relay* transmite com potência  $P_i$  ou não transmite.

Ao amplificar a informação de interesse, consequentemente o fator amplifica o ruído também,

sendo esta uma desvantagem do protocolo AF, contudo, ele foi adotado nesta pesquisa por sua baixa complexidade e por ser um método clássico e difundido na literatura (KRIKIDIS et al., 2008; JING, 2009; ZHENG; BAI; LI, 2010; YANG et al., 2011; LEE, 2012). Depois de amplificado, o sinal resultante enviado pelo *relay* que chega ao nó receptor é dado por:

$$r_d = \alpha_i \tilde{r}_i \cdot \sqrt{\varrho_{id}} h_{id} + \eta_d \quad (2.8)$$

sendo  $\varrho_{id}$  o efeito resultante da perda de percurso entre o percurso de  $i$  à  $d$ ,  $h_{id}$  é o coeficiente de canal entre  $i$  e  $d$ , escrito também como  $h_{id} = |h_{id}|e^{j\theta_{id}}$ , sendo  $\theta_{id} = \angle(h_{id})$  e  $\eta_d \sim \mathcal{N}(0; \sigma_n^2)$  é o ruído AWGN no receptor com média zero e variância  $\sigma_n^2$ .

No receptor também é feito o cancelamento dos efeitos da fase com perfeita estimação de canal para obter a saída estimada  $y$ :

$$y = r_d \cdot e^{-j\theta_{id}} = r_d \cdot \frac{h_{id}^*}{|h_{id}|} \quad (2.9)$$

A informação  $\hat{b}$  é estimada através do ML, através do cálculo da distância euclidiana, representada por  $\|\cdot\|$ , entre o sinal recebido e todos os possíveis símbolos do conjunto da constelação  $\mathcal{S}$  usada :

$$\hat{b} = \arg \min_{\mathbf{b} \in \mathcal{S}} \left\| y - \alpha_i \cdot |h_{id}| \sqrt{P_i \varrho_{id}} \mathbf{b} \right\| \quad (2.10)$$

e a SNR deste esquema de transmissão é dada por  $\gamma_{\text{SR-1h}}$ :

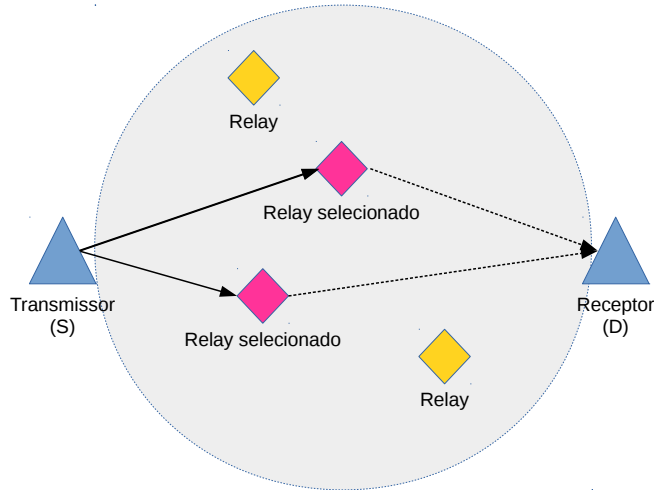
$$\gamma_{\text{SR-1h}} = \frac{P_{\varrho_{si}} |h_{si}|^2 \cdot P_i \varrho_{id} |h_{id}|^2}{P_n + P_{\varrho_{si}} |h_{si}|^2 + P_{\varrho_{id}} |h_{id}|^2} \quad (2.11)$$

## 2.4.2 Seleção de Múltiplos *Relays* em 1 *Hop* (MR-1h)

A seleção de múltiplos *relays* (*Multiple Relay in 1 hop*, MR-1h) consiste em tirar proveito da diversidade espacial alcançada com a seleção de mais *relays* para retransmissão, combiná-los e assim melhorar o desempenho na detecção. Assim, o conjunto  $\mathcal{G}$  terá todos os *relays* selecionados neste esquema.

A Figura 2.4 ilustra um esquema com  $\mathbf{a} = 4$  e  $\mathbf{g} = 2$ , criando então 2 *links* de diversidade até o receptor.

Esse esquema de transmissão melhora o desempenho do sistema combatendo os efeitos de multipercurso, já que o receptor possui mais cópias disponíveis e a detecção se torna mais confiável, porém esse esquema utiliza mais *time slots* que o SR-1h. Cada *relay* selecionado transmite um um intervalo de tempo, portanto: número de *time slots* =  $\mathbf{g}$ .



**Figura 2.4:** Seleção de Múltiplos *Relays* em Canal *One-way*;  $a = 4$ ,  $g = 2$ .

Inicialmente o sinal enviado pelo transmissor para os *relays* tem a mesma descrição da equação (2.5). Posteriormente, os *relays* selecionados cancelam os efeitos de fase do sinal com a equação (2.6) e amplificam o sinal pelo coeficiente  $\alpha_i$ , dado pela equação (2.7), como no esquema SR-1h.

Para que os *relays* retransmitam a informação sem chances de colisão, e considerando também que o receptor não consegue receber mais de um sinal ao mesmo tempo, é definido um intervalo de tempo para cada *relay* selecionado, dado por:  $t_i \propto \gamma_{si}^{-1}$ , onde  $i = 1, 2 \dots g$ . Assim, cada *relay* retransmite a informação em seu *time slot*, e o sinal  $r_{id}$  resultante no receptor é dado por:

$$r_{id} = \alpha_i \tilde{r}_i \cdot \sqrt{\varrho_{id}} h_{id} + \eta_d, \quad i \in \mathcal{G} \quad (2.12)$$

sendo  $\varrho_{id}$  o efeito resultante da perda de percurso entre o percurso de  $i$  à  $d$ ,  $h_{id}$  é o coeficiente de canal entre  $i$  e  $d$  que pode ser escrito também como  $h_{id} = |h_{id}| e^{j\theta_{id}}$ , sendo  $\theta_{id} = \angle(h_{id})$  e  $\eta_d \sim \mathcal{N}(0; \sigma_n^2)$  é o ruído AWGN no receptor com média zero e variância  $\sigma_n^2$ .

Da mesma forma que no método SR-1h, o receptor possui as informações de todos os canais, e pode cancelar o efeito de fase das cópias que chegaram até ele, obtendo o sinal resultante  $y_i$ :

$$y_i = r_{id} \cdot e^{-j\theta_{id}} = r_{id} \cdot \frac{h_{id}^*}{|h_{id}|}, \quad i \in \mathcal{G}, \quad (2.13)$$

Para tirar proveito da diversidade inserida pelos vários percursos é essencial combinar as cópias do sinal de forma coerente, isto é, ponderando as cópias de acordo com a energia que este sinal possui. O fator  $\iota_i$  expressa que quanto mais energia a  $i$ -ésima cópia possui (advinda

do  $i$ -ésimo *relay*), maior deve ser o peso atribuído a ela na combinação do sinal:

$$\iota_i = \frac{|\sqrt{P_i \rho_{id}} h_{id}|}{\sqrt{\sum_{i=1, i \in \mathcal{G}} |\sqrt{P_i \rho_{id}} h_{id}|^2}}, \quad (2.14)$$

Este fator  $\iota_i$  deve ser normalizado para  $\sum_{i=1}^{\mathcal{G}} \iota_i = 1$ , e então usado na combinação final dos sinais, gerando um sinal de saída  $y$ :

$$y = \sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^{\mathcal{G}} y_i \cdot \iota_i \quad (2.15)$$

O sinal então pode ser estimado pelo ML através da equação:

$$\hat{\mathbf{b}} = \arg \min_{\mathbf{b} \in \mathcal{S}} \left\| y - \sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^{\mathcal{G}} \alpha_i \cdot |h_{id}| \sqrt{P_i \rho_{id}} \iota_i \mathbf{b} \right\|, \quad (2.16)$$

bem como a SNR deste esquema dada por:

$$\gamma_{\text{MR-1h}} = \sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^{\mathcal{G}} \frac{P_{\rho_{si}} |h_{si}|^2 \cdot P_i \rho_{id} |h_{id}|^2}{P_n + P_{\rho_{si}} |h_{si}|^2 + P_i \rho_{id} |h_{id}|^2} \quad (2.17)$$

### 2.4.3 Seleção de Múltiplos *Relays* em 2 *Hops* (MR-2h)

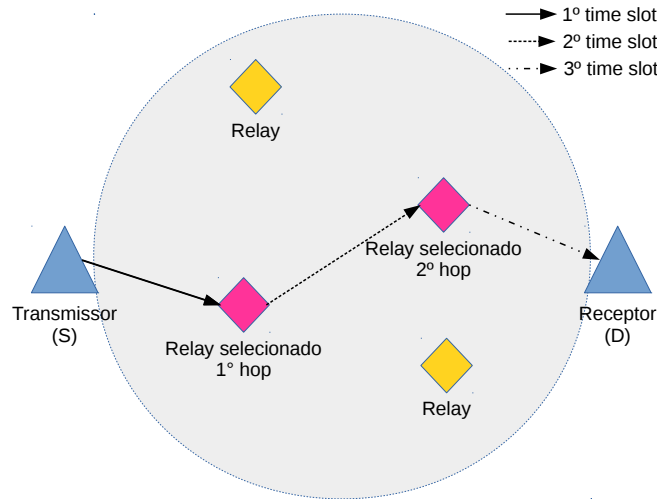
A seleção de múltiplos *relays* em 2 *hops* (*Multiple Relay in 2 hops*, MR-2h) consiste em criar um *link* de transmissão *source-sink* que retransmita a informação de nó em nó, passando por 2 *relays*, um em cada *hop*. Este esquema pode ser estendido para múltiplos *relays*, formando o conjunto  $\mathcal{C}$ , sendo  $c$  o número de *relays* selecionados, consequentemente, o mesmo número de *hops*.

A justificativa para utilizar este método é que o desvanecimento pela perda de percurso é minimizado, isto é, se forem escolhidos *relays* localizados aproximadamente em uma reta entre transmissor e receptor, a distância em cada trecho de transmissão passa de  $d$  (o diâmetro) no link direto, ou  $d/2$  utilizando um *hop* para  $d/3$ , em média, utilizando dois *hops*. Isto permite que o sinal chegue ao receptor com mais energia melhorando a detecção ou permite que a potência usada na transmissão seja significativamente menor, ou ambos.

A Figura 2.5 mostra 4 *relays* disponíveis e 2 *relays* selecionados, em 2 *hops*. Para o equacionamento é denominado que o  $i$ -ésimo e o  $j$ -ésimo *relay* foram escolhidos de forma a maximizar as condições de canal entre transmissor e receptor, com o objetivo de aumentar a energia do sinal que chega no receptor. Estes *relays* escolhidos formam o conjunto  $\mathcal{C}$ , neste caso da figura em específico,  $c = 2$ .

Este esquema não explora a diversidade adicional pois os dois *relays* escolhidos formam um *link* só, entretanto, ele atinge melhoras quanto à BER devido à diminuição do efeito da perda





**Figura 2.5:** Seleção de Múltiplos *Relays* em 2 *Hops*, em Canal *One-way*;  $a = 4$ ,  $c = 2$ ,  $h = 2$ .

de percurso.

Análogo aos esquemas anteriores, o nó transmissor envia a informação ao *relay*, como expresso na equação (2.5) e este *relay* cancela os efeitos da fase através da expressão da equação (2.6). O sinal é amplificado pelo fator dado na equação (2.7) e retransmitido, é recebido então no  $j$ -ésimo *relay* como  $r_j$ :

$$r_j = \alpha_i \tilde{r}_i \cdot \sqrt{\varrho_{ij}} h_{ij} + \eta_j, \quad (2.18)$$

sendo  $\varrho_{ij}$  o efeito resultante da perda de percurso entre o percurso de  $i$  à  $j$ ,  $h_{ij}$  é o coeficiente de canal entre  $i$  e  $j$  que pode ser escrito também como  $h_{ij} = |h_{ij}| e^{j\theta_{ij}}$ , sendo  $\theta_{ij} = \angle(h_{ij})$  e  $\eta_j \sim \mathcal{N}(0; \sigma_n^2)$  é o ruído AWGN no  $j$ -ésimo *relay* com média zero e variância  $\sigma_n^2$ .

O  $j$ -ésimo cancela os efeitos de fase e o sinal resultante  $\tilde{r}_j$  é:

$$\tilde{r}_j = r_j \cdot e^{-j\theta_{ij}} = r_j \cdot \frac{h_{ij}^*}{|h_{ij}|} \quad (2.19)$$

O  $j$ -ésimo *relay* retransmite a informação com um fator de amplificação  $\alpha_j$ , calculado de maneira análoga à equação (2.7):

$$\alpha_j = \kappa_j \cdot \frac{\sqrt{P_j}}{\sqrt{P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P_n}} \quad (2.20)$$

sendo  $P_j$  a potência de transmissão do  $j$ -ésimo *relay*. A informação do  $j$ -ésimo *relay* chega ao receptor, e é cancelado os efeitos de fase, obtendo o sinal  $r_d$  :

$$r_d = \alpha_j \tilde{r}_j \cdot \sqrt{\varrho_{jd}} h_{jd} + \eta_d, \quad (2.21)$$

sendo  $\varrho_{jd}$  o efeito resultante da perda de percurso entre o percurso de  $j$  à  $d$ ,  $h_{jd}$  é o coeficiente de canal entre  $j$  e  $d$  que pode ser escrito também como  $h_{jd} = |h_{jd}|e^{j\theta_{jd}}$ , sendo  $\theta_{jd} = \angle(h_{jd})$  e  $\eta_d \sim \mathcal{N}(0; \sigma_n^2)$  é o ruído AWGN no receptor.

O sinal resultante para detecção é dado por  $y$ , após o cancelamento dos efeitos de fase:

$$y = r_d \cdot e^{-j\theta_{jd}} = r_d \cdot \frac{h_{id}^*}{|h_{id}|} \quad (2.22)$$

De maneira análoga à equação (2.10), o sinal é estimado aplicando o princípio do ML:

$$\hat{b} = \arg \min_{\mathbf{b} \in \mathcal{S}} \left\| y - \alpha_i \alpha_j \cdot |h_{jd}| \sqrt{P_j \varrho_{jd}} \mathbf{b} \right\| \quad (2.23)$$

A SNR resultante para este esquema, considerando a variância do ruído como unitária, pode ser expressa por:

$$\gamma_{\text{MR-2h}} = \frac{P P_i P_j \varrho_{si} \varrho_{ij} \varrho_{jd} |h_{si}|^2 |h_{ij}|^2 |h_{jd}|^2}{P_j \varrho_{jd} |h_{jd}|^2 (P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P \varrho_{si} |h_{si}|^2) + P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 (P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + 1) + P \varrho_{si} |h_{si}|^2} \quad (2.24)$$

sendo o detalhamento do desenvolvimento analítico necessário descrito no Apêndice A. Note que essa expressão permite a obtenção expedita do cálculo da Probabilidade de *Outage*, bem como a geração de resultados numéricos e de simulação.

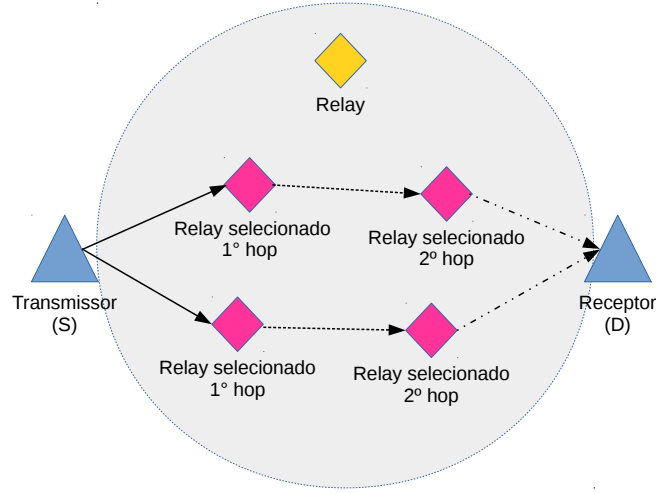
#### 2.4.4 Seleção de Múltiplos *Relays* em 2 *Hops* com Diversidade Adicional (MR-2h-D)

Este esquema de Seleção de Múltiplos *Relays* em 2 *hops* com diversidade adicional (*Multiple Relay Selection in 2 hops with additional diversity*, MR-2h-D) é uma união dos esquemas anteriores, ao adicionar mais *links* de 2 *hops* ao processo de cooperação. Assim, é possível minimizar os efeitos de pequena e larga escala conjuntamente ao custo de utilizar o dobro de *relays* ou mais  $\in \mathcal{A}$ . Esses *relays* formam o conjunto  $\mathcal{F} \in \mathcal{A}$ , com  $\mathbf{f}$  *relays* formando  $\mathbf{f}/2$  *links* de 2 *hops*.

Observe-se que o conjunto dos *relays* selecionados para o MR-2h-D possui duas partições<sup>7</sup>:  $\mathcal{F}_i \in \mathcal{F}$  para os *relays* que recebem a informação do nó transmissor e  $\mathcal{F}_j \in \mathcal{F}$  para os *relays* que enviam a informação ao nó receptor, necessariamente com  $\mathbf{f}/2$  elementos cada. Os *links* combinados devem seguir o mesmo critério coerente de combinação por MRC.

No esquema anterior, o sinal que chega ao receptor, com a correção dos efeitos de fase, é dado por  $y$ , neste esquema são  $\mathbf{f}/2$  sinais que chegam ao receptor, representado por  $y_j$ , de cada *relay* do conjunto  $\mathcal{F}_j$ , estes sinais passam também pela correção dos efeitos de fase, dado pela

<sup>7</sup>conjuntos disjuntos, isto é, sua intersecção é igual a 0 e a união destes dois conjuntos é todo o espaço.



**Figura 2.6:** Seleção de Múltiplos *Relays* em 2 *Hops*, em Canal *One-way*;  $\mathbf{a} = 5$ ,  $\mathbf{f} = 4$ ,  $\mathbf{h} = 2$ , para diversidade adicional.

equação 2.25:

$$\tilde{y}_j = y_j \cdot e^{-j\theta_{jd}} = r_{jd} \cdot \frac{h_{jd}^*}{|h_{jd}|}, \quad i \in \mathcal{F}_j, \quad (2.25)$$

E, para manter o conceito de combinação coerente do receptor as cópias são ponderadas pelo fator  $\iota_j$ :

$$\iota_j = \frac{|\sqrt{P_j} \varrho_{jd} h_{jd}|}{\sqrt{\sum_{\substack{j=1, \\ j \in \mathcal{F}_j}}^{\mathbf{f}/2} |\sqrt{P_j} \varrho_{jd} h_{jd}|^2}}, \quad \text{sendo } \sum_{j=1}^{\mathbf{f}/2} \iota_j = 1 \quad (2.26)$$

O sinal obtido  $y$  é dado por:

$$y = \sum_{\substack{j=1, \\ j \in \mathcal{F}_j}}^{\mathbf{f}/2} \tilde{y}_j \cdot \iota_j \quad (2.27)$$

Para detecção final, a expressão do ML é dada por:

$$\hat{\mathbf{b}} = \arg \min_{\mathbf{b} \in \mathcal{S}} \left\| y - \sum_{\substack{i=1, j=1, \\ i \in \mathcal{F}_i, j \in \mathcal{F}_j}}^{\mathbf{f}/2} \alpha_i \alpha_j \cdot |h_{jd}| \sqrt{P_j} \varrho_{jd} \iota_j \mathbf{b} \right\| \quad (2.28)$$

sendo a SNR deste esquema dada por:

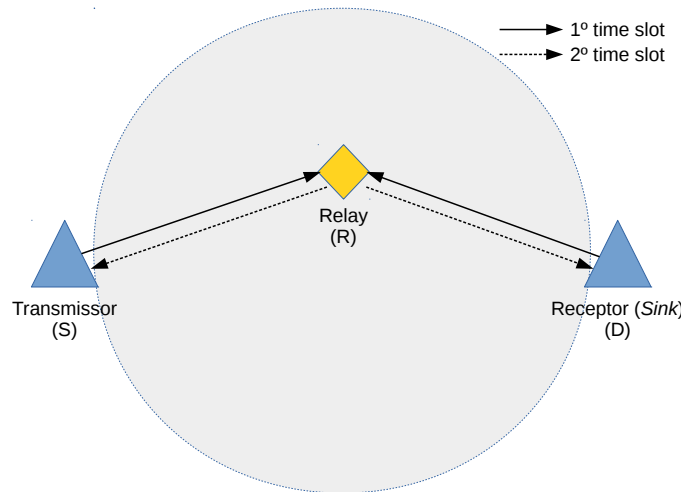
$$\gamma_{\text{MR-2hD}} = \sum_{\substack{i=1, j=1, \\ i \in \mathcal{F}_i, j \in \mathcal{F}_j}}^{\mathfrak{f}/2} \frac{PP_i P_j \varrho_{si} \varrho_{ij} \varrho_{jd} |h_{si}|^2 |h_{ij}|^2 |h_{jd}|^2}{P_j \varrho_{jd} |h_{jd}|^2 (P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P \varrho_{si} |h_{si}|^2) + P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 (P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + 1) + P \varrho_{si} |h_{si}|^2} \quad (2.29)$$

## 2.5 Modelo de Transmissão Bidirecional - Two way

A transmissão *two-way* tem o objetivo de alcançar uma maior eficiência espectral sem reduzir de forma substancial a eficiência energética, aproveitando a mesma largura de banda no espectro para transmitir o dobro de informação que o modelo *one-way* ou *half-duplex* (JING, 2009).

No mesmo cenário de transmissão cooperativa, NLOS com canal de módulo *Rayleigh* é adotado um sistema de transmissão *two-way*. O mesmo *relay* usado anteriormente que não está habilitado para receber e enviar mensagens simultaneamente pode receber informação de dois transmissores distintos e, em um *slot* de tempo seguinte, retransmiti-las.

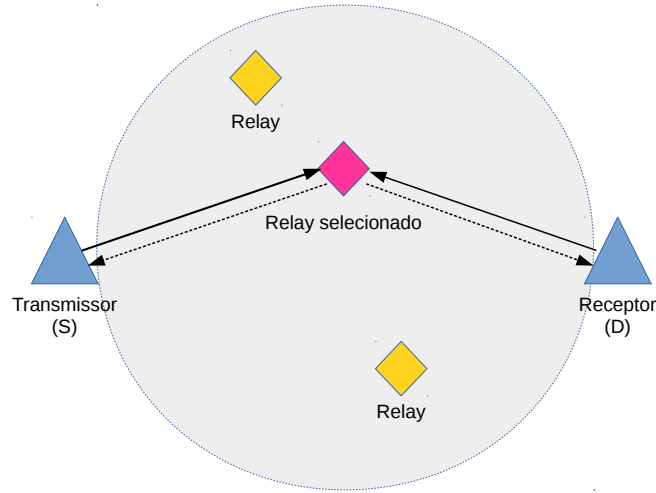
A principal diferença desse esquema de transmissão para o anterior é que embora ambos esquemas apresentem nó transmissor, nó receptor e *relays*, é que agora no esquema *two-way* dois nós - transmissor e receptor - vão trocar informação de forma bidirecional auxiliados por nó(s) *relay*(s), com seu fluxo básico ilustrado na Figura 2.7:



**Figura 2.7:** Modelo de Transmissão Auxiliado pelo *Relay* em Canal *Two-way*.

### 2.5.1 Seleção de um Único *Relay* em 1 hop (SR-1h)

A Figura 2.8 ilustra o caso Seleção de *relay* em 1 hop (SR-1h) em comunicação *two-way*.



**Figura 2.8:** Seleção de um Único *Relay* em Canal *Two-way*;  $a = 3$ .

Neste esquema o *relay* recebe informação do usuário 1 e do usuário 2, amplifica o sinal resultante destas duas informações e as retransmite para os 2 usuários. Cada usuário recebe então a informação que enviou, que se torna uma interferência, e a informação enviada pelo outro, que é a de interesse. Como eles conhecem sua própria informação, eles a cancelam no sinal final. O equacionamento deste modelo é dado a seguir.

O sinal recebido no *relay* no primeiro *slot* de tempo é dado por  $r_i$ :

$$r_i = \sqrt{P_1 \varrho_{1i}} |h_{1i}| e^{j\angle h_{1i}} b_1 + \sqrt{P_2 \varrho_{2i}} |h_{2i}| e^{j\angle h_{2i}} b_2 + \eta_i \quad (2.30)$$

sendo  $P_1$  e  $P_2$  as potências de transmissão do primeiro e do segundo usuário, respectivamente,  $b_1$  e  $b_2$  o símbolo enviado por eles, respectivamente também,  $\eta_i$  o ruído aditivo branco gaussiano com média zero e variância  $\sigma_n^2$  no  $i$ -ésimo *relay*,  $h_{1i}$  o coeficiente de canal entre o usuário 1 e o  $i$ -ésimo *relay* que pode ser escrito também como  $h_{1i} = |h_{1i}| e^{j\theta_{1i}}$ , sendo  $\theta_{1i} = \angle(h_{1i})$ ,  $h_{2i}$  o coeficiente de canal entre o usuário 2 e o  $i$ -ésimo *relay* que pode ser escrito também como  $h_{2i} = |h_{2i}| e^{j\theta_{2i}}$ , sendo  $\theta_{2i} = \angle(h_{2i})$ ,  $\varrho_{1i}$  a perda de percurso entre o usuário 1 e o  $i$ -ésimo *relay* e  $\varrho_{2i}$  a perda de percurso entre o usuário 2 e o  $i$ -ésimo *relay*.

O *relay* que tem informações do seu estado de canal até os usuários 1 e 2, procede ao cancelamento dos efeitos de fase, obtendo o sinal  $\tilde{r}_i$ . considerando notação exponencial, por simplificação na expressão final, obtém-se diretamente:

$$\tilde{r}_i = r_i \cdot e^{-j(\theta_1 + \theta_2)} \quad (2.31)$$

$$\tilde{r}_i = \sqrt{P_1 \varrho_{1i}} |h_{1i}| e^{-j\theta_2} b_1 + \sqrt{P_2 \varrho_{2i}} |h_{2i}| e^{-j\theta_1} b_2 + \eta_i e^{-j(\theta_1 + \theta_2)} \quad (2.32)$$

E o amplifica pelo fator  $\alpha_i$ , dado por:

$$\alpha_i = \kappa_i \cdot \frac{\sqrt{P_i}}{\sqrt{P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 + P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2 + P_n}} \quad (2.33)$$

Onde  $P_i$  é a potência de transmissão do *relay* e  $P_n$  é a potência de ruído.

O sinal amplificado é retransmitido pelo *relay* e recebido no usuário 1 como expresso na equação (2.34), e recebido no usuário 2 como expresso na equação (2.35):

$$r_1 = \alpha_i \tilde{r}_i \cdot \sqrt{\varrho_{1i}} h_{1i} + \eta_1 \quad (2.34)$$

$$r_2 = \alpha_i \tilde{r}_i \cdot \sqrt{\varrho_{2i}} h_{2i} + \eta_2 \quad (2.35)$$

sendo  $\eta_1$  e  $\eta_2$  são os ruídos com distribuição gaussiana, média zero e variância  $\sigma_n^2$  nos usuários 1 e 2, respectivamente. É feito o cancelamento de fase nos dois usuários:

$$y_1 = r_1 \cdot e^{-j\theta_{1i}} = r_1 \cdot \frac{h_{1i}^*}{|h_{1i}|} \quad (2.36)$$

$$y_2 = r_2 \cdot e^{-j\theta_{2i}} = r_2 \cdot \frac{h_{2i}^*}{|h_{2i}|} \quad (2.37)$$

Em cada usuário é possível fazer o cancelamento da própria interferência, afim de detectar a informação de interesse em meio à informação total recebida:

$$y_1 = \underbrace{\sqrt{P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2} e^{-j\theta_{2i}} e^{j\theta_{1i}} b_1 \alpha_i}_{\text{própria interferência}} + \underbrace{\sqrt{P_2 \varrho_{1i} \varrho_{2i}} |h_{1i}| |h_{2i}| b_2 \alpha_i}_{\text{sinal de interesse}} + \underbrace{\eta_i \sqrt{\varrho_{1i}} |h_{1i}| e^{-j\theta_{2i}} \alpha_i + \eta_1}_{\text{ruído}} \quad (2.38)$$

$$y_2 = \underbrace{\sqrt{P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2} e^{-j\theta_{1i}} e^{j\theta_{2i}} b_2 \alpha_i}_{\text{própria interferência}} + \underbrace{\sqrt{P_1 \varrho_{1i} \varrho_{2i}} |h_{1i}| |h_{2i}| b_1 \alpha_i}_{\text{sinal de interesse}} + \underbrace{\eta_i \sqrt{\varrho_{2i}} |h_{2i}| e^{-j\theta_{1i}} \alpha_i + \eta_2}_{\text{ruído}} \quad (2.39)$$

A informação é estimada através do ML, através do cálculo da distância euclidiana representada por  $\|\cdot\|$  entre o sinal recebido e todos os possíveis símbolos do conjunto da constelação  $\mathcal{S}$  usada, sendo  $\hat{b}_2$  e  $\hat{b}_1$  a informação enviada pelos usuários 2 e 1, respectivamente:

$$\hat{b}_2 = \arg \min_{\mathbf{b}_2 \in \mathcal{S}} \left\| y_1 - \alpha_i \alpha_i \cdot |h_{1i}| |h_{2i}| \sqrt{P_1 \varrho_{1i} \varrho_{2i}} \mathbf{b}_2 \right\| \quad (2.40)$$

$$\hat{b}_1 = \arg \min_{\mathbf{b}_1 \in \mathcal{S}} \left\| y_2 - \alpha_i \alpha_i \cdot |h_{1i}| |h_{2i}| \sqrt{P_2 \varrho_{1i} \varrho_{2i}} \mathbf{b}_1 \right\| \quad (2.41)$$

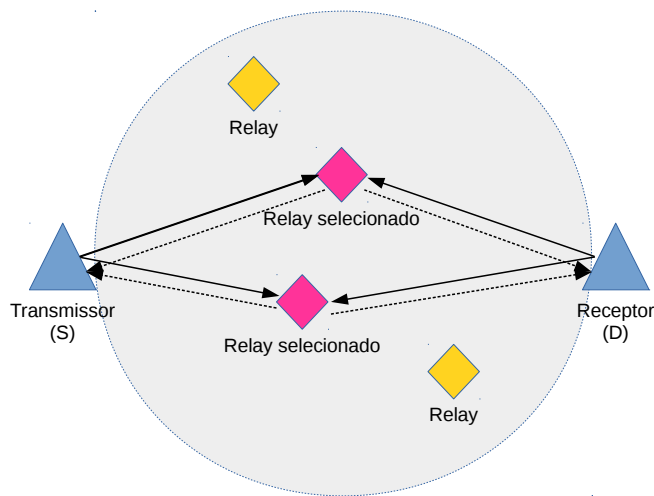
A SNR deste modelo é dada por  $\gamma_{\text{tw}12}$  para o usuário 1 e  $\gamma_{\text{tw}21}$  para o usuário 2:

$$\gamma_{12} = \frac{P_2 P_i \varrho_{1i} \varrho_{2i} |h_{1i}|^2 |h_{2i}|^2}{P_n \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 (P_i + P_1) + P_n P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2 + P_n^2} \quad (2.42)$$

$$\gamma_{21} = \frac{P_1 P_i \varrho_{1i} \varrho_{2i} |h_{1i}|^2 |h_{2i}|^2}{P_n \varrho_{2i} |h_{2i}|^2 (P_i + P_2) + P_n P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 + P_n^2} \quad (2.43)$$

### 2.5.2 Seleção de Múltiplos *Relays* em 1 *Hop* (MR-1h)

Esta estrutura de transmissão possui as mesmas características de ganho de diversidade que o modelo MR-1h *one-way*, através do aumento do número de *relays* selecionados, como ilustrado na Figura 2.9:



**Figura 2.9:** Seleção de Múltiplos *Relays* em Canal *Two-way*;  $a = 4$ ,  $g = 2$ .

O sinal  $r_i$  recebido em cada *relay* é composto pelo sinal do usuário 1 e 2, como na equação 2.30. Todos os *relays* selecionados irão cancelar os efeitos de fase deste sinal:

$$\tilde{r}_i = r_i \cdot e^{-j(\theta_1 + \theta_2)}, \quad i \in \mathcal{G} \quad (2.44)$$

E o amplificam pelo fator  $\alpha_i$ , dado por:

$$\alpha_i = \kappa_i \cdot \frac{\sqrt{P_i}}{\sqrt{P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 + P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2 + P_n}}, \quad i \in \mathcal{G} \quad (2.45)$$

Considera-se um intervalo de tempo definido:  $t_i \propto \gamma_{1i}^{-1}$ , sendo  $i = 1, 2, \dots, g$ . Assim, cada *relay* retransmite a informação resultante em seu *time slot*, e o sinal  $r_1$  e  $r_2$  resultante nos usuários 1 e 2, respectivamente é dado por:

$$r_1 = \alpha_i \tilde{r}_i \cdot \sqrt{\varrho_{1i}} h_{1i} + \eta_1, \quad i \in \mathcal{G}, \quad (2.46)$$

$$r_2 = \alpha_i \tilde{r}_i \cdot \sqrt{\varrho_{2i}} h_{2i} + \eta_2, \quad i \in \mathcal{G}, \quad (2.47)$$

Cada usuário cancela o efeito de fase das cópias que chegaram até ele:

$$y_{1i} = r_1 \cdot e^{-j\theta_{1i}} = r_1 \cdot \frac{h_{1i}^*}{|h_{1i}|}, \quad i \in \mathcal{G} \quad (2.48)$$

$$y_{2i} = r_2 \cdot e^{-j\theta_{2i}} = r_2 \cdot \frac{h_{2i}^*}{|h_{2i}|}, \quad i \in \mathcal{G} \quad (2.49)$$

e cancela o efeito da própria interferência em todas as cópias:

$$y_{1i} = \underbrace{\sqrt{P_1 \varrho_{1i}} |h_{1i}|^2 e^{-j\theta_2} e^{j\theta_1} b_1 \alpha_i}_{\text{própria interferência}} + \underbrace{\sqrt{P_2 \varrho_{1i} \varrho_{2i}} |h_{1i}| |h_{2i}| b_2 \alpha_i}_{\text{sinal de interesse}} + \underbrace{\eta_i \sqrt{\varrho_{1i}} |h_{1i}| e^{-j\theta_2} \alpha_i + \eta_1}_{\text{ruído}}, \quad i \in \mathcal{G} \quad (2.50)$$

$$y_{2i} = \underbrace{\sqrt{P_2 \varrho_{2i}} |h_{2i}|^2 e^{-j\theta_1} e^{j\theta_2} b_2 \alpha_i}_{\text{própria interferência}} + \underbrace{\sqrt{P_1 \varrho_{1i} \varrho_{2i}} |h_{1i}| |h_{2i}| b_1 \alpha_i}_{\text{sinal de interesse}} + \underbrace{\eta_i \sqrt{\varrho_{2i}} |h_{2i}| e^{-j\theta_1} \alpha_i + \eta_2}_{\text{ruído}}, \quad i \in \mathcal{G} \quad (2.51)$$

e combina as cópias de forma coerente:

$$\iota_{1i} = \frac{|\sqrt{P_i \varrho_{i1}} h_{i1}|}{\sqrt{\sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^g |\sqrt{P_i \varrho_{i1}} h_{i1}|^2}}, \quad i \in \mathcal{G} \quad (2.52)$$

$$\iota_{2i} = \frac{|\sqrt{P_i \varrho_{i2}} h_{i2}|}{\sqrt{\sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^g |\sqrt{P_i \varrho_{i2}} h_{i2}|^2}}, \quad i \in \mathcal{G} \quad (2.53)$$

estes fatores  $\iota_{i*}$  devem ser normalizados para  $\sum_{i=1}^l \iota_{i*} = 1$ , e então usados na combinação final:

$$y_1 = \sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^g y_{1i} \cdot \iota_{1i} \quad (2.54)$$

$$y_2 = \sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^g y_{2i} \cdot \iota_{2i} \quad (2.55)$$

O sinal então pode ser estimado pelo ML através da equação:



$$\hat{b}_2 = \arg \min_{\mathbf{b}_2 \in \mathcal{S}} \left\| y_1 - \sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^{\mathfrak{g}} \alpha_i \alpha_i \cdot |h_{1i}| |h_{2i}| \sqrt{P_1 \varrho_{1i} \varrho_{2i}} \mathbf{b}_2 \right\| \quad (2.56)$$

$$\hat{b}_1 = \arg \min_{\mathbf{b}_1 \in \mathcal{S}} \left\| y_2 - \sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^{\mathfrak{g}} \alpha_i \alpha_i \cdot |h_{1i}| |h_{2i}| \sqrt{P_2 \varrho_{1i} \varrho_{2i}} \mathbf{b}_1 \right\| \quad (2.57)$$

Note que a SNR deste modelo é identificada por  $\gamma_{12}$  para o usuário 1 e  $\gamma_{21}$  para o usuário 2:

$$\gamma_{12} = \sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^{\mathfrak{g}} \frac{P_2 P_i \varrho_{1i} \varrho_{2i} |h_{1i}|^2 |h_{2i}|^2}{P_n \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 (P_i + P_1) + P_n P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2 + P_n^2} \quad (2.58)$$

$$\gamma_{21} = \sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^{\mathfrak{g}} \frac{P_1 P_i \varrho_{1i} \varrho_{2i} |h_{1i}|^2 |h_{2i}|^2}{P_n \varrho_{2i} |h_{2i}|^2 (P_i + P_2) + P_n P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 + P_n^2} \quad (2.59)$$

### 2.5.3 Seleção de Múltiplos *Relays* em 3 Hops (MR-3h)

Esta topologia de transmissão não objetiva incrementar o ganho de diversidade; assim como a característica do esquema *multihop*, seu benefício está em mitigar a perda de percurso devido à distância a partir do uso múltiplo de *relays* em cascata entre o nó transmissor e receptor. No caso da transmissão *two-way*, 5 nós formam a rede, sendo o nó transmissor, nó receptor e os 3 *relays* retransmissores cooperativos.

Este esquema também foi estudado em (WANG et al., 2011), denominado *5-node 2 frame multihop network*. Estes retransmissores estão divididos em 3 *hops* adicionais, e não em 2 como no caso *one-way*, porque o *relay* não está apto a enviar e receber mensagens simultaneamente. Dessa forma, o esquema em questão pode ser melhor compreendido com o auxílio da Figura 2.10, sendo  $i, j$  e  $k \in \mathcal{C}$ , os nós *relays* selecionados.

Sendo  $i, j$  e  $k \in \mathcal{C}$ , os *relays* selecionados.

O sinal  $r_i$  recebido no  $i$ -ésimo *relay* e o sinal  $r_k$  recebido no  $k$ -ésimo *relay* são compostos, respectivamente, pelo sinal do usuário 1 e 2:

$$r_i = \sqrt{P_1 \varrho_{1i}} |h_{1i}| \cdot e^{j\theta_{1i}} \cdot b_1 + \eta_i \quad (2.60)$$

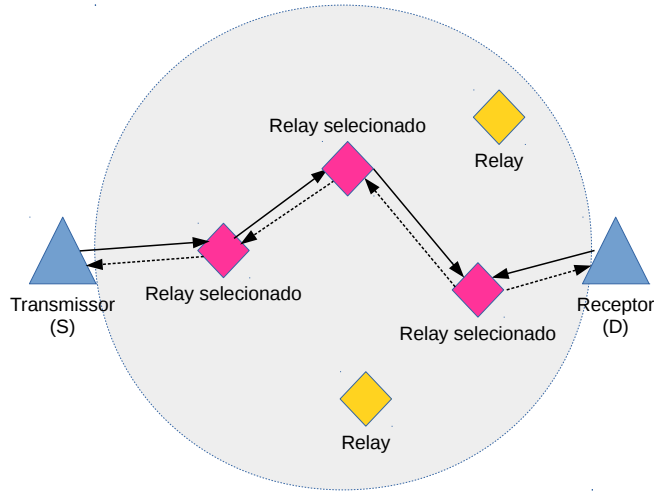
$$r_k = \sqrt{P_2 \varrho_{2k}} |h_{2k}| \cdot e^{j\theta_{2k}} \cdot b_2 + \eta_k \quad (2.61)$$

$$(2.62)$$

o qual, após o cancelamento de fase e o fator de amplificação são dados por:

$$\tilde{r}_i = \left( \sqrt{P_1 \varrho_{1i}} |h_{1i}| \cdot b_1 + \eta_i \cdot e^{-j\theta_{1i}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 + P_n}} \quad (2.63)$$

$$\tilde{r}_k = \left( \sqrt{P_2 \varrho_{2k}} |h_{2k}| \cdot b_2 + \eta_k \cdot e^{-j\theta_{2k}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{P_2 \varrho_{2k} |h_{2k}|^2 + P_n}} \quad (2.64)$$



**Figura 2.10:** Seleção de Múltiplos *Relays* em 3 *Hops*, em Canal *Two-way*;  $a = 5$ ,  $c = 3$ ,  $h = 3$ .

e enviados para o  $j$ -ésimo *relay*, o qual está localizado no centro da rede, recebendo a soma destes sinais:

$$r_j = \tilde{r}_i \cdot \sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}| \cdot e^{j\theta_{ij}} + \tilde{r}_k \cdot \sqrt{P_k \varrho_{kj}} |h_{kj}| e^{j\theta_{kj}} + \eta_j \quad (2.65)$$

Este *relay* cancela os efeitos de fase deste sinal e o pondera pelo fator de amplificação  $\alpha_j$ :

$$\begin{aligned} \tilde{r}_j &= r_j \cdot e^{-j(\theta_{ij} + \theta_{kj})} \cdot \alpha_j \\ &= r_j \cdot e^{-j(\theta_{ij} + \theta_{kj})} \cdot \frac{1}{\sqrt{P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 + P_n}} \end{aligned} \quad (2.66)$$

Por sua vez, o  $j$ -ésimo *relay* retransmite a informação resultante, e esta é recebida nos nós  $k$  e  $i$ , que cancelam os efeitos de fase e amplificam o sinal, respectivamente, obtendo as expressões:

$$\tilde{r}_k = \left( \tilde{r}_j \cdot \sqrt{P_j \varrho_{jk}} |h_{jk}| + \eta_k \cdot e^{-j\theta_{jk}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{P_j \varrho_{jk} |h_{jk}|^2 + P_n}} \quad (2.67)$$

$$\tilde{r}_i = \left( \tilde{r}_j \cdot \sqrt{P_j \varrho_{ji}} |h_{ji}| + \eta_i \cdot e^{-j\theta_{ji}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{P_j \varrho_{ji} |h_{ji}|^2 + P_n}} \quad (2.68)$$

Em seguida, os *relays*  $k$  e  $i$  retransmitem a informação, que finalmente chega até usuário 2 e 1, que cancelam os efeitos de fase, obtendo, respectivamente:

$$\tilde{r}_2 = \tilde{r}_k \cdot \sqrt{P_k \varrho_{k2}} |h_{k2}| + \eta_2 \cdot e^{-j\theta_{k2}} \quad (2.69)$$

$$\tilde{r}_1 = \tilde{r}_i \cdot \sqrt{P_i \varrho_{i1}} |h_{i1}| + \eta_1 \cdot e^{-j\theta_{i1}} \quad (2.70)$$

Para que cada usuário obtenha a informação que o outro usuário enviou é necessário que ele conheça o estado de todos os canais, nos 3 trechos incrementando sobremaneira a troca de informações e a complexidade de implementação. Assim, a informação resultante no usuário 2, também encontrada no trabalho de (WANG et al., 2011) com adaptação para codificação, é expressa como:

$$\begin{aligned} \tilde{r}_2 = & \underbrace{\frac{\sqrt{P_1 \varrho_{1i}} |h_{1i}| \cdot b_1}{\sqrt{P_1 \varrho_{1i}} |h_{1i}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}| \cdot e^{-j\theta_{2k}}}{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}|^2 + P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_j \varrho_{jk}} |h_{jk}|}{\sqrt{P_j \varrho_{jk}} |h_{jk}|^2 + P_n} \cdot \sqrt{P_k \varrho_{k2}} |h_{k2}|}_{\text{sinale de interesse}} \\ & + \underbrace{\frac{\sqrt{P_2 \varrho_{2k}} |h_{2k}| \cdot b_2 + \eta_k e^{-j\theta_{2k}}}{\sqrt{P_2 \varrho_{2k}} |h_{2k}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_k \varrho_{kj}} |h_{kj}| \cdot e^{-j\theta_{ij}}}{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}|^2 + P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_j \varrho_{jk}} |h_{jk}|}{\sqrt{P_j \varrho_{jk}} |h_{jk}|^2 + P_n} \cdot \sqrt{P_k \varrho_{k2}} |h_{k2}|}_{\text{auto-interferência}} \\ & + \underbrace{\frac{\eta_i \cdot e^{-j\theta_{1i}}}{\sqrt{P_1 \varrho_{1i}} |h_{1i}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}| \cdot e^{-j\theta_{2k}}}{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}|^2 + P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_j \varrho_{jk}} |h_{jk}|}{\sqrt{P_j \varrho_{jk}} |h_{jk}|^2 + P_n} \cdot \sqrt{P_k \varrho_{k2}} |h_{k2}|}_{\text{ruído em } i} \\ & + \underbrace{\frac{\eta_j \cdot e^{-j(\theta_{ij} + \theta_{kj})}}{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}|^2 + P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_j \varrho_{jk}} |h_{jk}|}{\sqrt{P_j \varrho_{jk}} |h_{jk}|^2 + P_n} \cdot \sqrt{P_k \varrho_{k2}} |h_{k2}|}_{\text{ruído em } j} \\ & + \underbrace{\frac{\eta_k \cdot e^{-j\theta_{jk}}}{\sqrt{P_j \varrho_{jk}} |h_{jk}|^2 + P_n} \cdot \sqrt{P_k \varrho_{k2}} |h_{k2}|}_{\text{ruído em } k} + \underbrace{\eta_2 \cdot e^{-j\theta_{k2}}}_{\text{ruído em } 2} \end{aligned} \quad (2.71)$$

com SNR para este usuário dada por:

$$\gamma_{MR_{21}} = \frac{P_1 P_i P_j P_k \varrho_{1i} \varrho_{ij} \varrho_{jk} \varrho_{k2} |h_{1i} h_{ij} h_{jk} h_{k2}|^2 (\alpha_j^{-1})^2 \cdot (P_j \varrho_{jk} |h_{jk}|^2 + P_n) e^{-2j\theta_{2k}}}{P_k \varrho_{k2} |h_{k2}|^2 \cdot \vartheta + P_n \cdot e^{-2j\theta_{jk}} P_k \varrho_{k2} |h_{k2}|^2 + P_n \cdot e^{-2j\theta_{k2}}} \quad (2.72)$$

sendo:

$$\begin{aligned} \vartheta = & (P_2 \varrho_{2k} |h_{2k}|^2 + P_n \cdot e^{-2j\theta_{2k}}) P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 \cdot e^{-2j\theta_{ij}} \\ & + P_n \cdot e^{-2j\theta_{1i}} P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 \cdot e^{-2j\theta_{2k}} + P_n \cdot e^{-2j(\theta_{ij} + \theta_{kj})} \end{aligned}$$

e a informação no usuário 1 é dada por:

$$\begin{aligned}
\tilde{r}_1 = & \underbrace{\frac{\sqrt{P_2 \varrho_{2k}} |h_{2k}| \cdot b_2}{\sqrt{P_2 \varrho_{2k}} |h_{2k}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_k \varrho_{kj}} |h_{kj}| \cdot e^{-j\theta_{1i}}}{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}|^2 + P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_j \varrho_{ji}} |h_{ji}|}{\sqrt{P_i \varrho_{ji}} |h_{ji}|^2 + P_n} \cdot \sqrt{P_i \varrho_{i1}} |h_{i1}|}_{\text{signal de interesse}} \\
+ & \underbrace{\frac{\sqrt{P_1 \varrho_{1i}} |h_{1i}| \cdot b_1 + \eta_i e^{-j\theta_{1i}}}{\sqrt{P_1 \varrho_{1i}} |h_{1i}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}| \cdot e^{-j\theta_{kj}}}{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}|^2 + P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_j \varrho_{ji}} |h_{ji}|}{\sqrt{P_j \varrho_{ji}} |h_{ji}|^2 + P_n} \cdot \sqrt{P_i \varrho_{i1}} |h_{i1}|}_{\text{auto-interferência}} \\
+ & \underbrace{\frac{\eta_k \cdot e^{-j\theta_{2k}}}{\sqrt{P_2 \varrho_{2k}} |h_{2k}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_k \varrho_{kj}} |h_{kj}| \cdot e^{-j\theta_{1i}}}{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}|^2 + P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_j \varrho_{ji}} |h_{ji}|}{\sqrt{P_j \varrho_{ji}} |h_{ji}|^2 + P_n} \cdot \sqrt{P_i \varrho_{i1}} |h_{i1}|}_{\text{ruído em } k} \\
+ & \underbrace{\frac{\eta_j \cdot e^{-j(\theta_{ij} + \theta_{kj})}}{\sqrt{P_i \varrho_{ij}} |h_{ij}|^2 + P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 + P_n} \cdot \frac{\sqrt{P_j \varrho_{ji}} |h_{ji}|}{\sqrt{P_j \varrho_{ji}} |h_{ji}|^2 + P_n} \cdot \sqrt{P_i \varrho_{i1}} |h_{i1}|}_{\text{ruído em } j} \\
+ & \underbrace{\frac{\eta_i \cdot e^{-j\theta_{1i}}}{\sqrt{P_j \varrho_{ji}} |h_{ji}|^2 + P_n} \cdot \sqrt{P_i \varrho_{i1}} |h_{i1}|}_{\text{ruído em } i} + \underbrace{\eta_1 \cdot e^{-j\theta_{11}}}_{\text{ruído em } 1} \tag{2.73}
\end{aligned}$$

cuja SNR para este usuário, é dada por:

$$\gamma_{MR_{12}} = \frac{P_1 P_i P_j P_k \varrho_{1i} \varrho_{ij} \varrho_{jk} \varrho_{k2} |h_{1i} h_{ij} h_{jk} h_{k2}|^2 (\alpha_j^{-1})^2 \cdot (P_j \varrho_{ji} |h_{ji}|^2 + P_n) e^{-2j\theta_{1i}}}{P_i \varrho_{i1} |h_{i1}|^2 \cdot \vartheta + P_n \cdot e^{-2j\theta_{ji}} P_i \varrho_{i1} |h_{i1}|^2 + P_n \cdot e^{-2j\theta_{1i}}} \tag{2.74}$$

sendo:

$$\begin{aligned}
\vartheta &= (P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 + P_n \cdot e^{-2j\theta_{1i}}) P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 \cdot e^{-2j\theta_{kj}} \\
&+ P_n \cdot e^{-2j\theta_{2k}} P_k \varrho_{kj} |h_{kj}|^2 \cdot e^{-2j\theta_{1k}} + P_n \cdot e^{-2j(\theta_{kj} + \theta_{ij})}
\end{aligned}$$

## 3 Métodos de Seleção

Os critérios de seleção de *relays* buscam atingir um ou mais requisitos de qualidade da rede de comunicação cooperativa, sabendo que nem todos os requisitos de qualidade podem ser alcançados simultaneamente, os métodos de seleção possuem vantagens e desvantagens que variam conforme a aplicação.

Uma escolha a partir de um critério mais singelo ou imediato geralmente resulta em processamento reduzido, mas pode não garantir uma maior SNR no destino. Já um critério mais elaborado ou sofisticado, pode contribuir diminuindo a taxa de erro, ou mesmo resultar em um aumento na vazão do sistema, às custas de um processamento computacional mais complexo. Esta escolha faz parte do gerenciamento da rede e é uma importante parte no projeto dos protocolos da camada MAC (*Media Access Control*) (ESCRIG, 2010).

Em geral os métodos de seleção de *relay* podem ser classificados a partir de critérios de seleção instantânea, melhores seleções de canal, (*Best-Relay Selection* - B-RS) e seleções parciais, (*Partial-Relay Selection* - P-RS).

Quando se trata de economia de energia gasta na transmissão e/ou no processamento, é preciso analisar quanto existe de consumo entre as potências de circuito com a rede em repouso, em processo de escolha do *relay* e em transmissão. As soluções para otimização de energia devem ser impactantes na soma geral das potências para ser relevante seu projeto e implementação, respeitado a manutenção do QoS de rede.

Da mesma forma, o aumento de complexidade inerente às técnicas que fazem uma busca exaustiva nos *relays* procurando o melhor coeficiente de canal, é justificada se houver um aumento considerável nos quesitos de qualidade.

Os métodos de seleção de *relay* possuem a ordem de diversidade como característica em sua BER, é o que mostra de forma imediata como é o comportamento assintótico da taxa de erro dos métodos em relação ao aumento do número de *relays* disponíveis, em altas taxas de SNR.

## 3.1 Descrição dos Principais Métodos de Seleção de Relays

### 3.1.1 Seleção Aleatória

O método mais simples de escolher o *relay* para retransmissão é de forma aleatória, conhecido como *Random Relay Selection* (R-RS), a implementação é feita com uma lista de *relays* disponíveis e para a  $i$ -ésima transmissão ou o  $i$ -ésimo intervalo de tempo, é escolhido o  $i$ -ésimo *relay* da lista. Por simplificação, é admitido que o nó destino tenha conhecimento dos *relays* disponíveis através das mensagens ACK entre eles.

Esse método não faz nenhuma verificação quanto ao canal do *relay* escolhido, ou quanto à sua localização, podendo escolher um *relay* com uma SNR melhor, igual ou pior do que a transmissão não cooperativa, por isso seu desempenho é marginal, mesmo aumentando o número de *relays* sua ordem de diversidade permanece igual a 1.

Em alguns casos, considerando a sua localização, se o *relay* estiver muito longe de um dos nós, a potência usada para transmissão é muito maior que o normal, já que esta aumenta proporcionalmente ao quadrado da distância entre os nós envolvidos.

Por outro lado, como os *relays* tem a mesma probabilidade de serem escolhidos, a premissa desse método é de que os *relays* retransmitam em um mesmo número de vezes entre eles, fazendo com que a energia de todos eles diminuam igual e lentamente, evitando que um determinado *relay* com privilégio na condição de canal tenha a bateria esgotada e determine o fim da rede.

### 3.1.2 Seleção Oportunista

Esse é o algoritmo mais simples da literatura, que considera somente o canal do segundo *slot* de tempo para a seleção do retransmissor. A escolha consiste em aguardar a mensagem de confirmação do *relay* por um tempo  $t$  inversamente proporcional ao ganho de canal deste:

$$t \propto \frac{1}{\rho_{id}|h_{id}|} \quad (3.1)$$

Para as transmissões em *two-way* o método oportunista não se aplica, porque para cada usuário final seria escolhido um *relay* diferente.

O nó destino envia um pedido ACK aos *relays*, estes respondem e o nó destino pode estimar a condição de cada canal e escolher o *relay* de forma oportunista, buscando o *relay* que possui, pelo menos, boa condição de canal neste trecho do caminho.

A principal desvantagem da rede é escolher sempre o *relay* privilegiado quando ao canal com o destino final, sobrecarregando este *relay* e comprometendo o tempo de vida da rede. Os resultados do método oportunista não estão no trabalho porque este não é considerado um

método ótimo de escolha de *relays*, dado que ele só os compara quanto às condições do canal até o destino.

### 3.1.3 Seleção por Maior Média Harmônica

O método de maior Média Harmônica, *Maximum Harmonic Mean Relay Selection* (MHM-RS), considera todos os trechos da transmissão para escolher o *relay*, diferente do método oportunista que só considera o caminho entre *relay* e destino ou do método aleatório que não considera nenhuma condição de canal.

É calculada a Média Harmônica entre os coeficientes de canal do primeiro trecho: nó fonte -  $i$ -ésimo *relay*, representado por  $h_{si}$ , e do segundo trecho:  $i$ -ésimo *relay* - destino, representado por  $h_{id}$ , para todos os  $i$  *relays* disponíveis, e é escolhido o *relay* com maior média na comparação.

A definição para o cálculo da Média Harmônica para números reais é o número de elementos dividido pela soma do inverso dos elementos.

A Média Harmônica de dois elementos é dada por :  $H(u, v) = \frac{2uv}{u+v}$ , então, para a transmissão utilizando um *relay* em um *hop* adicional, a Média Harmônica é dada por:

$$H(P_{\rho_{si}}|h_{si}|^2, P_{\rho_{id}}|h_{id}|^2) = \frac{2P_{\rho_{si}}|h_{si}|^2 \cdot P_{\rho_{id}}|h_{id}|^2}{P_{\rho_{si}}|h_{si}|^2 + P_{\rho_{id}}|h_{id}|^2} \quad (3.2)$$

E o  $k$ -ésimo *relay*, escolhido se este possuir a maior Média Harmônica é:

$$k = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} H(P_{\rho_{si}}|h_{si}|^2, P_{\rho_{id}}|h_{id}|^2), \quad (3.3)$$

Para os casos em que há interesse em aumentar a diversidade do sistema são escolhidos mais *relays*, formando o conjunto  $\mathcal{G} \in \mathcal{A}$  com os  $g$  *relays* em paralelo cooperando na retransmissão para uma combinação coerente no destino. Desta forma, são escolhidos os  $g$  *relays* com a maior Média Harmônica e a equação 3.4 mostra como é a seleção para  $g = 2$ :

$$[\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2] = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} H(P_{\rho_{si}}|h_{si}|^2, P_{\rho_{id}}|h_{id}|^2), \quad \text{para } i = 1^\circ \text{ melhor, } 2^\circ \text{ melhor} \quad (3.4)$$

O cálculo da Média Harmônica para 3 elementos é dado por  $H(u, v, z) = \frac{3uvz}{uv+uz+vz}$ . Para formar o conjunto  $\mathcal{C}$ , com os *relays*  $i$  e  $j$  em série, é preciso considerar os trechos entre o nó fonte e o  $i$ -ésimo *relay*, o  $i$ -ésimo *relay* e o  $j$ -ésimo *relay*, e o  $j$ -ésimo *relay* e o destino, com 2 *hops* adicionais. Assim, para  $c = 2$ , é feito como na equação abaixo:

$$[\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_j] = \arg \max_{i, j \in \mathcal{A}} H(P_{\rho_{si}}|h_{si}|^2, P_{\rho_{ij}}|h_{ij}|^2, P_{\rho_{jd}}|h_{jd}|^2) \quad (3.5)$$

Considerando mais de um *relay*,  $i \neq j$ .

$H(a, b, c) = \frac{2ab}{a+b}$  Para a transmissão *two-way* o método é calculado da mesma forma, com as características da transmissão *two-way*:

$$H(P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2, P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2) = \frac{2P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 \cdot P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2}{P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 + P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2} \quad (3.6)$$

E o  $k$ -ésimo *relay*, escolhido se este possuir a maior Média Harmônica é:

$$k = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} H(P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2, P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2), \quad (3.7)$$

Esse método MHM-RS possui ordem de diversidade máxima, isto é  $D = a$ , onde  $a$  é o número de *relays* disponíveis formando o conjunto  $\mathcal{A}$  para seleção. Esse método evita selecionar os *relays* que possuem disparidades entre os coeficientes de canais.

### 3.1.4 Seleção por Maximização do Pior Canal - Max Min

Conhecido como *Max Min* ou *Best Worse Relay Selection* (BW-RS), o critério de maximização do pior canal seleciona o *relay* através de uma comparação entre seus percursos, como no critério da Média Harmônica. É feita uma busca em cada *relay* selecionando qual a pior parte do percurso: transmissor - *relay* ou *relay* - receptor, e então é comparada a pior parte do percurso de cada *relay*, com a pior parte dos demais. É escolhido o *relay* com o melhor dos piores trechos, garantindo que a outra parte do percurso será necessariamente melhor que a escolhida, e conseqüentemente, melhor que as demais.

Esse método exclui os *relays* que possuem um trecho de transmissão com coeficiente de canal muito ruim, e também o *relay* que tivesse ambos os trechos em ruim estado.

A decisão de escolher o  $k$ -ésimo *relay* é:

$$k = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \min(P \varrho_{si} |h_{si}|^2, P_i \varrho_{id} |h_{id}|^2), \quad (3.8)$$

De forma semelhante, ao escolher mais *relays* em paralelo para serem combinados os sinais no destino obtém-se maior ordem de diversidade. Para o caso de  $g = 2$  *relays* no conjunto  $\mathcal{G}$ , a expressão é:

$$[g_1, g_2] = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \min(P \varrho_{si} |h_{si}|^2, P_i \varrho_{id} |h_{id}|^2), \quad \text{para } i = 1^\circ \text{ melhor, } 2^\circ \text{ melhor} \quad (3.9)$$

A seleção de *relay* para o percurso com 2 *hops* adicionais é dada por:

$$[c_i, c_j] = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \min(P \varrho_{si} |h_{si}|^2, P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2, P_i \varrho_{jd} |h_{jd}|^2) \quad (3.10)$$

onde, para os dois últimos casos,  $i \neq j$ .



Para o modelo *two-way*, a seleção é dada por:

$$k = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \min(P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2, P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2), \quad (3.11)$$

Esse método também atinge ordem de diversidade máxima em SNR assintótica.

### 3.1.5 Seleção por Maior Média Generalizada

A seleção por Maior Média Generalizada, *Maximum Generalized Mean Relay Selection* (MGM-RS) é um critério que pode ser adaptado para o MHM-RS e para o BW-RS, através da alteração dos parâmetros  $p$ ,  $w_1$  e  $w_2$  da expressão, sendo que  $w_2 = 1 - w_1$  e  $w_1 \in [0, 1]$ . Os pesos  $w_1$  e  $w_2$  são referentes aos canais entre transmissor e *relay*, e *relay* e destino, respectivamente.

O  $k$ -ésimo *relay* selecionado é dado por:

$$k = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \mu_{p, w_-}(P \varrho_{si} |h_{si}|^2, P_i \varrho_{id} |h_{id}|^2), \quad (3.12)$$

sendo:  $\mu_{p, w_-}(u, v) = [(w_1 u)^p + (w_2 v)^p]^{\frac{1}{p}}$

Os valores que tornam o MGM-RS equivalente ao MHM-RS é  $w_1 = w_2 = 0.5$  e  $p = -1$ . Em relação ao BW-RS, o valor do parâmetro é  $p = -\infty$ .

Análogo ao método MHM-RS, quando são selecionados 2 *relays* ou mais, são os *relays* com as maiores Médias Generalizadas:

$$[g_1, g_2] = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \mu_{p, w_-}(P \varrho_{si} |h_{si}|^2, P_i \varrho_{id} |h_{id}|^2), \quad \text{para } i = 1^\circ \text{ melhor, } 2^\circ \text{ melhor} \quad (3.13)$$

Para o cenário com 2 *hops* na transmissão a expressão de seleção é:

$$[k_i, k_j] = \arg \max_{i, j \in \mathcal{A}} \mu_{p, w_-}$$

$$\mu_{p, w_-}(u, v, z) = [(w_1 u)^p + (w_2 v)^p + (w_3 z)^p]^{\frac{1}{p}}, \quad (3.14)$$

sendo:  $w_1 = w_2 = w_3 = \frac{1}{3}$

O método MGM-RS possui os mesmos resultados dos métodos MHM-RS e BW-RS, assim, a ordem de diversidade também é a máxima.

Para a transmissão *two-way* o método possui as mesmas características, porém os pesos  $w_1$  e  $w_2$  são referentes aos canais entre o usuário 1 e o *relay*, e o usuário 2 e o *relay*, respectivamente.

O  $k$ -ésimo *relay* selecionado é dado por:

$$k = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \mu_{p,w_-}(P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2, P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2), \quad (3.15)$$

$$\text{sendo: } \mu_{p,w_-}(u, v) = [(w_1 u)^p + (w_2 v)^p]^{\frac{1}{p}}$$

### 3.1.6 Seleção por Maior SNR

O método mais tradicional na literatura para seleção de *relay* é a Maior SNR final, esse método também possui ordem de diversidade máxima. O  $k$ -ésimo *relay* escolhido é:

$$k = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \frac{P_{\varrho_{si}} |h_{si}|^2 \cdot P_i \varrho_{id} |h_{id}|^2}{P_n + P_{\varrho_{si}} |h_{si}|^2 + P_i \varrho_{id} |h_{id}|^2} \quad (3.16)$$

Para escolher mais *relays* e obter diversidade adicional, é análogo aos métodos anteriores:

$$[\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2] = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \frac{P_{\varrho_{si}} |h_{si}|^2 \cdot P_i \varrho_{id} |h_{id}|^2}{P_n + P_{\varrho_{si}} |h_{si}|^2 + P_i \varrho_{id} |h_{id}|^2}, \quad \text{para } i = 1^\circ \text{ melhor, } 2^\circ \text{ melhor} \quad (3.17)$$

E para 2 *hops* o cálculo da SNR é análogo, demonstrado no apêndice A para ruído com variância unitária, sendo assim, os *relays* escolhidos são:

$$[\mathbf{c}_i, \mathbf{c}_j] = \arg \max_{i,j \in \mathcal{A}} \Gamma_{ij} \quad (3.18)$$

sendo  $\Gamma_{ij}$  dado por:

$$\Gamma_{ij} = \frac{P P_i P_j \varrho_{si} \varrho_{ij} \varrho_{jd} |h_{si}|^2 |h_{ij}|^2 |h_{jd}|^2}{P_n (P_j \varrho_{jd} |h_{jd}|^2 (P_n + P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P_{\varrho_{si}} |h_{si}|^2) + P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 (P_n + P_{\varrho_{si}} |h_{si}|^2) + P_n P_{\varrho_{si}} |h_{si}|^2 + P_n^2)} \quad (3.19)$$

Para o modelo *two-way* a SNR calculada para escolher o melhor *relay* foi desenvolvida no Capítulo anterior, e é:

$$k = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \min(\gamma_1, \gamma_2), \quad (3.20)$$

onde:

$$\gamma_1 = \frac{P_2 P_i \varrho_{1i} \varrho_{2i} |h_{1i}|^2 |h_{2i}|^2}{P_n \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 (P_i + P_1) + P_n P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2 + P_n^2} \quad (3.21)$$

$$\gamma_2 = \frac{P_1 P_i \varrho_{1i} \varrho_{2i} |h_{1i}|^2 |h_{2i}|^2}{P_n \varrho_{2i} |h_{2i}|^2 (P_i + P_2) + P_n P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 + P_n^2} \quad (3.22)$$

Exceto no método de seleção aleatória, todos os métodos apresentados até então possuem o conceito de B-RS, isto é, selecionando o melhor *relay* após todas as comparações envolvidas. A seguir, é apresentado o conceito de P-RS.

### 3.1.7 Seleção Parcial de Relay

Buscando simplificar o processo na seleção de *relays*, o método parcial (P-RS) não exige conhecimento dos estados de todos os canais, somente do *link* fonte-*relay*. Não possui um desempenho ótimo e não está nos resultados de simulação pelo mesmo motivo, já que o objetivo do trabalho é obter um resultado de desempenho ótimo. No método P-RS o  $k$ -ésimo *relay* é escolhido por:

$$k = \arg \max_{i \in \mathcal{A}} \frac{\rho_{si} |h_{si}|^2}{\mathbb{E}[\eta_i]^2} \quad (3.23)$$

## 3.2 Complexidade

Os algoritmos estão sendo comparados quanto ao desempenho pela ordem de diversidade, a avaliação da complexidade é importante pelo compromisso de não sobrecarregar o hardware e por isso tem uma sessão especial no trabalho.

Os algoritmos foram analisados quanto à quantidade e tipo de operações. As operações foram decompostas em operações básicas, operações de comparação e operações exponenciais, (KNUTH, 1981) de forma geral estas são as operações mais presentes nos métodos e as operações que os diferenciam.

Para a análise do comportamento da complexidade dos algoritmos foram consideradas variações no número de *relays* disponíveis  $a$  e no número de *hops*  $h$ , e mostradas na Figura 3.1. O número de *hops* varia de 1 a 3 e o número de *relays* disponíveis  $a \in [2; 200]$ . A alteração no número de *relays* escolhidos  $c$  não foi mostrado na figura pois não altera o resultado do número de operações.

Para simplificar a análise em termos de operações e comparar os métodos, estas foram somadas (básicas + comparações + exponenciais) e agrupadas na Tabela 3.1.

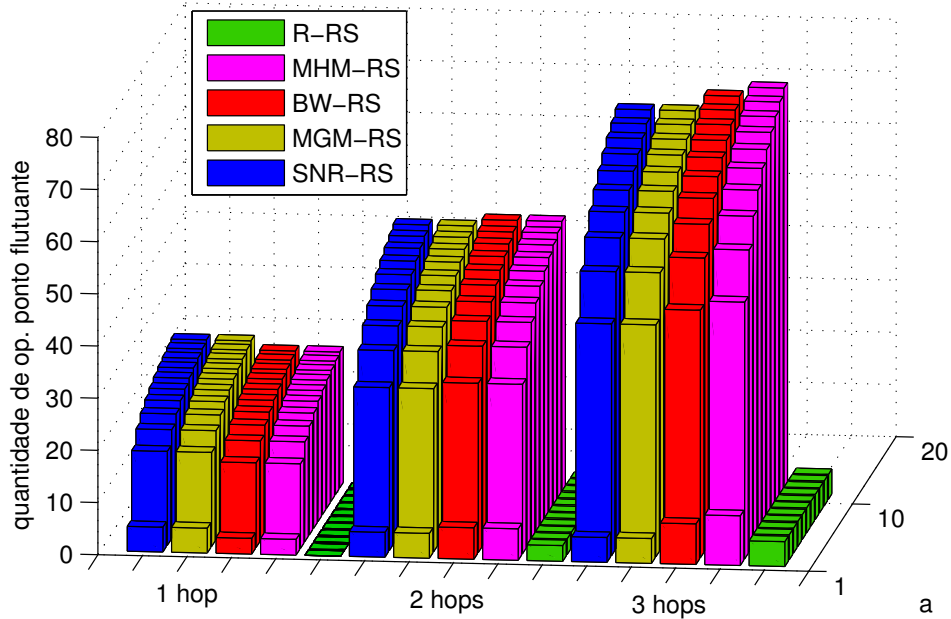
**Tabela 3.1:** Quantidade de Operações em Ponto Flutuante para os Métodos de Seleção x *Hops*

Métodos	1 hop	2 hops
R-RS	$a + 1$ básicas	$a + 2$
MHM-RS	$9a$ básicas + $a$ comparações	$14a$ básicas + $a$ comparações
BW-RS	$4a$ básicas + $2a$ comparações	$5a$ básicas + $3a$ comparações
SNR-RS	$12a$ básicas + $a$ comparações	$26a$ básicas + $a$ comparações
MGM-RS	$8a$ básicas + $a$ comp. + $3a$ exponenciais	$9a$ básicas + $a$ comp. + $4a$ exponenciais.

$a$ : # *relays* disponíveis;  $h$  # *hops*

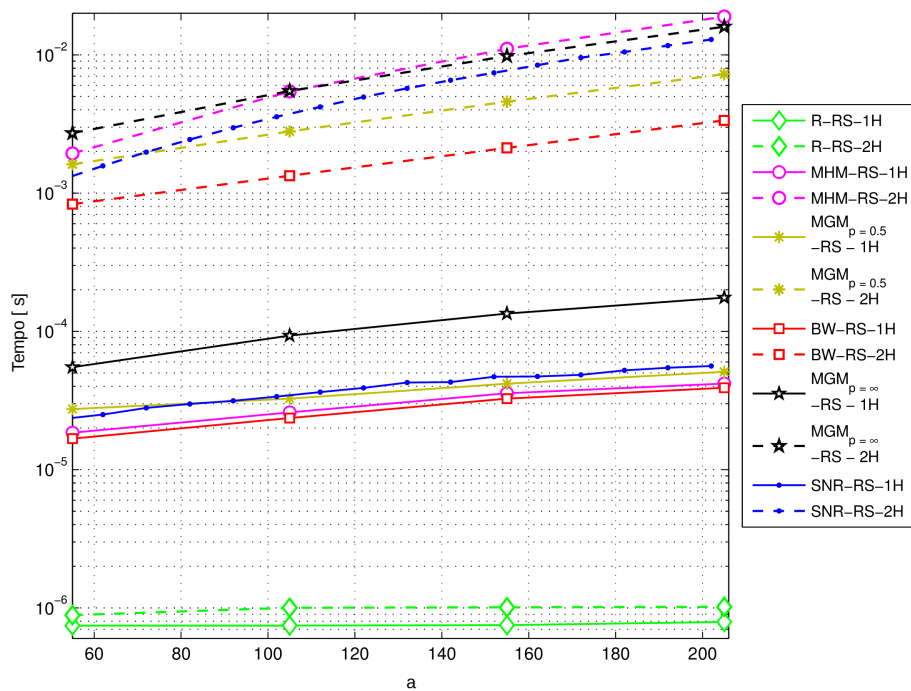
Em geral os métodos possuem complexidade elevada por verificar os coeficientes de canal de todos os *relays*, como em uma busca exaustiva. O algoritmo com menor complexidade, como consta na literatura e na motivação inicial para o próprio, é o método aleatório.

Uma forma alternativa de comparar os métodos é o tempo de execução, sintetizado na



**Figura 3.1:** Quantidade de Operações em Ponto Flutuante para os Métodos de Seleção x Hops x Número de Relays Disponíveis.

Fig. 3.2, fator que é variável devido às características da arquitetura da máquina utilizada e do processador, mas ainda assim uma medida comparativa válida para o estabelecimento de tendência e ordem de complexidade, em conformidade com a complexidade definida através do número de operações da Fig. 3.1



**Figura 3.2:** Tempo de Execução dos Métodos de Seleção x Hops x Número de Relays Disponíveis.

### 3.3 Resultados Numéricos de Desempenho

Tendo em vista comparar o desempenho dos métodos de seleção de *relays* nas topologias *one-way* e *two-way*, esta Seção traz resultados numéricos de simulação baseados no método estatístico de Monte Carlo. Basicamente foram analisados resultados de desempenho BER  $\times$  SNR para diferentes métodos de seleção e topologias *one-way* e *two-way*.

#### 3.3.1 Seleção de Relays: Canal One-way

Os principais parâmetros de sistema e canal utilizados nas simulações de topologias *one-way* estão sintetizados na Tabela 3.2 (único *relay*) e 3.3 (múltiplos *relays*).

**Tabela 3.2:** Parâmetros de Simulação para Seleção de *Relay* (SR-1h) em Canal *One-way*

Parâmetro	Valor
Protocolo de cooperação	AF
tamanho do conjunto de <i>relays</i> disponíveis	$a = 2, 4, 6$ e $30$
tamanho do conjunto de <i>relays</i> selecionados	$g = 1$
$\nu$	$3$
$G = G_{\text{tx}}G_{\text{rx}}$	$12$ dB
$\mathcal{L}$	$8$ dB
$N_f$	$5$ dB
Frequência da portadora	$900$ MHz
Distância S-D	$50\text{m}$
Distância S-R e R-D	$d_{si}, d_{id} \in \mathcal{U}[2; 48]\text{m}$
$N_0$	$-174$ [dBm/Hz]
Largura de banda	$B = 30$ kHz
SNR média	$\bar{\gamma} \in [0; 30]$ dB
Potência do nó fonte (fixa)	$P = \bar{\gamma}P_n\varrho_{sd}^{-1}$ [W]
Potência do <i>relay</i> (fixa)	$P_i = \bar{\gamma}P_n\varrho_*^{-1}$ [W]
Modulação	BPSK

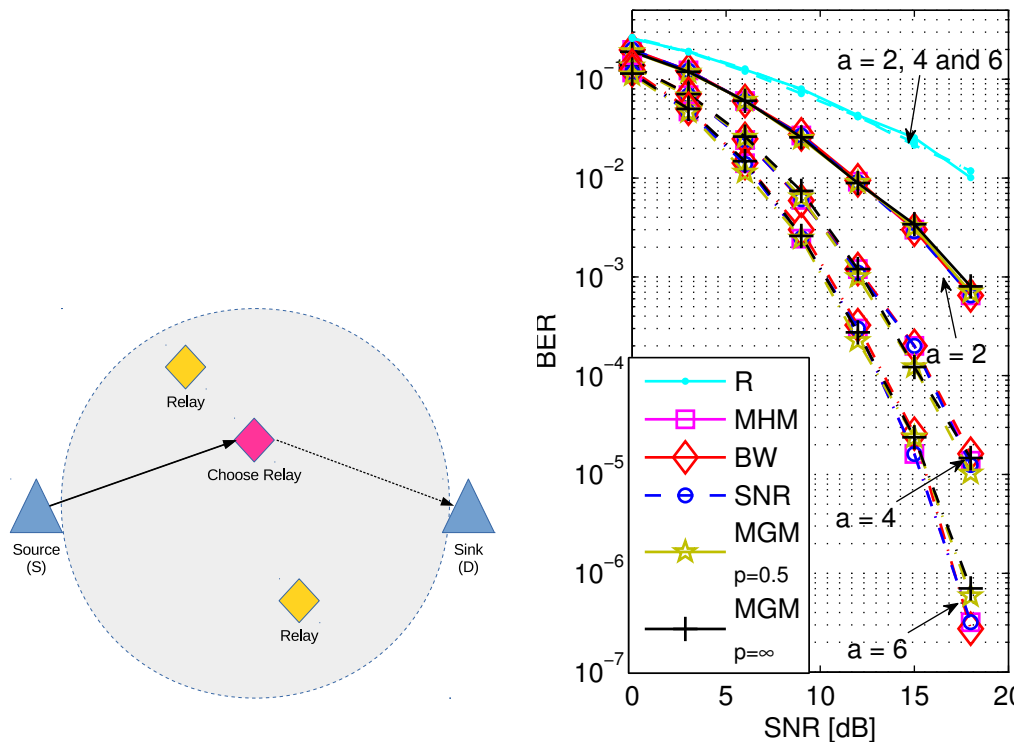
Buscando o compromisso de baixa complexidade foi adotado o protocolo AF, conhecido na literatura por ser simples e eficiente e não envolver cálculos com codificação e/ou decodificação. Os cenários adotados para simulação compreendem situações com 1 e 2 *hops*, variando o número de *relays* disponíveis e selecionados. Ademais, tendo em vista a obtenção de sistemas energeticamente eficientes, adotou-se a potência mínima de transmissão e necessária para vencer a perda de percurso entre os nós fonte-destino; no caso do nó *relay*, adotou-se a mínima potência necessária para vencer metade da distância entre nó fonte e destino, i.e., equivalente à aproximação considerando a distância dos *relays* distribuídos no cenário. Exemplo:

$\bar{\gamma}P_n\varrho_{sd}^{-1}$ : potência alocada ao transmissor do nó fonte para estabelecer a comunicação entre os nós fonte e destino;

$\bar{\gamma}P_n\varrho_*^{-1}$ : potência alocada ao transmissor do nó *relay*, sendo \* aproximado para  $d_{sd}/2$ .

Com isso, foi possível reduzir a potência do *relay* para, em média, 10% da potência dedicada ao transmissor (S), já que o incremento de potência é diretamente proporcional à distância  $d_{ij}^\nu$ , sendo  $\nu \in [2; 7]$ . Assim em casos cooperativos a atribuição dessa reduzida potência ao *relay* é benéfico do ponto de vista da eficiência energética.

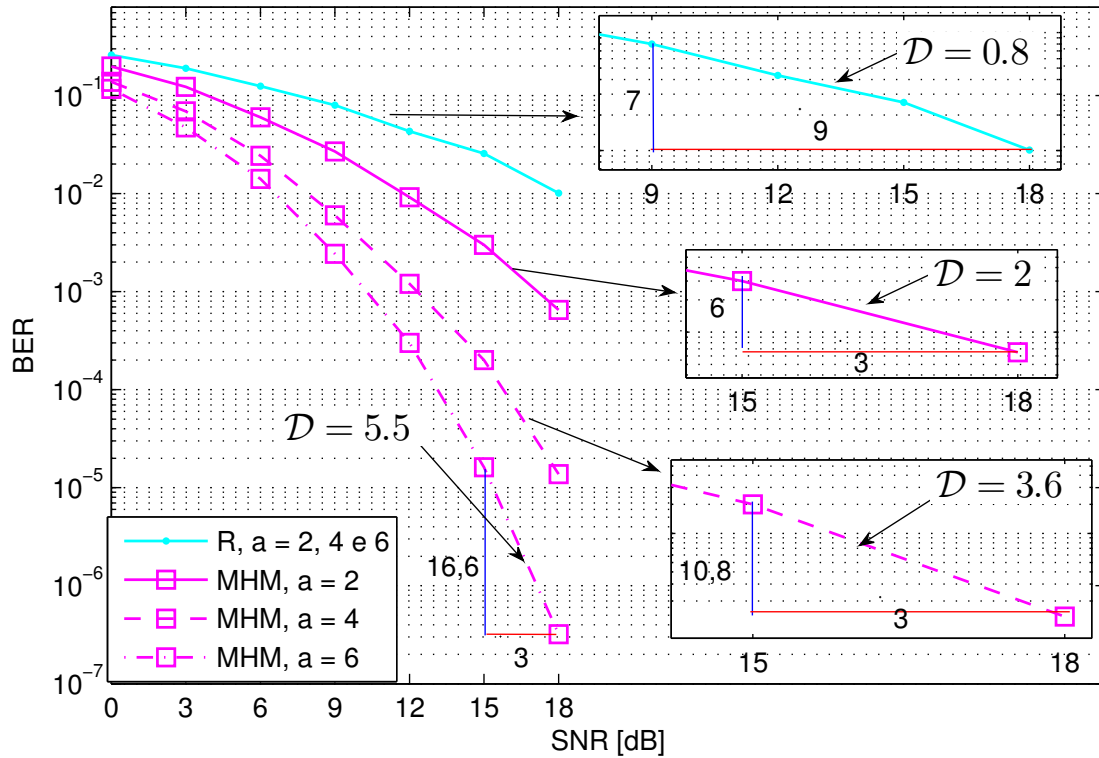
Na Figura 3.3 e 3.4 é possível verificar que mesmo aumentando o número de *relays* disponíveis, o desempenho do método aleatório (R) não pode ser melhorado; este método tem sua ordem de diversidade máxima  $\mathcal{D} = 1$ .



**Figura 3.3:** BER x SNR para Esquema SR-1h;  $a \in [2, 4, 6]$ ,  $g = 1$ .

Por outro lado, conforme reportado na literatura, outros algoritmos de seleção apresentam, em geral, ordem de diversidade  $\mathcal{D} = a$ , a qual pode ser calculada graficamente tomando-se os dois últimos pontos disponíveis para elevada SNR na Fig. 3.4, e considerando a razão entre a quantidade de décimos de década na variação da BER pela diferença dos pontos no eixo na SNR. Por exemplo, para o método de seleção aleatória (R, curva em cor ciano), na Figura 3.4 consideramos a variação de BER na região de alto SNR, resultando em uma ordem de diversidade  $\mathcal{D}_R \approx \frac{7}{9} \approx 0,77$ , para  $a \in [2; 6]$ , i.e. para  $\text{SNR} \rightarrow \infty$ , pode-se esperar que  $\mathcal{D}_R \rightarrow 1$ . Por sua vez, para o método de seleção MHM, a Figura 3.4 indica  $\mathcal{D}_{\text{MHM}} = \frac{6}{3} = 2$  quando  $a = 2$ , resultado que corrobora a literatura. Já quando aumentamos a quantidade de *relays* disponíveis para cooperação para  $a = 4$ , obtivemos  $\mathcal{D}_{\text{MHM}} = \frac{10,8}{3} \approx 3,6$  e para  $a = 6$ , obtivemos  $\mathcal{D}_{\text{MHM}} = \frac{16,6}{3} \approx 5,5$ . Novamente, caso  $\text{SNR} \rightarrow \infty$ , poder-se-ia esperar que  $\mathcal{D}_{\text{MHM}} \rightarrow a$ .

Adicionalmente, pôde-se verificar que os diversos métodos de seleção apresentaram, para conjuntos de *relays* disponíveis na faixa  $a \in \{2; 6\}$ , uma ligeira diferença entre si quanto ao desempenho BER alcançado; isso se deve ao fato da razão entre *relays* disponíveis e *relays*



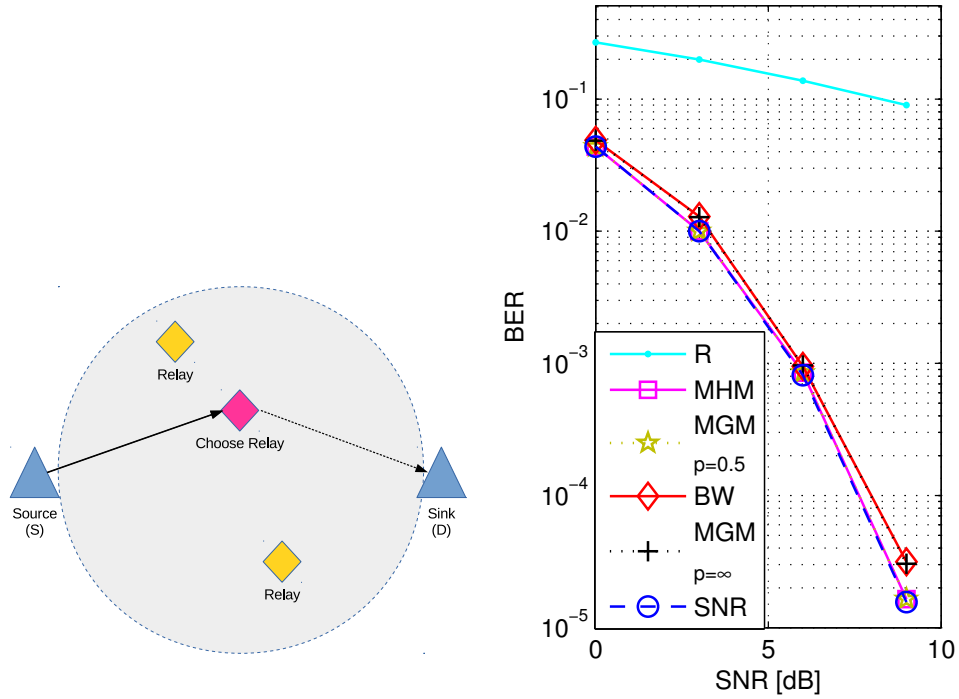
**Figura 3.4:** Zoom para Cálculo da Ordem de Diversidade: BER x SNR para Esquema SR-1h;  $a \in [2, 4, 6]$ ,  $g = 1$ .

escolhidos ser relativamente pequena, mesmo com  $a = 6$ , sendo que as decisões nos diferentes métodos praticamente recaem sobre os mesmos *relays*. A diferença é mais perceptível com o aumento de  $a$ . Para confirmar esta diferença, a Figura 3.5 ilustra o desempenho para caso de seleção de um único *relay* na condição de  $a = 30$  *relays* disponíveis. Tal configuração teve por objetivo verificar o comportamento dos métodos de seleção de *relay* em situações de maior diversidade de *relays*, de maneira ainda a emular um cenário real e factível, encontrado, por exemplo, em redes de sensores. De fato, essa análise de simulação numérica para o desempenho e a ordem de diversidade dos métodos de seleção em quantidades elevadas de *relays* disponíveis mostra uma ligeira vantagem do método MHM-RS sobre o BW-RS.

De fato, é possível verificar a tendência da curva de desempenho do método MHM-RS, a qual é capaz de proporcionar uma redução mais rápida na BER em relação aos outros métodos, o que nos permite inferir que em altas SNRs esse método de seleção de *relay* apresentará melhores desempenhos. Ainda como esperado, o método aleatório não apresenta melhoria com um expressivo aumento da quantidade de *relays* disponíveis para cooperação.

Ainda buscando a melhoria na taxa de erro de bit, foram simulados casos de seleção de múltiplos *relays*, bem como a combinação destes. É esperado um aumento da ordem de diversidade; para a seleção do melhor resultado, as cópias do sinal recebido foram combinadas de maneira coerente, através do método MRC.

Na Tabela 3.3, especificamente a distância entre os nós fonte-destino (S-D) teve seu valor alterado de 50 metros para 100 metros, descrevendo um cenário mais crítico e exigindo mais



**Figura 3.5:** BER x SNR para Esquema SR-1h;  $a = 30$ ,  $g = 1$ .

dos métodos de seleção. Foi mantida a regra para a potência dedicada ao nó fonte e *relay*, o máximo para vencer a perda de percurso entre fonte e destino para o primeiro e o máximo para vencer metade desta distância para o *relay*.

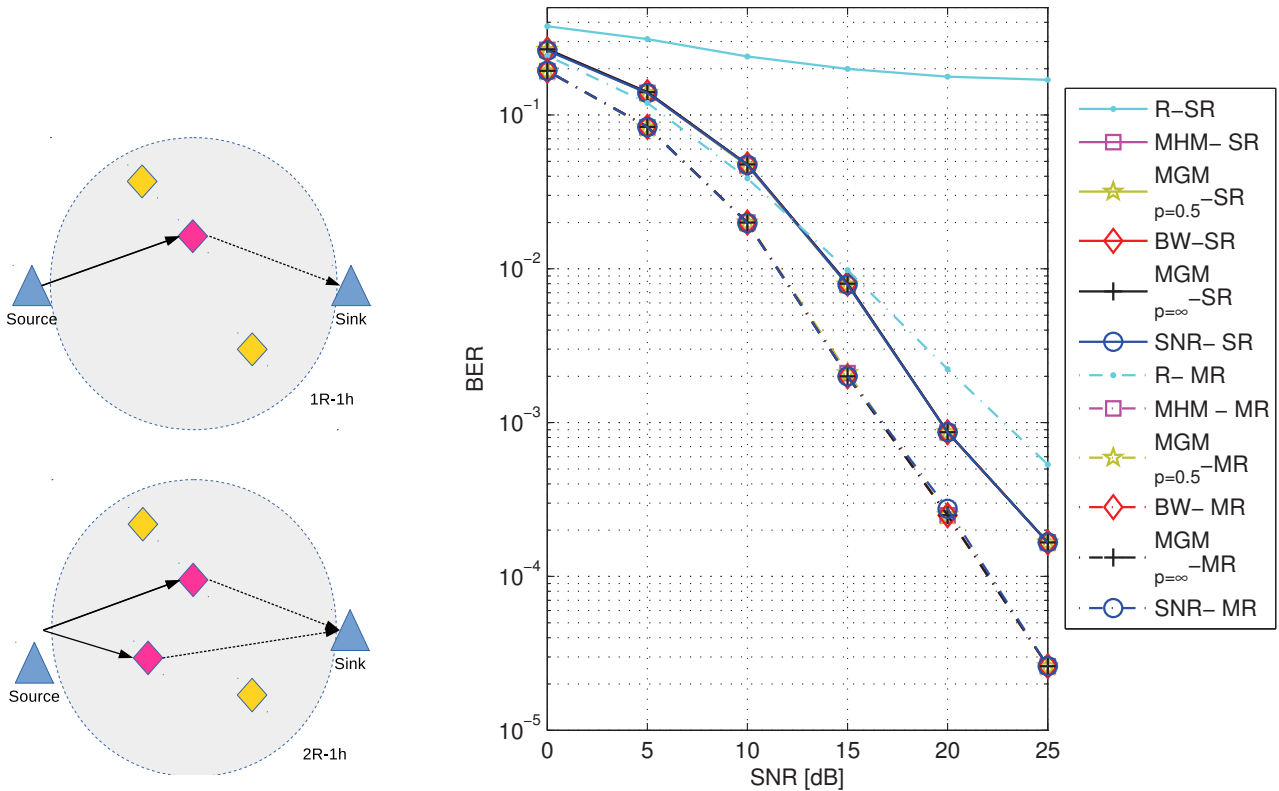
**Tabela 3.3:** Parâmetros de Simulação para Seleção de Múltiplos *Relays* (MR-1h e MR-2h) em Canal *One-way*

Parametro	Valor
Protocolo de cooperação	AF
<i>relays</i> disponíveis	$a = 3$
<i>relays</i> selecionados	$l = 1$ e $2$ (maior diversidade)
$\nu$	3
$G = G_{tx}G_{rx}$	12 dB
$\mathcal{L}$	8 dB
$N_f$	5 dB
Frequência da portadora	900 MHz
Distância S-D	100m
Distância S-R e R-D <sup>1</sup>	$d_{si}, d_{id} \in [2; 98]$ m
Densidade espectral do ruído	-174 [dBm/Hz]
Largura de banda	$B = 30$ kHz
SNR média	$\bar{\gamma} \in [0; 25]$ dB
Potência do nó fonte (fixa)	$P = \frac{1}{2}\bar{\gamma}P_n\varrho_{sd}^{-1}$ [W]
Potência do <i>relay</i> (fixa)	$P_i = \frac{1}{2}\bar{\gamma}P_n\varrho_*^{-1}$ [W]
Modulação	BPSK

Como resultado da configuração múltiplos *relays* (MR) em esquemas *one-way*, a Figura 3.6 apresenta resultados de desempenho ao se combinar 2 *relays*, representado por MR na legenda com o resultado de apenas 1 *relay*, denotado por SR. O resultado interessante na configuração MR refere-se ao método aleatório (R-MR), o qual consegue manter a menor complexidade e



melhorar significativamente a taxa de erro ao combinar o sinal recebido por 2 *relays*. Apesar do resultado ser modesto quando comparado aos outros métodos, considerando a reduzida complexidade do método aleatório, pode-se considerar um método promissor para implementação em cenários típicos de redes de sensores (WSNs).



**Figura 3.6:** BER x SNR para Esquema SR-1h e MR-1h;  $a = 3$ ,  $g = 1$  e 2.

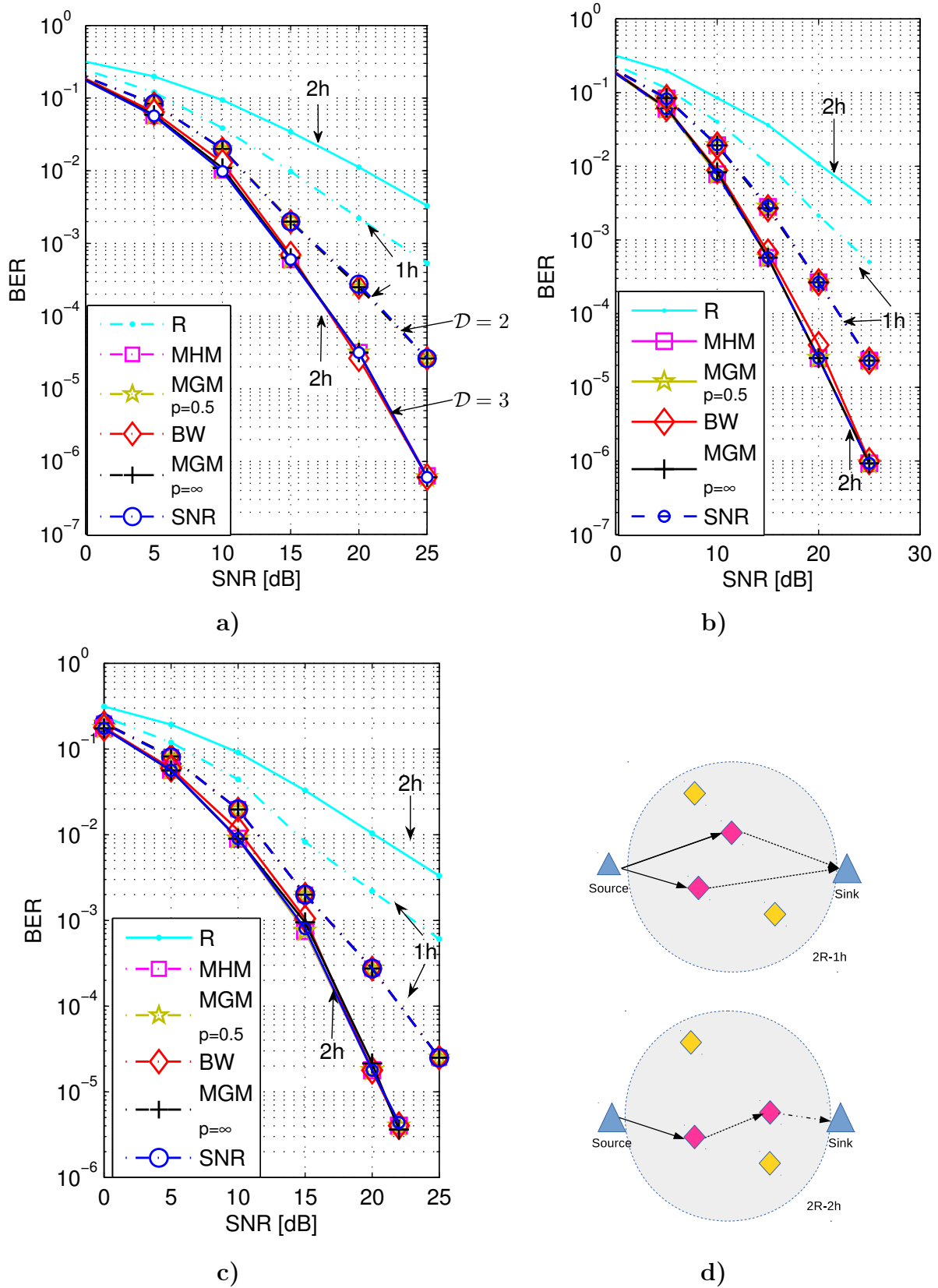
O esquema com 3 *hops* tem sua complexidade muito elevada, se distanciando dos propósitos deste trabalho, por este motivo ele foi retirado da comparação por tempo de execução.

Podemos observar também que a adição de *relays* não muda a ordem de diversidade da maioria dos esquemas de seleção, exceto no método aleatório (R), apenas desloca a curva de desempenho em torno de 3 a 4 dB nas regiões de médio e alto SNR.

Na Figura 3.7 podemos ver que dado um cenário crítico quanto à perda de percurso, uma das formas de manter a qualidade na transmissão é utilizar os *relays* em forma sequencial, método descrito como MR-2h, que preserva a energia da bateria, uma vez que o sinal transmitido percorre em média uma menor distância (MR-2h: 2 *relays*, 2 *hops*).

### 3.3.2 Seleção de *Relays*: Canal *Two-way*

A simulação para o esquema *two-way* apresenta uma taxa de erro de bit maior quando comparada à *one-way*. Conforme esperado, sua vantagem está em dobrar a taxa de informações na mesma largura de banda, isto é, aumentar a eficiência espectral às custas de uma degradação de desempenho ou, de forma equivalente, um aumento no consumo de potência para a manutenção do mesmo desempenho.



**Figura 3.7:** BER x SNR para Esquema MR-1h e MR-2h;  $a = 3$ ,  $g = 2$  e  $c = 2$ , em um Círculo de Diâmetro de a) 100m; b) 80m; c) 50m e d) os Esquemas de Comparação.

Os valores de parâmetros de sistema e canal adotados para configurações de topologia *two-way* (SR-1h e MR-1h) estão sumarizados nas Tabelas 3.4 e obedecem os mesmos valores adotados na simulação da topologia *one-way*, respectivamente para SR e MR.

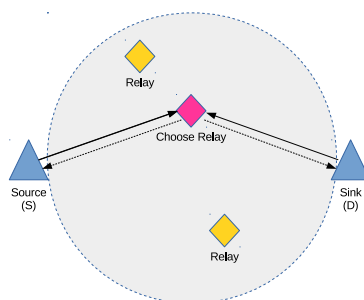
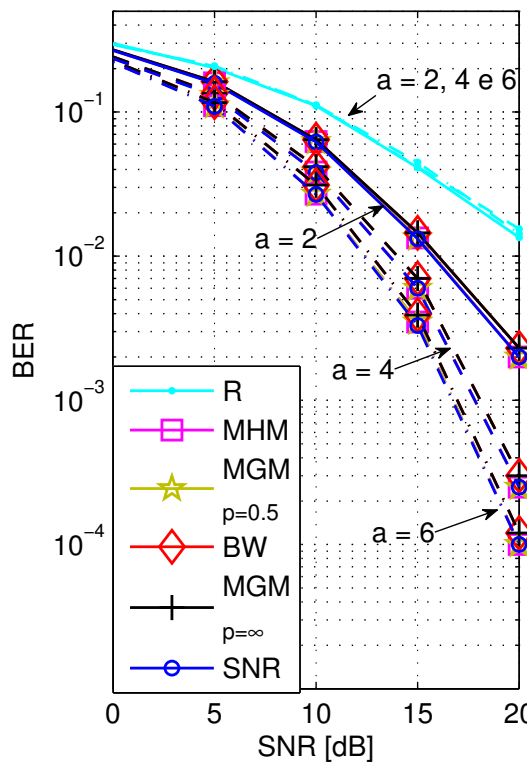
**Tabela 3.4:** Parâmetros de Simulação para Seleção de *relay* (SR-1h e MR-1h) em Canal *Two-way*

Parâmetro	Valor
Protocolo de cooperação	AF
tamanho do conjunto de <i>relays</i> disponíveis	$a = 2, 4, 6$
tamanho do conjunto de <i>relays</i> selecionados	$l = 1$
$\nu$	3
$G = G_{\text{tx}}G_{\text{rx}}$	12 dB
$\mathcal{L}$	8 dB
$N_f$	5 dB
Frequência da portadora	900 MHz
Distância S-D	50m
Distância S-R e R-D	$d_{si}, d_{id} \in \mathcal{U}[2; 48]\text{m}$
$N_0$	-174 [dBm/Hz]
Largura de banda	$B = 30$ kHz
SNR média	$\bar{\gamma} \in [0; 30]$ dB
Potência do nó fonte (fixa)	$P = \bar{\gamma}P_n\varrho_{sd}^{-1}$ [W]
Potência do <i>relay</i> (fixa)	$P_i = \bar{\gamma}P_n\varrho_*^{-1}$ [W]
Modulação	BPSK

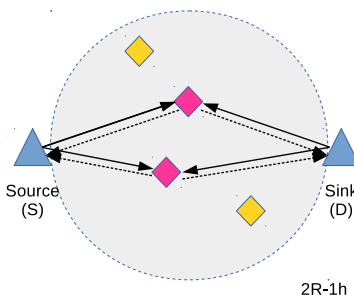
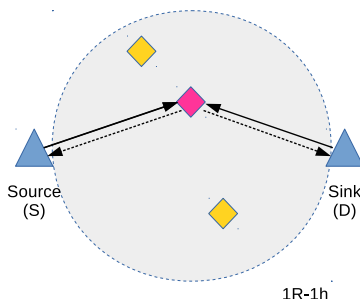
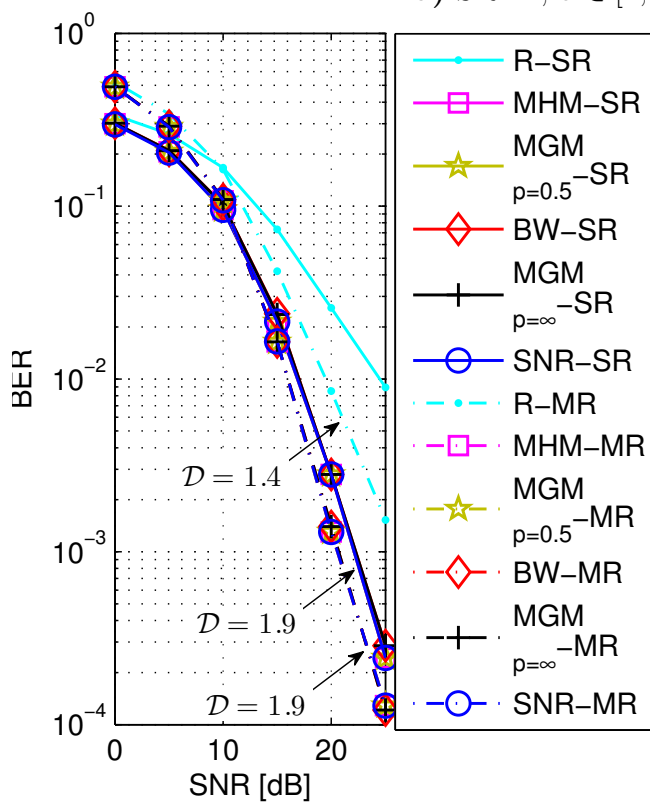
Na Figura 3.8, em a) e em b) é possível verificar a mesma tendência de resultado para o método aleatório sob 1 e 2 *relays* (SR e MR), obtidas anteriormente com o esquema de transmissão *one-way*. Observe-se que no *two-way* é possível transferir o dobro de informação sem perda na qualidade da transmissão para os mesmos níveis de potências de transmissão. O resultado de desempenho do método aleatório na Figura 3.8.b) também é consideravelmente melhorado ao combinar uma cópia a mais do sinal, proporcionando uma melhoria de quase uma década na BER na região de elevada SNR. Na Figura 3.8 a) pode-se verificar que o ganho de diversidade para os métodos MHM, MGM, BW e SNR tende a  $\mathcal{D} \rightarrow a$  com um número menor de *relays* disponíveis, quando comparado à topologia *one-way*.

Na mesma Figura 3.8.b) o resultado interessante é que os métodos MHM, MGM, BW e SNR mantiveram a ordem de diversidade e o desempenho bem próximo nos casos SR e MR. A conclusão é de que não é vantajoso aumentar a complexidade e a potência gasta usando MR em *two-way*, exceto ao usar o método aleatório, que assim como no caso *one-way*, também consegue melhorar consideravelmente seu desempenho.

Em conclusão, o desempenho dos métodos de seleção analisados resultam muito próximo, mesmo no esquema *two-way*, o que mantém a importância de analisar o quesito complexidade para a obtenção o melhor método de seleção sob o ponto de vista do compromisso desempenho-complexidade.



a) SR-1h;  $a \in [2, 4, 6]$ ,  $g = 1$ ;



b) SR-1h e MR-1h;  $a = 3$ ,  $g = 1$  e  $2$ ;

Figura 3.8: BER x SNR para Esquemas SR-1h e MR-1h;

## 4 Probabilidade de *Outage* em Redes Cooperativas

Probabilidade de interrupção ou *Outage* em comunicações (*Outage probability*), é uma medida alternativa de desempenho ou mesmo de QoS, cuja ocorrência é determinada pela condição instantânea do canal, medida pela SNR instantânea abaixo de um limiar, i.e., toda vez que ocorrer (GOLDSMITH, 2005; LEE, 2012)

$$\text{SNR} < \gamma_{\text{th}} \quad (\text{sistema em } \textit{Outage}) \quad (4.1)$$

diz-se que a comunicação do sistema foi interrompida. De forma equivalente, o sistema de comunicação entrará em *Outage* toda vez que a informação mútua associada ao canal de comunicação<sup>1</sup> for menor do que a taxa de dados mínima requerida pelo sistema (LANEMAN; WORNELL; TSE, 2001; LIU et al., 2009).

$$I < R \quad (4.2)$$

Assim, quando o sistema não atinge uma condição mínima de QoS, medida pela SNR mínima entre transmissor e receptor no esquema de transmissão escolhido, mapeável pela taxa de dados mínima requerida, diz-se que o sistema entrou em *Outage*.

O objetivo deste capítulo no contexto do trabalho de dissertação é avaliar os esquemas de seleção de *relays* das redes cooperativas quanto ao seu desempenho, expresso em termos de Probabilidade de *Outage* (*Outage*) e de capacidade. No que tange ao tempo de simulação, esta medida de desempenho se mostra mais imediata que a BER, pois compara a SNR instantânea com um limiar, enquanto a obtenção da BER requer a detecção do sinal.

A metodologia adotada neste capítulo consiste na obtenção da expressão da Probabilidade de *Outage* e sua validação através da comparação via simulação numérica. Através de simulação Monte-Carlo, a SNR mínima no sistema a qual garante o QoS é fixada, e então é calculada a Probabilidade dos eventos de transmissão gerados atenderem ou não a essa SNR, gerando eventos contáveis. Já de forma analítica, as características do sistema que interferem na SNR e na taxa de transmissão são modeladas estatisticamente, sendo a condição de *Outage* do sistema descrita matematicamente pela condição da informação mútua entre os nós transmissor e receptor, diretamente associada à SNR, ser menor que a taxa de transmissão mínima desejada.

---

<sup>1</sup>Em nosso caso de interesse, o canal cooperativo.

Obviamente esta taxa de informação alcançável depende da SNR, conforme preconizado pela equação de Shannon, i.e., depende da potência de transmissão, do ruído aditivo e das condições instantâneas do canal, principalmente pelo fato do desvanecimento do canal variar ao longo do tempo.

## 4.1 Informação Mútua e Probabilidade de Outage

O objetivo desta Seção é estabelecer analiticamente a Probabilidade de *Outage* (*Outage*) para cada método de seleção de *relay* considerado neste trabalho, combinando-se topologias distintas da rede cooperativa aos diferentes métodos de seleção de *relays*.

Do conceito de entropia<sup>2</sup> é derivado o conceito de Informação Mútua (HAYKIN; MOHER, 2004), (COVER; THOMAS, 2006), que é definido pela quantidade de informação comum entre duas v.a.  $X$  e  $Y$ . No contexto de telecomunicações a saída do canal é uma v.a. resultante do símbolo de entrada, que também é uma v.a., e do canal que é outra v.a., conforme a característica deste de ruído e desvanecimento, que afeta a propagação da informação. Assim, a informação mútua é a quantidade de informação em comum que possuem os símbolos de entrada e de saída, conforme o comportamento do canal.

As equações que definem a informação mútua  $I(X, Y)$  foram desenvolvidas de forma detalhada no Anexo A, sendo transcrita, a seguir, a expressão geral para a informação mútua, da equação (A.18). Assim, sendo  $X$  e  $Y$  v.a. que representam a entrada e a saída, respectivamente, para o cálculo da informação mútua em um canal com desvanecimento *Rayleigh* (sem linha de visada) deve-se considerar a variância do sinal na saída,  $\sigma_Y^2 = P|h_{ij}|^2 + \sigma_N^2$ , resultando em:

$$\begin{aligned} I(X, Y) &= \frac{1}{2} \log_2(2\pi e \sigma_Y^2) - \frac{1}{2} \log_2(2\pi e \sigma_N^2) \\ &= \frac{1}{2} \log_2[2\pi e(P|h_{ij}|^2 + \sigma_N^2)] - \frac{1}{2} \log_2(2\pi e \sigma_N^2) \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \left( \frac{P|h_{ij}|^2}{N_0 B} + 1 \right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

sendo  $P$  a potência do sinal transmitido,  $|h_{ij}|$  o módulo do coeficiente de canal (instantâneo) entre transmissor e receptor,  $\sigma_N^2$  a variância do desvanecimento,  $N_0$  a densidade espectral de potência do ruído aditivo,  $B$  a largura de banda utilizada pelo sistema e  $e = \exp(1) = 2,7183$ . Assim, para cada cenário de canal, particularmente cenários cooperativos de interesse neste estudo, a informação mútua resultante será em função principalmente da condição instantânea do canal.

Pela definição, a Probabilidade de *Outage* ocorre quando a informação mútua for menor que a taxa de informação líquida requerida pelo sistema  $R$ , tendo em vista satisfazer um determinado

---

<sup>2</sup>quantidade de informação que pode ser medida, conforme sua imprevisibilidade ou incerteza

QoS:

$$I_{ij} < R, \quad \text{onde } I_{ij} = \frac{1}{2} \cdot \log_2(1 + \gamma_{ij}) \quad \text{e} \quad R = B \cdot E \quad (4.4)$$

sendo  $I_{ij}$  a informação mútua entre os nós  $i$  e  $j$ ,  $R$  a taxa de transmissão,  $B$  é a largura de banda do sistema,  $\gamma_{ij}$  a SNR resultante entre os nós  $i$  e  $j$  e  $E$  é a eficiência espectral, dado em [bits/s/Hz]. Pode-se interpretar  $I_{ij}$  em (4.4) como uma variável aleatória, já que depende de outras variáveis estatísticas associadas ao canal; portanto,  $I < R$  deve ser considerado um evento probabilístico, sendo portanto  $\Pr[I < R]$  a probabilidade do evento ocorrer.

O exemplo mais simples de cálculo da informação mútua ocorre quando os nós envolvidos utilizam toda a banda de transmissão em um determinado *time-slot*, e este depende somente do ruído AWGN e do coeficiente de canal, os quais seguem distribuições estatísticas adequadas: o primeiro segue uma distribuição Gaussiana e o segundo, em geral, distribuição *Rice* (LOS), *Rayleigh* (NLOS) ou *Nakagami* (GOLDSMITH, 2005).

A expressão para o cálculo da Probabilidade de *Outage* é derivada do cálculo de capacidade de canal desenvolvido por *Shannon* (SHANNON, 1948) a partir dos conceitos de entropia e informação mútua. Sabe-se que a informação mútua em canal Gaussiano de banda  $B$  é dada por:

$$I_{\mathcal{N}} = B \log_2 \left( 1 + \frac{P}{\sigma_{sd}^2} \right)$$

e a informação mútua em canal com desvanecimento *Rayleigh* e banda  $B$  é dada por:

$$I_{\text{rayl}} = B \log_2 \left( 1 + \frac{P|h_{sd}|^2}{\sigma_{sd}^2} \right)$$

Assim, a Probabilidade de *Outage* em canal NLOS com distribuição *Rayleigh*,  $\Pr[I_{\text{rayl}} < R]$ , é equivalente a:

$$\Pr \left[ |h_{sd}|^2 < \frac{2^R - 1}{\gamma_{sd}} \right] \quad (4.5)$$

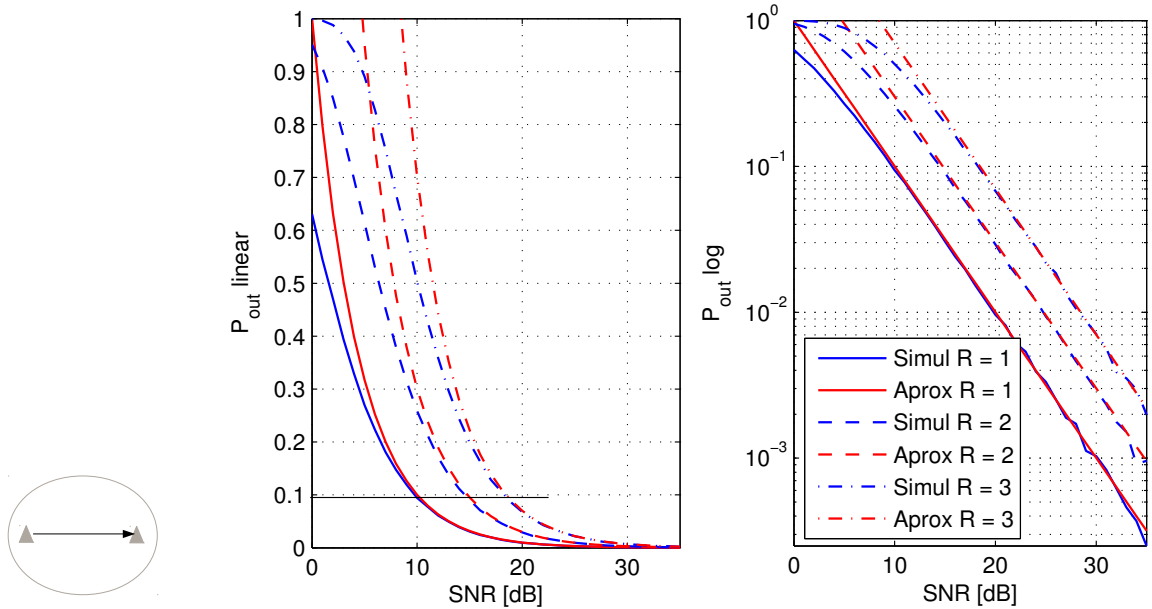
sendo  $B$  a banda total do canal simplex utilizada na transmissão e  $\gamma_{sd} = \frac{P}{\sigma_{sd}^2}$  a SNR média do sistema.

Uma vez que  $|h_{sd}|^2$  possui uma distribuição exponencial, a expressão anterior pode ser adequadamente aproximada em condições de alta SNR, denotada por  $\gamma$ , conforme (LANEMAN, 2002):

$$\Pr[I_{\text{rayl}} < R] \approx \frac{2^R - 1}{\sigma_{sd}^2 \gamma} \quad (4.6)$$

Neste trabalho, tal expressão será utilizada nas simulações numéricas para obtenção imediata da Probabilidade de *Outage* aproximada em cenários de média e elevada SNR. A derivação dessa expressão é detalhada no anexo B.

Na Figura 4.1 é possível verificar que as aproximações analisadas para Probabilidade de *Outage*, dada por  $P_{\text{out}}$  na figura de mérito, são bem próximas à realidade, principalmente para a região de média-elevada SNR. As taxas  $R$  escolhidas foram normalizadas para simplificação



**Figura 4.1:** Probabilidade de *Outage* em Link Direto; a) Escala Linear; b) Escala Logarítmica.

no processo de análise.

No esquema transmissão direta sob a condição de Probabilidade de *Outage* ainda excessiva, por exemplo  $\Pr[I_{rayl} < R] \approx 20\%$ , vemos que para uma taxa básica  $R = 1$  é necessário uma  $SNR \approx 6.5$  dB; em compensação, para manter essa mesma probabilidade à uma taxa  $R = 2$  são necessários quase  $\approx 12$ dB de SNR, e para uma taxa de  $R = 3$  são 15dB. De forma complementar, observando o comportamento para uma alta SNR, fixada em 20dB, o sistema tem 1% de chance de entrar em *Outage* para uma taxa  $R = 1$ , elevando-se para 3% a chance de *Outage* a uma taxa de  $R = 2$ , elevando-se ainda mais a Probabilidade de *Outage* para 7% quando  $R = 3$ .

#### 4.1.1 Probabilidade de *Outage* em Redes com Um *Relay* e Disponibilidade do *Link Direto* (LOS)

Da mesma forma, pode-se calcular a informação mútua em canal com *relay* e protocolo AF, nesta primeira definição, considerando o caminho direto auxiliado pelo *relay* para aumentar a ordem de diversidade do sistema:

$$I_{coop} = B \log_2 (1 + \gamma_{coop}) \quad (4.7)$$

onde  $\gamma_{coop}$  é dada por (LANEMAN, 2002):

$$\gamma_{coop} = \frac{P|h_{sd}|^2}{P_n} + \frac{P|h_{sr}|^2 P_i |h_{rd}|^2}{PP_n|h_{sr}|^2 + P_i P_n |h_{rd}|^2 + P_n^2}, \quad (4.8)$$

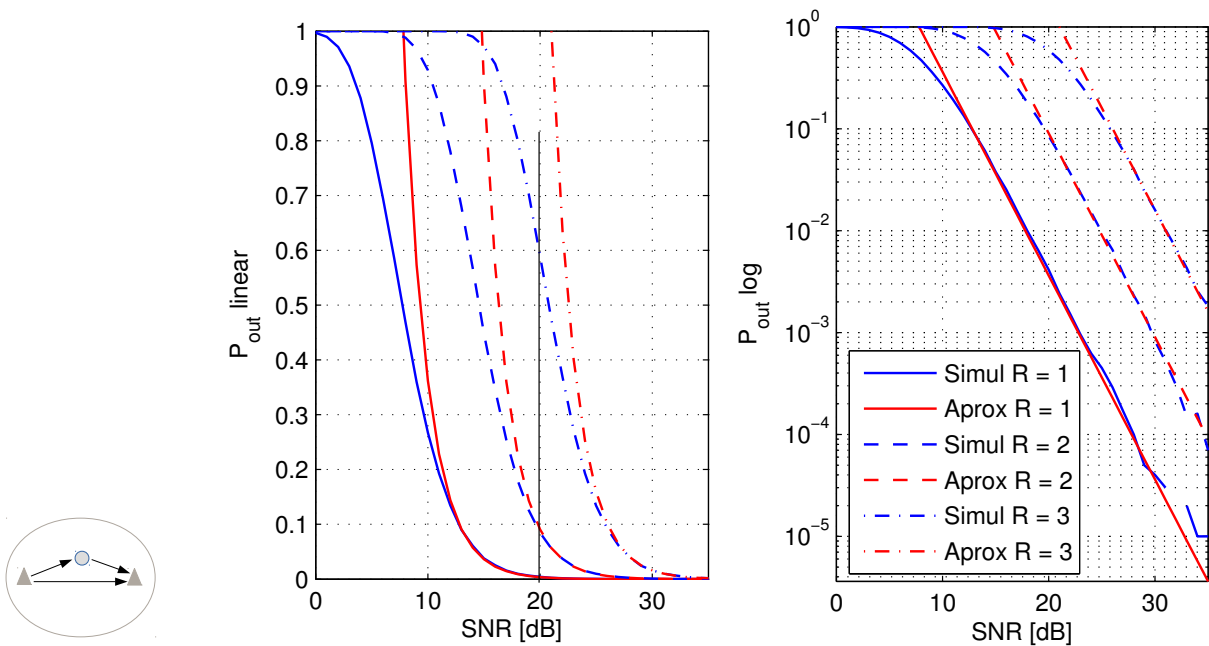
a qual após normalização por  $\frac{1}{P_n^2}$  resulta:



$$\gamma_{\text{coop}} = \gamma_{sd}|h_{sd}|^2 + \frac{\gamma_{sr}|h_{sr}|^2\gamma_{rd}|h_{rd}|^2}{\gamma_{sr}|h_{sr}|^2 + \gamma_{rd}|h_{rd}|^2 + 1} \quad (4.9)$$

Utilizando das propriedades da distribuição exponencial para  $|h_{sd}|^2$ ,  $|h_{sr}|^2$  e  $|h_{rd}|^2$ , é possível simplificar e obter uma aproximação para esta expressão também (LANEMAN, 2002), com o devido detalhamento apresentado no Anexo C, resultando em:

$$\Pr[\mathcal{I}_{\text{coop}} < R] \approx \left( \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right)^2 \cdot \frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{rd}^2}{\sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2} \cdot \frac{1}{2\sigma_{sd}^2} \quad (4.10)$$



**Figura 4.2:** Probabilidade de *Outage* em Transmissão Cooperativa (*Link* Direto + *Link Relay*) a) Escala Linear; b) Escala Logarítmica.

Assim, apesar da topologia de transmissão cooperativa com *link relay* combinado ao *link* direto, a curva da Probabilidade de *Outage* na Figura 4.2 está deslocada para a direita em relação à topologia de transmissão direta, parecendo ser menos promissora que a da transmissão direta, o que ocorre de fato quando comparamos a eficiência espectral dos dois sistemas. Uma vez que o canal *one-way* cooperativo é dividido em dois *slots* temporais, garantindo a mesma taxa, isso impacta negativamente na informação mútua do esquema, e conseqüentemente na Probabilidade de *Outage*.

#### 4.1.2 Probabilidade de *Outage* em Redes Cooperativas sob Canal NLOS

Na literatura são encontrados tradicionalmente as expressões para cenário cooperativos com a presença de *link* direto. Assim, neste trabalho, os métodos de seleção de *relays* são caracterizados em cenários cooperativos *one-way* e *two-way* que não apresentam o *link* direto (*link*

transmissor-receptor inexistente), sendo necessário portanto derivar expressões de aproximação para Probabilidade de *Outage* e validá-la a partir de simulações MCS. Esta Seção deriva e demonstra tais aproximações.

A SNR do sistema cooperativo sob canal NLOS difere das anteriores e por consequência a informação mútua e a Probabilidade de *Outage* também. Seja  $I_{\text{relay}}$  a informação mútua do cenário:

$$I_{\text{relay}} = B \log_2 (1 + \gamma_{\text{relay}}) \quad (4.11)$$

sendo a SNR neste caso dada por:

$$\gamma_{\text{relay}} = \frac{P|h_{sr}|^2 P_i|h_{rd}|^2}{P P_n|h_{sr}|^2 + P_i P_n|h_{rd}|^2 + P_n^2}, \quad (4.12)$$

a qual após normalização por  $\frac{1}{P_n^2}$  resulta:

$$\gamma_{\text{relay}} = \frac{\gamma_{sr}|h_{sr}|^2 \gamma_{rd}|h_{rd}|^2}{\gamma_{sr}|h_{sr}|^2 + \gamma_{rd}|h_{rd}|^2 + 1} \quad (4.13)$$

Logo, sua Probabilidade de *Outage* é dada por:

$$\Pr[I_{\text{relay}} < R] = \Pr \left[ \frac{\gamma_{sr}|h_{sr}|^2 \gamma_{rd}|h_{rd}|^2}{\gamma_{sr}|h_{sr}|^2 + \gamma_{rd}|h_{rd}|^2 + 1} < 2^{2R} - 1 \right] \quad (4.14)$$

Para validar essa expressão por simulação MCS faz-se necessário gerar e avaliar todas as realizações de canal para cada ponto de SNR, daí a motivação para se chegar à uma expressão simplificada com a aproximação para cada intervalo de SNR. Assim, utilizando o conhecimento da distribuição estatística para  $|h_{sr}|^2$  e  $|h_{rd}|^2$ , no caso exponencial, e considerando as conjecturas utilizadas em (LANEMAN, 2002) para o cenário cooperativo tradicional, é possível deduzir a Probabilidade de *Outage* para esse caso sem *relay*.

Seja  $w = u + v$  com parâmetros  $\lambda_u$  para a v.a. exponencial  $u$  e  $\lambda_v$  para  $v$ . Assim, assumindo-se que ambas as variáveis sejam independentes é possível calcular a função distribuição cumulativa (CDF) de  $w$  como equivalente ao produto das CDFs marginais de cada uma:

$$F_w(w) = \begin{cases} 1 - \left[ \left( \frac{\lambda_v}{\lambda_v - \lambda_u} \right) e^{-\lambda_u w} + \left( \frac{\lambda_u}{\lambda_u - \lambda_v} \right) e^{-\lambda_v w} \right] & \lambda_u \neq \lambda_v \\ 1 - (1 + \lambda w) e^{-\lambda w} & \lambda_u = \lambda_v = \lambda \end{cases} \quad (4.15)$$

Agora, considerando este resultado é possível estabelecer a mesma relação de  $tg^{-1}$  que denota a taxa de crescimento da CDF da combinação das variáveis aleatórias exponenciais:

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1}{\epsilon} F_w(\epsilon) = \frac{\lambda_u \lambda_v}{2} \quad (4.16)$$

a qual, quando adaptada para obter a resolução da equação de aproximação da Probabilidade

de *Outage*, com a hipótese de função contínua, obtém-se:

$$\lim_{t \rightarrow t_0} \frac{1}{g(t)} F_w(g(t)) = \frac{\lambda_u \lambda_v}{2} \quad (4.17)$$

A expressão para aproximação da Probabilidade de *Outage* para este caso é mais simples que o caso cooperativo, pois só considera a dependência de duas variáveis exponenciais, condizentes com o caminho transmissor *relay* e *relay*-receptor.

A expressão que descreve o comportamento do limite da CDF no caso da combinação das variáveis exponenciais aleatórias advém da prova de um limite superior e inferior dessa CDF, e que estes limites sejam iguais. Por simplificação essa prova está detalhada na Seção C.1 do Anexo ???. Utilizando o resultado das equações (C.27) e (C.29) que provam esses limites e adaptando-as à expressão a (4.14), obtém-se:

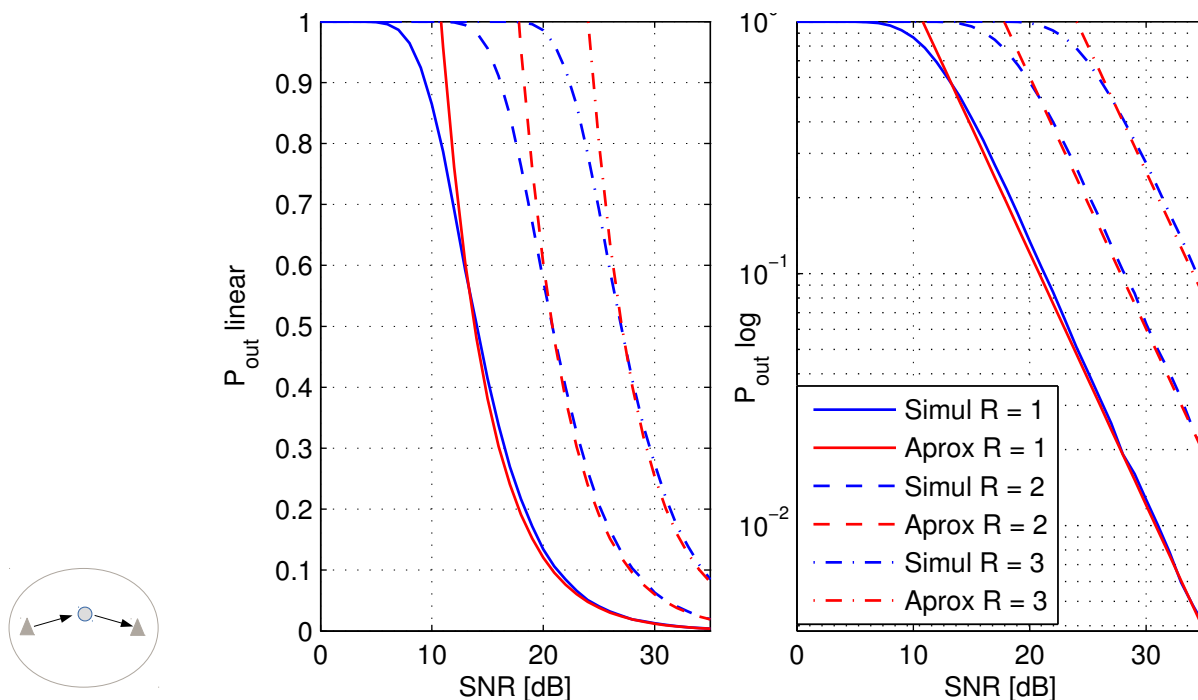
$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1}{g(\epsilon)} \Pr \left[ \epsilon \cdot f \left( \frac{v}{\epsilon}, \frac{w}{\epsilon} \right) < g(\epsilon) \right] = \frac{(\lambda_v \lambda_w)}{2} \quad (4.18)$$

Considerando ainda que a função  $h(t)$  é contínua sobre  $t = t_0$  e satisfaz  $h(t) \rightarrow 0$  quando  $t \rightarrow t_0$  :

$$\lim_{t \rightarrow t_0} \frac{1}{g(h(t))} \Pr \left[ h(t) \cdot f \left( \frac{v}{h(t)}, \frac{w}{h(t)} \right) < g(h(t)) \right] = \frac{(\lambda_v \lambda_w)}{2} \quad (4.19)$$

Após considerar as substituições da equação (4.14) pelas variáveis de interesse,  $v = |h_{sr}|^2$  e  $w = |h_{rd}|^2$  sendo estas variáveis aleatórias exponenciais independentes, com parâmetros  $\lambda_v = \sigma_{sr}^{-2}$  e  $\lambda_w = \sigma_{rd}^{-2}$ , respectivamente, e considerando também  $t = \gamma$ ,  $g(t) = t(2^{2R} - 1)$  e  $h(t) = \frac{1}{t} = \frac{1}{\gamma}$  obtemos finalmente a seguinte aproximação:

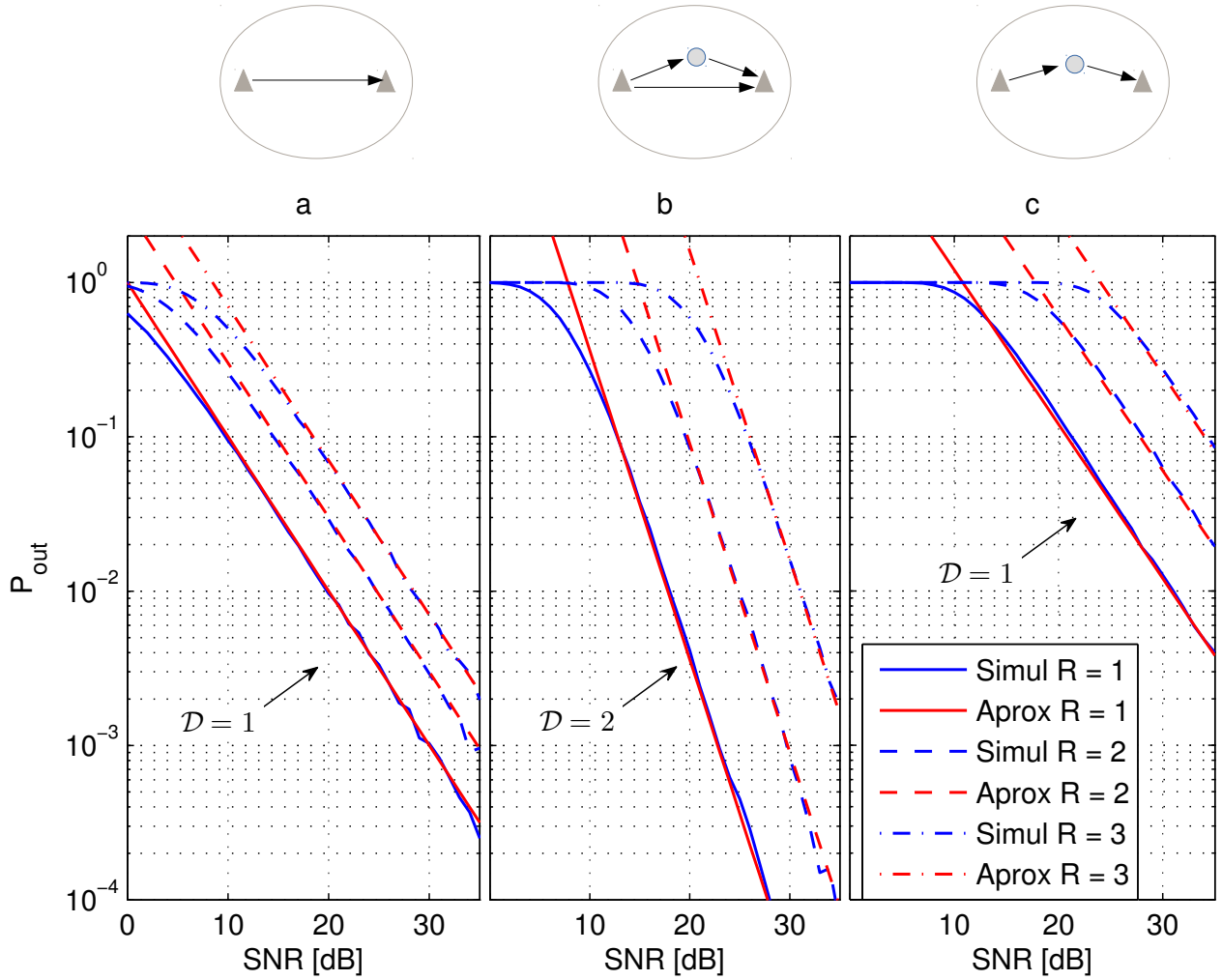
$$\Pr[\mathbf{I}_{\text{relay}} < \mathbf{R}] \approx \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \cdot \frac{\sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2}{2} \quad (4.20)$$



**Figura 4.3:** Probabilidade de *Outage* em *Link Relay*; a) Escala Linear; b) Escala Logarítmica.

Como era esperado ao se eliminar o caminho direto do esquema de transmissão, conforme indicado na Figura 4.3, o desempenho do sistema com protocolo AF é reduzido e a Probabilidade de *Outage* aumenta substancialmente para todas as três taxas consideradas. Por exemplo, para atingir os mesmos 20% de  $P_{out}$ , com  $R = 1$  são necessários pelo menos 18dB, ou com uma taxa  $R = 2$  são precisos 25dB e com a taxa de  $R = 3$  no mínimo 32dB.

Por outro lado, uma vez que a transmissão cooperativa (*link* direto + *link relay*) aumenta a ordem de diversidade do sistema e conseqüentemente diminui a taxa de erro de bit, quando comparada à transmissão direta ou só com o *relay*, poder-se-ia esperar uma redução substancial na Probabilidade de *Outage* em sistemas cooperativos com diversidade  $\mathcal{D} > 1$ . De fato, esta melhoria ocorre na taxa de decrescimento da Probabilidade de *Outage* em relação a SNR, como pode ser vista quando as inclinações das curvas de Probabilidade de *Outage* para os sistemas cooperativo e não-cooperativo são colocadas em perspectiva, Figura 4.4.



**Figura 4.4:** Comparação da Ordem de Diversidade da Probabilidade de *Outage* em: a) *Link* Direto; b) Transmissão Cooperativa; c) *Link Relay*.

Na Figura 4.4 as figuras dos três resultados anteriores foram justapostos para comparação e análise da ordem de diversidade. Como já citado, ao combinar dois caminhos a ordem de diversidade do sistema aumenta, e é possível verificar também que tanto no caso direto quanto na transmissão NLOS a ordem de diversidade é a mesma, porém deslocada no caso NLOS, o que também era esperado dado o ruído propagado pelo protocolo AF.

### 4.1.3 Probabilidade de *Outage* em Redes Cooperativas com 2 Hops

Para a transmissão com 2 hops em redes cooperativas com protocolo AF, a expressão para a informação mútua  $I_{2h}$  deriva do cálculo da SNR, obtido em (4.21):

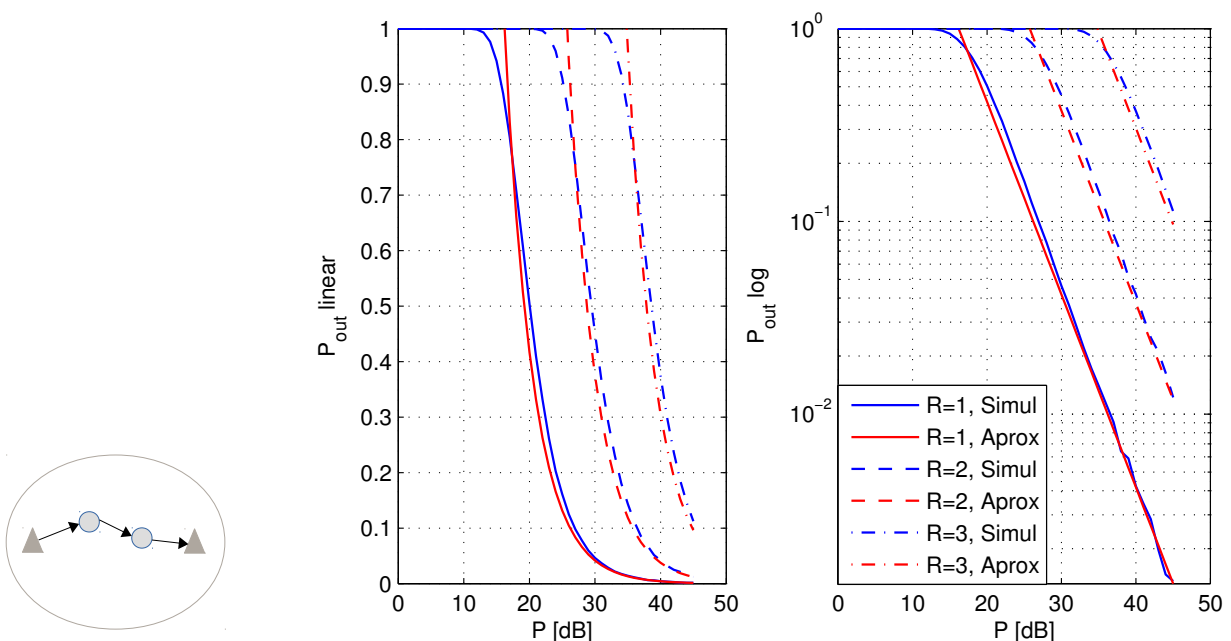
$$\gamma_{2h} = \frac{PP_iP_j|h_{si}h_{ij}h_{jd}|^2}{(P_i|h_{ij}|^2 + P|h_{si}|^2)P_j|h_{jd}|^2 + P_i|h_{ij}|^2(P|h_{si}|^2 + 1) + P|h_{si}|^2} \quad (4.21)$$

$$I_{2h} = \frac{1}{3} \log_2(1 + \gamma_{2h}) \quad (4.22)$$

De maneira análoga, podemos considerar  $u = |h_{si}|^2$ ,  $v = |h_{ij}|^2$  e  $w = |h_{jd}|^2$  sendo estas variáveis aleatórias exponenciais independentes, com parâmetros  $\lambda_u = \sigma_{si}^{-2}$ ,  $\lambda_v = \sigma_{ij}^{-2}$  e  $\lambda_w = \sigma_{jd}^{-2}$ , respectivamente e obter a seguinte aproximação:

$$\Pr[I_{2h} < R] \approx \frac{2^{3R} - 1}{\gamma} \cdot 3 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rr}^2 \sigma_{rd}^2 \quad (4.23)$$

onde,  $\sigma_{rr}^2$  é a variância do ruído entre 2 relays quaisquer. Resultados para a aproximação em (4.23) são apresentados na Figura 4.5, os quais estão em concordância com os resultados de simulação.



**Figura 4.5:** Probabilidade de *Outage* em *Link* com 2 *Relays* em 2 *Hops*; a) Escala Linear; b) Escala Logarítmica.

As simulações da BER dos esquemas com 2 hops em distâncias que afetam o sinal consideravelmente mostram uma melhora no desempenho, porém a SNR computada na  $P_{out}$ , ao adicionar um hop a mais, piora este desempenho, devido ao fato do protocolo AF propagar mais ruído.

#### 4.1.4 Probabilidade de *Outage* em Redes Cooperativas com 3 Hops

Seguindo o mesmo raciocínio, para a transmissão com 3 hops em redes cooperativas com protocolo AF, a expressão para a informação mútua  $I_{3h}$  deriva do cálculo da SNR, obtido em (4.24):

$$\gamma_{3h} = \frac{PP_iP_jP_k|h_{si}h_{ij}h_{jk}h_{kd}|^2}{\chi} \quad (4.24)$$

onde:

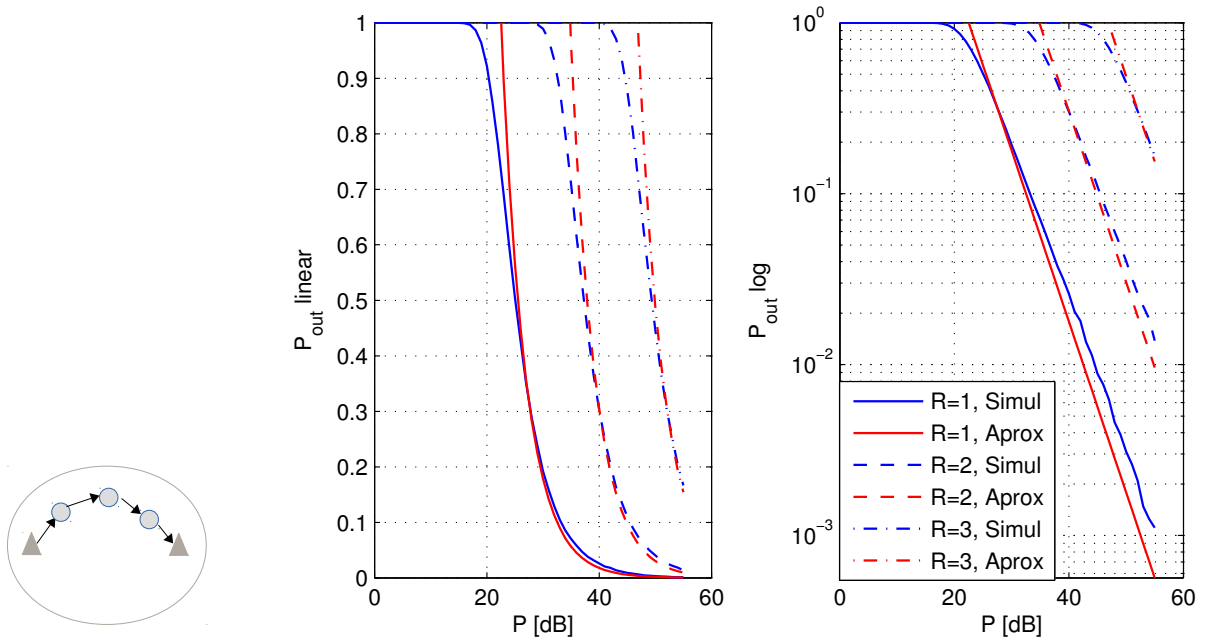
$$\begin{aligned} \chi &= P_jP_k|h_{jk}h_{kd}|^2(P_i|h_{ij}|^2 + P|h_{si}|^2 + 1) \\ &+ (P|h_{si}|^2 + 1)(P_i|h_{ij}|^2 + 1)(P_k|h_{kd}|^2) \\ &+ (P|h_{si}|^2 + 1)(P_i|h_{ij}|^2 + 1)(P_j|h_{jk}|^2 + 1) \end{aligned} \quad (4.25)$$

$$I_{3h} = \frac{1}{4} \log_2(1 + \gamma_{3h}) \quad (4.26)$$

De maneira análoga, podemos considerar  $u = |h_{si}|^2$ ,  $v = |h_{ij}|^2$  e  $w = |h_{jd}|^2$  sendo estas variáveis aleatórias exponenciais independentes, com parâmetros  $\lambda_u = \sigma_{si}^{-2}$ ,  $\lambda_v = \sigma_{ij}^{-2}$  e  $\lambda_w = \sigma_{jd}^{-2}$ , respectivamente e obter a seguinte aproximação:

$$\Pr[I_{3h} < R] \approx \frac{2^{4R} - 1}{\gamma} \cdot 4 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rr}^4 \sigma_{rd}^2 \quad (4.27)$$

onde,  $\sigma_{rr}^2$  é a variância do ruído entre 2 relays quaisquer.



**Figura 4.6:** Probabilidade de *Outage* em *Link* com 3 *Relays* em 3 *Hops*; a) Escala Linear; b) Escala Logarítmica.

Resultados para a aproximação acima são apresentados na Figura 4.6, com um bom indicativo de conformidade com os resultados de simulação. Porém da mesma forma que, com 2 *hops* adicionais o desempenho comparado ao da transmissão cooperativa com 1 *hop* somente piora, ao adicionar o 3º *hop* o desempenho fica ainda menos promissor.

## 4.2 Aproximações para a Probabilidade de Outage em Cenários Específicos

Esta Seção procura corroborar os resultados obtidos na literatura, bem como validar as aproximações analíticas obtidas neste trabalho, tendo em vista os esquemas e cenários específicos analisados nesta Dissertação. Assim, o objetivo desta Seção é descrever e obter as aproximações analiticamente válidas para a Probabilidade de *Outage* relativas aos esquemas de interesse, combinando-se topologias distintas da rede cooperativa à esquemas e métodos de seleção de *relays* operando sob cenários de interesse prático.

Uma vez que o cálculo da Probabilidade de *Outage* depende principalmente do canal e da SNR resultante, ao se alterar o esquema de transmissão, deve-se adaptar esse cálculo também; assim, nas próximas Subseções serão desenvolvidos conceitos já abordados como modelo de transmissão e que servirão de parâmetro de qualidade, via confiabilidade, para as análises e conclusões relativas às diferentes maneiras de se alocar *relays* em redes de sensores sem fio. Adicionalmente, serão analisados cenários de interesse prático e valores reais, buscando aproximar o objeto de estudo à uma rede de sensores comum.

### 4.2.1 Probabilidade de Outage em Canais *Two-way*

Para a transmissão bidirecional em redes cooperativas com protocolo AF, isto é, modelo *two-way* da Seção 2.5, a expressão para a informação mútua  $I_{tw}$ , a qual é obtida a partir do cálculo da SNR, equações (2.42) e (2.43), respectivamente, para o usuário 1 denotado por  $\gamma_{12}$  e para o usuário 2 denotado por  $\gamma_{21}$ , é repetida abaixo por conveniência:

$$\gamma_{12} = \frac{P_2 P_i \varrho_{1i} \varrho_{2i} |h_{1i}|^2 |h_{2i}|^2}{P_n \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 (P_i + P_1) + P_n P_2 \varrho_{2i} |h_{2i}|^2 + P_n^2}$$

$$\gamma_{21} = \frac{P_1 P_i \varrho_{1i} \varrho_{2i} |h_{1i}|^2 |h_{2i}|^2}{P_n \varrho_{2i} |h_{2i}|^2 (P_i + P_2) + P_n P_1 \varrho_{1i} |h_{1i}|^2 + P_n^2}$$

Considera-se que o sistema entra em *Outage* se em pelo menos uma das direções de transmissão a taxa alcançada for menor que a taxa de referência  $R$ :

$$\Pr[I_{tw} < R] = \Pr \left[ \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{12}), \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{21}) < R \right] \quad (4.28)$$

ou, de maneira equivalente, se  $\gamma_{12}$  ou  $\gamma_{21}$  for menor que  $\gamma^*$  (ZHENG; BAI; LI, 2010), ou seja:

$$I_{tw} = \frac{1}{2} \log_2 [1 + \min(\gamma_{12}, \gamma_{21})] \quad (4.29)$$

Assim, se for considerado  $P_1 = P_2 = P_i = P$ , e  $\gamma_{ij}$  a mínima SNR entre  $\gamma_{12}$  e  $\gamma_{21}$ , a



Probabilidade de *Outage* para canais *two-way* pode ser escrita como:

$$\Pr[I_{\text{tw}} < R] = \Pr[\min(\gamma_{12}, \gamma_{21}) < 2^{2R} - 1] \quad (4.30)$$

sendo  $R$  a taxa de referência, por exemplo normalizada  $R = 1$ , lembrando que neste esquema *two-way*, a taxa total de transmissão seria  $R = 2$ , o dobro do esquema tradicional devido ao melhor aproveitamento do espectro.

Adaptando-se a expressão aproximada desenvolvida na Subseção anterior, a Probabilidade de *Outage* para canais *two-way* pode ser aproximada por:

$$\Pr[I_{\text{tw}} < R] \approx \frac{2^{2R} - 1}{\min(\gamma_{12}, \gamma_{21})} \cdot \frac{\sigma_{1i}^2 \sigma_{2i}^2}{2} \quad (4.31)$$

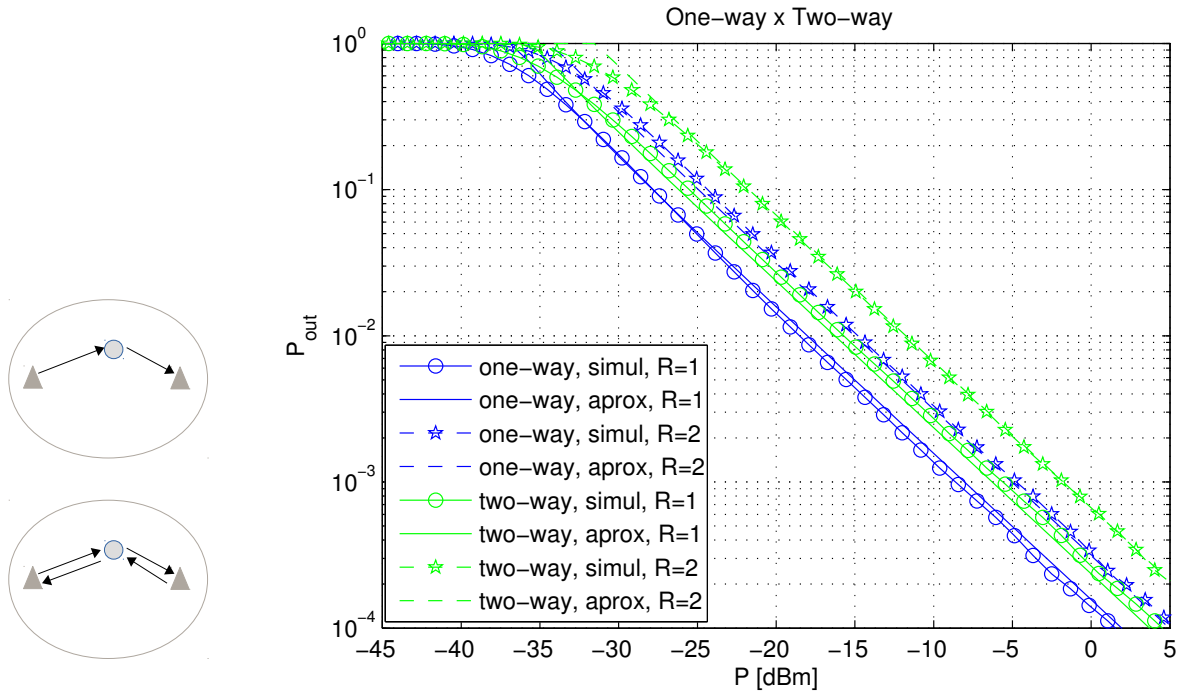
A Tabela 4.1 organiza os parâmetros utilizados para validar as expressões aproximadas através da simulação computacional.

**Tabela 4.1:** Parâmetros de Simulação de Probabilidade de *Outage* em Canal *Two-way*

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-8} \text{ [mW]} \equiv -71 \text{ [dBm]}$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
<b>Para <i>one-way</i>:</b>	
<b>Potência de Transmissão, nó transmissor</b>	$P = 0,5 \cdot [10^{-7}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-43; 7] \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó <i>relay</i></b>	$P = 0,5 \cdot [10^{-7}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-43; 7] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [28; 98] \text{ [dB]}$
<b>Para <i>two-way</i>:</b>	
<b>Potência de Transmissão, nó 1 e 2</b>	$P = 0,33 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-74; 45] \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó <i>relay</i></b>	$P = 0,33 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-74; 45] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [17; 136] \text{ [dB]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d = 50 \text{ [m]}$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b>QoS<sup>P<sub>out</sub></sup></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$

A Figura 4.7 compara resultados de simulação e da aproximação analítica desenvolvida nestas Subseções para os casos *one-way* e *two-way*. Nota-se que similarmente ao desempenho BER, o método *two-way* também é ligeiramente menos confiável em termos de Probabilidade de Outage, pois o *relay* amplifica a resultante dos dois sinais com respectivos ruídos, além do fato de o usuário precisar estimar o sinal de interesse a partir de um sinal resultante formado

pelo ruído e o canal do outro usuário.



**Figura 4.7:** Probabilidade de *Outage* em *Link Relay* para Canais *One-way* e *Two-way*.

Em resumo, para todas configurações e topologias de sistemas cooperativos analisados neste trabalho, a escolha do melhor *relay*, o  $i$ -ésimo *relay*, é obtida pelo argumento que maximiza a taxa de informação mútua e portanto minimiza a Probabilidade de *Outage*, e este *relay* deve ser escolhido conforme os métodos de seleção adotados.

#### 4.2.2 Probabilidade de *Outage* em Canais *Two-way* com Seleção de *Relay* em 1 *Hop* (SR-1h)

Nesta Subseção é descrita a adaptação feita na expressão da aproximação da  $P_{\text{out}}$  do trabalho de (YANG et al., 2011) para esquemas com a *relays* disponíveis e seleção de apenas um *relay* para cooperação com protocolo AF.

Admitindo-se transmissão *two-way*, o sistema pode entrar em *Outage* sempre que a taxa atingida em uma das vias de transmissão for menor que uma taxa mínima  $R$  de QoS, mesmo com a ajuda do melhor *relay*. Este conceito é equivalente ao conceito do método de seleção Max-Min, sendo descrito analiticamente por:

$$\begin{aligned}
 \Pr[I_{\text{SR-1h}} < R] &= \Pr \left[ \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{12}) , \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{21}) < R \right] \\
 &= \Pr \left[ \max_{i \in \mathcal{A}} \min(\gamma_{12i}, \gamma_{21i}) < 2^{2R} - 1 \right] \\
 &= \prod_{\iota=1}^a \Pr \left[ \min(\gamma_{12\iota}, \gamma_{21\iota}) < 2^{2R} - 1 \right], \quad \iota \in \mathcal{A}
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

sendo  $\iota$  o *relay* escolhido dentre a *relays* do conjunto  $\mathcal{A}$  de *relays* disponíveis. A aproximação

desenvolvida em (YANG et al., 2011), para o mesmo cálculo é dada por:

$$\Pr[I_{\text{SR-1h}} < R] \approx (\gamma)^{-a} \cdot \prod_{i=1}^a \left[ 6 \left( \frac{1}{\sigma_{1i}^2} + \frac{1}{\sigma_{2i}^2} \right) 2^{2R} - 1 \right] \quad (4.33)$$

Esta expressão será adotada neste trabalho com a seguinte adaptação:

$$\Pr[I_{\text{SR-1h}} < R] \approx \left( \frac{P}{P_n} \right)^{-a} \cdot \prod_{i=1}^a \left[ 6 \left( \frac{1}{\sigma_{1i}^2} + \frac{1}{\sigma_{2i}^2} \right) 2^{2R} - 1 \right], \quad (4.34)$$

considerando

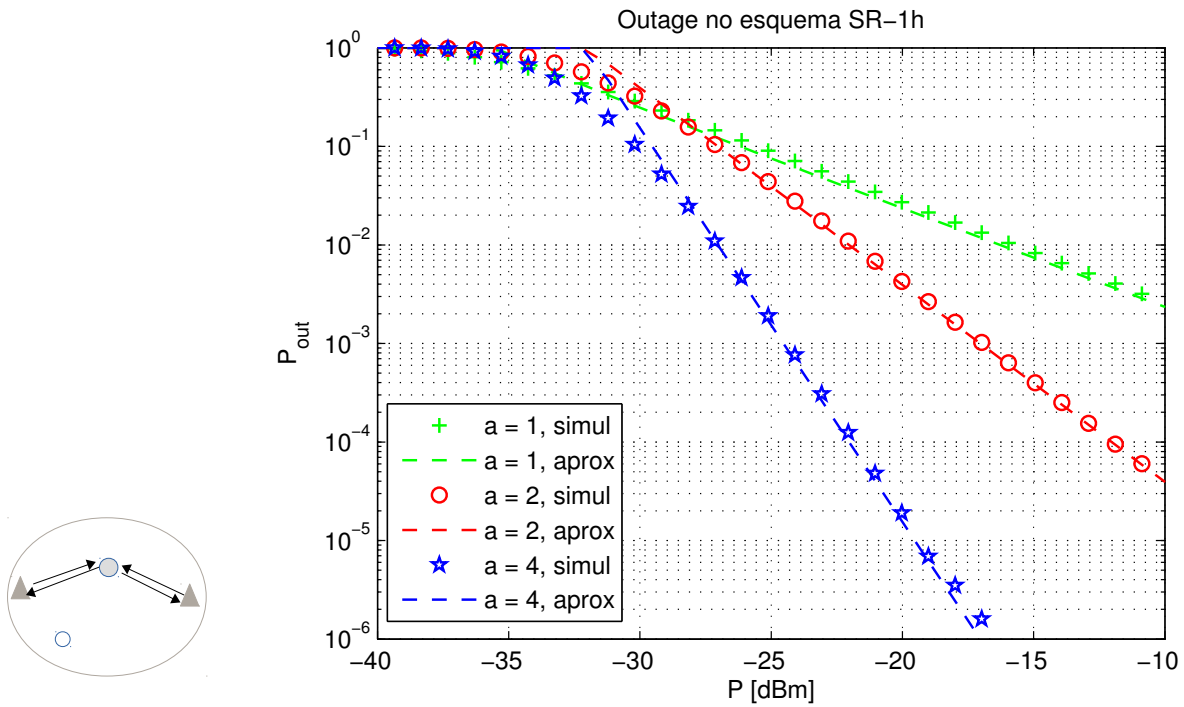
$$\frac{P}{P_n} = \frac{(P_1 + P_2 + P_i) \sqrt{\varrho_{1i}} \sqrt{\varrho_{2i}}}{N_0 B} \quad (4.35)$$

A Tabela 4.2 sumariza os parâmetros utilizados nesta análise.

**Tabela 4.2:** Parâmetros de Simulação de Probabilidade de *Outage* com Seleção de *Relay* SR-1h em Canal *Two-way*

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-8} \text{ [mW]} \equiv -71 \text{ [dBm]}]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
<b>Potência de Transmissão, nó 1 e 2</b>	$P = 0,33 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-74; 45] \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó relay</b>	$P = 0,33 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-74; 45] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [17; 136] \text{ [dB]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d = 50 \text{ [m]}$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b>QoS<sup>P<sub>out</sub></sup></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
<b>Método de Seleção</b>	Max Min
<b>Relays disponíveis</b>	$a \in [1, 2 \text{ e } 4]$

A Figura 4.8 ilustra a precisão da aproximação analítica em (4.34) com resultados numéricos de simulação considerando os casos de  $a \in [1; 2; 4]$  relays disponíveis.



**Figura 4.8:** Probabilidade de *Outage* em Canais *Two-way* com Esquema de Seleção Max Min em SR-1h;  $a \in [1, 2, 4]$ ,  $g = 1$ .

### 4.2.3 Probabilidade de *Outage* em Canais *Two-way* com Seleção de Múltiplos *Relays* em 1 *Hop* (MR-1h)

Com o objetivo de obter maior diversidade e, conseqüentemente melhor desempenho da rede, esta Subseção analisa a Probabilidade de *Outage* em canais *two-way* com múltiplos *relays*, denominado método MR-1h *two-way*.

Novamente, a partir da expressão da aproximação da  $P_{\text{out}}$  obtido no trabalho de (YANG et al., 2011), deriva-se uma expressão para a  $P_{\text{out}}$  no método MR-1h, com a *relays* disponíveis e  $g$  selecionados. Assim, mantendo o modelo *two-way*, o sistema entra em *Outage* sempre que a taxa atingida em uma das vias de transmissão for menor que uma taxa mínima  $R$  de QoS. A rede entrará no modo *Outage* se nenhum dos *relays* dentre os  $g$  selecionados tiver uma SNR aceitável. Utilizando o conceito do método de seleção Max-Min, e sabendo que a SNR resultante é a soma das SNRs dos  $g$  *relays* escolhidos, obtida em (2.58) e em (2.59), a expressão para  $P_{\text{out}}$  pode ser descrita por:

$$\begin{aligned}
 \Pr[I_{\text{MR-1h}} < R] &= \sum_{i=1, i \in \mathcal{G}}^g \Pr [\max_{i \in \mathcal{A}} \min(\gamma_{12i}, \gamma_{21i}) < 2^{2R} - 1] \\
 &= g \cdot \prod_{i=1}^a \Pr [\min(\gamma_{12i}, \gamma_{21i}) < 2^{2R} - 1]
 \end{aligned} \tag{4.36}$$

sendo  $i$  todos os *relays* escolhidos no conjunto  $\mathcal{A}$  de *relays* disponíveis e combinados no subconjunto  $\mathcal{G}$  de *relays* escolhidos. Pelo princípio de que o sistema não entra em *Outage* se ao menos em um dos caminhos a SNR for mínima, é equivalente dizer que a Probabilidade de

*Outage* do esquema é a soma das Probabilidades de *Outage* dos melhores percursos escolhidos, que estatisticamente são muito semelhantes, e é equivalente ao produto por  $g$ .

A aproximação desenvolvida em (YANG et al., 2011), para o mesmo cálculo é dada por:

$$\Pr[I_{MR-1h} < R] \approx (g \cdot \gamma)^{-a} \cdot \prod_{i=1}^a \left[ 6 \left( \frac{1}{\sigma_{12i}^2} + \frac{1}{\sigma_{21i}^2} \right) 2^{2R} - 1 \right] \quad (4.37)$$

a qual devidamente adaptada ao contexto deste trabalho resulta:

$$\Pr[I_{MR-1h} < R] \approx \left( g \cdot \frac{P}{P_n} \right)^{-a} \cdot \prod_{i=1}^a \left[ 6 \left( \frac{1}{\sigma_{12i}^2} + \frac{1}{\sigma_{21i}^2} \right) 2^{2R} - 1 \right] \quad (4.38)$$

$$\text{sendo} \quad \gamma = \frac{P}{P_n} = \frac{(P_1 + P_2 + P_i) \sqrt{\rho_{12i}} \sqrt{\rho_{21i}}}{N_0 B} \quad (4.39)$$

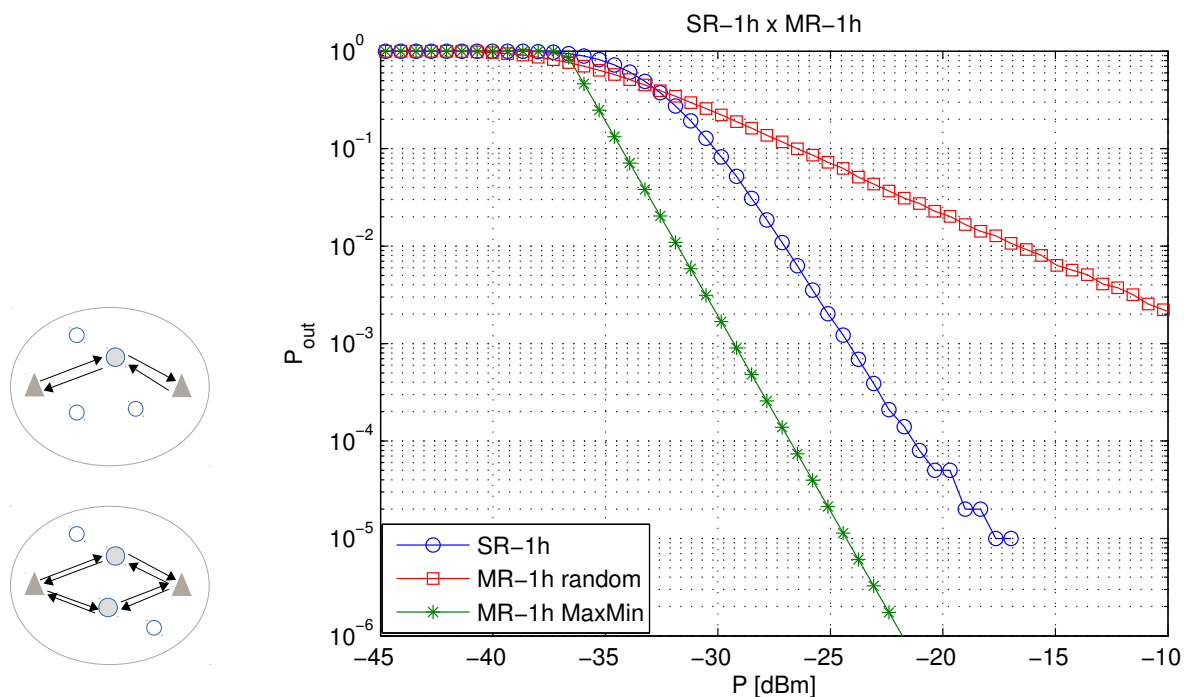
A Tabela 4.3 sumariza os parâmetros utilizados nesta análise.

**Tabela 4.3:** Parâmetros de Simulação de Probabilidade de *Outage* com Seleção de *Relay* MR-1h em Canal *Two-way*

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-8} [\text{mW}] \equiv -71 [\text{dBm}]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 [\text{dB}]$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
<b>Para <i>one-way</i>:</b>	
<b>Potência de Transmissão, nó transmissor</b>	$P = 0,5 \cdot [10^{-7}; 10^{-2}] [\text{mW}] \equiv [-43; 7] [\text{dBm}]$
<b>Potência de Transmissão, nó <i>relay</i></b>	$P = 0,5 \cdot [10^{-7}; 10^{-2}] [\text{mW}] \equiv [-43; 7] [\text{dBm}]$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [28; 98] [\text{dB}]$
<b>Para <i>two-way</i>:</b>	
<b>Potência de Transmissão, nó 1 e 2</b>	$P = 0,33 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] [\text{mW}] \equiv [-74; 45] [\text{dBm}]$
<b>Potência de Transmissão, nó <i>relay</i></b>	$P = 0,33 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] [\text{mW}] \equiv [-74; 45] [\text{dBm}]$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [17; 136] [\text{dB}]$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d = 50 [\text{m}]$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b>QoS<sup>P<sub>out</sub></sup></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
Método de Seleção	Max Min
<b>Relays disponíveis</b>	$a = 6$
<b>Relays selecionados</b>	$c = 2$

Em termos de taxa de erro de bit, vimos que o método de seleção de *relay* aleatório obtém bons resultados de confiabilidade quando combinado 2 *relays*. Assim, a Figura 4.9 compara o esquema SR-1h, como referência de desempenho, com o MR-1h aleatório e Max-Min em termos de  $P_{\text{out}}$ .

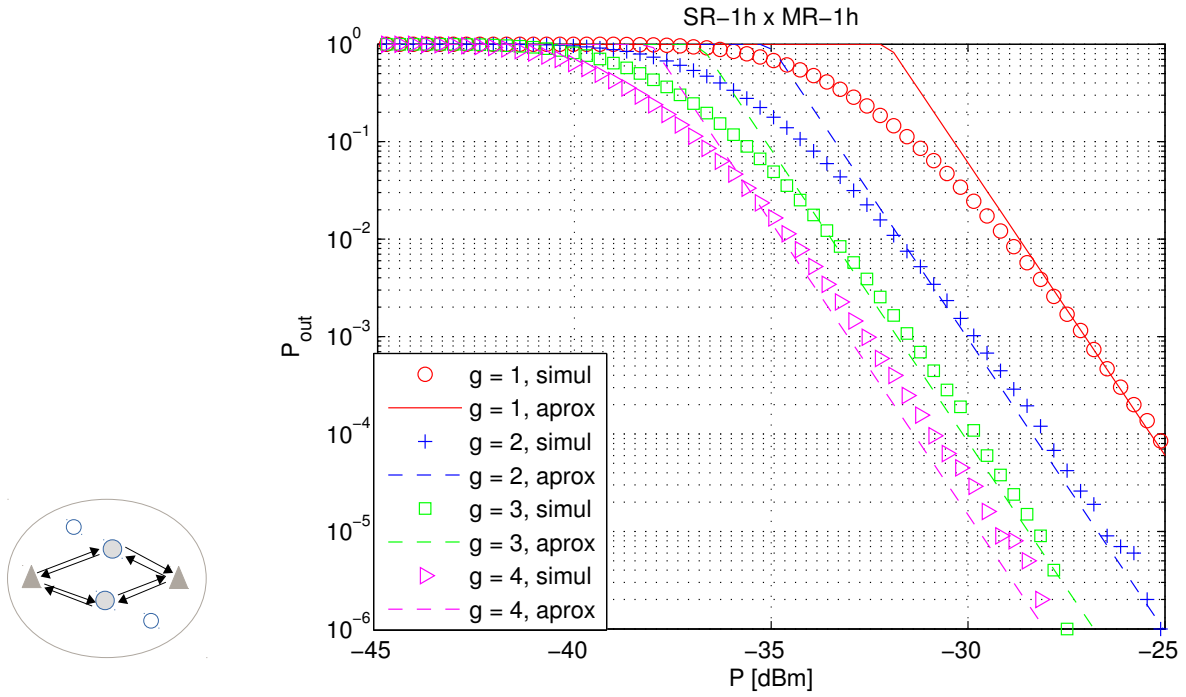
Nota-se a partir da Figura 4.9 que, diferentemente dos resultados de BER, ilustrados na Figura 3.8, em termos de  $P_{\text{out}}$  o desempenho do método Aleatório não é próximo do método Max Min, ou ainda, não é melhor que o esquema SR-1h, e isto se justifica pelo cenário analisado nesta Subseção ser mais agressivo, pelo alto ruído AWGN, que impacta na SNR e conseqüentemente na Informação mútua.



**Figura 4.9:** Probabilidade de *Outage* em Canais *Two-way* com Esquema de Seleção Max Min em SR-1h e Max Min x Aleatório em MR-1h;  $a = 6$ ,  $g = 1$  (SR-1h) e  $g = 2$  (MR-1h).

Com o mesmo cenário de canal, porém considerando  $g = 1$  (equivalente à SR-1h), 2, 3 e 4 *relays* selecionados, a Figura 4.10 ilustra o comportamento do método Max-Min. Observa-se o comportamento de  $\mathcal{D}$  conforme aumenta-se o número de *relays* selecionados para combinação de sinal, não há variação da ordem de diversidade, graficamente, na inclinação da curva. Como observado na Seção 3.3, de resultados através da BER, ocorre um deslocamento da curva de desempenho que representa  $\mathcal{D}$  à esquerda, isto é, menos potência de transmissão para um mesmo desempenho, e essa melhora se mostra mais evidente quando a variação no número de *links* é considerável, por exemplo, o dobro em  $c = 1, 2$  e 4, representado pelas curvas em vermelho, azul e rosa, respectivamente, já para a variação de um *relay* a mais em  $g$ , por exemplo,  $c = 3$  e 4, as curvas parecem próximas, mas para uma mesma potência de  $-30$  dBm há um ganho de uma década no desempenho ao combinar 4 *relays*.

Ainda na Figura 4.10, pode-se inferir que a aproximação é mais fiel à expressão analítica com valores de  $g < 4$  e para valores de  $P_{out} < 10^{-2}$ .



**Figura 4.10:** Probabilidade de *Outage* em Canais *Two-way* com Esquema de Seleção Max Min em MR-1h;  $a = 6$ ,  $g = 1$  (SR-1h) e  $g \in [2, 3, 4]$  (MR-1h).

#### 4.2.4 Probabilidade de *Outage* em Canais *Two-way* com Seleção de 3 Relays em 3 Hops (MR-3h)

Nesta Subseção analisa-se a Probabilidade de *Outage* obtida ao combinar 3 *relays* em série para atuarem na retransmissão, conforme discutido na Seção 2.5.3, método MR-3h.

A partir das SNRs derivadas para este estudo nas expressões (2.74) (2.72) da Seção 2.5.3, é possível analisar o desempenho deste método operando em cenários práticos de interesse, diferente do abordado na Seção 2.5.3, com parâmetros todos normalizados.

No modelo MR-3h, o sistema entra em *Outage* se o *link* formado por estes 3 *relays* em cascata, único *link* para comunicação entre o usuário 1 e 2, não atingir uma mínima SNR, ou taxa equivalente. Assim, a expressão para  $P_{\text{out}}$  pode ser descrita analiticamente por:

$$\begin{aligned} \Pr[I_{\text{MR-3h}} < R] &= \arg_{i,j,k \in \mathcal{A}} \max \Pr \left[ \frac{1}{4} \log_2(1 + \gamma_{21ijk}), \frac{1}{4} \log_2(1 + \gamma_{12ijk}) < R \right] \\ &= \Pr \left[ \arg_{i,j,k \in \mathcal{A}} \max \min(\gamma_{21ijk}, \gamma_{12ijk}) < 2^{4R} - 1 \right] \end{aligned} \quad (4.40)$$

sendo  $\gamma_{21ijk}$  e  $\gamma_{12ijk}$  a melhor SNR resultante no *link two-way* dada pela combinação dos  $i$ ,  $j$  e  $k$  *relays* escolhidos no conjunto  $\mathcal{A}$  de *relays* disponíveis, considerando ainda,  $i \neq j \neq k$ .

A expressão adaptada da equação (4.27) é dada por:

$$\Pr[I_{\text{MR-3h}} < R] \approx \frac{2^{4R} - 1}{\gamma} \cdot 4 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rr}^4 \sigma_{rd}^2, \quad (4.41)$$



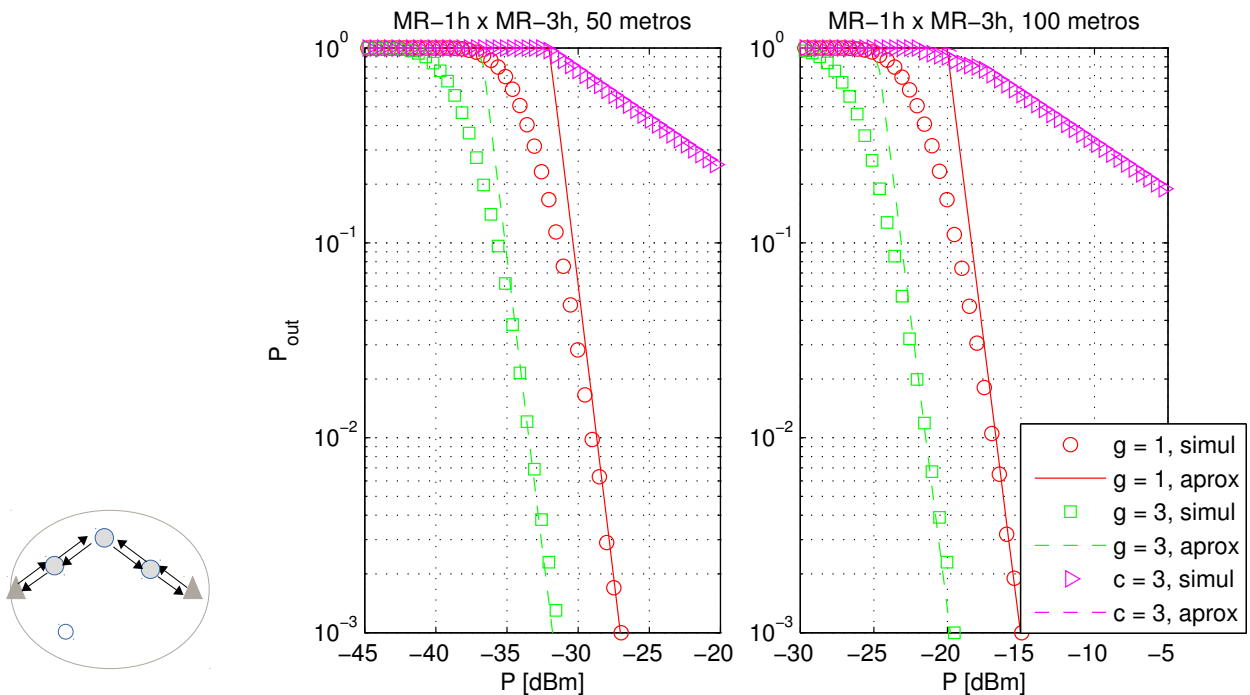
onde a SNR é definida por:

$$\gamma = \frac{P}{P_n} = \frac{(P_1 + P_2 + P_i + P_j + P_k) \sqrt{\varrho_{1i}} \sqrt{\varrho_{ij}} \sqrt{\varrho_{jk}} \sqrt{\varrho_{k2}}}{N_0 B} \quad (4.42)$$

A Figura 4.11 ilustra o desempenho em termos da Probabilidade de Outage de redes MR-1h e MR-3h com 3 *relays* selecionados em ambas as topologias, considerando os mesmos parâmetros de canal da simulação anterior, 6 *relays* disponíveis e 3 *relays* combinados em 1 e 3 *hops*.

É conhecido que o método *multihop* não obtém diversidade adicional, em geral ele melhora o desempenho em sistemas afetados por uma grande distância entre os nós, porém ao utilizar o protocolo AF a cada *hop* e retransmissão é adicionado e propagado mais ruído, e isso deteriora a informação mútua resultante. Neste estudo considera-se 100 metros uma distância relativamente grande para redes de sensores, por isso o método não foi analisado para  $d > 100$  metros.

Por fim, análise e resultados semelhantes foram desenvolvidos em (WANG et al., 2011) onde ele se refere ao caso como *5-node 2-frame multihop*, em que o método *two-way* de transmissão é implementado ao longo de 3 *relays* em 3 *hops*. Neste caso, o desempenho obtido também é bastante degradado, mesmo utilizando codificação.




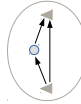
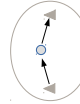
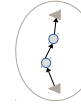


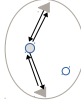
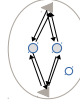
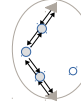
**Figura 4.11:** Probabilidade de *Outage* em Canais *Two-way* com Esquema de Seleção Max Min em MR-1h e em MR-3h;  $a = 6$ ,  $g = 3$  (MR-1h) e  $c = 3$  (MR-3h).

A Tabela 4.4 sintetiza as expressões de Probabilidade de *Outage* analisados anteriormente, tendo em vista verificar e comparar os desempenhos obtidos através das curvas de Probabilidade de *Outage*  $\times$  SNR obtidas via simulação MCS a partir do cômputo de cada evento que satisfaça a condição  $\Pr[I < R]$  na expressão da Probabilidade de *Outage* exata ( $P_{\text{out}}$  exata). Para isto,

---

as simulações computacionais foram obtidas a partir da média em  $10^4$  realizações de canal, para cada SNR. Tais resultados são comparados às aproximações analíticas ( $P_{\text{out}}$  aproximada), sintetizadas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Expressões para a Probabilidade de Outage

$link$	Esquema	Expressão	$P_{out}$ exata	$P_{out}$ aproximada
S-D		$\Pr[I_{ray1} < R]$	$= \Pr \left[  h_{sd} ^2 < \frac{2^R - 1}{\gamma} \right]$	$\approx \frac{2^R - 1}{\sigma_{sd}^2 \gamma}$
COOP		$\Pr[I_{coop} < R]$	$= \Pr \left[  h_{sd} ^2 + \frac{1}{\gamma} f(\gamma  h_{sr} ^2, \gamma  h_{rd} ^2) < \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right]$	$\approx \left( \frac{2^R - 1}{\sigma_{sd}^2 \gamma} \right)^2 \cdot \frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{rd}^2}{2\sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2}$
S-R-D		$\Pr[I_{relay} < R]$	$= \Pr \left[ f(\gamma  h_{sr} ^2, \gamma  h_{rd} ^2) < \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right]$	$\approx \frac{2^R - 1}{\sigma_{sd}^2 \gamma} \cdot \frac{\sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2}{2}$
S-R-R-D		$\Pr[I_{2h} < R]$	$= \Pr [\gamma_{2h} < 2^{3R} - 1]$	$\approx \frac{2^{3R} - 1}{\gamma} \cdot 3 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rr}^2 \sigma_{rd}^2$
S-R-R-R-D		$\Pr[I_{3h} < R]$	$= \Pr [\gamma_{3h} < 2^{4R} - 1]$	$\approx \frac{2^{4R} - 1}{\gamma} \cdot 4 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rr}^4 \sigma_{rd}^2$
S-R-D tw		$\Pr[I_{tw} < R]$	$= \Pr [\min(\gamma_{12}, \gamma_{21}) < 2^{2R} - 1]$	$\approx \frac{2^{2R} - 1}{\min(\gamma_{12}, \gamma_{21})} \cdot \frac{\sigma_{12i}^2 \sigma_{21i}^2}{2}$
SR-1h tw		$\Pr[I_{SR-1h} < R]$	$= \prod_{i=1}^a \Pr [\min(\gamma_{12i}, \gamma_{21i}) < 2^{2R} - 1]$	$\approx (\gamma)^{-a} \cdot \prod_{i=1}^a \left[ 6 \left( \frac{1}{\sigma_{12i}^2} + \frac{1}{\sigma_{21i}^2} \right) 2^{2R} - 1 \right]$
MR-1h tw		$\Pr[I_{MR-1h} < R]$	$= g \cdot \prod_{i=1}^a \Pr [\min(\gamma_{12i}, \gamma_{21i}) < 2^{2R} - 1]$	$\approx \left( g \cdot \frac{P}{P_n} \right)^{-a} \cdot \prod_{i=1}^a \left[ 6 \left( \frac{1}{\sigma_{12i}^2} + \frac{1}{\sigma_{21i}^2} \right) 2^{2R} - 1 \right]$
MR-3h tw		$\Pr[I_{MR-3h} < R]$	$= \Pr [\max \min(\gamma_{MR_{21\hat{g}}}, \gamma_{MR_{12\hat{g}}}) < 2^{4R} - 1]$	$\approx \frac{2^{4R} - 1}{P_n} \cdot 4 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rr}^4 \sigma_{rd}^2$

# 5 Eficiência Energética em Redes Cooperativas

Neste Capítulo são analisados, sob a perspectiva da Eficiência Energética, os diferentes esquemas de transmissão com *relays*, envolvendo seleção e *hops* adicionais, já abordados nesta dissertação. Ao selecionar múltiplos *relays* para auxiliar na re-transmissão das informações ou ao implementar mais *hops* na mesma transmissão em redes cooperativas, particularmente redes de sensores, pode-se optar por melhorar a cobertura, a confiabilidade desta rede, ou ambos os quesitos; como consequência, essas escolhas apresentam impacto direto no consumo de potência e no cumprimento de requisitos de QoS da rede.

Ao considerar as características de operação do sistema é possível analisá-las de forma relacionada através da Eficiência Energética, um conceito importante na implementação de sistemas de comunicação, mais eficiente do ponto de vista energético, ao mesmo tempo que leva em consideração a vazão de bits recebidos corretamente. O conceito EE estará presente na implementação das novas gerações de sistemas de comunicações, sobretudo em sistemas de quinta geração (5G). Adicionalmente, a EE também é comumente associada na literatura aos conceitos de *green communication* (CHEN; KIM; YANG, 2010).

Este Capítulo tem o propósito de determinar ou propor, utilizando ferramentas analíticas, esquemas de comunicação cooperativas mais adequadas ao conceito da maximização da EE, i.e., que utilizem a mínima energia para atingir taxas de transferência necessárias ao atendimento da qualidade de serviço específica, sendo ainda o compromisso Eficiência Energética versus Eficiência Espectral (EEExSE) factível de ser atingido plenamente em redes de sensores.

Além disso, esse Capítulo busca responder a estas questões de maneira sistemática, combinando resultados já conhecidos e novas expressões para análise, procurando corroborar essas deduções matemáticas com simulações MCS para cenários de interesse prático.

## 5.1 Eficiência Energética e Métricas de QoS

Eficiência Energética (EE) é uma importante métrica de avaliação de desempenho, não só em sistemas de telecomunicações, mas em todas as atividades que demandam energia para se desenvolver, apresentando portanto um grande apelo atual devido às crescentes demandas de

operação com restrição de uso de energia dos dispositivos móveis.

Neste sentido, o uso mais racional da energia é o objetivo da métrica de EE em telecomunicações, pois mais importante do que estabelecer o ponto de operação do sistema correspondente ao menor consumo de energia, torna-se mais interessante e útil conhecer a taxa de transmissão em bits por segundo atingível dado uma certa quantidade de energia disponível, que não necessariamente será igual à capacidade do sistema. O ponto de operação ótimo do sistema de comunicação em termos do uso racional de energia é conhecido como ponto de máxima Eficiência Energética e depende não só da potência de transmissão (energia de radiofrequência), mas também da potência consumida para manter o sistema funcionando, incluindo a refrigeração, potência DC e de processamento do sinal de RF e informação, iluminação etc.

Faz-se necessário, portanto, implementar sistemas com boa Eficiência Energética pois a tecnologia das baterias não tem evoluído na mesma razão que a dos semicondutores (MIAO et al., 2009); assim, por exemplo, em uma rede de sensores, o fato de um nó desta rede esgotar a energia acumulada em sua bateria pode significar a queda da rede toda. Devido a esta característica, mesmo não sendo um conceito novo, a EE tem sido objeto de intenso estudo nos últimos anos, principalmente em aplicações de redes de sensores e redes sem fio (KWON; BIRDSALL, 1986).

Matematicamente, pode-se definir EE pela razão entre a quantidade de informação recebida corretamente e a respectiva quantidade de energia total despendida neste processo de transmissão, ou de forma mais imediata, EE é a relação entre a taxa média líquida de bits corretamente recebidos por segundo pela potência total média utilizada (HU et al., 2013):

$$\xi_e = \frac{R}{P_t} \left[ \frac{\text{bits}}{\text{Joule}} \right], \quad \text{sendo} \quad (5.1)$$

R: a taxa de transmissão, em bits/s, dependente da eficiência espectral da modulação adotada, representada por  $\xi_{\text{mod}}$ , que corresponde ao número de bits que se consegue transmitir por segundo em um Hertz de largura de banda, com dimensão bits/s/Hz. Além da eficiência espectral da modulação, a taxa também depende da banda utilizada, denotada por  $B$  (PIMENTEL, 2007):

$$R = \xi_{\text{mod}} \cdot B \left[ \frac{\text{bits}}{\text{s}} \right] \quad (5.2)$$

$P_t$ : potência total do sistema utilizada na viabilização da transmissão, sendo composta por:

$$P_t = P + n \cdot P_i + P_s^c + n \cdot P_i^c + P_d^c, \quad \text{sendo:} \quad (5.3)$$

- $P$  potência de rádio frequência para transmissão no nó transmissor;
- $P_i$  potência de transmissão nos  $n$  nós *relays*, considerando
- $n$  quantidade de *relays* selecionados como participantes da retransmissão, que também dependem do número de *hops*,
- $P_s^c$  potência de circuito do nó transmissor;
- $P_i^c$  potência de circuito dos nós *relays*;
- $P_d^c$  potência de circuito do nó que representa o receptor<sup>1</sup> das transmissões.

Esse modelo de consumo de potência é frequentemente usado por autores da área (MORAGREGA; IBARS; GENG, 2009), (HU et al., 2013); há a clara divisão do consumo de energia em duas partes essenciais: a parte variável do consumo de energia, correspondente à potência necessária para transmissões e re-transmissões de rádio frequência, e uma parte constante de energia consumida para viabilizar o funcionamento da rede como um todo, associada aos circuitos responsáveis pelo processamento de sinal, refrigeração, iluminação e backup de energia principalmente, que na prática é a energia que o nó precisa para manter-se ativo na rede.

### 5.1.1 Metodologia de Análise para as Métricas de QoS

A maior confiabilidade na transmissão é diretamente proporcional à potência de transmissão, refletindo diretamente na redução da BER e na  $P_{out}$ . Assim, tendo em vista avaliar as duas métricas de desempenho, bem como a sua correspondência, nesta Subseção foi desenvolvida uma metodologia de simulação – associada às expressões analíticas – para se avaliar o desempenho de redes cooperativas.

A métrica Eficiência Energética (EE) em redes de comunicação depende diretamente da quantidade de bits recebidos corretamente no nó receptor; esta quantidade pode ser mensurada através de BER ou indiretamente através da Probabilidade de *Outage*. Neste trabalho, preferencialmente, será empregada a segunda métrica, pois é uma medida mais imediata, envolvendo a SNR apenas, não dependendo da estrutura de detecção para o seu cálculo. Sabe-se que a BER e  $P_{out}$  são medidas equivalentes e em geral apresentam o mesmo comportamento em decorrência da variação da SNR à entrada do receptor.

Essa Subseção tem por objetivo estabelecer e quantificar a equivalência entre as métricas BER e  $P_{out}$ , medidas que serão usadas para o cálculo da EE em redes cooperativas nas Seções subsequentes. Na literatura a relação de proporcionalidade entre as duas métricas já foi discutida para cenários de comunicação mais clássicos (WANG; GIANNAKIS, 2003). Para efeito de referência de comparação, inicialmente, discute-se a relação de equivalência para o caso de comunicação simples S-D, com modulação BPSK, em canal AWGN e *Rayleigh* plano. Para esse cenário clássico, de desvanecimento plano em frequência com distribuição de *Rayleigh*, a BER

teórica é dada por (PROAKIS, 1995):

$$\text{BER}(\gamma) = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{1 + \bar{\gamma}}} \right) \quad (5.4)$$

sendo o valor médio do sinal recebido  $\bar{\gamma} = \mathbb{E}[|h_{sd}|^2] \frac{E_b}{N_0}$ ; comumente, assume-se que  $\mathbb{E}[|h_{sd}|^2] = 1$ . A taxa de erro também é simulada através do método MCS, para validação. De forma análoga, a Probabilidade de *Outage* depende da SNR e pode calculada genericamente através da expressão de aproximação dada pela equação (4.6) do Capítulo 4:

$$\Pr[\text{I}_{\text{rayl}} < R] \approx \frac{2^R - 1}{\sigma_{sd}^2 \gamma} \quad (5.5)$$

Da mesma forma empregada na determinação da BER, neste trabalho a Probabilidade de *Outage* também será simulada via método MCS.

A Tabela 5.1 reúne os principais parâmetros de simulação utilizados neste Capítulo na determinação da relação entre as duas métricas BER e  $P_{\text{out}}$ .

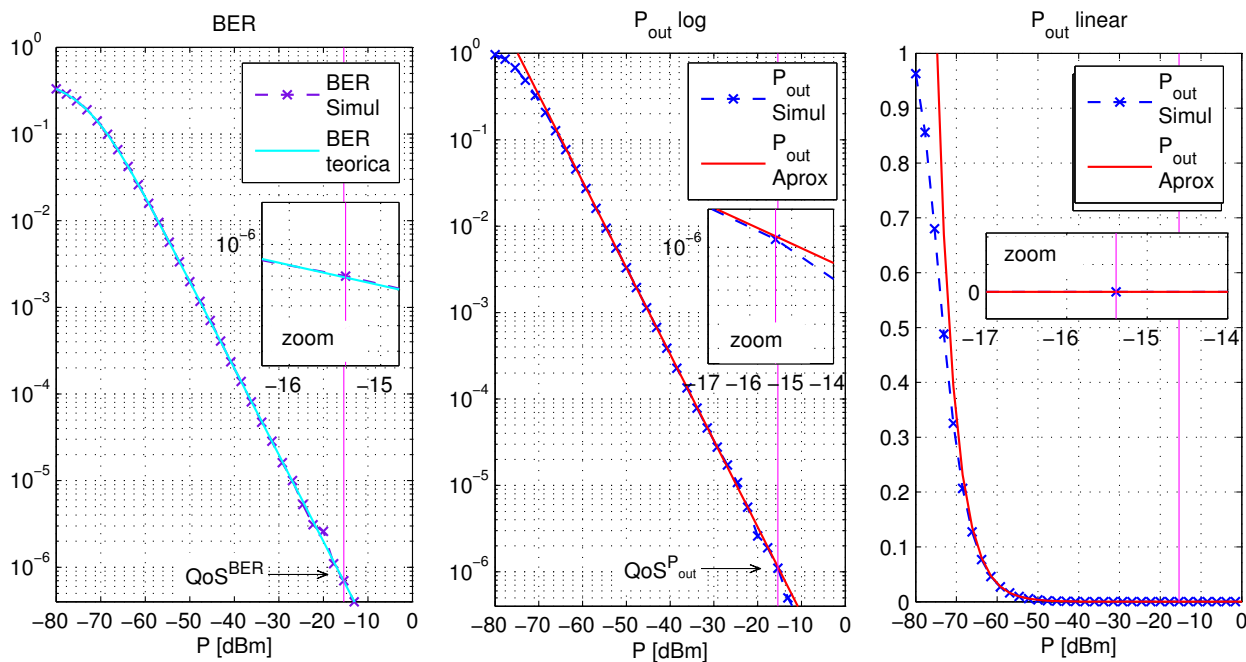
**Tabela 5.1:** Parâmetros de Simulação para Determinação da Equivalência/Proporcionalidade das Métricas de QoS  $P_{\text{out}}$  e BER

Parâmetro	Valor Adotado
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{sd} ^2] = 1$
Potência de ruído	$P_n = N_0 \cdot B = 8 \cdot 10^{-8} \text{ [mW]} \equiv -71 \text{ [dBm]}$
Potência de Transmissão, nó transmissor	$P = [10^{-11}; 10^{-3}] \text{ [mW]} \equiv [-80; 0] \text{ [dBm]}$
Intervalo de SNR	$\text{SNR} \in [-9; 71] \text{ [dB]}$
Potência de Circuitaria de cada nó	$P_s^c = P_d^c = 1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações para $P_{\text{out}}$ e BER	$\mathcal{I} = 10^7$
QoS $^{P_{\text{out}}}$	$P_{\text{out}} < 10^{-6}$

A Figura 5.1 ilustra o desempenho do sistema em termos de  $P_{\text{out}}$  e BER, calculadas de forma analítica e por simulação MCS para uma ampla faixa de potência de transmissão  $P$  em [dBm], tendo sido apresentado a média do desempenho em  $10^7$  iterações<sup>2</sup>. Assim, é possível determinar um intervalo de valores de potência que atendam o requisito de QoS em termos de máxima BER tolerável, ou de maneira equivalente, a uma Probabilidade de *Outage* máxima suportada, valores determinantes na resolução de problemas de Eficiência Energética abordados neste Capítulo.

Na Figura 5.1 é possível verificar a diferença entre os valores absolutos de  $P_{\text{out}}$  e BER, dada uma mesma potência de transmissão, conforme também apresentado em (WANG; GIANNAKIS,

<sup>2</sup>O valor de  $10^7$  iterações é considerado adequado pois é da ordem de pelo menos 10 vezes o número de execuções necessárias para obter um evento de Probabilidade de *Outage*, sabendo que o limiar de interesses é  $P_{\text{out}} < 10^{-6}$



**Figura 5.1:** Equivalência das Métricas de Confiabilidade: a) BER; b)  $P_{\text{out}}$  em Escala Logarítmica; c)  $P_{\text{out}}$  em Escala Linear.

2003). A equivalência entre as métricas pode ser confirmada pela mesma ordem de diversidade atingida pelo sistema nos gráficos da Figura 5.1.a) e 5.1.b). No entanto, é bem conhecido que em termos absolutos, para uma dada SNR, a  $P_{\text{out}}$  é ligeiramente degradada em relação à métrica BER. É possível verificar, através do zoom no *subplot* da  $P_{\text{out}}$  linear, que a linha vertical na cor rosa está localizada a uma potência de transmissão próxima a  $-15,4$  dBm. Essa potência foi obtida fixando como requisito de QoS uma  $P_{\text{out}} = 10^{-6}$ , que equivale a uma BER de  $7 \cdot 10^{-7}$ . É possível verificar que é pequena a diferença numérica entre as métricas.

O estabelecimento desta equivalência entre as duas métricas permite mensurar o requisito de mínima qualidade do link de comunicação utilizando-se o cálculo mais imediato da  $P_{\text{out}}$ , já desenvolvido nas Seções anteriores, ao invés do cálculo da BER, que demanda mais tempo de simulação e expressões analíticas mais complexas, bem como depende do esquema de detecção adotado. Essa correspondência de valores é importante para as próximas análises, e definirá as duas restrições de confiabilidade do sistema, respectivamente denominadas  $QoS^{\text{BER}}$  e  $QoS^{P_{\text{out}}}$ . A metodologia desenvolvida nesta Seção consiste justamente em mapear o requisito  $QoS^{\text{BER}}$  em  $QoS^{P_{\text{out}}}$ , já que a análise complementar dos sistemas com seleção de *relay* será focada na métrica  $P_{\text{out}}$  para os diversos esquemas cooperativos.

### 5.1.1.1 Confiabilidade $\times$ Eficiência Energética

Os resultados a seguir mostram o esquema de transmissão S-D (ausência do nó *relay*) sob o ponto de vista da BER (ou Probabilidade de *Outage*) e Eficiência Energética (EE). Assim, para a rede operando no modo máxima EE, será tolerado uma pequena redução em relação à máxima EE dado pelo parâmetro  $QoS_{\text{EE}}^{\text{tol}}$ . O objetivo é identificar a região de operação da rede



no modo máxima EE dado a restrição de  $QoS^{BER}$ , e sujeita ainda a uma tolerância na redução da max-EE, determinado pelo parâmetro  $QoS_{EE}^{tol}$ . Assim, neste contexto, devem ser atendidas simultaneamente as métricas:

- a)  $P_{out}^{alvo}$  (métrica de confiabilidade), representada por  $QoS^{P_{out}}$ , ou de forma equivalente o limiar de  $BER^{alvo}$ , representado por  $QoS^{BER}$ ;
- b) tolerância na métrica de Eficiência Energética máxima<sup>3</sup>, quantificada pelo indicador  $QoS^{tol}$ .

Por exemplo, assumindo que a rede de comunicação sem fio opere na região de elevada Eficiência Energética, limitada por:

$$\xi_e \geq 0.90 \cdot EE_{max}, \quad \text{então} \quad QoS^{tol} = 10\%. \quad (5.6)$$

Estes requisitos de qualidade de serviço permitem sistematizar a escolha de uma região ótima de operação do sistema, tendo como entrada dessa otimização parâmetros reais de aplicação de redes sem fio: distância entre nós, descrição do canal quanto aos desvanecimentos de pequena e larga escala e ruído de fundo etc. Como saída desse processo sistemático obter-se-á uma resposta à questão pertinente no gerenciamento de uma rede de sensores: qual esquema de operação atinge simultaneamente máxima Eficiência Energética e maior confiabilidade de transmissão? A sistematização desse processo ocorre por meio do desenvolvimento de expressões matemáticas para a EE em função da potência utilizada, as quais são também dependentes dos parâmetros do canal e de sistema, bem como da topologia da rede.

Para o contexto da maximização da Eficiência Energética em redes de sensores, a Tabela 5.2 resume os valores adotados para os principais parâmetros de sistema, considerando canal sem fio NLOS típico. Os cenários de simulação MCS e analíticos deste Capítulo foram escolhidos conforme melhor exibição do conceito abordado. Tendo em vista a inteligibilidade das tabelas de valores de parâmetros em cada novo cenário de simulação, os valores dos parâmetros que sofreram alteração de um contexto de simulação para a outro foram destacados em negrito.

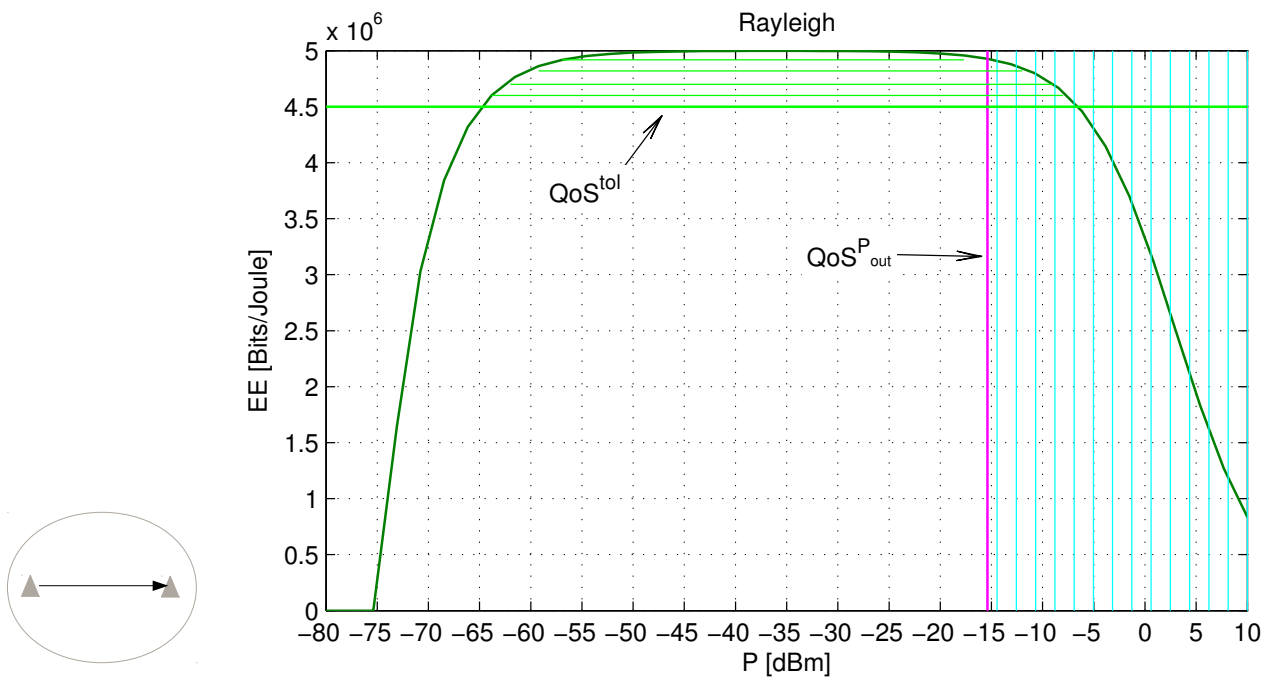
A Figura 5.2 esquematiza a região de operação desejável do *link* S-D no modo max-EE, através do cálculo da EE e das regiões de interesse destacadas. Na prática, define-se o intervalo de potência de transmissão que satisfaça simultaneamente aos dois requisitos de QoS, representado pela região de potência compreendida pela intersecção das regiões delimitadas pela linha vertical na cor rosa, e hachurada na cor azul, extraída da Figura 5.1 – a qual delimita o requisito de  $QoS^{P_{out}}$  – e pela linha horizontal na cor verde, a qual delimita a região para os valores de potência que produzem mais de 90 % do valor da max-EE alcançável.

<sup>3</sup>Em termos operacionais ou práticos, não é necessário que a rede opere estritamente no ponto de máxima Eficiência Energética, mas em uma região próxima ao ponto de ótimo; essa otimização deve ser flexível tendo em vista atender limitações físicas/práticas ou topológicas da rede.

**Tabela 5.2:** Parâmetros de Simulação para Demonstração da Região de EE

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	Rayleigh com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
Potência de ruído	$P_n = N_0 \cdot B = 8 \cdot 10^{-8} [\text{mW}] \equiv -71 \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó transmissor</b>	$P = [10^{-11}; 10^{-2}] [\text{mW}] \equiv [-80; 10] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [-9; 81] \text{ [dB]}$
Potência de Circuitaria de cada nó	$P_s^c = P_d^c = 1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações para $P_{\text{out}}$ e BER	$\mathcal{I} = 10^7$
$\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}}$	$P_{\text{out}} < 10^{-6}$
<b><math>\text{QoS}^{\text{tol}}</math> (tolerância) em relação à <math>\max(\text{EE})</math></b>	10 %

Portanto, é possível concluir ao analisar a Figura 5.2 que para os valores de sistema e canal adotados neste exemplo simples de canal e *link* S-D, a potência de operação no modo max-EE deve estar limitada a  $-65 \lesssim P \lesssim -7 \text{ [dBm]}$  quando se considera apenas o quesito  $\text{QoS}^{\text{tol}}$ . No entanto, a inclusão do quesito  $\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}}$  torna mais restritiva a solução de EE, limitando ainda mais a faixa de potência de transmissão para  $-15.2 \lesssim P \lesssim -7 \text{ [dBm]}$ .

**Figura 5.2:** Definição da Melhor Região de Operação Através dos Limitantes  $\text{QoS}^{\text{tol}}$  e  $\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}}$ .

### 5.1.2 Validação do Cálculo da Eficiência Energética

O conceito de Eficiência Energética considera a média da taxa de bits recebidos corretamente pela potência total consumida, incluindo potência de circuito e de RF. Assim, para quantificar

a taxa de bits corretamente recebidos podem ser utilizadas três abordagens: a BER, a Probabilidade de *Outage* e a capacidade de Shannon. Nas próximas Subseções será analisado o comportamento da EE em decorrência da adoção de duas destas expressões, bem como será discutido a abordagem de cálculo mais adequada para a obtenção da EE em redes de comunicação de baixa complexidade computacional, como por exemplo rede de sensores.

### 5.1.2.1 Eficiência Energética em Função da BER

Uma vez que a EE está diretamente associada ao envio, recebimento e correta detecção dos bits no receptor, esta pode ser calculada em função da BER, diretamente adaptada da equação(5.1):

$$\xi^{\text{BER}} = \frac{(1 - \text{BER}) \cdot R}{P_t} \quad \left[ \frac{\text{bits}}{\text{Joule}} \right] \quad (5.7)$$

Tendo em vista ilustrar o comportamento da EE em relação à métrica BER, estas duas curvas em função do crescimento da potência de transmissão foram analisadas inicialmente em um cenário simplificado com um único nó transmissor e um único nó receptor. Também, por simplificação, nesta Subseção não foram considerados efeitos de média e larga escala do canal<sup>4</sup>, discutidos no Capítulo 2, sendo portanto considerado somente o efeito de pequena escala, caracterizado aqui por uma comunicação NLOS, modelado por uma v.a. com distribuição de *Rayleigh* de média zero e variância unitária.

Note que sob este cenário simplificado não existe a participação de *relays*, assim, a equação(5.3) é reduzida a:

$$P_t = P + P_s^c + P_d^c \quad (5.8)$$

A Tabela 5.3 sumariza os principais parâmetros de simulação utilizados nessa Subseção.

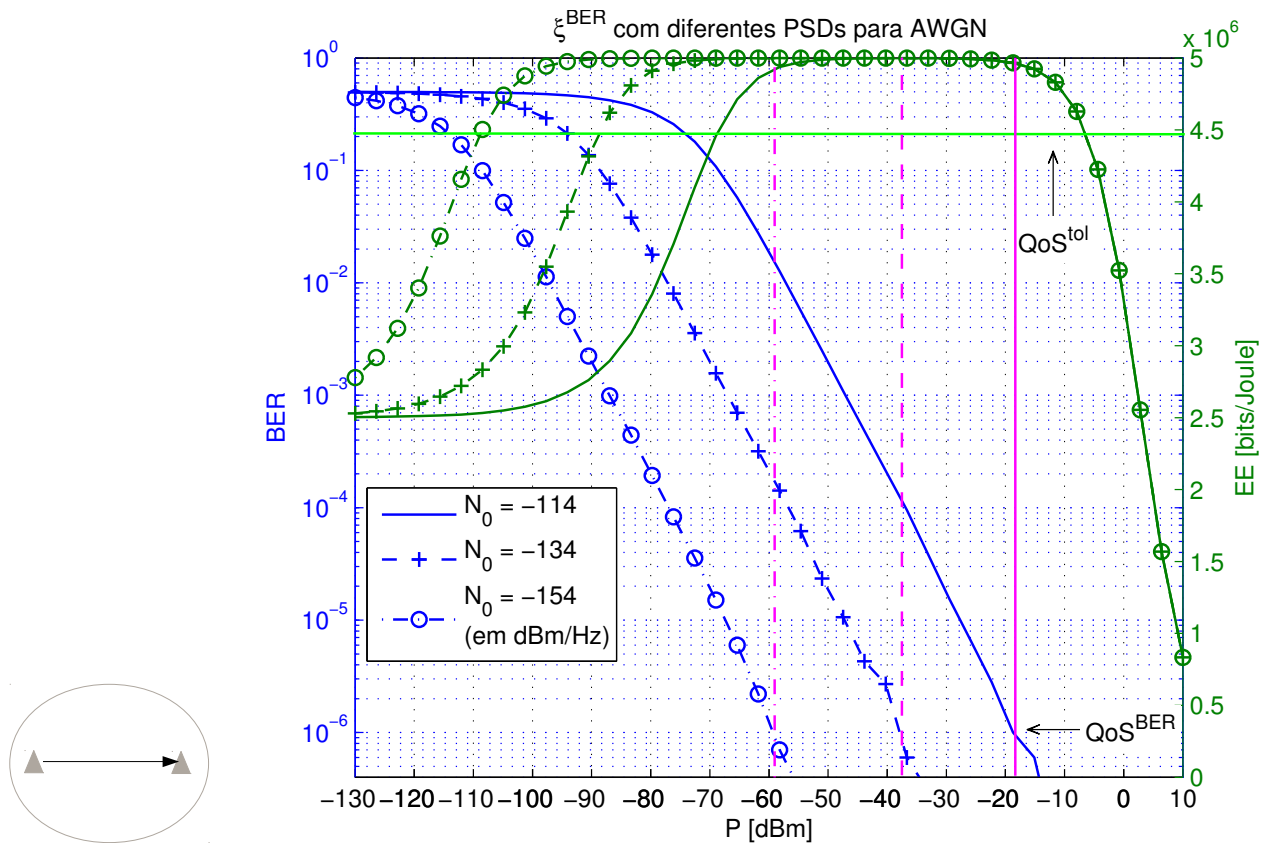
A escolha destes valores de parâmetro teve como objetivo simplificar a análise da Eficiência Energética em função da BER, isto é, uma vez que a variável mais significativa na determinação da BER é a SNR, foram adotados 3 valores de densidade espectral de potência para o ruído AWGN, mantida a potência de transmissão constante. Já em relação à eficiência de modulação adotada, considerou-se modulação BPSK com formatação de pulso retangular, por isso  $\xi_{\text{mod}} = 0,5 \text{ bits/s/Hz}$  e não valor máximo de 1, atingida quando utilizado formatação de pulso de Nyquist ou impulsos em banda base ideais (seno cardinal).

A Figura 5.3 apresenta o comportamento da expressão (5.7) quanto aos valores de BER e EE *versus* potência de transmissão, quando para uma mesma potência de transmissão são parametrizados três valores de densidade espectral de potência de ruído (PSD), i.e.,  $N_0 \in [-154; -134; -114] \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$ . Assim, a partir de cada potência de ruído AWGN foi obtida a BER correspondente e conseqüentemente a EE equivalente.

<sup>4</sup>Efeito do sombreamento e perda de percurso, respectivamente.

**Tabela 5.3:** Parâmetros de Simulação para EE em Função da BER com Diferentes PSDs

Parâmetro	Valor(es) adotado(s)
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN	$N_0 \in [-114; -134; -154] \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	Rayleigh com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
Potência de ruído	$P_n \in [8 \cdot 10^{-8}; 8 \cdot 10^{-10}; 8 \cdot 10^{-12}] [\text{mW}]$ $\equiv [-71; 91; 111] \text{ [dBm]}$
Potência de Transmissão, nó transmissor	$P = [10^{-16}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-130; 10] \text{ [dBm]}$
Intervalo de SNR	SNR $\in [-59; 81] \text{ [dB]}$ para $N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$ SNR $\in [-39; 101] \text{ [dB]}$ para $N_0 = -134 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$ SNR $\in [-19; 121] \text{ [dB]}$ para $N_0 = -154 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Potência de Circuitaria de cada nó	$P_s^c = P_d^c = 1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
QoS <sup>BER</sup>	BER $< 10^{-6}$
Tolerância QoS <sup>tol</sup> em relação à max(EE)	10 %

**Figura 5.3:** Desempenho em EE e BER para Ruídos AWGN com Diferentes PSDs.

Neste contexto simplificado, os valores de potência para max-EE são muito pequenos, uma vez que neste modelo ainda não está sendo considerado o efeito da perda de percurso. Por isso o intervalo de SNR apresentado mostrou-se tão amplo, na tentativa de se caracterizar graficamente o comportamento da curva EE para uma ampla faixa de potências de transmissão.

É bem conhecido a dependência da EE em relação à variação da potência de transmissão,

sendo uma função quase-côncava (GOODMAN; MANDAYAN, 2000; SARAYDAR; MANDAYAM; GOODMAN, 2002), já que é o resultado da razão entre uma função côncava, i.e.,  $\log_2 [1 + \text{SNR}(P)]$  no numerador da (5.1) por uma função afim em  $P$ , equação(5.3). De fato, (5.1) ou (5.7) apresentam valores mínimos nas extremidades e valor máximo em alguma faixa central do intervalo de potência de transmissão, representando neste contexto a região de potência de transmissão ótima no modo max-EE.

Nesta abordagem de análise da EE em função da BER, a variação do ruído influencia muito na BER, e conseqüentemente na EE, como esperado. A potência necessária para atingir uma SNR mínima de detecção aumenta conforme aumenta o valor da densidade espectral do ruído ( $N_0$ ), e desloca as curvas de BER à direita, mantendo a ordem de diversidade. Com o aumento da potência para vencer o ruído, o sistema fica menos eficiente, o que desloca também a curva da EE para a direita.

Ainda ao comparar as curvas conforme o aumento da potência do ruído de fundo, é possível verificar que há uma maior taxa de erro na detecção para uma porcentagem considerável de potência gasta com circuito na variável potência total  $P_t$ ; estas duas condições (elevada BER e alta  $P_s^c$ ) fazem com que a Eficiência Energética seja menor inicialmente e, com a redução da BER, atinja seu ponto de máximo, permanecendo assim até que a potência de circuito seja da mesma ordem ou mesmo insignificante em relação ao nível da potência de transmissão, fazendo com que o valor de EE decaia assintoticamente à medida que a potência de transmissão continue a aumentar.

Essa métrica de EE em relação à BER é coerente ao considerar seu conceito de aplicação, porém ao analisá-la matematicamente é possível perceber que ela não reflete um comportamento real do sistema para valores reduzidos de potência RF, ou de forma equivalente na região de baixíssima SNR. Isso se deve ao intervalo de valores que a BER assume, pois no pior caso de detecção a BER é igual à 0.5, e esse valor subtraído de 1 não reduz a zero o termo do numerador da função EE em (5.7), superestimando assim o valor de EE calculado para a região de baixa SNR. Desta forma, com o objetivo de melhorar a precisão do cálculo da EE na região de baixíssima SNR, propõe-se um ajuste na expressão (5.7), sendo que, um fator 2 multiplicando a BER faz com que o valor 0.5 de máxima BER seja equivalente a 1 e reduza o numerador da equação à 0, como na expressão (5.9) :

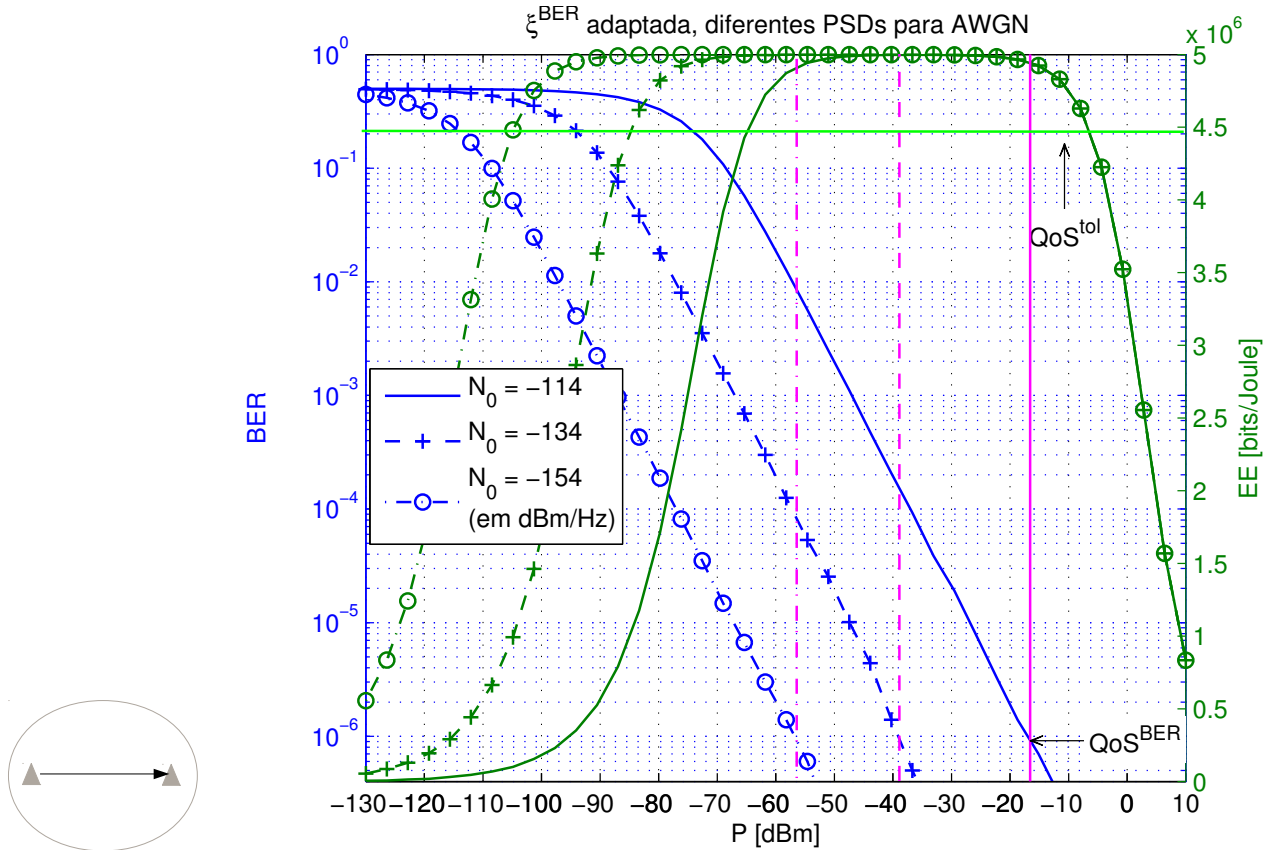
$$\xi^{\text{BER}} = \frac{(1 - 2 \cdot \text{BER}) \cdot R}{P_t} = \frac{(1 - 2 \cdot \text{BER}) \cdot R}{P + P_s^c + P_d^c}, \quad \left[ \frac{\text{bits}}{\text{Joule}} \right] \quad (5.9)$$

Esse ajuste faz com que as piores taxas de erro de bit diminuam efetivamente a EE do sistema:

$$\lim_{P \rightarrow 0} \xi^{\text{BER}} = 0 \quad (5.10)$$

A Figura 5.4 apresenta o comportamento da EE em função da BER com o ajuste da equação (5.9). Conceitualmente as curvas da Figura 5.4 são mais consistentes que a 5.3 no que tange ao

seu comportamento para a faixa de valores de potência reduzidos; por isso a definição de EE da equação(5.9) será usada daqui para frente para analisar, por exemplo, a região de interesse de operação da rede de sensores (não-)cooperativa respeitando o compromisso confiabilidade  $\times$  eficiência na transmissão, sendo avaliados pela BER e EE, respectivamente, conforme gráfico da Subseção anterior, Figura 5.2.

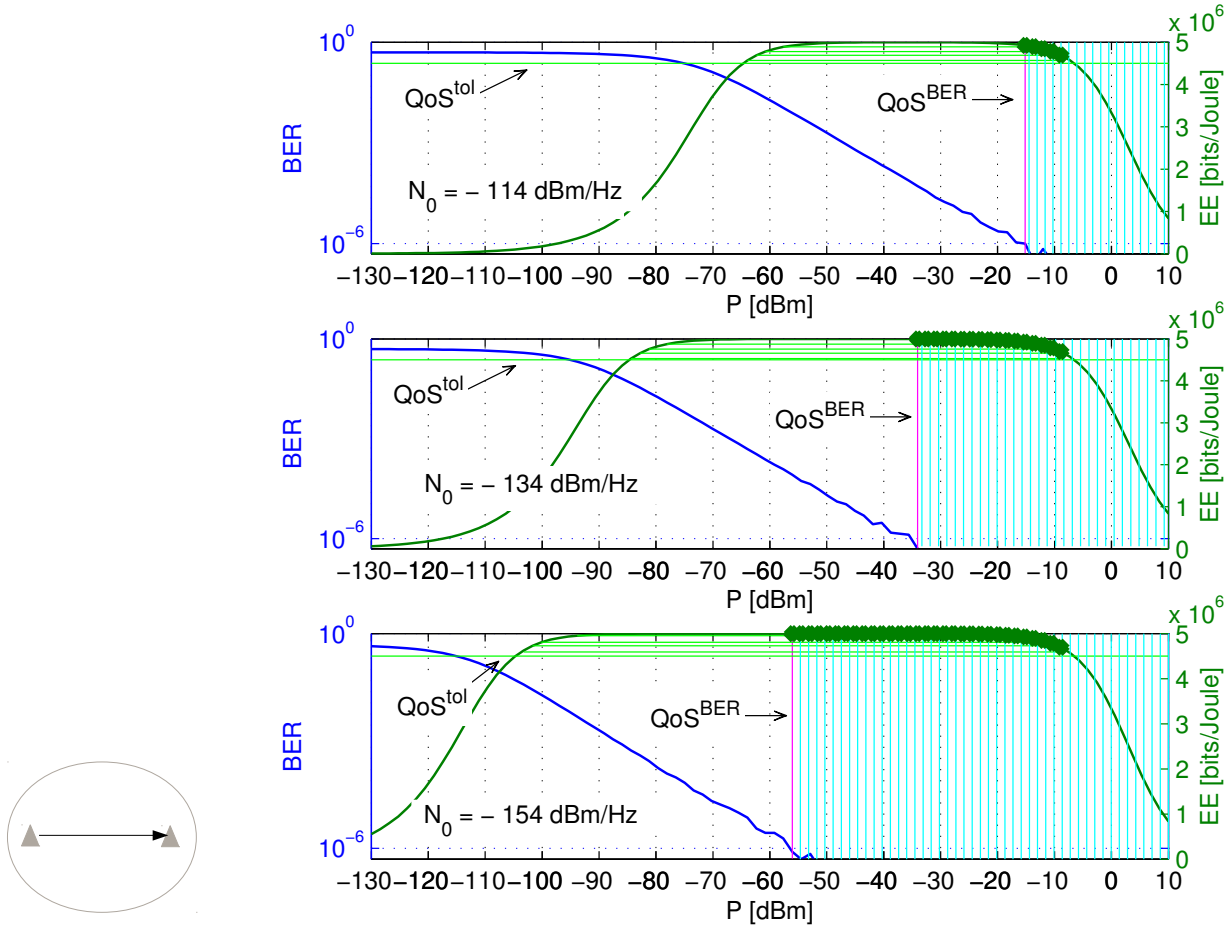


**Figura 5.4:** Desempenho em EE e BER para Ruídos AWGN com Diferentes PSDs, a partir de Expressão de EE Reajustada.

Ao se exigir um QoS com taxa de erro máxima de  $10^{-6}$ , é possível verificar que a potência de transmissão necessária para atingi-la é de  $-56$ ,  $-39$  e  $-17$  dBm, aproximadamente, para PSDs de  $-154$ ,  $-134$  e  $-114$  dBm/Hz, respectivamente, destacadas pelas respectivas linhas verticais na cor rosa. Esse aumento de potência é um aumento considerável para o sistema não-cooperativo constituído pelos nós S-D, quando ressaltado que este estudo trata de aplicações práticas.

Ao mesmo tempo, observando esses limiares de  $QoS^{BER}$ , é possível verificar que eles não impactam no valor final da EE, já que para esta faixa de  $QoS^{BER}$  à medida que a  $P$  é aumentada, a média de bits corretos também aumenta e a EE é reduzida marginalmente, sendo que nesta região, a  $P_t$  ainda é dominada pela potência de transmissão e não pela potência de circuito. Ao continuarmos a aumentar a potência de transmissão acima daquela correspondente à região platô-EE, não haverá ganhos substanciais na quantidade de bits recebidos corretamente; portanto, a EE é reduzida gradativamente com aumento de  $P$  nesta nova região.

A Figura 5.5 evidencia a variação na região de potência de transmissão ótima conforme a variação na potência do ruído. Note-se que o cenário é o mesmo já utilizado na Figura 5.4; por isso, na Figura 5.5 os mesmos dados foram separados em três sub-figuras, para melhor visualização da variação na área da região de operação max-EE para dada BER máxima tolerável e nível de ruído.



**Figura 5.5:** Melhor Região de Operação sob  $QoS^{tol}$  e  $QoS^{BER}$  para Ruídos AWGN com Diferentes PSDs, a partir de Expressão de EE Reajustada.

A região de  $max-EE \times$  faixa de potência de transmissão ótima é determinada conforme as restrições de QoS, isto é, tal região estará delimitada simultaneamente pela BER e EE, sendo a BER um limitante pela esquerda, determinando uma potência mínima ao sistema capaz de garantir a máxima BER tolerável (alvo), representado pela linha vertical rosa, e a max-EE delimitado horizontalmente, pela linha verde e conseqüentemente limitando os valores de potência bilateralmente, onde devem ser desconsiderados as faixas à esquerda e à direita, nas quais as potências adotadas tornam a EE menor que 90% do valor max-EE.

Observe-se que quanto menor a potência necessária para vencer o efeito do ruído de fundo, maior será a região factível de máxima Eficiência Energética; i.e., quanto menos exigente o sistema for quanto aos dois quesitos de QoS, maior será a região de operação que garanta a max-EE e BER máxima tolerável (simultaneamente).

Em conclusão, a região de operação do *link* S-D, sob o ponto de vista da max-EE é aquela em

que se mantém o sistema operando com máxima (ou próxima à máxima) EE e simultaneamente atenda o quesito BER máxima tolerável (QoS) para cada tipo de serviço, sendo ilustrada como a região de sobreposição das duas hachuras, verticais em azul ciano e horizontais em verde. Observe-se que no contexto simplificado da Figura 5.5, admitindo-se conjuntamente uma BER  $\leq 10^{-6}$  e a tolerância de 10 % da máxima EE, o intervalo de potência de transmissão para um ponto ótimo de operação é  $-56 \lesssim P \lesssim -7$  [dBm], quando o piso de ruído AWGN assume o menor valor ( $N_0 = -154$  [ $\frac{\text{dBm}}{\text{Hz}}$ ]), será reduzido para  $-17 \lesssim P \lesssim -7$  [dBm], quando o piso de ruído AWGN assume o maior valor ( $N_0 = -114$  [ $\frac{\text{dBm}}{\text{Hz}}$ ]).

### 5.1.2.2 Probabilidade de *Outage* na Determinação da Região de Máxima Eficiência Energética

O cálculo da média de bits enviados corretamente no contexto da Eficiência Energética foi obtido através da BER na Subseção anterior, porém sabendo que o cálculo da Probabilidade de *Outage* é mais imediato que o cálculo da BER e que no Capítulo anterior as expressões de Probabilidade de *Outage* foram descritas de forma analítica para os cenários de interesse neste trabalho, tais como transmissão cooperativa, modelo de transmissão *two-way* e uso de *hops* adicionais, essa Subseção busca validar o uso da figura de mérito  $P_{\text{out}}$  na determinação da região de max-EE, também adotada, por exemplo, em (HU et al., 2013). A Eficiência Energética obtida através da  $P_{\text{out}}$  pode ser descrita por:

$$\xi^{\text{P}_{\text{out}}} = \frac{(1 - P_{\text{out}}) \cdot R}{P_t} \left[ \frac{\text{bits}}{\text{Joule}} \right], \quad (5.11)$$

mantendo-se  $P_t$  como a soma  $P + P_s^c + P_d^c$ . Assim, uma vez que a BER é proporcional à Probabilidade de *Outage*, pode-se estabelecer a equivalência entre a EE baseada na BER e a EE baseada na Probabilidade de *Outage*,  $\xi^{\text{BER}} \equiv \xi^{\text{P}_{\text{out}}}$ .

A Tabela 5.4 sumariza os parâmetros adotados para simulação e análise das expressões da Eficiência Energética em função da BER e da Probabilidade de *Outage*.

A Figura 5.6 compara a curva da EE e a região que atende os requisitos de QoS entre as expressões vinculadas à BER, pela equação (5.9) e a ( $P_{\text{out}}$ ), pela equação (5.11).

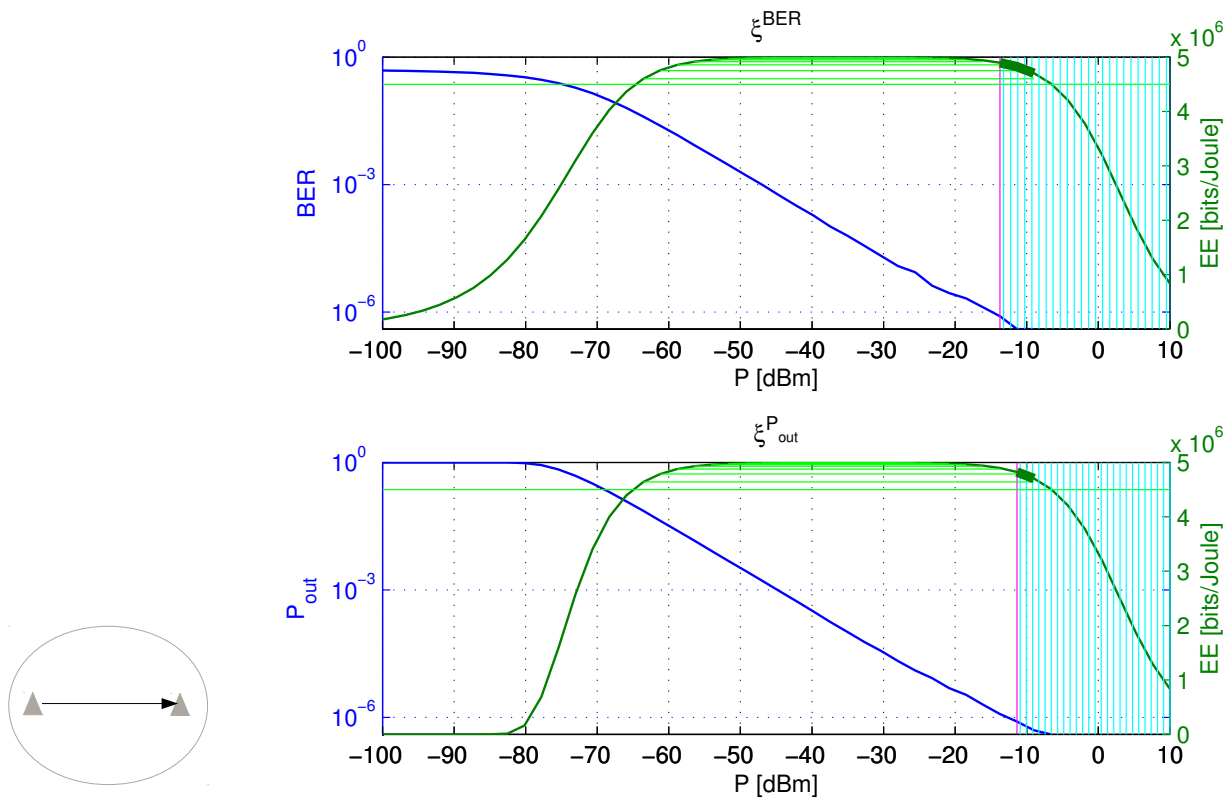
Considerando os dois subplots, é possível notar quatro pontos notáveis no eixo vertical: a máxima EE, o  $\text{QoS}^{\text{tol}}$  em relação a 90% da max-EE, o  $\text{QoS}^{\text{BER}}$  em  $10^{-6}$  e o correspondente  $\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}}$  próximo de  $0.8 \cdot 10^{-6}$ . São estes pontos que produzem a região de interesse de operação do sistema, podendo-se concluir que o intervalo de potência de transmissão que produz max-EE em ambos os subplots (em termos de BER e de  $P_{\text{out}}$  são praticamente equivalentes. Assim, daqui para frente, a análise de Eficiência Energética será baseada nas expressões derivadas do conceito de Probabilidade de *Outage*, discutido no Capítulo 4.

A seguir, analisa-se o impacto da variação na PSD do ruído sobre a max-EE obtida através



Tabela 5.4: Parâmetros de Simulação para Comparação  $\xi^{\text{BER}}$  x  $\xi^{\text{P}_{\text{out}}}$ 

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	Rayleigh com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
Potência de ruído	$P_n = N_0 \cdot B = 8 \cdot 10^{-8} \text{ [mW]} \equiv -71 \text{ [dBm]}$
Potência de Transmissão, nó transmissor	$P = [10^{-13}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-100; 10] \text{ [dBm]}$
Intervalo de SNR	SNR $\in [-29; 81] \text{ [dB]}$
Potência de Circuitaria de cada nó	$P_s^c = P_d^c = 1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
QoS <sup>BER</sup>	BER $< 10^{-6}$
QoS <sup>P<sub>out</sub></sup>	$P_{\text{out}} \lesssim 0.8 \cdot 10^{-6}$
QoS <sup>tol</sup> (tolerância) em relação à max-EE	10 %

Figura 5.6: Comparação de Desempenho em EE e da Região de Melhor Operação Resultante a partir da BER e da  $P_{\text{out}}$ .

da BER e da Probabilidade de *Outage*,  $\xi^{\text{BER}}$  e  $\xi^{\text{P}_{\text{out}}}$ , respectivamente. Os principais parâmetros utilizados estão descritos na Tabela 5.5.

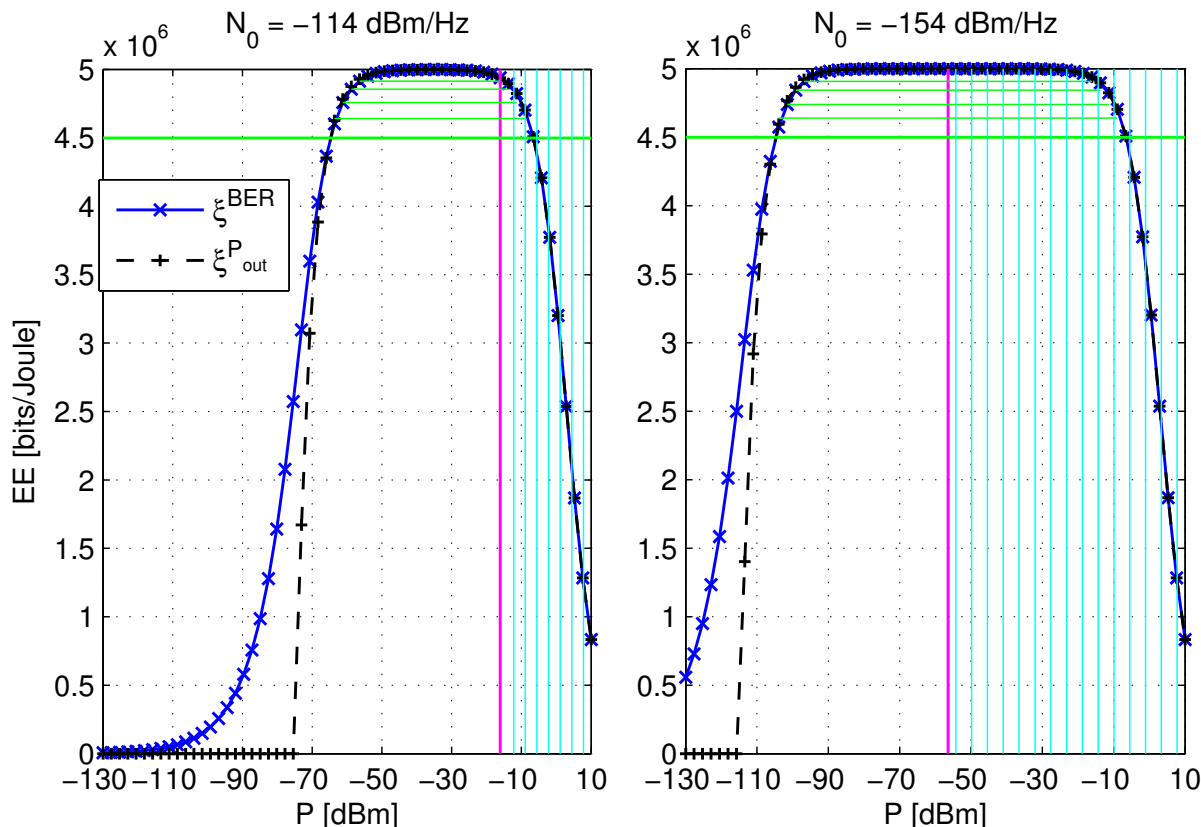
**Tabela 5.5:** Parâmetros de Simulação para Validação  $\xi^{\text{BER}}$  x  $\xi^{\text{P}_{\text{out}}}$  com Diferentes PSDs de Ruído

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 \in [-114; -154] \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n \in [8 \cdot 10^{-8}; 8 \cdot 10^{-12}] [\text{mW}]$ $\equiv [-71; 111] \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó transmissor</b>	$P \in [10^{-16}; 10^{-2}] [\text{mW}] \equiv [-130; 10] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [-59; 81] \text{ [dB]}$ para $N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$ $\text{SNR} \in [-19; 121] \text{ [dB]}$ para $N_0 = -154 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
QoS <sup>BER</sup>	$\text{BER} < 10^{-6}$
QoS <sup>P<sub>out</sub></sup>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
QoS <sup>tol</sup> (tolerância) em relação à max(EE)	10 %

A Figura 5.7 oferece um comparativo numérico para a aproximação do cálculo da EE baseada na Probabilidade de *Outage*, equação (5.11), e aquela baseada na BER, adaptada na equação (5.9), com uma variação na PSD do ruído AWGN, de  $-114 \text{ dBm}$  para  $-154 \text{ dBm}$ . É possível verificar que a máxima EE alcançada pelas duas expressões coincide para a maior parte da faixa de valores de potência de transmissão  $P$ ; no entanto, um gap entre as curvas para as duas expressões pode ser identificado justamente na região de baixíssima potência  $P$ , isso porque a Probabilidade de *Outage* é uma medida binária que tem como limiar a SNR, enquanto a medida de EE baseada na BER, mesmo dependendo da SNR, considera todas as ocorrências em que o bit foi detectado (in)corretamente.

Na Figura 5.7 é possível verificar que a máxima EE alcançada pelas duas expressões coincide para a maior parte da faixa de valores de potência de transmissão  $P$ ; no entanto, um gap entre as curvas para as duas expressões pode ser identificado justamente na região de baixíssima potência  $P$ , isso porque a Probabilidade de *Outage* é uma medida binária que tem como limiar a SNR, enquanto a medida de EE baseada na BER, mesmo dependendo da SNR, considera todas as ocorrências em que o bit foi detectado (in)corretamente.

Assim, quando há um incremento na potência de ruído, a região de máxima EE é reduzida proporcionalmente, isto é, quando a influência do ruído é maior, cerca de  $40 \text{ dBm}$  a mais na 5.7.a) para a 5.7.b), é possível ver que a max-EE só é atingida utilizando cerca de  $\approx 40 \text{ dBm}$  a mais de potência, o que desloca a curva para a direita. Note-se que o recurso potência total disponível é a mesma para ambos cenários e saturam a expressão da EE no mesmo ponto. Esta relação é justificada pelo cômputo da potência de circuito.



**Figura 5.7:** Comparação de Desempenho em EE e da Região de Melhor Operação Resultante a partir da BER e da  $P_{out}$ , para Ruídos AWGN com Diferentes PSDs.

Para os valores iniciais de potência de transmissão ( $P$  reduzida), a BER e a Probabilidade de *Outage* são elevadíssimas, não sendo regiões desejáveis de operação. Já para a região prática de interesse (região de maior SNR ou de potências de transmissão  $P$  mais elevados), é possível associarmos os pontos de máxima EE e melhor confiabilidade nas transmissões (menor BER e  $P_{out}$ ), esses são os pontos de maior interesse neste trabalho, e compõe a região em que as curvas  $\xi^{BER}$  e  $\xi^{P_{out}}$  apresentam melhor conformidade.

Em síntese, é possível concluir que essa aproximação no cálculo da EE, considerando a simulação através da BER ou por expressões analíticas de  $P_{out}$ , apresentam equivalência na região prática de interesse, sendo factíveis para adoção. Ao longo deste Capítulo será adotada a expressão da EE em função da  $P_{out}$ , pois apresenta um cálculo mais expedito, permite relações com esquemas de transmissão mais elaborados e possui acurácia aceitável na região prática de interesse em sistemas de comunicação.

### 5.1.3 Eficiência Energética em Comunicações com o Efeito da Perda de Percorso

No Capítulo 2 foi apresentado o conceito de desvanecimento de pequena e larga escala. Adicionalmente, uma vez que a perda de percurso afeta diretamente o consumo de potência necessário para se garantir uma transmissão segura (com mínima Probabilidade de *Outage* ou de forma

equivalente BER), conseqüentemente também irá interferir na EE do sistema.

Para efetuar essa análise foi considerado nesta Seção o mesmo cenário descrito nas Seções anteriores deste Capítulo: um transmissor e um receptor NLOS, o adicional para análise é variar a distância em metros dos nós envolvidos na transmissão e considerar o modelo para descrever a perda de percurso desenvolvido no Capítulo 2, equação(2.1) e reproduzido aqui por conveniência (GOLDSMITH, 2005):

$$\varrho_{ij} = \frac{G\lambda^2}{(4\pi)^2 d_{ij}^\nu} \cdot \frac{1}{\mathcal{L}N_f},$$

Considerando o modelo de perda de percurso transcrito acima e a expressão da Probabilidade de *Outage* descrita pela equação (4.6) para o cenário NLOS, a expressão para EE em (5.11), a qual considera a perda de percurso no cômputo da Probabilidade de *Outage* pode ser escrita como:

$$\xi^{P_{\text{out}}} = \left( 1 - \underbrace{\frac{2^R - 1}{\sigma_{sd}^2 \gamma}}_{P_{\text{out}}} \right) \cdot \frac{R}{P_t} = \left( 1 - \frac{(2^R - 1)P_n}{\varrho_{sd} \sigma_{sd}^2 P} \right) \cdot \frac{R}{P_t}, \quad \text{sendo } \gamma = \frac{P \varrho_{sd}}{P_n}, \quad (5.12)$$

sendo  $\sigma_{sd}^2 = \mathbb{E}[|h_{sd}|^2]$  a variância do desvanecimento *Rayleigh*,  $\gamma$  a SNR entre transmissor e receptor e  $\varrho_{sd}$  a perda de percurso entre transmissor e receptor.

A Tabela 5.6 organiza os parâmetros de simulação para demonstração do comportamento da EE e da  $P_{\text{out}}$  em função do aumento da distância de transmissão entre os nós. Para este cenário NLOS foi simulado o comportamento da  $P_{\text{out}}$  e EE, considerando então, o efeito da perda de percurso para 3 distâncias diferentes, ponderado pelo expoente  $\nu = 4.0$ . Com essas mudanças nos parâmetros distância e expoente da perda de percurso, esse cenário se tornou mais hostil que os usados anteriormente, então o requisito de confiabilidade para esta Seção foi menos exigente, passando de  $\text{QoS}^{P_{\text{out}}} < 10^{-6}$  para  $\text{QoS}^{P_{\text{out}}} < 10^{-4}$ , que equivale a um limiar de BER que passou de  $10^{-6}$  para cerca de  $4 \cdot 10^{-4}$ , visto pela Figura 5.1. Na prática essa redução na exigência da confiabilidade pode ser compensada pela adoção de codificação na transmissão.

A Figura 5.8 compara o valor de EE considerando as diferentes distâncias entre o nó transmissor e receptor, e conseqüentemente distintas perda de percurso associada a cada uma dessas distâncias.

Ao analisar a Figura 5.9 vê-se, como esperado, que a partir do aumento na distância entre os nós, a potência de transmissão necessária para vencer a perda de percurso deve também aumentar, o que diminui os pontos de máxima Eficiência Energética do sistema, já que para os valores de potência inicialmente adotados a Probabilidade de *Outage* é alta e a potência de circuito representa uma parcela relativamente alta na  $P_t$ , os dois fatores que influenciam na expressão da equação (5.11).

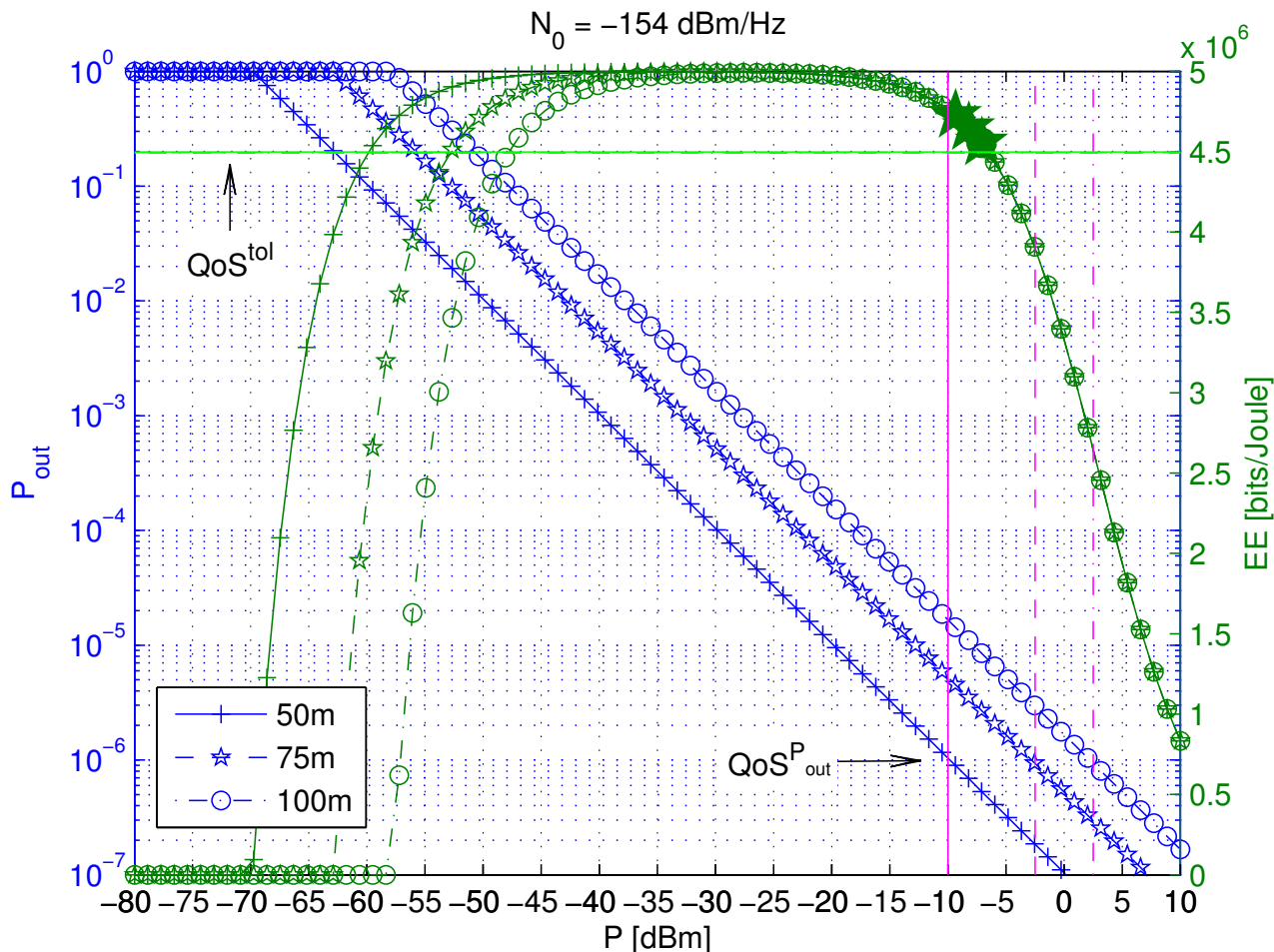
**Tabela 5.6:** Parâmetros de Simulação para EE com Variação na Distância Entre os Nós e Baixo Ruído AWGN

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -154 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	Rayleigh com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B = 8 \cdot 10^{-12} [\text{mW}] \equiv -111 \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó transmissor</b>	$P = [10^{-11}; 10^{-2}] [\text{mW}] \equiv [-80; 10] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	SNR $\in [31; 121] \text{ [dB]}$
Potência de Circuitaria de cada nó	$P_s^c = P_d^c = 1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
<b>Ganho combinado das antenas</b>	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
<b>Frequência da portadora</b>	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d \in [50; 75; 100] \text{ [m]}$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4.0$
<b>Margem de Enlace</b>	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
<b>Figura de ruído</b>	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b>QoS<sup>P<sub>out</sub></sup></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-6}$
QoS <sup>tol</sup> (tolerância) em relação à max(EE)	10 %

Considerando-se a EE como figura de mérito sistêmica, é possível estabelecer o ponto de operação de máxima Eficiência Energética da rede em  $\approx 5,0 \cdot 10^6$  [bits/Joule], e ao se adotar cerca de 10 % de tolerância, i.e., na prática, pode-se considerar  $EE_{\text{max}} \in [4,5; 5,0] \cdot 10^6$  [bits/Joule]. Assim, é possível obter tais valores de eficiência com potências de transmissão na faixa de  $P \in [-58; -7]$  dBm para 50 metros. Em contrapartida, alterando a distância para 100 metros, para esse mesma faixa de EE é exigido um  $P \in [-48; -7]$  dBm. Se também for incluído o critério de QoS<sup>P<sub>out</sub></sup>, a mínima potência para uma distância de 50 metros é de -10 dBm, já para uma distância de 100 metros é impossível ser atingido.

Observe-se que se o requisito de confiabilidade fosse mantido em  $P_{\text{out}} < 10^{-6}$ , só seria possível manter o sistema operante, com os dois requisitos de qualidade, adotando um intervalo de potência entre -10 dBm e -7 dBm, o qual é um pequeno, porém possível, intervalo de escolha. Entretanto, a Figura 5.9 mostra que se o requisito de desempenho em termos de Probabilidade de *Outage* for alterado para  $P_{\text{out}} < 10^{-5}$  além de propiciar que o sistema consiga atingir os dois requisitos de QoS para todas as distâncias analisadas, a potência mínima de operação cai cerca de 9 dBm para a distância de 50 metros.

Ao flexibilizar o requisito de confiabilidade, nas distâncias de 50 metros, pode-se optar por manter o sistema com a mínima potência atingindo  $P_{\text{out}} < 10^{-5}$  ou optar por alcançar mais de uma década de melhoria na QoS<sup>P<sub>out</sub></sup>, o que é desejável para a melhoria da confiabilidade do sistema, às custas de um incremento de 9dBm na potência de transmissão. O aumento na  $P_{\text{out}}$  pode ser compensado com o uso de codificação por exemplo, e essa abordagem pode ser melhor



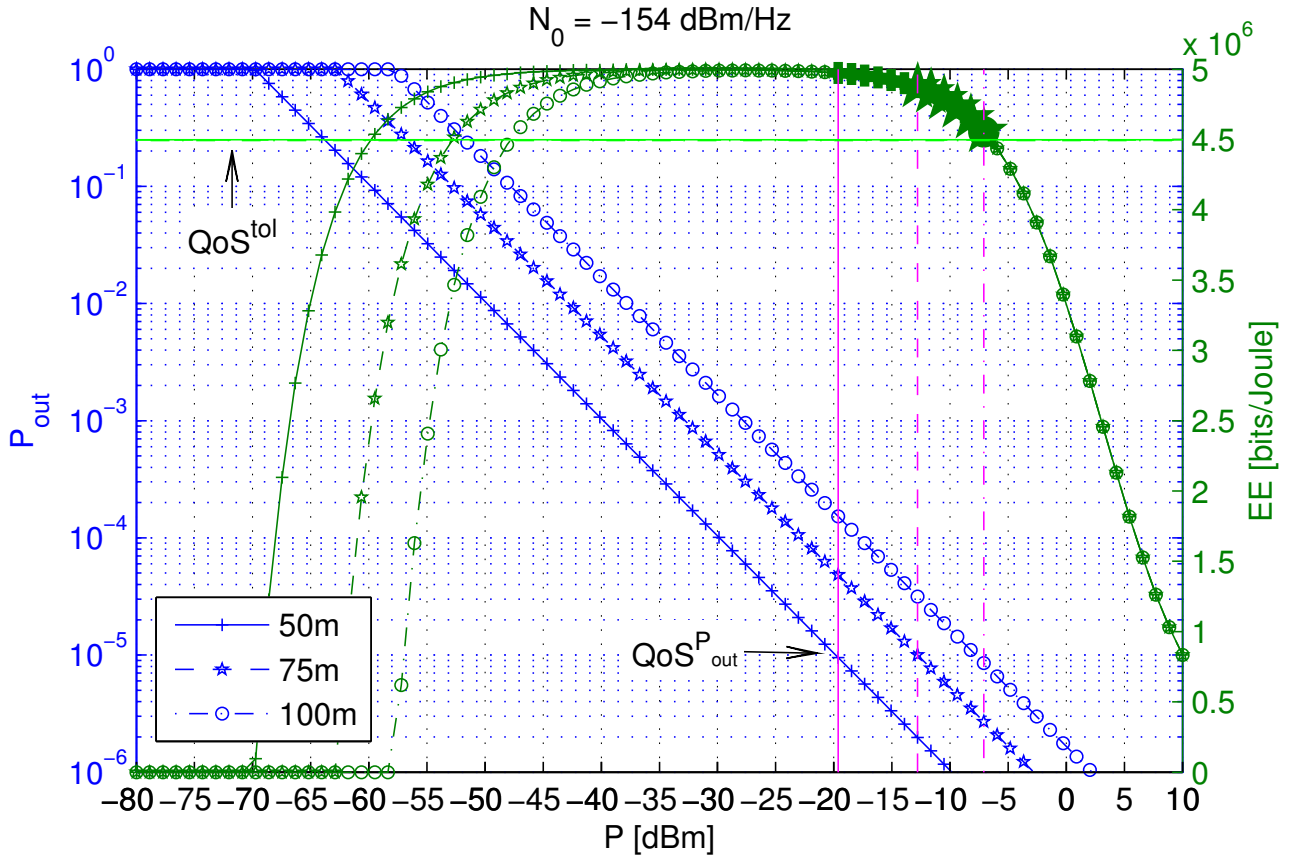
**Figura 5.8:** Desempenho em EE e  $P_{out}$  com Efeito da Perda de Percurso e Variação na Distância,  $N_0 = -154$  dBm e  $QoS^{P_{out}} < 10^{-6}$ .

por diminuir as chances do sistema entrar em *Outage*.

A Tabela 5.7 organiza os parâmetros de simulação para demonstração do comportamento da EE e da  $P_{out}$  em função do aumento da distância de transmissão entre os nós, agora com uma PSD de ruído AWGN de  $-114$  dBm.

A Figura 5.10 analisa os mesmos aspectos que foram analisados e discutidos na Figura 5.9, agora estão sendo comparados os valores de EE conforme as distâncias de transmissão de 50, 75 e 100 metros, para uma PSD de ruído AWGN de  $-114$  dBm. Note-se que o ruído é mais danoso ao desempenho do sistema quando combinado a maiores distâncias de transmissões. Ao utilizar uma PSD de ruído de  $-154$  dBm o sistema é capaz de compensar o efeito da perda de percurso com a potência de transmissão disponível, porém ao utilizar uma PSD de ruído de  $-114$  dBm não é possível operar atendendo aos dois requisitos de qualidade simultaneamente, para nenhuma distância adotada. Mesmo se o  $QoS^{P_{out}}$  fosse reduzido, de maneira a forçar uma região de operação, essa métrica seria  $P_{out} > 10^{-2}$ , o que não é nada satisfatório. Essa dificuldade pode ser minimizada com o uso e gerenciamento de *relays*, conforme discutido mais adiante.

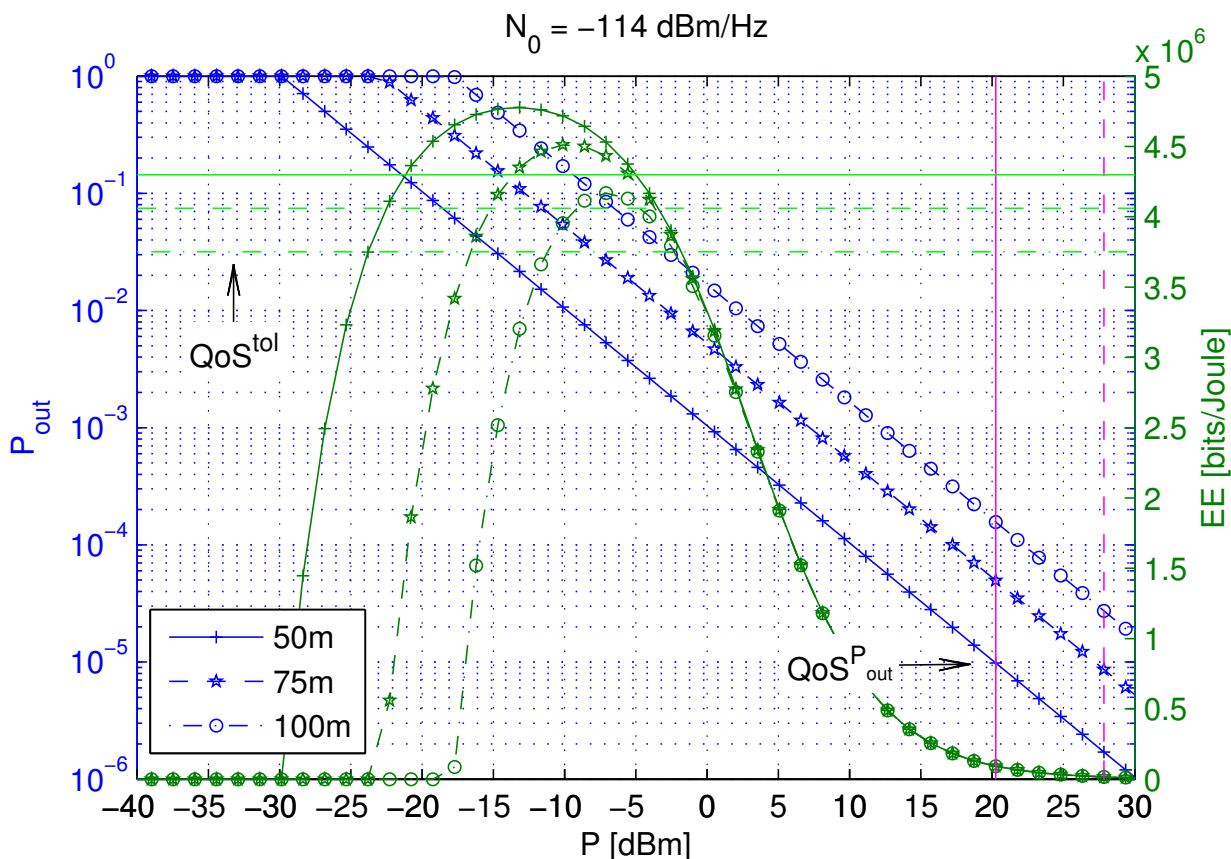
A seguir, com o objetivo de analisar o comportamento da EE em relação à variação no



**Figura 5.9:** Desempenho em EE e  $P_{out}$  com Efeito da Perda de Percurso e Variação na Distância,  $N_0 = -154$  dBm e  $QoS^{P_{out}} < 10^{-5}$ .

**Tabela 5.7:** Parâmetros de Simulação para EE com Variação na Distância Entre os Nós com Alto Ruído AWGN

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{mod}^{BPSK} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{mod}^{BPSK} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	Rayleigh com $\mathbb{E}[ h_{sd} ^2] = 1$
Potência de ruído	$P_n = N_0 \cdot B = 8 \cdot 10^{-8} \text{ [mW]} \equiv -71 \text{ [dBm]}$
Potência de Transmissão, nó transmissor	$P = [10^{-7}; 10^{-0}] \text{ [mW]} \equiv [-40; 30] \text{ [dBm]}$
Intervalo de SNR	SNR $\in [31; 101] \text{ [dB]}$
Potência de Circuitaria de cada nó	$P_s^c = P_d^c = 1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{tx}G_{rx} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
Distância entre transmissor e receptor	$d \in [50; 75; 100] \text{ [m]}$
Expoente da perda de percurso	$\nu = 4.0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
$QoS^{P_{out}}$	$P_{out} < 10^{-5}$
$QoS^{tol}$ (tolerância) em relação à max(EE)	10 %



**Figura 5.10:** Desempenho em EE e  $P_{out}$  com Efeito da Perda de Percurso e Variação na Distância,  $N_0 = -114$  dBm e  $QoS^{P_{out}} < 10^{-5}$ .

expoente  $\nu$ , a Tabela 5.8 sumariza os parâmetros da simulação desta variação, o que na prática consiste em variar as características de construção e obstáculos do ambiente. Quanto mais próximo o parâmetro  $\nu$  estiver de 2 mais esse ambiente se assemelha a um canal com linha de visada (LOS). Intuitivamente, um incremento no valor de  $\nu$  é equivalente a considerar um cenário mais densamente construído, sendo encontrado na literatura valores próximo a 6,8 para ambientes densa e verticalmente construídos. Observe-se que a distância entre S-D adotada  $d = 50$  metros é uma distância típica em redes de sensores, assim como os valores de  $\nu$  adotados, pois retratam ambientes em que sensores podem atuar.

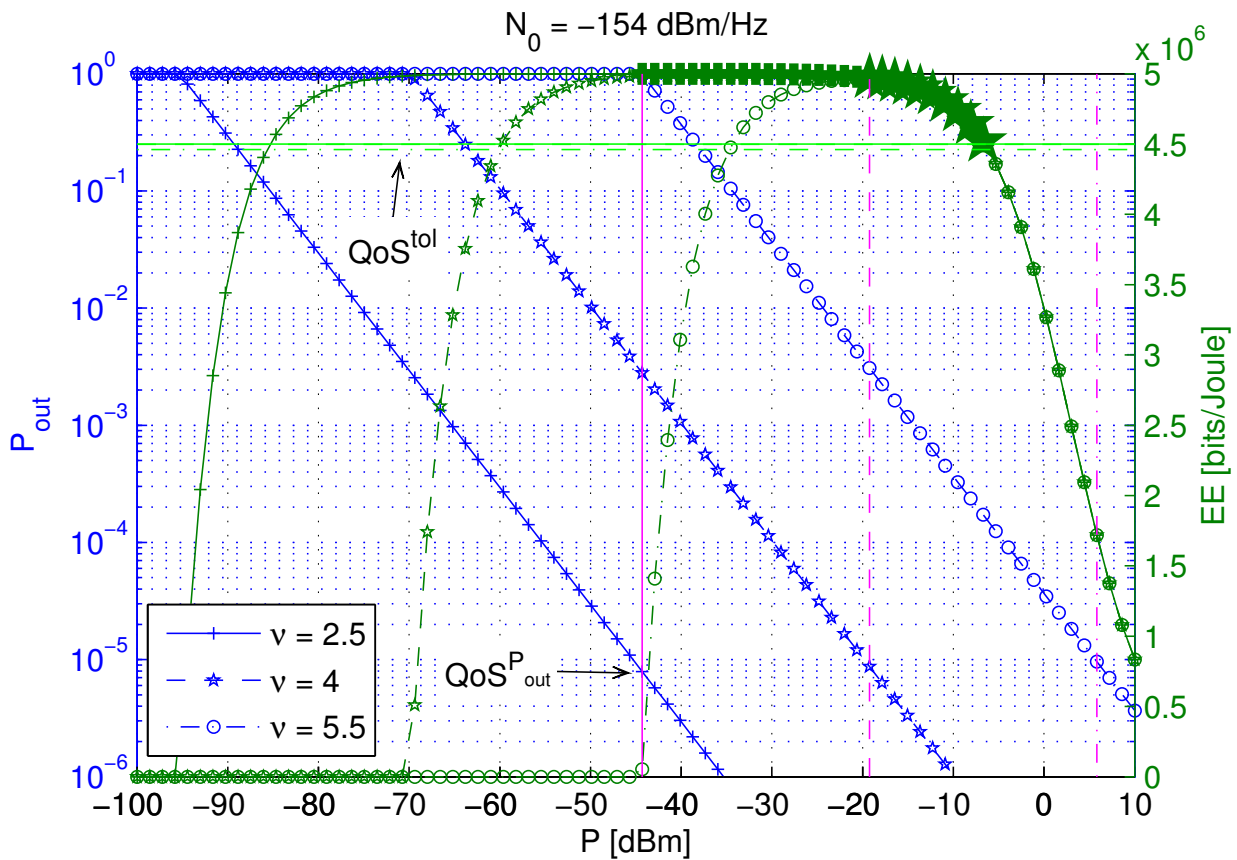
A Figura 5.11 mostra o comportamento da  $P_{out}$  e da EE conforme a variação do  $\nu$ , para uma PSD de ruído de  $-154$  dBm. É possível verificar que o aumento no coeficiente de perda de percurso  $\nu$  é muito mais danoso à qualidade do sistema, em termos de perda de desempenho e de EE do que o aumento da distância. De fato, em relação à  $P_{out}$ , o aumento do  $\nu$  de 2,5 (ambiente quase LOS) para 5,5 (ambiente obstruído, LOS), chega a impactar em uma potência 50 dBm maior para manter a  $P_{out}$  em um mesmo nível de restrição de qualidade.

Também com o objetivo de avaliar o comportamento da EE com a variação no  $\nu$ , neste caso adotando-se uma maior PSD de ruído de  $-114$  dBm, a Figura 5.12 ilustra o comportamento da  $P_{out}$  e da EE conforme a variação do  $\nu$ . De fato, da mesma forma que a distância afeta a transmissão quando a PSD de ruído aumenta, o expoente da perda de percurso também.



**Tabela 5.8:** Parâmetros de Simulação para EE com Variação no Expoente  $\nu$  e Baixo Ruído AWGN

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN	$N_0 = -154 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	Rayleigh com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
Potência de ruído	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-12} \text{ [mW]}] \equiv -111 \text{ [dBm]}$
Potência de Transmissão, nó transmissor	$P = [10^{-13}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-100; 10] \text{ [dBm]}$
Intervalo de SNR	SNR $\in [11; 121] \text{ [dB]}$
Potência de Circuitaria de cada nó	$P_s^c = P_d^c = 1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
Distância entre transmissor e receptor	$d = 50 \text{ [m]}$
Expoente da perda de percurso	$\nu \in [2, 5; 4, 0; 5, 5]$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
$\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}}$	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
$\text{QoS}^{\text{tol}}$ (tolerância) em relação à max(EE)	10 %

**Figura 5.11:** Desempenho em EE e  $P_{\text{out}}$  com Efeito da Perda de Percurso e Variação no Expoente  $\nu$ ,  $N_0 = -154 \text{ dBm}$  e  $\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}} < 10^{-5}$ .

Observe-se que com  $\nu = 5,5$ , o valor de max-EE é bem menor que o atingido com menores expoentes, sendo a redução de  $5 \cdot 10^6$  para  $2,2 \cdot 10^6$ ; além disso, para uma elevada potência de ruído AWGN, esse valor de expoente não permite que o sistema opere atendendo simultaneamente os dois requisitos de qualidade, com nenhuma das distâncias adotadas, isso porque com o aumento da potência de ruído associado ao maior expoente a perda de percurso, a potência alocada não é suficiente, e a medida que ela é aumentada, a EE é reduzida.

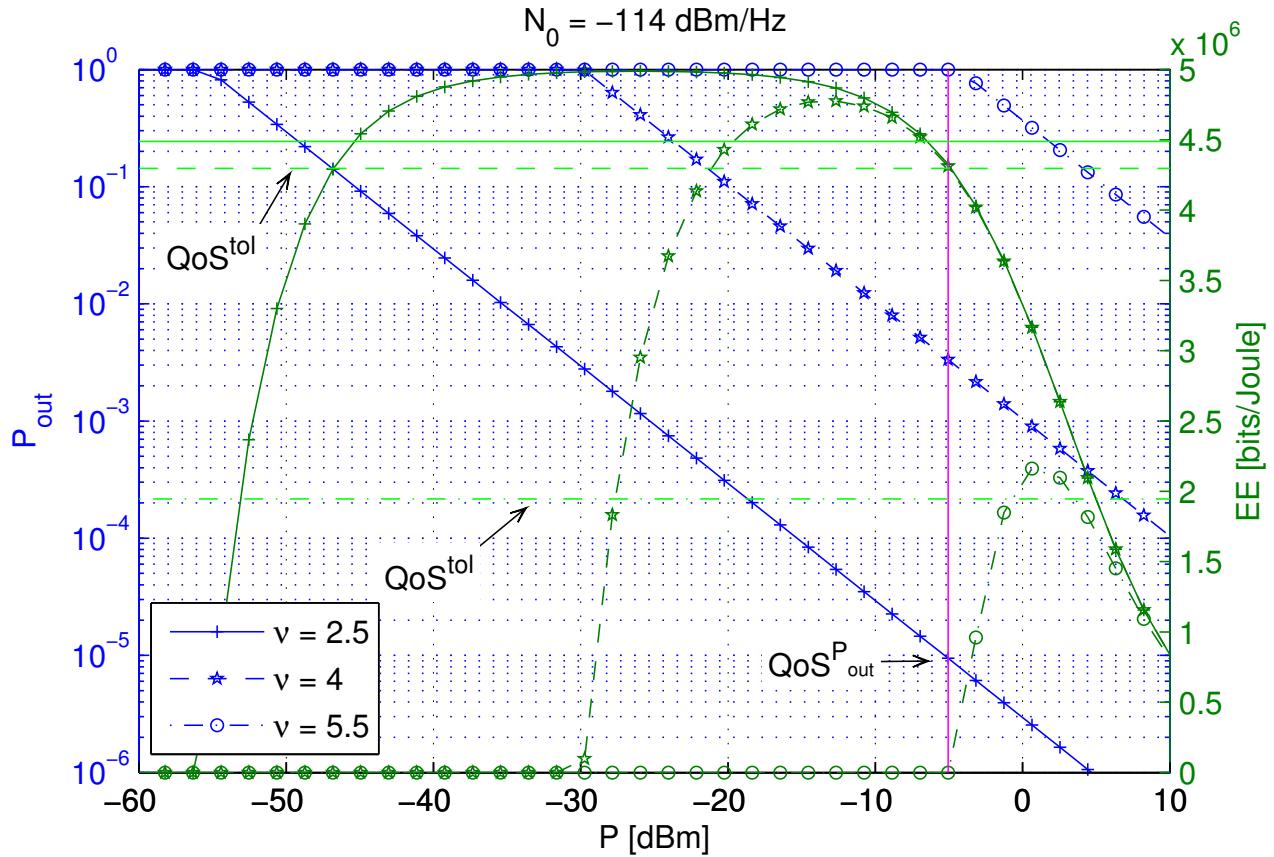


Figura 5.12: Desempenho em EE e  $P_{\text{out}}$  com Efeito da Perda de Percurso e Variação no Expoente  $\nu$ ,  $N_0 = -114$  dBm e  $QoS^{P_{\text{out}}} < 10^{-5}$ .

## 5.2 Eficiência Energética em Redes Cooperativas

Nesta Seção é feita uma análise da relação entre a  $P_{\text{out}}$  e a EE em transmissões diretas (S-D) e com o auxílio de um *relay* (S-R-D) e demais cenários de interesse no trabalho. Os benefícios da utilização de *relay* são consolidados por autores da área e discutidos ao longo deste trabalho. Para efeito de completude dessa análise, o comportamento da EE é discutido em seguida.

O objetivo principal dessa Seção é desenvolver uma expressão analítica que descreva o comportamento da EE em função da Probabilidade de *Outage* em um canal sem linha de visada, modelado por distribuições *Rayleigh* e com um *relay* na retransmissão através de protocolo AF. Assim, a expressão para a potência total do sistema da equação (5.3) é adaptada:

$$P_t = P + P_i + P_s^c + P_i^c + P_d^c \quad (5.13)$$

sendo  $P_i$  e  $P_i^c$  a potência de RF e de circuito do *relay*, respectivamente.

Para se obter a expressão desejada de EE de uma rede, deve-se considerar a expressão de EE da equação (5.11) e a aproximação da Probabilidade de *Outage* desenvolvida em (4.10). Assim, a expressão de EE baseada na Probabilidade de *Outage* é expressa por:

$$\xi^{P_{\text{out}}} = \left( 1 - \underbrace{\frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \cdot \frac{\sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2}{2}}_{P_{\text{out}}} \right) \cdot \frac{R}{P_t}, \quad \text{sendo} \quad \gamma = \frac{P \varrho_{sr} |h_{sr}|^2 P_i \varrho_{rd} |h_{rd}|^2}{P P_n \varrho_{sr} |h_{sr}|^2 + P_i P_n \varrho_{rd} |h_{rd}|^2 + P_n^2}, \quad (5.14)$$

sendo  $\sigma_{sr}^2$  e  $\sigma_{rd}^2$  a variância do canal com desvanecimento *Rayleigh* entre transmissor e *relay* (S-R) e *relay* e receptor (R-D), respectivamente,  $\gamma$  a SNR deste esquema,  $\varrho_{sr}$  e  $\varrho_{rd}$  o coeficiente da perda de percurso entre o transmissor e *relay* e *relay* e receptor, respectivamente, e  $h_{sr}$  e  $h_{rd}$  o coeficiente complexo de desvanecimento multipercurso, relativos aos *links* S-R e R-D, respectivamente.

Da mesma forma, a expressão de *Outage* para cenários cooperativos onde há aproveitamento de diversidade, também serve de parâmetro para o cálculo da EE, neste caso:

$$\xi^{P_{\text{out}}} = \left( 1 - \underbrace{\left( \frac{2^R - 1}{\sigma_{sd}^2 \gamma} \right)^2 \cdot \frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{rd}^2}{2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2}}_{P_{\text{out}}} \right) \cdot \frac{R}{P_t}, \quad \text{sendo} \quad (5.15)$$

$$\gamma = \frac{P \varrho_{sd} |h_{sd}|^2}{P_n} + \frac{P \varrho_{sr} |h_{sr}|^2 P_i \varrho_{rd} |h_{rd}|^2}{P P_n \varrho_{sr} |h_{sr}|^2 + P_i P_n \varrho_{rd} |h_{rd}|^2 + P_n^2},$$

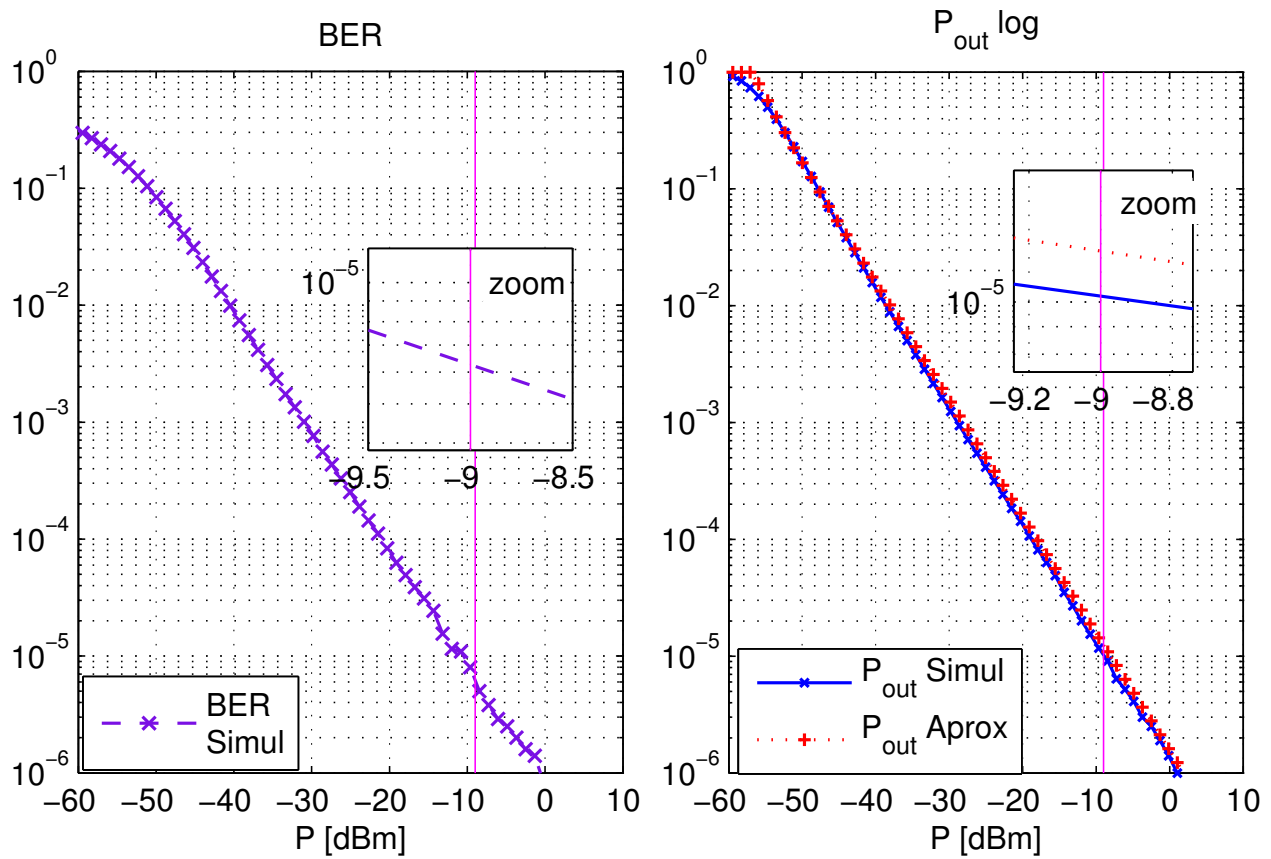
A Tabela 5.9 sumariza os parâmetros utilizados na análise e simulação das figuras de mérito EE e Probabilidade de *Outage*. O cenário considerado é composto de um nó transmissor, um nó receptor e um nó *relay* que não está habilitado para receber e transmitir dados simultaneamente. O *relay* recebe, amplifica e retransmite a informação em dois intervalos de tempo consecutivos.

**Tabela 5.9:** Parâmetros de Simulação para Determinação da Equivalência/Proporcionalidade das Métricas de QoS  $P_{\text{out}}$  e BER em Canal *Relay*

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -134 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-10} \text{mW}] \equiv -91 \text{ [dBm]}$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
<b>Para o link S-D:</b>	
<b>Potência de Transmissão, nó transmissor</b>	$P = [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-60; 10] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [31; 101] \text{ [dB]}$
<b>Para o link S-R-D:</b>	
<b>Potência de Transmissão, nó transmissor</b>	$P = 0,5 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-63; 7] \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó relay</b>	$P = 0,5 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-63; 7] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [28; 98] \text{ [dB]}$
Potência de Circuitaria de cada nó	$P_s^c = P_d^c = P_i^c = 1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d = 50 \text{ [m]}$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b>QoS<math>P_{\text{out}}</math></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$

Para manter uma justa comparação, a potência de transmissão adotada no cenário cooperativo, em geral, é encontrada nos trabalhos da área de duas formas: a) a potência total de transmissão é dividida entre transmissor e *relay* para uma comparação de mesma potência total gasta com o cenário não cooperativo, o que foi adotado neste trabalho, perfazendo uma redução de 3 dBm de potência, comparado com a potência do transmissor no caso S-D; b) é atribuída a mesma potência de transmissão para transmissor e *relay*, o que acaba dobrando o consumo de potência RF do sistema.

A Figura 5.13 busca estabelecer uma equivalência numérica entre BER e  $P_{\text{out}}$ , como na Figura 5.1, adicionalmente, na Figura 5.13 está sendo considerado a perda de percurso e o uso do *relay*. Esse gráfico mostra como o requisito de confiabilidade a partir da  $P_{\text{out}}$  é uma ferramenta tão adequada para mensurar a confiabilidade do sistema quanto a BER.



**Figura 5.13:** Equivalência das Métricas de Confiabilidade para Transmissão com *Relay*: a) BER; b)  $P_{out}$  em Escala Logarítmica.

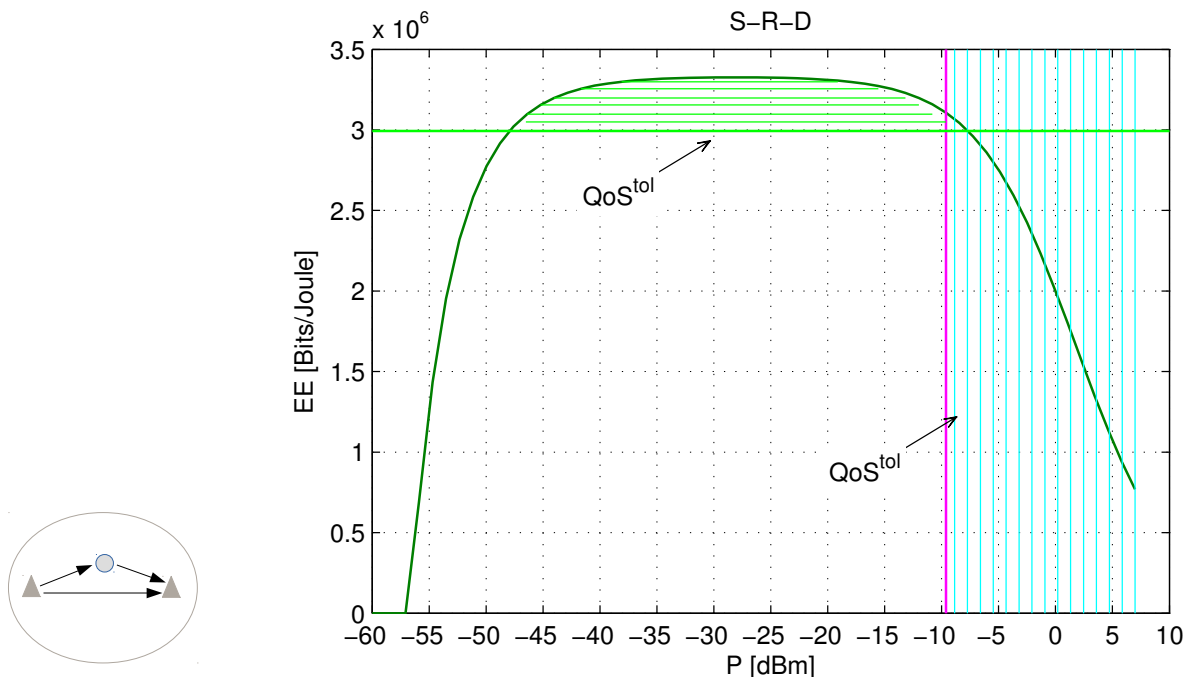
Como pode ser observado, a equivalência das expressões para os requisitos de confiabilidade pode ser interpretada considerando que  $BER \approx 6 \cdot 10^{-6}$  é equivalente à  $P_{out} = 10^{-5}$ , à uma potência de  $-9$  dBm, isto é, se fixado o QoS em  $P_{out} = 10^{-5}$  no mínimo estamos garantindo uma  $BER < 10^{-5}$ . Esse valor será usado como limitante à esquerda da região EE de interesse nas próximas simulações com o uso de *relay*.

A Tabela 5.10 organiza os parâmetros de simulação da figura de mérito que compara o desempenho da EE em canais de transmissão sem *relay*, com *relay* como único *link* até o receptor e com *relay* como *link* adicional:

**Tabela 5.10:** Parâmetros de Simulação para Análise de EE em Canal *Relay*

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -134 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-10} \text{mW}] \equiv -91 \text{ [dBm]}$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
<b>Para o <i>link</i> S-D:</b>	
<b>Potência de Transmissão, nó transmissor</b>	$P = [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-60; 10] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [31; 101] \text{ [dB]}$
<b>Para o <i>link</i> S-R-D:</b>	
<b>Potência de Transmissão, nó transmissor</b>	$P = 0,5 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-63; 7] \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó <i>relay</i></b>	$P = 0,5 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-63; 7] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [28; 98] \text{ [dB]}$
Potência de Circuitaria de cada nó	$P_s^c = P_d^c = P_i^c = 1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}}G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d \in [50; 100] \text{ [m]}$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b>QoS<sup>P<sub>out</sub></sup></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
QoS <sup>tol</sup> (tolerância) em relação à max(EE)	10 %

A Figura 5.14 ilustra a região de operação desejável para este sistema cooperativo, uma região obtida pela intersecção dos limitantes de QoS<sup>BER</sup> e QoS<sup>tol</sup>.



**Figura 5.14:** Definição da Região de Melhor Operação para Transmissão com *Relay* Através dos Limitantes  $QoS^{tol}$  e  $QoS^{P_{out}}$ .

Analisando a Figura 5.14 é possível verificar que a curva EE do sistema cooperativo possui o mesmo comportamento do modelo não cooperativo, porém não alcançou o mesmo valor máximo. Isso porque o processo é composto por dois *slots* de tempo, o que diminui a taxa líquida, aumenta a  $P_{out}$  e conseqüentemente diminui a EE, e ainda, o aumento da potência de circuito de um *relay*, para esse intervalo de potência de transmissão adotado, é muito significativo, e será discutido adiante.

A Figura 5.15 ilustra o comportamento da  $P_{out}$  e da EE com e sem a utilização de *relay*, definidas pelas equações (5.12) e (5.14), respectivamente, em uma distância de 100 e 50 metros. O objetivo é determinar em uma base comparada qual a EE atingida pela comunicação com *relay* em diferentes configurações de rede e de canal. Nota-se pela Figura 5.15 que a utilização de *relay* sem aproveitamento de diversidade, isto é, considerar somente o caminho realizado pelo *link* do *relay*, sem combinar o sinal do caminho direto, torna o sistema mais confiável, cerca de uma década de melhora na  $P_{out}$ , em relação à topologia sem uso de *relay* (S-D). Este resultado em que a  $P_{out}$  do *link* S-R-D é melhor que a do *link* S-D complementa a análise das expressões (4.6) e (4.10) cujos resultados numéricos foram analisados no Capítulo 4; naquele contexto, não havia sido considerado o efeito da perda de percurso, sendo a validação deste resultado pode ser verificado no anexo C.2.

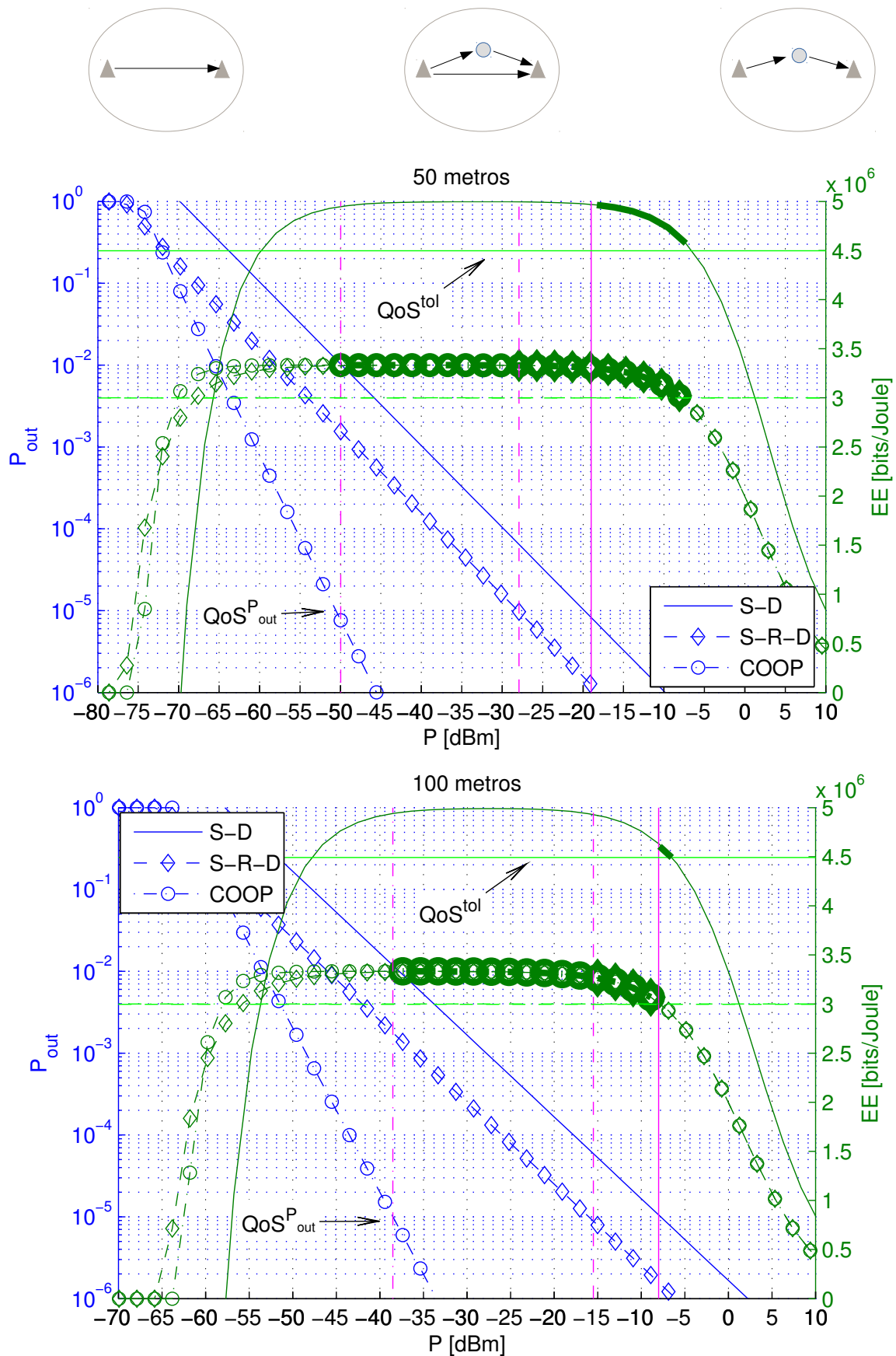


Figura 5.15: Desempenho em EE e  $P_{out}$  para Transmissão com *Relay*.

A adoção do *relay* neste trabalho, para o caso S-R-D, pressupõe que a comunicação não seria possível sem ele, pela topologia do ambiente obstruído por exemplo, ou então no caso



cooperativo, identificado por COOP, em que o objetivo é obter maior diversidade, no caso da Figura 5.15, diversidade  $\mathcal{D} \approx 2$ . Observe-se que as duas topologias de rede com uso de um *relay* atingem ambos os requisitos de QoS, confiabilidade e eficiência, sendo o S-R-D operando com uma potência de transmissão de  $-8$  e  $-4$  dBm, para as distâncias de 50 e 100 metros, respectivamente ou, de maneira mais desejável, o sistema cooperativo operando com potências de transmissão variando entre  $-28$  e  $-8$  dBm, e entre  $-18$  e  $-4$  dBm, para as distâncias de 50 e 100 metros.

Nota-se também pela Figura 5.15 que a utilização de *relay* torna o sistema menos eficiente quando comparado à comunicação somente pelo *link* S-D, com o valor de EE caindo de  $5 \cdot 10^6$  para  $3,3 \cdot 10^6$ . Isto se deve ao impacto da potência de circuito ser significativo, considerando que o nó *relay* totaliza um consumo de potência de circuito de  $P_i^c = 1$  mW, um valor muito maior que o adotado com potência de transmissão para aquele intervalo de interesse, cerca de  $10^{-7}$  à  $10^{-2}$ , isto é, a maior potência de transmissão que alcança a tolerância de máxima EE,  $P^t = 0,01$  mW é da ordem de 300 vezes menor que a potência de circuito, impactando negativamente na Eficiência Energética.

Isso pode ser encarado como um desafio de manter o *relay* operando com uma potência de circuito menor, em busca de se alcançar melhores níveis de EE com o uso do *relay*. Para corroborar essa análise teórica, a Tabela 5.11 sumariza os parâmetros de simulação, com enfoque na redução de potência de circuito do *relay*. Como resultado, a Figura 5.16 ilustra o comportamento da curva de Eficiência Energética com a redução na potência de circuito do *relay*, considerando-se ainda as topologias S-R-D e COOP.

De fato, com uma diminuição na potência de circuito adotada para o *relay*, de 1 mW para  $100\mu\text{W}$  e  $10\mu\text{W}$ , o sistema atinge resultados muito mais satisfatórios em relação à EE, mantendo ainda os resultados de confiabilidade já que a  $P^c$  não interfere nesta métrica. O valor de máxima EE para  $P^c = 100\mu\text{W}$  está dentro da tolerância do caso S-D inclusive. Já para  $P^c = 10\mu\text{W}$ , o valor de máxima EE dos esquemas com um *relay* torna-se maior para um intervalo de potência de transmissão entre  $-36$  e  $-30$  dBm, os quais constituem valores típicos em redes de sensores.

A inclusão do nó *relay* à meia distância dos nós S-D (e a respectiva adição das potência de circuito e de transmissão) pode ser justificado pela obtenção de menores BER alcançáveis com o nó *relay*, aumentando a confiabilidade da comunicação para uma dada potência disponível. Além disso, com auxílio do nó *relay*, os nós podem transmitir a informação com metade da potência, prolongando o tempo de vida da rede.

**Tabela 5.11:** Parâmetros de Simulação para Análise de EE em Canal *One-way* com Redução na Potência de Circuito.

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN	$N_0 = -134 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Potência de ruído	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-10} \text{ [mW]} \equiv -91 \text{ [dBm]}$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
Para o <i>link</i> S-D:	
Potência de Transmissão, nó transmissor	$P = [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-60; 10] \text{ [dBm]}$
Intervalo de SNR	$\text{SNR} \in [31; 101] \text{ [dB]}$
Para o <i>link</i> S-R-D:	
Potência de Transmissão, nó transmissor	$P = 0,5 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-63; 7] \text{ [dBm]}$
Potência de Transmissão, nó <i>relay</i>	$P = 0,5 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-63; 7] \text{ [dBm]}$
Intervalo de SNR	$\text{SNR} \in [28; 98] \text{ [dB]}$
<b>Potência de Circuitaria de cada nó</b>	$P_s^c = P_d^c = 1 \text{ [mW]}$ $P_i^c = 0,1 \text{ e } 0,01 \text{ [mw]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d = 50 \text{ [m]}$
Expoente da perda de percurso	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
QoS <sup>P<sub>out</sub></sup>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
QoS <sup>tol</sup> (tolerância) em relação à max(EE)	10 %

A Figura 5.16 ilustra como é o comportamento da curva de Eficiência Energética com a redução na potência de circuito do *relay*:

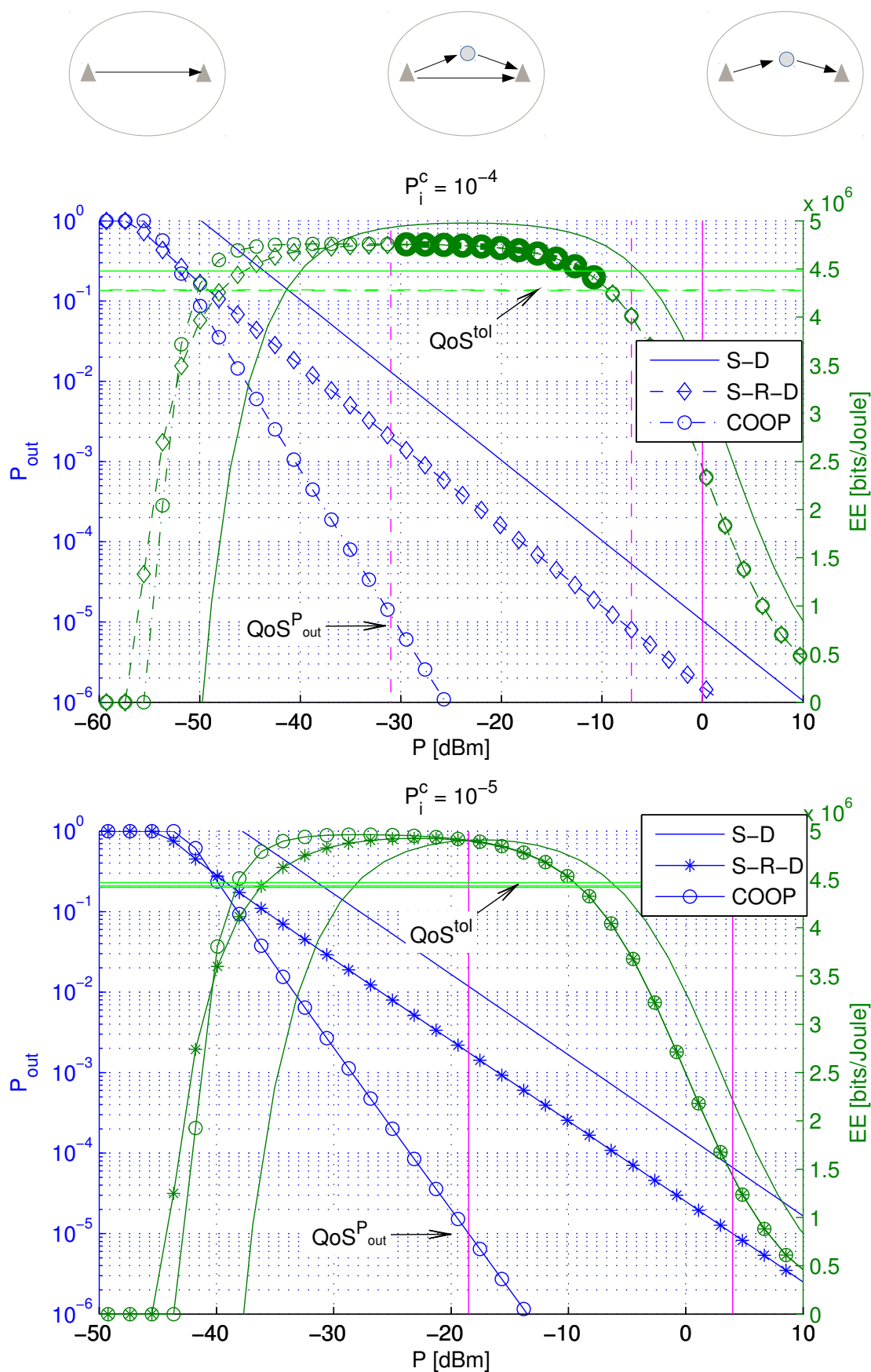


Figura 5.16: Desempenho em EE e  $P_{out}$  para Transmissão com *Relay* e Redução na Potência de Circuito.

## 5.3 Eficiência Energética em Topologias *Two-way* com Seleção de *Relay*

Ao longo desta Dissertação foram discutidos os diversos benefícios ao envolver mais *relays* no processo de retransmissão de dados. Nesta Subseção o objetivo é discutir o comportamento da Eficiência Energética ao manter vários *relays* disponíveis para seleção em diferentes esquemas de transmissão, para essa análise serão consideradas expressões que derivam da Probabilidade de *Outage* já desenvolvidas nas Subseções anteriores.

Como a contribuição deste trabalho está orientada pela busca do melhor compromisso entre confiabilidade, Eficiência Energética e menor complexidade, o espaço de soluções pôde ser restrito às melhores abordagens analisadas ao longo dos Capítulos anteriores, os quais abordam métodos de seleção de *relays*, a Probabilidade de *Outage* e finalmente o compromisso com a Eficiência Energética será desenvolvida nas próximas Subseções.

As próximas Seções buscam responder à questão ‘Qual é o melhor esquema de transmissão, dado o modelo de rede e os recursos disponíveis?’ Para isso, serão examinadas as seguintes condições e configurações:

- r.1) A Probabilidade de *Outage* (analítica e aproximada) será usada como métrica de qualidade e instrumento de cálculo imediato para a EE;
- r.2) A topologia *two-way* será empregada para todas as análises, pois ele atinge duas vezes a eficiência espectral do *one-way*;
- r.3) O método Max Min será o único aplicado para a seleção de *relay*, por ser o menos complexo dos métodos com desempenho ótimo;
- r.4) O método aleatório não será utilizado pois mesmo no cenário MR-1h em  $P_{out}$ , pois ele não satisfaz o compromisso complexidade x desempenho;
- r.5) O esquema MR-3h com topologia *two-way* não será empregado, pois ele não atinge o mínimo de desempenho. Além disto, apresenta elevada complexidade;
- r.6) O caminho direto não será considerado, para uma política de pior caso;
- r.7) O critério para definição dos pontos de melhor operação na rede levam em consideração a confiabilidade e a Eficiência Energética, conforme é variado o número de *relays* disponíveis e selecionados.

### 5.3.1 Eficiência Energética em Canais *Two-way*

Comparado ao modo *one-way*, a transmissão em modo *two-way* atinge o dobro da eficiência espectral, valores muito próximos na Probabilidade de *Outage* e um aumento não significativo

na BER. Essas características tornam esse esquema de transmissão uma boa opção para implementação em cenários reais de interesse prático, por isso, esta Subseção vai analisá-lo sob o ponto de vista da Eficiência Energética.

Considerando um cenário semelhante ao da Subseção anterior para ter a vantagem adicional de transmitir o dobro da informação, neste esquema o *relay* amplifica o sinal resultante do recebimento de sinal dos dois nós, e o retransmite aos mesmos dois nós.

Para a determinação da potência total consumida neste esquema, a partir da equação (5.3), obtém-se imediatamente:

$$P_t = P_1 + P_2 + P_i + P_1^c + P_2^c + P_i^c \quad (5.16)$$

sendo  $P_1$  e  $P_2$  as potências de transmissão dos dois nós que se comunicam (S-D),  $P_1^c$  e  $P_2^c$  as potências de circuito desses nós;  $P_i$  e  $P_i^c$  são as respectivas potências de transmissão e de circuito associadas ao *relay*  $i$ .

Analogamente, a SNR de recepção empregada no cálculo da  $P_{\text{out}}$  e da EE, será a de pior caso, i. e., adotada como a menor dentre as SNRs dos dois receptores:

$$\gamma = \min(\gamma_{12}, \gamma_{21}), \quad \text{sendo} \quad \gamma_{xy} = \frac{P_y P_i \varrho_{xi} \varrho_{yi} |h_{xi} h_{yi}|^2}{P_n \varrho_{xi} |h_{xi}|^2 (P_x + P_y) + P_n P_y \varrho_{yi} |h_{yi}|^2 + P_n^2} \quad (5.17)$$

considerando os índices  $_{xy}$  como  $_{12}$  e  $_{21}$  para analisar a SNR nos dois nós, sendo  $h_{1i}$  e  $h_{2i}$  os coeficientes de desvanecimento entre os 2 nós e o *relay*, modelados por v.a.'s de *Rayleigh* com média zero e variância unitária;  $\varrho_{1i}$  e  $\varrho_{2i}$  são os coeficientes de perda de percurso entre o *relay* e os nós S-D.

Finalmente, a partir da SNR, da expressão da equação (5.11) e a aproximação da Probabilidade de *Outage* desenvolvida no Capítulo anterior, equação (4.31), a expressão para a EE no modo *two-way* cooperativo pode ser obtida:

$$\xi^{P_{\text{out}}} = \left( 1 - \frac{2^{2R} - 1}{\min(\gamma_{12}, \gamma_{21})} \cdot \frac{\sigma_{1i}^2 \sigma_{2i}^2}{2} \right) \cdot \frac{2R}{P_t}, \quad \text{sendo} \quad P_{\text{out}} = \frac{2^{2R} - 1}{\min(\gamma_{12}, \gamma_{21})} \cdot \frac{\sigma_{1i}^2 \sigma_{2i}^2}{2} \quad (5.18)$$

Ressalte-se que a taxa  $R$  é a quantidade de informação enviada por cada nó, o fator 2 representa a taxa dos dois nós.

A Tabela 5.12 sumariza os valores dos parâmetros utilizados na simulação das figuras de mérito tendo em vista corroborar o comportamento da EE em transmissão no modo *two-way*.

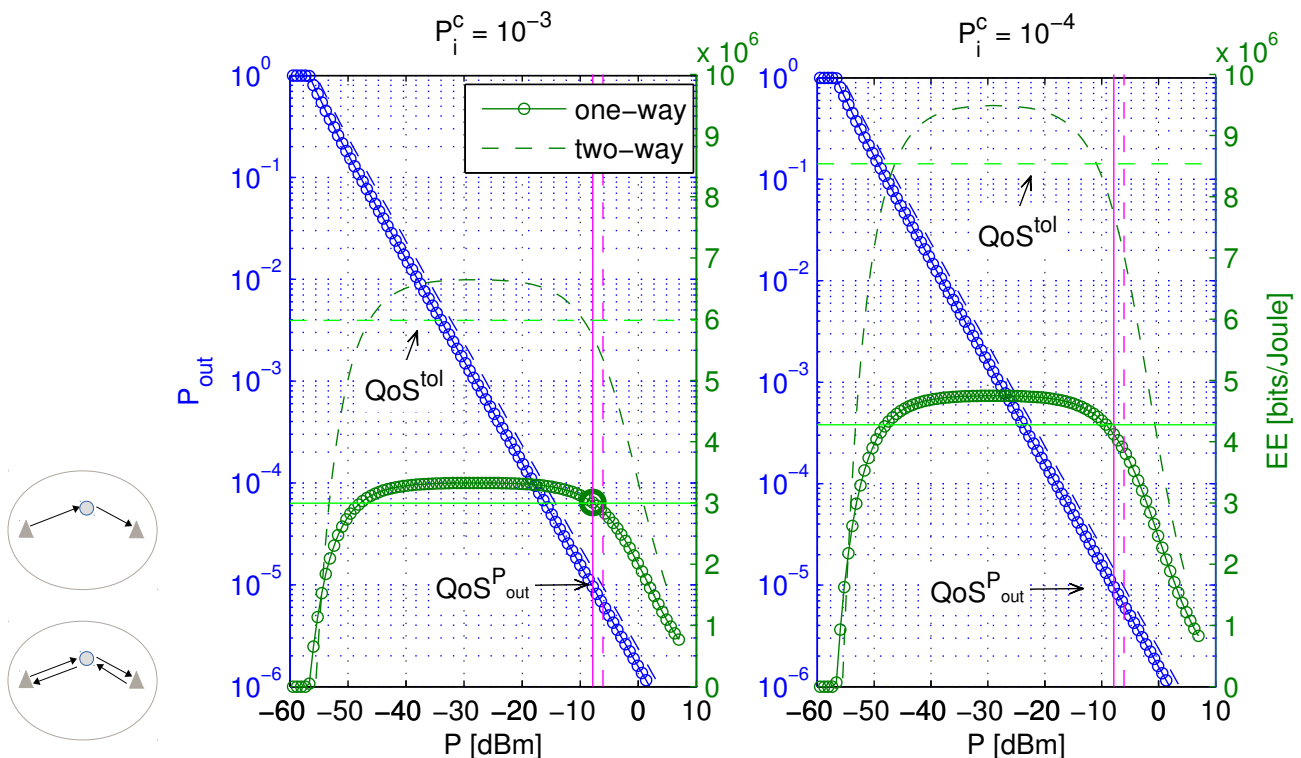
**Tabela 5.12:** Parâmetros de Simulação da EE em Canal *Two-way*

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -134 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-10} \text{mW}] \equiv -91 \text{ [dBm]}$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{\text{sd}} ^2] = 1$
<b>Para <i>one-way</i>:</b>	
<b>Potência de Transmissão, nó transmissor</b>	$P = 0,5 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-63; 7] \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó <i>relay</i></b>	$P = 0,5 \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-63; 7] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [28; 98] \text{ [dB]}$
<b>Para <i>two-way</i>:</b>	
<b>Potência de Transmissão, nó 1 e 2</b>	$P = \frac{1}{3} \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-64; 5] \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó <i>relay</i></b>	$P = \frac{1}{3} \cdot [10^{-9}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-74; 45] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [7; 76] \text{ [dB]}$
<b>Potência de Circuitaria de cada nó</b>	$P_1^c = P_2^c = P_i^c = 1 \text{ [mW]}$
Modo de potência reduzida	$P_i^c = 0,1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d \in [50; 100] \text{ [m]}$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b>QoS<sup>P<sub>out</sub></sup></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
QoS <sup>tol</sup> (tolerância) em relação à max(EE)	10 %

Buscando respeitar o mesmo limite máximo de potência de transmissão, a potência alocada para cada um dos três nós transmissores (1, 2 e *relay*) no esquema *two-way* será a potência total de transmissão distribuída de forma equitativa, i.e  $P = \frac{1}{3} \cdot P^t$  para cada nó.

A Figura 5.17 apresenta os valores de EE e  $P_{\text{out}}$  comparados em canais *Rayleigh* plano no modo *one-way* e *two-way*. Observa-se que o resultado das curvas que representam a  $P_{\text{out}}$  em canais *one-way* e *two-way* serviram de base para delimitar a região de EE alcançável sob as restrições de QoS<sup>P<sub>out</sub></sup>. É possível verificar que o canal *two-way* apresenta uma ligeira degradação na  $P_{\text{out}}$  para uma mesma potência de transmissão em relação ao *one-way*, uma vez que esta probabilidade indica a condição de se ter um dos *links* bloqueados. A transmissão *two-way* faz o

sistema ganhar muito em Eficiência Energética, aproximadamente dobrar de valor, de  $3,4 \times 10^6$  para  $6,6 \times 10^6$ .



**Figura 5.17:** Desempenho em EE e  $P_{out}$  para Transmissão com *Relay* em Canais *One-way* e *Two-way*, com Redução na Potência de Circuito.

Nota-se ainda que ao operarem com níveis reduzidos de potência de circuito (gráfico à direita, Figura 5.17), é possível afirmar que o ambas topologias atingem valores de  $\max(EE)$  ainda maiores, chegando a  $\xi^{P_{out}} = 9,5 \times 10^6$  [bits/J] na topologia *two-way*. Esse aumento, porém, não garante nenhuma região em que a transmissão atende simultaneamente os dois quesitos de QoS.

Em resumo, estes resultados mostram que o modo *two-way* por transmitir o dobro de informação, possui uma eficiência espectral 2 vezes maior que o esquema de transmissão *one-way*. No entanto, o valor alcançado de EE não é o dobro daquele atingível com o esquema *one-way*, uma vez que consome mais potência de transmissão para suportar o dobro da taxa de transmissão, além da potência de circuito.

### 5.3.2 Eficiência Energética em Canais com Seleção de *Relay* (SR-1h)

Esta Seção analisa a Eficiência Energética do esquema de seleção SR-1h, anteriormente discutido neste trabalho, em que vários *relays* estão disponíveis para seleção e é escolhido um deles para auxiliar a transmissão, considerando que não há caminho direto (canal NLOS entre nós S-D).

Neste esquema, é importante considerar a potência gasta adicionalmente pelo sistema ao

manter mais *relays* ativos na rede para serem escolhidos, assim, é mantida a potência de circuito  $P_i^c = P_1^c = P_2^c = 1$  mW para os nós que transmitem informação, e  $P_o^c = 0,1$  mW a potência de circuito dos *relays* que não estão retransmitindo, mas estão em comunicação e disponíveis na rede. Portanto adaptando a equação (5.3), é possível obter:

$$P_t = P_1 + P_2 + P_i + P_1^c + P_2^c + P_i^c + a \cdot P_o^c, \quad (5.19)$$

sendo  $a$  o número de *relays* disponíveis para seleção. Uma vez que o método de seleção a ser utilizado é o Max-Min, o sistema irá escolher aquele *relay*, cujos 2 *links* estabelecidos pelo *relay* com os nós transmissores atinjam a SNR máxima perante os outros *relays*.

Desta forma, a expressão da Eficiência Energética discutida nessa Seção é gerada a partir da expressão da aproximação de  $P_{\text{out}}$  com seleção de *relay*, adaptada de (YANG et al., 2011) e detalhada na equação (4.34), e do conceito associado ao método Max-Min, discutido no Capítulo 3, sendo a EE baseada na Probabilidade de *Outage* dada por:

$$\xi^{P_{\text{out}}} = (1 - P_{\text{out}}) \cdot \frac{2R}{P_t} = \left( 1 - \left( \frac{P_{RF}}{P_n} \right)^{-a} \cdot \prod_{i=1}^a \left[ 6 \left( \frac{1}{\gamma_{12i}} + \frac{1}{\gamma_{21i}} \right) 2^{2R} - 1 \right] \right) \cdot \frac{2R}{P_t} \quad (5.20)$$

A Tabela 5.13 sumariza os parâmetros utilizados para analisar o comportamento das expressões de EE e  $P_{\text{out}}$  em função das estratégias de seleção de *relays*, particularmente da quantidade de *relays* disponíveis etc.

A Figura 5.18 ilustra as regiões em que o sistema é capaz de operar atendendo ambos os objetivos, confiabilidade e Eficiência Energética: a expressão de SNR para este caso é dada pela equação (5.17). Similarmente ao obtido a partir da figura de mérito BER, a ordem de diversidade, dada pela inclinação da curva  $P_{\text{out}} \times P$  na Figura 5.18, aumenta conforme o número de *relays* disponíveis a seja incrementado; com o valor de  $\mathcal{D}$  aproximando-se do valor teórico quando  $\gamma \rightarrow \infty$ .

Neste contexto ainda, o valor de Eficiência Energética máxima atingível não apresentou uma variação substancial em função do número de *relays* disponíveis, pois há uma melhora na quantidade de bits corretos em contrapartida a um aumento da energia total consumida, equilibrando o valor de EE máxima atingível, conforme indicado nas curvas da Figura 5.18.

Para todos os casos analisados, a potência de circuito soma no mínimo 3 mW, um valor muito maior que a potência de transmissão disponível, cerca de  $10^{-4}$  (i.e.,  $-10$  dBm por exemplo). Assim, a potência que mais impacta na EE para valores menores que  $-10$  dBm é a de circuito. Por esse motivo também, o formato das curvas tem uma leve alteração conforme a variação de *relays* disponíveis. A máxima EE é atingida quando a taxa de informação líquida é maior, combinado à mínima potência de transmissão para tal, o que acontece em cerca de  $P \approx -18$  dBm para  $a = 1$ ,  $-23$  dBm para  $a = 2$  e  $-28$  dBm para  $a = 3$ . Para potências de transmissão menores, o sistema não atinge taxas de dados adequadas (determinada pela  $P_{\text{out}}$ ),



e para potências de transmissão maiores, o ganho em  $P_{\text{out}}$  não compensa a substancial redução na EE provocada pelo aumento da potência de transmissão.

**Tabela 5.13:** Parâmetros de Simulação da EE em Canal *Two-way* com Seleção de *Relay*

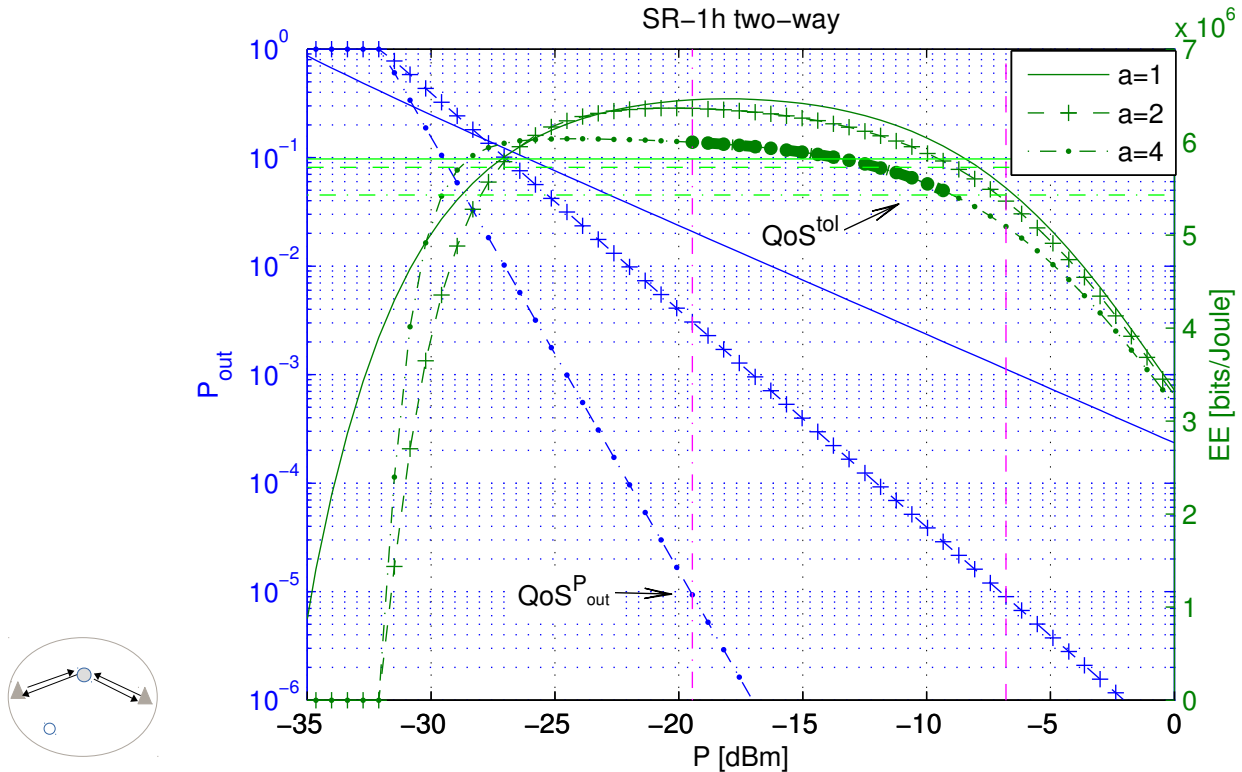
Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-8} \text{ [mW]} \equiv -71 \text{ [dBm]}$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 \text{ [dB]}$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{12} ^2] = 1\mathbb{E}[ h_{21} ^2] =$
<b>Potência de Transmissão, nó 1 e 2</b>	$P = 0,33 \cdot [10^{-6}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-34; 5] \text{ [dBm]}$
<b>Potência de Transmissão, nó relay</b>	$P = 0,33 \cdot [10^{-6}; 10^{-2}] \text{ [mW]} \equiv [-34; 5] \text{ [dBm]}$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [37; 76] \text{ [dB]}$
<b>Potência de Circuitaria de cada nó</b>	
<b>Que transmite</b>	$P_1^c = P_2^c = P_i^c = 1 \text{ [mW]}$
<b>Que não transmite</b>	$P_o^c = 0,1 \text{ [mW]}$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}}G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d = 50 \text{ [m]}$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b>QoS<sup>P<sub>out</sub></sup></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
QoS <sup>tol</sup> (tolerância) em relação à max(EE)	10 %
<b>Método de Seleção</b>	Max Min
<b>Relays disponíveis</b>	$a \in [1, 2 \text{ e } 4]$

Tal comportamento é definido pela concavidade da função custo EE definida em (5.11). Assim, formula-se o seguinte problema de otimização associado à maximização da Eficiência Energética em redes cooperativas sujeito às restrições de energia máxima disponível e taxa mínima de dados a ser alcançada em cada nó, para cada topologia de rede.

$$\begin{aligned}
 & \text{maximize} && \xi^{\text{P}_{\text{out}}} = \frac{(1 - P_{\text{out}}) \cdot R}{P_t} \\
 & \text{sujeito a} && P_t \leq P_{\text{TOTAL}} \\
 & && R = \min\{R_{\kappa,i}\} \geq R_{\text{min}}, \quad \kappa \in \{s, d\}, \quad i \in \{\text{relays}\}
 \end{aligned} \tag{5.21}$$

onde  $R_{\text{min}}$  é a mínima taxa líquida de dados a ser transferida ao nó receptor (d);  $P_{\text{out}}$  obviamente

é dependente da topologia da rede e  $P_{\text{TOTAL}} = \frac{\varepsilon_{\text{TOTAL}}}{T}$  a máxima potência disponível na rede no intervalo temporal  $T$ , o qual pode ser entendido como tempo de vida da rede, i.e., a máxima energia disponível na rede é descrita por  $\varepsilon_{\text{TOTAL}}$ .



**Figura 5.18:** Desempenho em EE e  $P_{\text{out}}$  com Seleção de *Relay* (SR-1h) em Canais *Two-way*.

Como a maior taxa de dados líquida é determinada pelo  $QoS^{P_{\text{out}}}$ , quando há mais *relays* disponíveis o ponto de máxima EE será deslocado para a esquerda, por exemplo, um ponto notável no gráfico é quando  $P = -27$  dBm, a  $P_{\text{out}}$  para  $a = 2$  e  $a = 1$  é a mesma, e a EE para  $a = 2$  é ligeiramente menor que para  $a = 1$ , isso porque para manter um *relay* a mais disponível, há um consumo adicional de potência de circuito em modo espera (*standby*) de  $P_o^c = 0,01$  mW.

### 5.3.3 Eficiência Energética em Canais com Seleção de Múltiplos *Relays* (MR-1h)

O outro esquema também discutido neste trabalho é o MR-1h, que disponibiliza vários *relays* para cooperação, distribuídos na área de cobertura da rede, no qual são selecionados múltiplos *relays* para auxiliar na transmissão da informação. O sinal resultante no receptor são combinados de forma coerente para melhor aproveitamento da diversidade adicional, admitindo-se ainda que não haja caminho direto.

Em termos de potência adicional consumida pelos *relays* que participam da transmissão em um determinado time slot pode-se adaptar a equação (5.3), resultando em:

$$P_t = P_1 + P_2 + \mathbf{g} \cdot P_i + P_1^c + P_2^c + \mathbf{g} \cdot P_i^c + (\mathbf{a} - \mathbf{g}) \cdot P_o^c, \quad (5.22)$$

sendo  $\mathbf{g}$  o número de *relays* selecionados para a cooperação. Nesta caso também é usado o método de seleção Max-Min, o sistema irá escolher aqueles *relays* cuja qualidade do *link* até os nós transmissores atinja a máxima SNR perante os outros *relays* disponíveis.

Estendendo a expressão da Eficiência Energética discutida na Seção anterior é possível derivar a expressão aproximada de EE para esse caso de interesse, a partir de: a) expressão da aproximação de  $P_{\text{out}}$  com seleção de *relay*, adaptada de (YANG et al., 2011) e detalhada no Capítulo 4, equação (4.38), b) do conceito do método de seleção Max Min, discutido no Capítulo 3, e c) do conceito de combinação coerente de sinal, equivalente à SNR resultante dos  $\mathbf{g}$  percursos, obtendo-se

$$\xi^{P_{\text{out}}} = \left( 1 - \left( \mathbf{g} \cdot \frac{P_{RF}}{P_n} \right)^{-\mathbf{a}} \cdot \prod_{i=1}^{\mathbf{a}} \left[ 6 \left( \frac{1}{\gamma_{12i}} + \frac{1}{\gamma_{21i}} \right) 2^{2R} - 1 \right] \right) \cdot \frac{2R}{P_t} \quad (5.23)$$

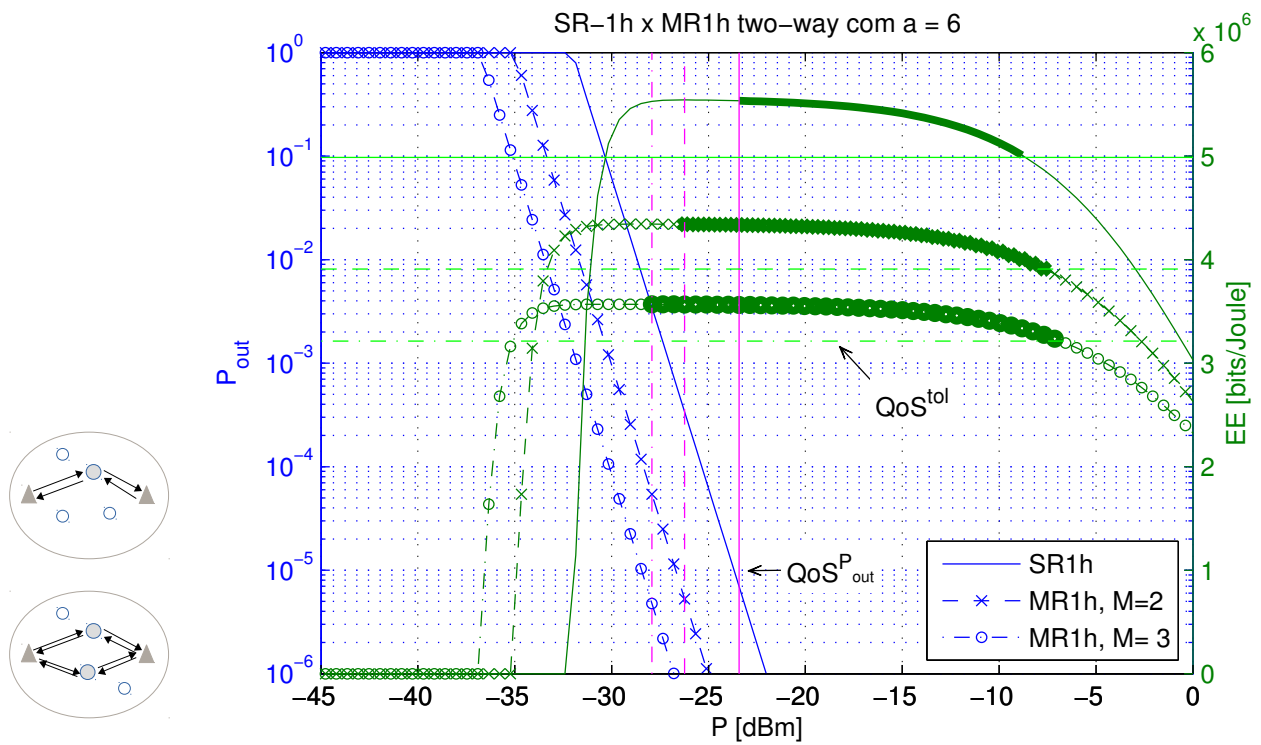
sendo a Probabilidade de *Outage* neste caso expressa por:

$$P_{\text{out}} = \left( \mathbf{g} \cdot \frac{P_{RF}}{P_n} \right)^{-\mathbf{a}} \cdot \prod_{i=1}^{\mathbf{a}} \left[ 6 \left( \frac{1}{\gamma_{12i}} + \frac{1}{\gamma_{21i}} \right) 2^{2R} - 1 \right] \quad (5.24)$$

A Tabela 5.14 sumariza os parâmetros utilizados para analisar o comportamento das expressões de EE e  $P_{\text{out}}$  com a combinação de *relays* selecionados no esquema MR-1h, enquanto a a Figura 5.19 ilustra as regiões em que o sistema opera dentro dos objetivos de confiabilidade e Eficiência Energética.

**Tabela 5.14:** Parâmetros de Simulação da EE em Canal *Two-way* com Seleção de Múltiplos *Relays*

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-8} [\text{mW}] \equiv -71 [\text{dBm}]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 [\text{dB}]$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{12} ^2] = 1\mathbb{E}[ h_{21} ^2] =$
<b>Potência de Transmissão, nó 1 e 2</b>	$P = 0,33 \cdot [10^{-7}; 10^{-2}] [\text{mW}] \equiv [-44; 5] [\text{dBm}]$
<b>Potência de Transmissão, nó <i>relay</i></b>	$P = 0,33 \cdot [10^{-7}; 10^{-2}] [\text{mW}] \equiv [-44; 5] [\text{dBm}]$
<b>Intervalo de SNR</b>	$\text{SNR} \in [27; 76] [\text{dB}]$
<b>Potência de Circuitaria de cada nó</b>	
<b>Que transmite</b>	$P_1^c = P_2^c = P_i^c = 1 [\text{mW}]$
<b>Que não transmite</b>	$P_o^c = 0,1 [\text{mW}]$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}}G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d = 50 [\text{m}]$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b>QoS<sup>P<sub>out</sub></sup></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
QoS <sup>tol</sup> (tolerância) em relação à max(EE)	10 %
Método de Seleção	Max Min
<b><i>Relays</i> disponíveis</b>	$a = 6$
<b><i>Relays</i> selecionados</b>	$c \in [1, 2 \text{ e } 3]$



**Figura 5.19:** Desempenho em EE e  $P_{out}$  com Seleção de Múltiplos *Relays* (SR-1h e MR-1h) em Canais *Two-way*.

Observando-se a Figura 5.19 percebe-se que com o aumento do número de *relays* selecionados  $g$ , a confiabilidade do sistema melhora ainda mais, como era esperado, a curva da  $P_{out}$  se desloca à esquerda, o que também faz com que a rede requeira menos potência de transmissão (início da curva de EE) para atingir os mesmos  $3 \times 10^6$  em Eficiência Energética. Obviamente, ao se combinar mais *relays* utiliza-se mais  $P_t$ , entre potência de transmissão e de circuito, o que faz diminuir os valores de máxima EE alcançável de aproximadamente  $5,6 \times 10^6$  para  $3,6 \times 10^6$ . Note-se que o objetivo deste trabalho é manter a confiabilidade de operação da rede com máxima Eficiência Energética e, uma vez que o aumento da potência afetou substancialmente a máxima EE alcançável, para os valores adotados de  $P_i^c$  e  $P_i$ , a rede de sensores sem fio neste contexto opera com melhor compromisso EE x  $P_{out}$  sob o esquema SR-1h.

## 6 Resultados Numéricos

Este capítulo analisa o comportamento das características das redes de sensores abordadas ao longo deste estudo, priorizando o quesito confiabilidade, através da análise dos parâmetros  $P_{\text{out}}$  e Eficiência Energética, analisados sob aspectos desejáveis de operação das redes sem fio, particularmente as redes de sensores operando no modo cooperativo.

Ao longo das análises tem sido feitos refinamentos sucessivos no espaço de busca pelos melhores esquemas de transmissão, e aqui são apresentados somente os esquemas que atendem simultaneamente aos pré-requisitos mínimos de confiabilidade, complexidade computacional e Eficiência Energética.

O método aleatório de seleção de *relay* não apresentou valores aceitáveis de SNR, mesmo aproveitando a diversidade adicional no esquema MR-1h; portanto não será avaliado neste Capítulo. Da mesma forma, o esquema MR-3h possui um desempenho deteriorado quando comparado ao MR-2h em cenário *one-way*, sob o aspecto da  $P_{\text{out}}$ , deteriorando ainda mais sob o contexto *two-way*. Por isso também não será considerado na análise resultados numéricos de Capítulo. Adicionalmente, a preferência pelo cenário *two-way* se justifica pelo ganho em eficiência espectral dobrado atingido por este esquema, bem como pelo apelo prático. Dessa forma, serão mantidas e atendidas as razões discutidas na Seção 5.3.

Como já foi discutido em outros momentos, é muito relevante para uma rede de sensores manter-se ativa o máximo de tempo possível, o que implica em conservar e aproveitar a bateria de cada nó da rede da melhor forma possível. Assim, adaptando a expressão da equação (4.33) do capítulo 4 podemos obter a mínima potência de transmissão necessária para se garantir a qualidade de serviço desejável e necessária para o bom funcionamento da rede sem fio. Assim, tem-se a Probabilidade de *Outage*

$$\Pr[\text{I}_{\text{SR-1h}} < R] \approx \left(\frac{P}{P_n}\right)^{-a} \cdot \prod_{i=1}^a \left[6 \left(\frac{1}{\sigma_{1i}^2} + \frac{1}{\sigma_{2i}^2}\right) 2^{2R} - 1\right],$$

com a qual podemos obter a mínima potência de transmissão necessária para garantir o  $\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}}$  com a variação no número de *relays* disponíveis em  $\mathcal{A}$ , descrito por:

$$P^* \approx P_n \cdot \left(\frac{1}{\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}}} \cdot \prod_{i=1}^a \left[6 \left(\frac{1}{\sigma_{1i}^2} + \frac{1}{\sigma_{2i}^2}\right) 2^{2R} - 1\right]\right)^{\frac{1}{a}} \quad (6.1)$$

sendo  $P^*$  a mínima potência de transmissão que garante o  $\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}}$  e lembrando ainda que a SNR neste contexto é dado por:

$$\gamma = \frac{P}{P_n} = \frac{(P_1 + P_2 + P_i)\sqrt{\rho_{1i}}\sqrt{\rho_{2i}}}{N_0 B}$$

A Tabela 6.1 sumariza os parâmetros utilizados nesta Seção.

**Tabela 6.1:** Parâmetros de Simulação para Obtenção da Mínima Potência de Transmissão em Esquema SR-1h

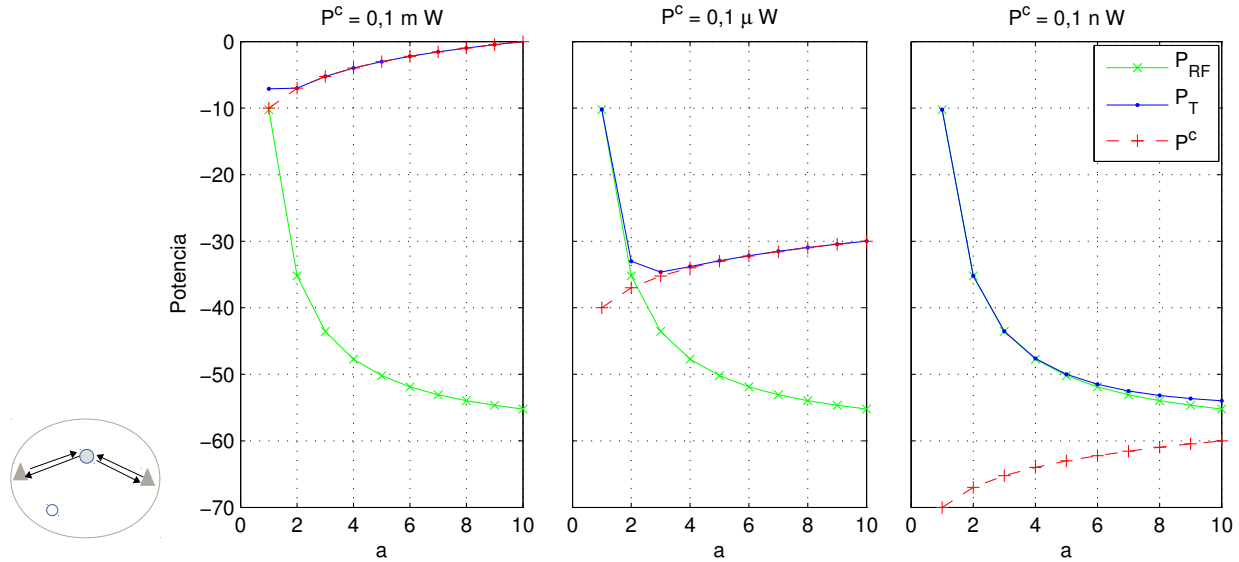
Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-8} [\text{mW}] \equiv -71 [\text{dBm}]]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 [\text{dB}]$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{12} ^2] = 1 \mathbb{E}[ h_{21} ^2] = 1$
<b>Potência de Circuitaria de cada nó</b>	
<b>Que transmite</b>	$P_1^c = P_2^c = P_i^c = 1 [\text{mW}]$
<b>Que não transmite</b>	$P^c \in [10^{-4}, 10^{-7}, 10^{-10}] [\text{mW}]$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d = 50 [\text{m}]$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b><math>\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}}</math></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
Método de Seleção	Max Min
<b>Relays disponíveis</b>	$\mathbf{a} \in [1 : 10]$
<b>Relays selecionados</b>	$\mathbf{c} = 1$

Ao considerar esse aspecto, a Figura 6.1 ilustra o comportamento do consumo de potência de transmissão da rede à medida que são adicionados dispositivos como nós *relays* disponíveis para cooperação, buscando atingir o quesito de qualidade de serviço dado por  $P_{\text{out}} < 10^{-5}$ , variando-se a potência de circuito entre  $0,1 \text{ mW}$ ,  $0,1 \mu\text{W}$  e  $0,1 \text{ nW}$ .

É possível verificar que a potência gasta com circuito do *relay* no modo espera,  $P^c = 10^{-4}$  para os *relays* disponíveis e  $P_i^c = 10^{-3}$  para o *relay* escolhido para retransmitir, é predominante na potência total, isto é, as estratégias para a diminuição da potência total computada na Eficiência Energética devem se concentrar na redução de  $P^c$ , já que para cenários característicos

em redes de sensores, com distâncias entre nós S-D da ordem de 50 a 200 metros, tipicamente, necessita-se de baixas potências de transmissão  $P_{RF}$ .

Em um cenário mais otimista, a potência de circuito  $P^c = 0,1 \mu W$  permite que se escolha um número ideal de *relays* disponíveis, conforme o critério de mínima potência. Adicionalmente, em um cenário hipotético em que  $P^c = 0,1 nW$  a potência de circuito é menor que a mínima potência de transmissão, não influenciando no cômputo da potência total.



**Figura 6.1:** Consumo de Potência Total da Rede para Manutenção do  $QoS^{P_{out}}$  em SR-1h;  $a \in [1, \dots, 10]$ .

De fato, as curvas da Figura 6.1 nos permite obter conclusões numéricas sobre o melhor ponto de operação da rede, pelo ponto de vista de diminuição da potência total e simultaneamente pela manutenção do QoS de confiabilidade, ou seja, busca-se o ponto de mínima potência total consumida, o que acontece quando é selecionado 1 *relay* dos 3 disponíveis na rede, já que para outros valores de  $a$  o consumo de potência total é maior.

O mesmo estudo foi realizado para o MR-1h, onde o objetivo era quantificar qual o número ideal de *relays* combinados, dentre  $a = 10$  disponíveis, que garantisse a mínima utilização de potência total para manter o  $QoS^{P_{out}} \leq 10^{-5}$ . A partir da expressão inicial, transcrita da equação (4.37), Capítulo 4, tem-se:

$$\Pr[I_{MR-1h} < R] \approx \left( g \cdot \frac{P}{P_n} \right)^{-a} \cdot \prod_{i=1}^a \left[ 6 \left( \frac{1}{\sigma_{12i}^2} + \frac{1}{\sigma_{21i}^2} \right) 2^{2R} - 1 \right]$$

considerando

$$\frac{P}{P_n} = \frac{(P_1 + P_2 + P_i) \sqrt{Q_{1i}} \sqrt{Q_{2i}}}{N_0 B} \quad (6.2)$$

pode ser manipulada para:

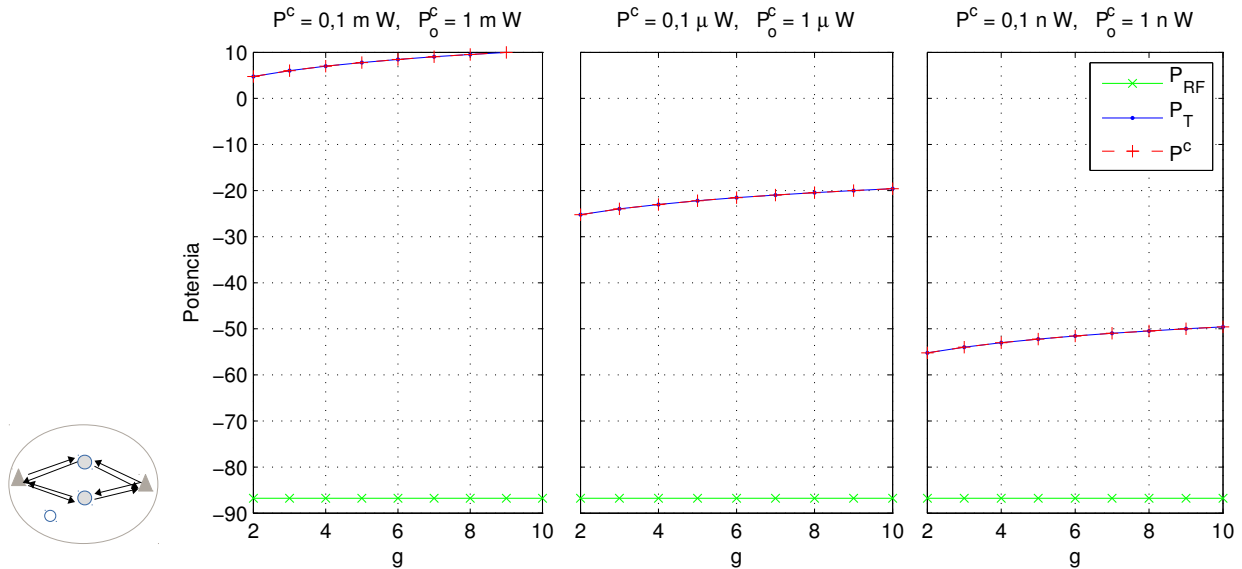


$$P^* \approx \frac{P_n}{g} \cdot \left( \frac{1}{\text{QoS}^{\text{P}_{\text{out}}}} \cdot \prod_{i=1}^a \left[ 6 \left( \frac{1}{\sigma_{1i}^2} + \frac{1}{\sigma_{2i}^2} \right) 2^{2R} - 1 \right] \right)^{\frac{1}{a}} \quad (6.3)$$

A Tabela 6.2 sumariza os parâmetros utilizados nesta expressão. O resultado da aplicação de expressão da equação (6.3) permite-nos obter qual o número ideal de *relays* combinados para se garantir a confiabilidade de comunicação da rede com a mínima potência total a ser despendida. Resultados numéricos são apresentados na Figura 6.2.

**Tabela 6.2:** Parâmetros de Simulação para Obtenção da Mínima Potência de Transmissão em Esquema MR-1h

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-8} [\text{mW}] \equiv -71 [\text{dBm}]]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 [\text{dB}]$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{12} ^2] = 1 \mathbb{E}[ h_{21} ^2] = 1$
<b>Potência de Circuitaria de cada nó</b>	
<b>Que transmite</b>	$P_1^c = P_2^c = P_i^c = 1 [\text{mW}]$
<b>Que não transmite</b>	$P^c \in [10^{-4}, 10^{-7}, 10^{-10}] [\text{mW}]$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d = 50 [\text{m}]$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
<b>QoS<sup>P<sub>out</sub></sup></b>	$P_{\text{out}} < 10^{-5}$
Método de Seleção	Max Min
<b>Relays disponíveis</b>	$a = 10$
<b>Relays selecionados</b>	$c \in [2 : 10]$



**Figura 6.2:** Consumo de Potência Total da Rede para Manutenção do  $QoS^{P_{out}}$  em MR-1h;  $a = 10$ ,  $g \in [2, \dots, 10]$ .

Da mesma forma que no esquema SR-1h, no esquema MR-1h será atribuído uma potência de circuito consideravelmente maior que a potência de transmissão a cada nó para se atingir o QoS, o que não agrega muito valor ao propósito de otimizar a métrica Eficiência Energética sujeita a QoS mínimo, como visto no *subplot* mais à esquerda. Desta forma, também propõe-se analisar aqui este cenário considerando um consumo reduzido de  $P^c$  e  $P_o^c$ , mas mesmo chegando à  $P_o^c = 0,1nW$  e  $P^c = 1nW$  os valores de potência de circuito são mais significativos que os valores de potência de transmissão.

Interessante observar também que  $P_{RF}$  se torna constante para, assim, sabendo que  $P_{RF}$  é a soma da potência de transmissão gasta pelos  $g$  relays, combinar mais que um relay consome menos  $P_{RF}$  que no modo SR-1h, isto é, no MR-1h consome-se individualmente menos potência de transmissão, e isso é muito vantajoso também, pois pode prolongar o tempo de vida da rede.

Adicionalmente, e para uma análise acerca do compromisso entre confiabilidade e Eficiência Energética em função do número de relays disponíveis, é possível manter fixa a potência de transmissão, em um valor mínimo para atingir o QoS, admitir  $P_{RF} = 10^{-2}$  mW e avaliar o comportamento da  $P_{out}$  e da EE. Os parâmetros para essa simulação são indicados na Tabela 6.3, e os respectivos resultados ilustrados na Figura 6.3.

É possível verificar que, quando o critério de avaliação passa a ser a máxima EE, a topologia com mais potencial de aproveitamento dos recursos disponíveis (relays e energia) também é aquela topologia com 3 relays disponíveis, isto porque há uma alta relação entre a máxima Eficiência Energética, o limiar de QoS determinado no trabalho e a respectiva potência mínima para atingí-lo. Como já discutido, em geral, os pontos de  $\max(EE)$  estão localizados nos valores de  $P$  próximo do mínimo, suficientes para uma SNR aceitável de recepção; tais valores de  $P$  costumam ser menores que  $P^c$ . Adicionalmente, é possível verificar que ao aumentar o número

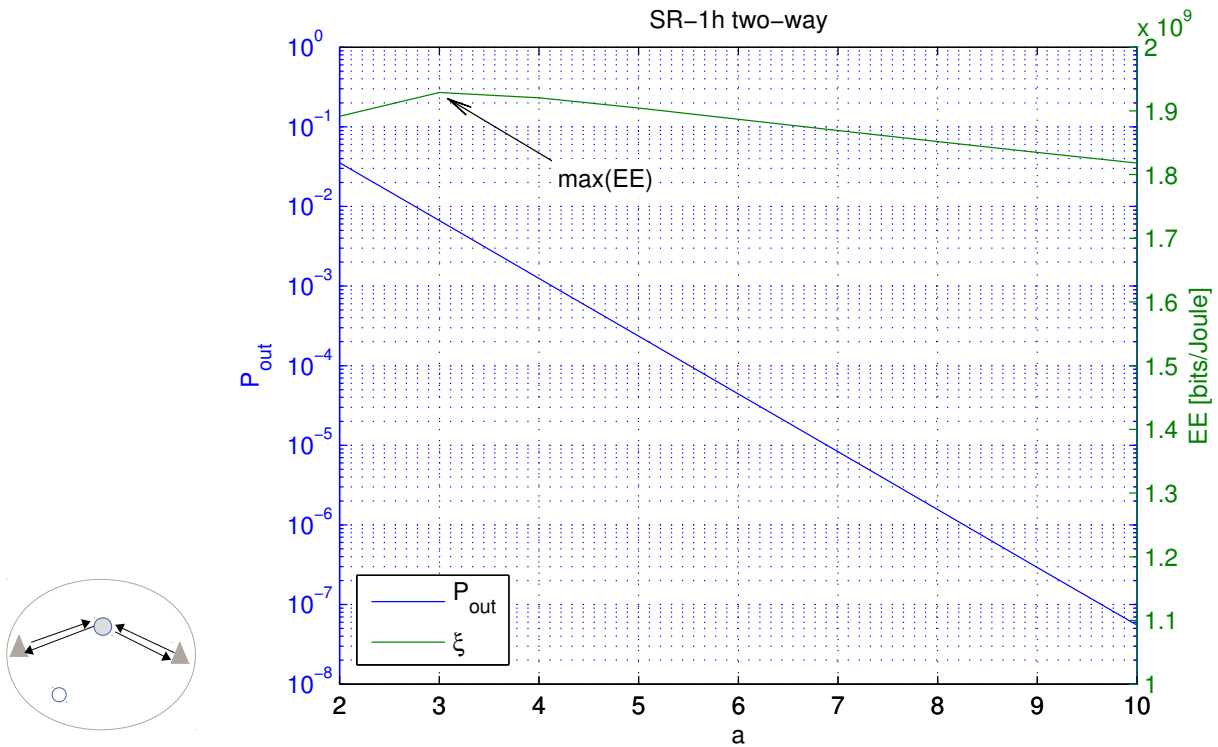
de relays disponíveis,  $\mathbf{a}$ , o desempenho melhora, a uma mesma taxa para qualquer que seja este valor, porém a referida melhora de desempenho não compensa o maior aumento em  $P_t$ , conforme pode ser evidenciado pela Figura 6.1.

A partir dos resultados obtidos nas figuras 6.3 e 6.1, é possível definir o melhor ponto de operação da rede de comunicação sem fio cooperativa com protocolo AF. Deve-se proceder à busca da mínima potência requerida para se atingir o QoS desejado ou alternativamente a máxima Eficiência Energética atingível com a potência disponível e seus respectivos desempenhos. Como exemplo, nestes dois casos em topologia de canal bidirecional com seleção SR-1h, o ponto de melhor operação implica na utilização de  $\mathbf{a} = 3$  relays.

Importante salientar que tal comportamento em termos de operação com max-EE, ilustrado nas Figuras 6.3 e 6.4 é o mais desejado em redes com o conceito de *green communication*, uma curva de EE em função da potência disponível que possui um platô e decai lentamente conforme o crescimento do consumo de energia no sistema, um indicativo de uso proveitoso do recurso.

**Tabela 6.3:** Parâmetros de Simulação com Mínima Potência de Transmissão Fixada, em Esquema SR-1h

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
Potência de ruído	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-8} [\text{mW}] \equiv -71 [\text{dBm}]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 [\text{dB}]$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	Rayleigh com $\mathbb{E}[ h_{12} ^2] = 1 \mathbb{E}[ h_{21} ^2] = 1$
Potência de Transmissão de cada nó	$P_1 = P_2 = P_i = 0.01 [\text{mW}]$
Potência de Circuitaria de cada nó	
Que transmite	$P_1^c = P_2^c = P_i^c = 1 [\text{mW}]$
Que não transmite	$P_o^c = 0,1 [\text{mW}]$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
Distância entre transmissor e receptor	$d = 50 [\text{m}]$
Expoente da perda de percurso	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
Método de Seleção	Max Min
Relays disponíveis	$\mathbf{a} \in [2 : 10]$
Relays selecionados	$\mathbf{c} = 1$



**Figura 6.3:** Desempenho em EE e  $P_{out}$  em SR-1h com Mínima  $P_{RF}$  Alocada.

Em seguida, tendo vista o método de múltiplos *relays* e um *hop* (MR-1h), também foi analisado o melhor ponto de operação da rede, focado no desempenho mínimo que atende o  $QoS^{P_{out}}$  ou ainda o critério de potência mínima combinado à  $\max(EE)$ . Os parâmetros adotados estão organizados na Tabela 6.4. Os resultados numéricos estão mostrados na Figura 6.4.

Ao analisar o critério de  $\max(EE)$  no MR-1h, é indicado que o caso mais eficiente consiste em combinar  $c = 4$  *relays* dos  $a = 10$  disponíveis. Ao voltar na Figura 6.3 vemos que ao variar  $g$  de 4 para 5 o consumo de potência total do sistema se mantém, enquanto a potência de transmissão mínima decai quase uma década, enquanto que na Figura 6.4 é possível constatar que o sistema não garante o requisito de QoS com essa potência tão baixa. Assim, para manter a  $\max(EE)$  o sistema precisaria flexibilizar o QoS, uma opção não desejada em casos práticos.

Mantendo os mesmo parâmetros do sistema, fez-se uma análise sobre a relação entre o *Throughput* da rede sem fio e a Eficiência Energética, e como as duas métricas dependem da taxa de informação correta, conseqüentemente foi usada a  $P_{out}$  no cálculo das mesmas, e o resultado pode ser observado na Figura 6.5. É possível observar que as curvas variam em seu ponto de máxima EE e a potência requerida para a mesma. Como é exigido que se garanta um mínimo de QoS, o *Throughput* é a mesma atingida para todas as configurações distintas de  $a$  e  $g$ , impactando obviamente na potência mínima necessária para se atingir esse *Throughput* total.

**Tabela 6.4:** Parâmetros de Simulação com Mínima Potência de Transmissão Fixada, em Esquema MR-1h

Parâmetro	Valor
Modulação	BPSK
Eficiência de Modulação	$\xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} = 0,5 \left[ \frac{\text{bits/s}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Densidade Espectral Potência (PSD), AWGN</b>	$N_0 = -114 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right]$
<b>Potência de ruído</b>	$P_n = N_0 \cdot B \in [8 \cdot 10^{-8} [\text{mW}] \equiv -71 [\text{dBm}]$
Largura de banda	$B = 20 \text{ kHz} \equiv 43 [\text{dB}]$
Taxa de transmissão	$R = \xi_{\text{mod}}^{\text{BPSK}} \cdot B = 10 \left[ \frac{\text{kbits}}{\text{s}} \right]$
Canal NLOS	<i>Rayleigh</i> com $\mathbb{E}[ h_{12} ^2] = 1 \mathbb{E}[ h_{21} ^2] = 1$
<b>Potência de Transmissão de cada nó</b>	$P_1 = P_2 = P_i = 0.001 [\text{mW}]$
<b>Potência de Circuitaria de cada nó</b>	
<b>Que transmite</b>	$P_1^c = P_2^c = P_i^c = 1 [\text{mW}]$
<b>Que não transmite</b>	$P_o^c = 0,1 [\text{mW}]$
Protocolo de retransmissão	AF
Realizações	$\mathcal{I} = 10^7$
Ganho combinado das antenas	$G = G_{\text{tx}} G_{\text{rx}} = 12 \text{ dB}$
Frequência da portadora	$f_c = 900 \text{ MHz}$
<b>Distância entre transmissor e receptor</b>	$d = 50 [\text{m}]$
<b>Expoente da perda de percurso</b>	$\nu = 4,0$
Margem de Enlace	$\mathcal{L} = 8 \text{ dB}$
Figura de ruído	$N_f = 5 \text{ dB}$
Método de Seleção	Max Min
<b>Relays disponíveis</b>	$\mathbf{a} = 10$
<b>Relays selecionados</b>	$\mathbf{c} \in [2 : 10]$

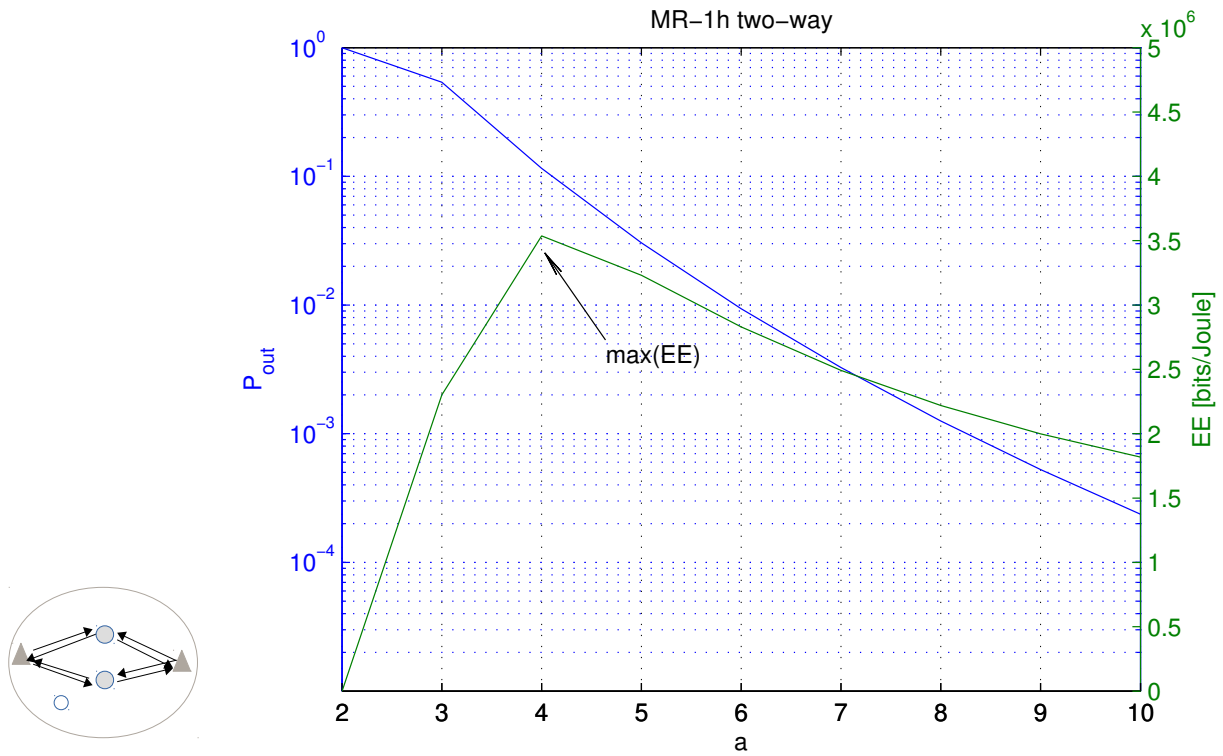


Figura 6.4: Desempenho em EE e  $P_{\text{out}}$  em MR-1h com Mínima  $P_{RF}$  Alocada.

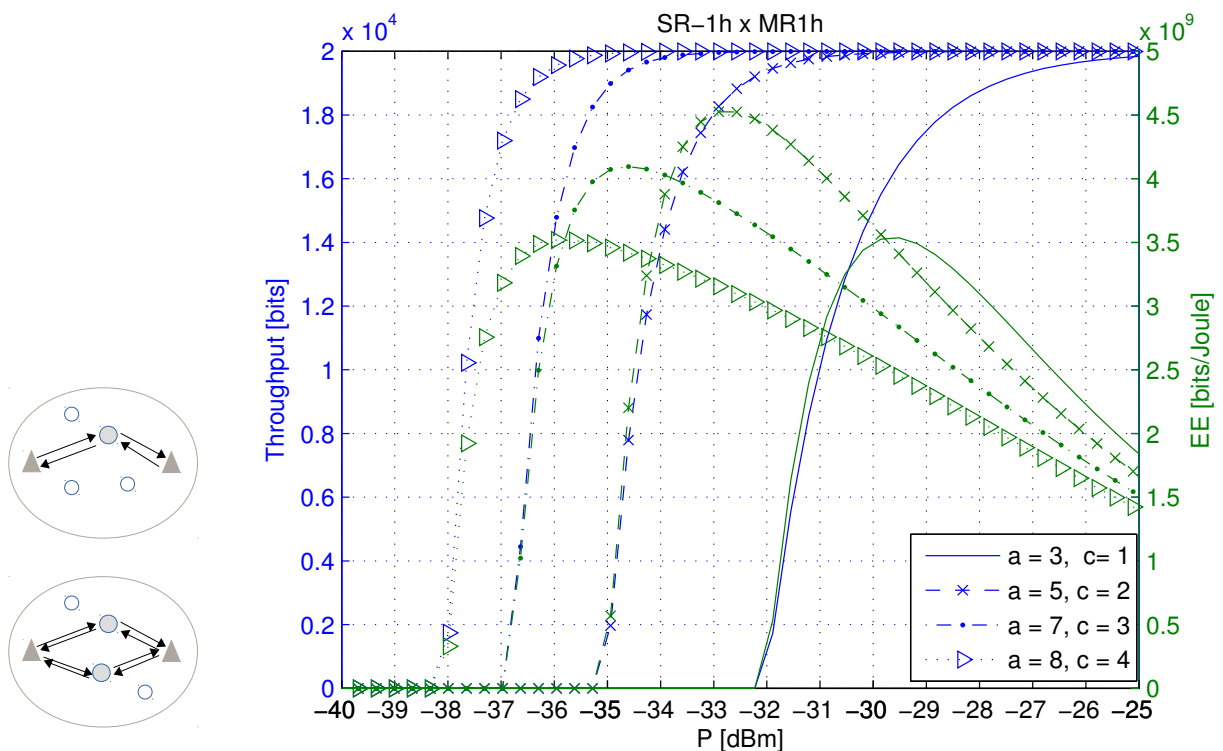
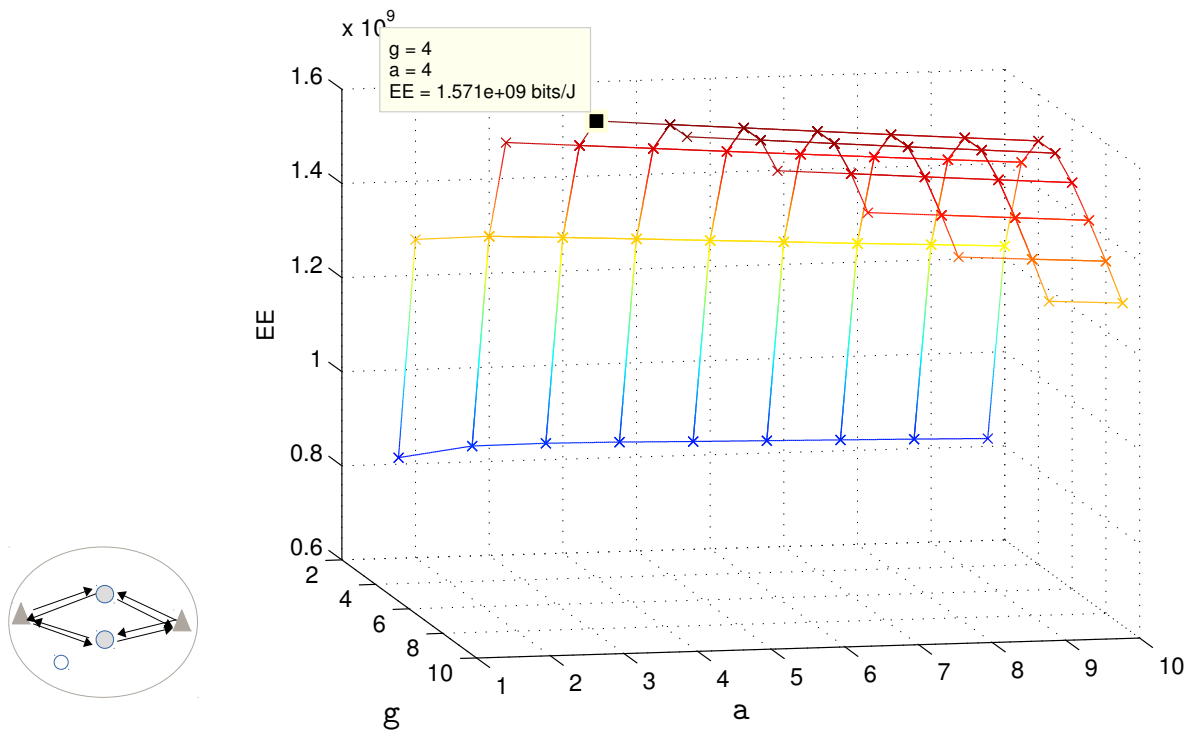


Figura 6.5: Desempenho em EE e *Throughput* em SR-1h e MR-1h.

Como é possível observar ao longo dos resultados numéricos deste Capítulo, incrementar indefinidamente o número de relays a disponíveis na rede e/ou ainda o número de relays selecionados simultaneamente para cooperar  $g$  não traz resultados resultados satisfatórios do ponto de

vista do atendimento do compromisso Eficiência Energética  $\times$  confiabilidade. Assim, a Figura 6.6 ilustra o comportamento de EE e seus pontos de máximo, a partir da garantia do QoS em cada configuração do esquema MR-1h. De fato, a Figura 6.6 descreve o comportamento da EE – semelhante ao das figuras 6.3 e 6.4, respectivamente no eixo de  $a$ , que representa a variação de *relays* disponíveis e  $g$  o qual representa a variação de *relays* selecionados.

Observe-se ainda que conforme destacado na figura, a configuração de *relays* disponíveis e combinados que maximiza a EE a partir do QoS resulta em  $a = 4$  e  $g = 4$ . Esse resultado reflete o melhor ponto de operação para uma rede sem fio cooperativa MR-1h operando no modo de máx-EE com atendimento aos requisitos de QoS.



**Figura 6.6:** Desempenho em EE em MR-1h;  $a \in [1, \dots, 10]$  e  $g \in [2, \dots, 10]$ .

## 7 Conclusões

### 7.1 Desempenho x Complexidade

Após a análise numérica e gráfica dos principais métodos de seleção, foi possível definir o melhor método seguindo dois critérios: desempenho ótimo ou a baixíssima complexidade.

Dos métodos computacionalmente menos custosos dentre aqueles investigados, o aleatório atinge um desempenho marginal em um único link de comunicação, e melhora consideravelmente ao combinar 2 links de diversidade, através do MRC.

Analisando a prioridade de desempenho, o BW apresenta um resultado ótimo, ligeiramente menor do que o método que busca a maior SNR, porém com um tempo de execução e uma quantidade de operações menores do que o encontrado nos outros métodos ótimos e sub-ótimos.

As conclusões acerca dos métodos de seleção indicam que em geral, o desempenho dos métodos oportunistas (MHM, MGM, SNR, BW) são muito parecidos e para manter o compromisso desempenho x complexidade a decisão sobre o melhor método deve se basear no cálculo da quantidade de operações e no tempo de execução, métricas até então com pouca discussão na literatura.

Importante também considerar em aplicações práticas os resultados acerca do número de *hops* x número de cópias dos sinais combinadas no destino, já que nessa última abordagem o destino tem a redundância de cópias para detecção, o que melhora o desempenho devido ao aumento da diversidade, porém ao diminuir a distância entre nós, mesmo sob o protocolo AF, o desempenho sem diversidade com 2 *hops* torna-se melhor ainda, às custas de um incremento na complexidade, ainda usando os mesmos dois *relays* e mesma potência total de sistema.

### 7.2 Confiabilidade x Eficiência Energética

O fato de aumentar a ordem de diversidade do sistema garante menores taxas de erro de bit e conseqüentemente torna o sistema cooperativo mais confiável, já que evita re-transmissões, e a ordem de diversidade pode ser obtida de forma imediata, através do cálculo da  $P_{out}$  por meio de expressões analíticas e de expressões derivadas à cada cenário específico. re-elaborar, o texto está telegráfico; completar



O cálculo da  $P_{\text{out}}$  permitiu elaborar conjecturas para definição do melhor ponto de operação da rede, quanto ao número de *relays* disponíveis e selecionados, e também permitiu o cálculo da eficiência energética e da vazão de cada esquema.

Sob o ponto de vista de eficiência energética é possível concluir que os esforços devem buscar diminuir a potência de circuitaria, que sobressai no cálculo da potência total gasta pelo sistema, já que em cenários de redes de sensores uma mínima potência de transmissão é suficiente para garantir os requisitos de QoS.

É possível concluir também que, para uma distância de 50 metros na configuração de um *relay* para retransmissão, mantendo 3 *relays* disponíveis garante uma maior eficiência energética da rede, uma menor potência total alocada na rede e o melhor desempenho possível dada a SNR resultante.

Já quando se permite combinar mais *relays* escolhidos, para a mesma distância de 50 metros e 10 *relays* disponíveis, o número ótimo de relays combinados é 4 ou 5, respectivamente, quando se deseja uma máxima eficiência energética ou quando a prioridade é consumir o mínimo de potência. Por outro lado, quando o objetivo é atingir simultaneamente o QoS e a máxima EE, a melhor configuração consiste em manter 4 *relays* disponíveis na rede e utilizar os 4 para retransmissão.

Para cenários atuais de interesse prático, incluindo ambientes cada vez mais automatizados e com necessidade de interconectividade maior, essa relação é muito promissora, pois permite a obtenção de melhores resultados a partir dos recursos da própria rede.

## Anexo A – Definição de Informação Mútua para Probabilidade de *Outage*

O conceito de entropia é interpretado como sendo o valor esperado ou a incerteza de uma variável aleatória (v.a.) simples. Para uma comunicação isenta de erros a entropia da fonte deve ser menor que a capacidade do canal, a qual é definida adiante.

A entropia de uma v.a. com probabilidade  $p_i$  na ocorrência de cada evento  $i$  é dada por (HAYKIN; MOHER, 2004):

$$H(X) = - \sum_{i=1}^N p_i \log_2 p_i \quad (\text{A.1})$$

e, em sua forma contínua, conhecida na literatura como entropia diferencial por (HAYKIN; MOHER, 2004):

$$h(X) = - \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \log_2 f(x) dx \quad (\text{A.2})$$

Por simplicidade, neste texto, a função de densidade de probabilidade  $f_X(x)$  será denotada por  $f(x)$ . A base do log é 2 por se tratar de uma comunicação binária.

A entropia tem um limite inferior e um limite superior. O limite inferior é sua não-negatividade, a entropia é sempre  $H(X) \geq 0$ , já que representa a incerteza da variável considerando a soma das probabilidades e estas não são negativas. A Entropia  $H(X) = 0$  significa que  $p_i = 0$  ou  $p_i = 1$ , o que corrobora a ideia de que se a probabilidade de um ou mais símbolos for 0, existe um outro símbolo com probabilidade  $p_i = 1$ , pois a soma das probabilidades é 1, e não existiria incerteza na v.a.

O limite superior  $H(X) < \log N$ , onde  $N$  é o número de símbolos do alfabeto, pode ser demonstrado imediatamente ao considerar que a maior entropia ocorre quando todos os símbolos do alfabeto são equiprováveis, e também é provado pelo princípio da desigualdade da informação, definido pela divergência de *Kullbak-Leibler* entre  $p_k$  e  $q_k$ , que representa a medida de dissemelhança entre  $p_k$  e  $q_k$ , definida por:

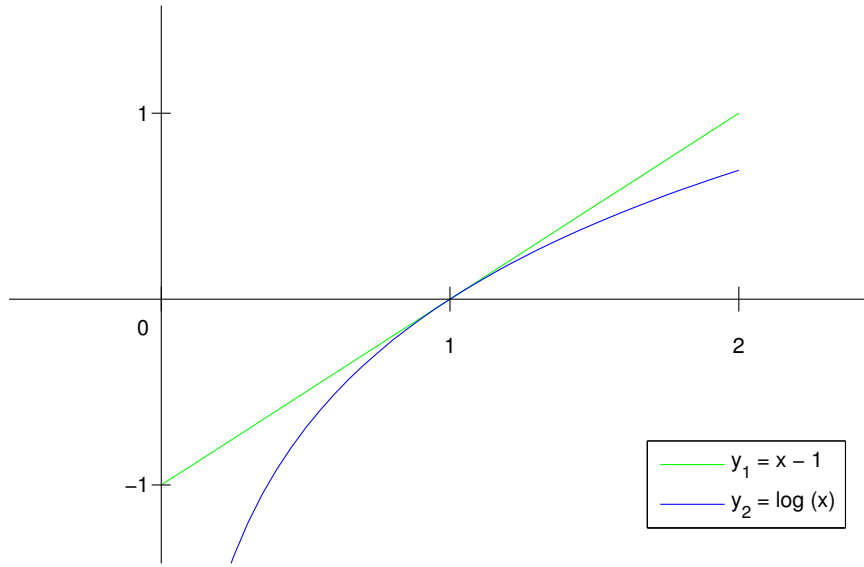
$$D_{KL}(p_k || q_k) = \sum_{k=0}^{K-1} p_k \log_2 \left( \frac{q_k}{p_k} \right) \quad (\text{A.3})$$

Alterando a base do logaritmo na equação (A.3) obtém-se:

$$\sum_{k=0}^{K-1} p_k \log_2 \left( \frac{q_k}{p_k} \right) = \sum_{k=0}^{K-1} p_k \frac{\log \left( \frac{q_k}{p_k} \right)}{\log 2} = \frac{1}{\log 2} \sum_{k=0}^{K-1} p_k \log \left( \frac{q_k}{p_k} \right) \quad (\text{A.4})$$

Conforme ilustrado na Figura (A.1), tem-se:

$$\log x \leq x - 1, \quad x \geq 0 \quad (\text{A.5})$$



**Figura A.1:** Propriedade Logarítmica

Utilizando esta propriedade, da equação (A.5) na equação (A.4), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\log 2} \sum_{k=0}^{K-1} p_k \log \left( \frac{q_k}{p_k} \right) &\leq \frac{1}{\log 2} \sum_{k=0}^{K-1} p_k \left( \frac{q_k}{p_k} - 1 \right) \\ &\leq \frac{1}{\log 2} \sum_{k=0}^{K-1} q_k - p_k \\ &\leq \frac{1}{\log 2} \underbrace{\sum_{k=0}^{K-1} q_k}_{=1} - \underbrace{\sum_{k=0}^{K-1} p_k}_{=1} \\ &\leq 0 \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

A partir da definição de entropia condicional, isto é, o valor esperado da variável aleatória dado outra variável aleatória, expresso pela equação (A.7), é também definida a entropia conjunta pela equação (A.8):

$$h(X|Y) = - \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \log_2 f(x|y) dx dy \quad (\text{A.7})$$

$$h(X, Y) = h(X) - h(X|Y) \quad (\text{A.8})$$

A entropia conjunta é a definição de informação mútua, isto é, a quantidade de informação que uma v.a. tem sobre outra. Assim, no contexto das telecomunicações, a entropia conjunta pode ser definida como a quantidade de incerteza acerca da entrada do canal após a observação da saída desse mesmo canal. E como a relação é simétrica, pode-se escrever:

$$I(X, Y) = h(X) - h(X|Y) = h(Y) - h(Y|X) \quad (\text{A.9})$$

Assim, a saída do canal  $Y = X + N$  pode ser interpretada como a entrada  $X$  que atravessa o canal sujeito ao ruído  $N$ ; desta forma, a entropia condicional  $h(Y|X)$  é equivalente à  $h(N)$ , pois só depende do ruído  $N$  (HAYKIN; MOHER, 2004):

$$I(X, Y) = h(Y) - h(N) \quad (\text{A.10})$$

Para o caso de duas v.a.  $X$  e  $Y$ , com distribuição Gaussiana de média  $\mu$  e variância  $\sigma^2$  e partindo-se da equação da entropia condicional (A.7), a equação (A.10) pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \log_2 \left( \frac{f_X(x)}{f_Y(x)} \right) dx &\leq 0 \\ - \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \log_2 f_Y(x) dx &\leq - \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \log_2 f_X(x) dx \\ h(Y) &\leq - \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \log_2 f_X(x) dx \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Substituindo pela PDF da distribuição Gaussiana  $f_X(x)$ , obtém-se:

$$\begin{aligned} h(Y) &\leq - \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \log_2 \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \right) dx \\ &\leq - \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \left( \log_2 1 - \log_2 \sqrt{2\pi}\sigma + \log_2 e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \right) dx \\ &\leq - \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \left( \frac{\log_e e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}}{\log_e 2} - \frac{\log_e(\sqrt{2\pi}\sigma)}{\log_e 2} \right) dx \\ &\leq - \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \left( \frac{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2} - \log_e(\sqrt{2\pi}\sigma)}{\frac{1}{\log_2 e}} \right) dx \\ &\leq - \log_2 e \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \left( -\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2} - \log_e(\sqrt{2\pi}\sigma) \right) dx \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Organizando a equação:

$$\begin{aligned} h(Y) &\leq -\log_2 e \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \left( -\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2} \right) dx - \log_2 e \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) \left( -\log_e(\sqrt{2\pi}\sigma) \right) dx \quad (\text{A.13}) \\ &\leq -\log_2 e \left( -\frac{1}{2\sigma^2} \int_{-\infty}^{\infty} (x-\mu)^2 f_Y(x) dx \right) - \log_2 e \left( -\log_e(\sqrt{2\pi}\sigma) \int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) dx \right) \end{aligned}$$

Considerando os resultados das integrais envolvendo PDFs Gaussianas

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_Y(x) dx = 1 \quad \text{e} \quad \int_{-\infty}^{\infty} (x-\mu)^2 f_Y(x) dx = \sigma_Y^2 \quad (\text{A.14})$$

diretamente em (A.13) tem-se:

$$\begin{aligned} h(Y) &= \log_2 e \frac{1}{2\sigma^2} \sigma^2 + \log_2 e \cdot \log_e(\sqrt{2\pi}\sigma) \\ &= \frac{1}{2} \log_2 e + \log_2 e \left( \frac{\log_2(\sqrt{2\pi}\sigma)}{\log_2 e} \right) \\ &= \frac{1}{2} \log_2 e + \log_2(2\pi)^{\frac{1}{2}} + \log_2 \sigma \\ &= \frac{1}{2} \log_2 e + \frac{1}{2} \log_2(2\pi) + \frac{1}{2} \log_2 \sigma^2 \\ &= \frac{1}{2} \log_2(2\pi e \sigma_Y^2) \quad (\text{A.15}) \end{aligned}$$

Considerando ainda o exemplo de telecomunicações, é imediato verificar que a variância  $\sigma_Y^2$  do sinal na saída do canal é igual a  $P + \sigma_N^2$ , onde  $P$  é a potência de transmissão, e que a variância  $\sigma_N^2$  do ruído é igual a  $N_0 B$ , onde  $N_0$  é a densidade espectral de potência do ruído, sendo  $B$  a largura de banda do sistema. Substituindo a equação (A.15) na equação (A.10) com as informações de sinal e ruído, obtém-se imediatamente:

$$\begin{aligned} I(X, Y) &= \frac{1}{2} \log_2(2\pi e \sigma_Y^2) - \frac{1}{2} \log_2(2\pi e \sigma_N^2) \\ &= \frac{1}{2} \log_2[2\pi e(P + \sigma_N^2)] - \frac{1}{2} \log_2(2\pi e \sigma_N^2) \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \left[ \frac{2\pi e(P + \sigma_N^2)}{2\pi e \sigma_N^2} \right] \quad (\text{A.16}) \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \left( \frac{P + \sigma_N^2}{\sigma_N^2} \right) \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \left( \frac{P}{N_0 B} + 1 \right) \end{aligned}$$

Em conclusão, a capacidade do canal pode ser entendida como a máxima informação mútua em um intervalo de tempo, consideramos que em  $T$  segundos existam  $K$  amostras, onde, pela taxa de Nyquist,  $K = 2BT$ . Assim, a capacidade máxima do canal, derivada por Shannon, pode ser imediatamente expressa:

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 B} \right) \quad [\text{bits/seg}] \quad (\text{A.17})$$

Finalmente, no cálculo da informação mútua para um canal Rayleigh deve ser considerada a variância à saída  $\sigma_Y^2 = P|h_{ij}|^2 + \sigma_N^2$ , sendo  $|h_{ij}|$  o módulo do coeficiente de canal (instantâneo):

$$\begin{aligned} I(X, Y) &= \frac{1}{2} \log_2(2\pi e\sigma_Y^2) - \frac{1}{2} \log_2(2\pi e\sigma_N^2) \\ &= \frac{1}{2} \log_2[2\pi e(P|h_{ij}|^2 + \sigma_N^2)] - \frac{1}{2} \log_2(2\pi e\sigma_N^2) \\ &= \frac{1}{2} \log_2 \left( \frac{P|h_{ij}|^2}{N_0B} + 1 \right) \end{aligned} \tag{A.18}$$

## Anexo B – Derivação da Probabilidade de *Outage* para Link Direto

Este Anexo está baseado nos resultados apresentados em (LANEMAN, 2002). A expressão da Probabilidade de *Outage* depende do canal em questão. O fator determinante para a condição de *outage* em canais com desvanecimento (por exemplo, NLOS do tipo Rayleigh) é o módulo do coeficiente de canal instantâneo  $|h_{ij}|$ . Tomando-se a condição de potência instantânea do canal entre transmissor (s) e receptor (d) obtém-se:

$$\Pr[\mathbb{I}_{\text{rayl}} < R] = \Pr \left[ |h_{sd}|^2 < \frac{2^R - 1}{\gamma_{sd}} \right] \quad (\text{B.1})$$

Sabendo-se que  $|h_{sd}|^2$  segue uma distribuição exponencial com parâmetro  $\lambda = \sigma_{sd}^{-2}$  e função densidade de probabilidade:

$$f(x) = \lambda e^{-\lambda x} \quad (\text{B.2})$$

é possível obter imediatamente a Probabilidade de *Outage*:

$$\begin{aligned} \Pr[\mathbb{I}_{\text{rayl}} < R] = F(x) &= \int_0^{\frac{2^R - 1}{\gamma_{sd}}} \sigma_{sd}^{-2} e^{-\sigma_{sd}^{-2} x} dx \\ &= 1 - e^{-\frac{2^R - 1}{\gamma_{sd} \sigma_{sd}^2}} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

Com o objetivo de simplificar o cálculo da expressão anterior e simultaneamente definir uma expressão que denote a taxa de decrescimento da probabilidade de *outage*, explicitando as variáveis de SNR e da variância do parâmetro do canal responsáveis por essa probabilidade, na expressão a seguir foi usada uma combinação de propriedades das variáveis aleatórias exponenciais:

$$\lim_{t \rightarrow t_0} \frac{F_{u(t)}(g_1(t))}{g_2(t)} = \kappa \quad (\text{B.4})$$

sendo  $t$  o parâmetro de interesse;  $F(\cdot)$  no numerador é a função distribuição de probabilidade (CDF) da variável exponencial;  $g_1(t)$  e  $g_2(t)$  constituem duas funções contínuas;  $t_0$  e  $\kappa$  são constantes.

Assim, considera-se a semelhança entre as funções acima em forma de aproximação, evidenciando-se que a constante  $\kappa$  é responsável pela variação na taxa de decrescimento:

$$F_{u(t)}(g_1(t)) \sim \kappa \cdot g_2(t) \quad (\text{B.5})$$

Na prova de (LANEMAN, 2002) adotou-se  $g(t) = \frac{2^R - 1}{t}$ , com  $t = \gamma_{sd}$ . Sendo assim, tem-se o limite  $g(t) \rightarrow 0$  quando  $t \rightarrow \infty$ , e expressão (B.4) pode ser re-escrita como (assumindo-se  $\kappa = \lambda_{sd}$ ):

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow t_0} \frac{1}{g(t)} F_{u(t)}(g_1(t)) &= \lambda_{sd} \\ \lim_{t \rightarrow t_0} \frac{\gamma_{sd}}{2^R - 1} \left[ 1 - \exp\left(\frac{2^R - 1}{\gamma_{sd} \sigma_{sd}^2}\right) \right] &= \frac{1}{\sigma_{sd}^2} \\ 1 - e^{-\frac{2^R - 1}{\gamma_{sd} \sigma_{sd}^2}} &\approx \frac{1}{\sigma_{sd}^2} \frac{2^R - 1}{\gamma_{sd}} \end{aligned}$$

Finalmente tem-se a aproximação para a Probabilidade de *Outage* em *link* direto (sem cooperação) obtida em (LANEMAN, 2002):

$$\Pr[\text{I}_{\text{rayl}} < R] \approx \frac{1}{\sigma_{sd}^2} \frac{2^R - 1}{\gamma_{sd}} \quad (\text{B.6})$$



## Anexo C – Derivação das Expressões para Probabilidade de *Outage* em Redes Cooperativas

Este Anexo está baseado nos resultados apresentados em (LANEMAN, 2002). Obtém-se a expressão analítica para a Probabilidade de *Outage* em cenários com *link* direto e *relay*, com o conseqüente aumento da ordem de diversidade do sistema. Primeiramente é calculada a SNR cooperativa, já que desta depende o cálculo da informação mútua deste esquema e conseqüentemente a Probabilidade de *Outage*:

$$I_{\text{coop}} = B \log_2 (1 + \gamma_{\text{coop}}) \quad (\text{C.1})$$

sendo  $\gamma_{\text{coop}}$  dado por:

$$\gamma_{\text{coop}} = \frac{P|h_{sd}|^2}{\sigma_{sd}} + \frac{P|h_{sr}|^2 P_i |h_{rd}|^2}{P P_n |h_{sr}|^2 + P_i P_n |h_{rd}|^2 + P_n^2} \quad (\text{C.2})$$

Normalizando-se por  $\frac{1}{P_n^2}$ , resulta:

$$\gamma_{\text{coop}} = \gamma_{sd} |h_{sd}|^2 + \frac{\gamma_{sr} |h_{sr}|^2 \gamma_{rd} |h_{rd}|^2}{\gamma_{sr} |h_{sr}|^2 + \gamma_{rd} |h_{rd}|^2 + 1} \quad (\text{C.3})$$

A formulação da Probabilidade de *Outage* em canais Rayleigh com *relays* operando no modo cooperativo é dado por:

$$\Pr[I_{\text{coop}} < R] = \Pr \left[ \gamma_{sd} |h_{sd}|^2 + \frac{\gamma_{sr} |h_{sr}|^2 \gamma_{rd} |h_{rd}|^2}{\gamma_{sr} |h_{sr}|^2 + \gamma_{rd} |h_{rd}|^2 + 1} < 2^{2R} - 1 \right] \quad (\text{C.4})$$

Tendo em vista generalizar a expressão para a Probabilidade de *Outage*, consideremos a variável aleatória exponencial  $u$  para os coeficientes de canal com distribuição exponencial  $|h_{ij}|^2$ . Essa variável terá parâmetro  $\lambda_u$ , cuja função de distribuição cumulativa (CDF)  $F_u(u) = 1 - e^{-\lambda_u u}$  deve satisfazer:

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1}{\epsilon} F_u(\epsilon) = \lambda_u \quad (\text{C.5})$$

A partir das considerações em (B.4), considere uma função  $g(t)$  contínua sobre  $t = t_0$ , a

qual produz  $g(t) \rightarrow 0$  quando  $t \rightarrow t_0$ ; portanto (C.5) resulta:

$$\lim_{t \rightarrow t_0} \frac{1}{g(t)} F_u(g(t)) = \lambda_u \quad (\text{C.6})$$

Considere a proposição descrita em (C.7), com a simplificação de  $f(x, y) = \frac{xy}{(x+y+1)}$  e cujos resultados de probabilidade para funções contínuas sobre os intervalos  $t = t_0$  e  $h(t) \rightarrow 0$  quando  $t < t_0$  estão desenvolvidos na Seção C.1 deste Anexo.

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1}{g^2(\epsilon)} \Pr \left[ u + \epsilon \cdot f \left( \frac{v}{\epsilon}, \frac{w}{\epsilon} \right) < g(\epsilon) \right] = \frac{\lambda_u(\lambda_v + \lambda_w)}{2} \quad (\text{C.7})$$

Considerando ainda que a função  $h(t)$  é contínua sobre  $t = t_0$  e satisfaz  $h(t) \rightarrow 0$  quando  $t \rightarrow t_0$ , a equação (C.7) pode ser re-escrita:

$$\lim_{t \rightarrow t_0} \frac{1}{g^2(h(t))} \Pr \left[ u + h(t) \cdot f \left( \frac{v}{h(t)}, \frac{w}{h(t)} \right) < g(h(t)) \right] = \frac{\lambda_u(\lambda_v + \lambda_w)}{2} \quad (\text{C.8})$$

Utilizando-se de manipulação algébrica adicional, a equação (C.8) permite resolver o problema da aproximação da Probabilidade de *Outage* em cenários cooperativos, obtendo-se:

$$\Pr[I_{\text{coop}} < R] \approx \frac{2^{2R} - 1}{\gamma_{sd}} \frac{\frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{rd}^2}{\sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2}}{2\sigma_{sd}^2} \quad (\text{C.9})$$

na qual foram feitas as seguintes considerações e substituições:  $u = |h_{sd}|^2$ ,  $v = |h_{sr}|^2$  e  $w = |h_{rd}|^2$  representam variáveis aleatórias independentes exponenciais, com parâmetros  $\lambda_u = \sigma_{sd}^{-2}$ ,  $\lambda_v = \sigma_{sr}^{-2}$  e  $\lambda_w = \sigma_{rd}^{-2}$ , respectivamente;  $t = \gamma$ ,  $g(t) = t(2^{2R} - 1)$  e  $h(t) = \frac{1}{t} = \frac{1}{\gamma}$ .

## C.1 Prova dos Teoremas Estatísticos para Funções Exponenciais

Esse anexo serve como base para a construção das expressões de aproximação da Probabilidade de *Outage*, dado que são consideradas variáveis aleatórias exponenciais e estas possuem suas propriedades estatísticas, que serão usadas e derivadas adiante.

Neste trabalho o autor considerou todas os resultados da forma:

$$\lim_{t \rightarrow t_0} \frac{F_u(t)(g_1(t))}{g_2(t)} = \kappa \quad (\text{C.10})$$

sendo  $t$  a variável de interesse,  $F_u(t)(g_1(t))$  é a CDF,  $g_1(t)$  e  $g_2(t)$  são funções contínuas e  $\kappa$  é a constante. Essa expressão permite que seja feita análise do comportamento do limite da CDF das diversas combinações de variáveis aleatórias exponenciais.

Para se obter a expressão utilizada na aproximação da Probabilidade de *Outage* em cenários cooperativos, descrita pela equação (4.10), foi derivada uma expressão com a seguinte caracte-

terística:

$$u + \frac{vw}{v+w+1} = \frac{\lambda_u(\lambda_v + \lambda_w)}{2} \quad (\text{C.11})$$

onde a razão do tipo  $\frac{xy}{x+y+1}$  será denominada de  $f(x, y)$ , por simplificação.

A equivalência das expressões na equação (C.11) consiste primeiramente na prova da existência do limite inferior e do limite superior da função, e que estes limites sejam os mesmos, ou seja, são idênticos. Seja  $\delta$  um número real positivo,  $v$  e  $w$  variáveis aleatórias exponenciais com parâmetros  $\lambda_v$  e  $\lambda_w$ ; considere a seguinte definição:

$$r_\delta \triangleq \delta \cdot f\left(\frac{v}{\delta}, \frac{w}{\delta}\right) \quad (\text{C.12})$$

a qual é semelhante à definição de SNR para o cenário com *relay*, equação (4.13), com a variável de interesse  $\gamma_{ij}$  equivalente à  $\delta$ .

Seja ainda  $h(\delta) > 0$  uma função contínua com  $h(\delta) \rightarrow 0$  e  $\delta/h(\delta) \rightarrow d < \infty$  quando  $\delta \rightarrow 0$ . Reescrevendo a expressão  $f(x, y)$  e substituindo  $r_\delta$  e  $h(\delta)$ , o limite inferior pode ser escrito:

$$\begin{aligned} & \Pr[r_\delta < h(\delta)] \\ &= \Pr\left[\frac{1}{v} + \frac{1}{w} + \frac{\delta}{vw} \geq \frac{1}{h(\delta)}\right] \\ &\geq \Pr\left[\frac{1}{v} + \frac{1}{w} \geq \frac{1}{h(\delta)}\right] \\ &\geq \Pr\left[\max\left(\frac{1}{v}, \frac{1}{w}\right) \geq \frac{1}{h(\delta)}\right] \\ &= 1 - \Pr[v \geq h(\delta)]\Pr[w \geq h(\delta)] \\ &= 1 - e^{(-\lambda_v h(\delta))} e^{(-\lambda_w h(\delta))} \\ &= 1 - e^{[-(\lambda_v + \lambda_w)h(\delta)]} \end{aligned} \quad (\text{C.13})$$

Utilizando o resultado de (C.13) em (C.10), é possível escrever o limite inferior como:

$$\liminf_{\delta \rightarrow 0} \frac{1}{h(\delta)} \Pr[r_\delta < h(\delta)] \geq \lambda_v + \lambda_w \quad (\text{C.14})$$

É possível verificar ainda que a expressão encontrada assume valores sempre menores ou igual ao limite inferior proposto. Assim, se a expressão encontrada para o limite superior for a mesma, então esse será o limite da função. A seguir é desenvolvidas a prova para o limite

superior, considerando  $l > 1$  uma constante fixa.

$$\begin{aligned}
& \Pr[r_\delta < h(\delta)] \\
&= \Pr \left[ \frac{1}{v} + \frac{1}{w} + \frac{\delta}{vw} \geq \frac{1}{h(\delta)} \right] \\
&= \int_0^\infty \Pr \left[ \frac{1}{v} \geq \left( \frac{1}{h(\delta)} - \frac{1}{w} \right) \right] p_w(w) dw \\
&\leq \Pr[w < lh(\delta)] + \int_{lh(\delta)}^\infty \Pr \left[ \frac{1}{v} \geq \frac{\frac{1}{h(\delta)} - \frac{1}{w}}{1 + \frac{\delta}{w}} \right] p_w(w) dw
\end{aligned} \tag{C.15}$$

Para a primeira parte da equação C.15 sabe-se que:

$$\frac{\Pr[w < lh(\delta)]}{h(\delta)} \leq \lambda_w l \tag{C.16}$$

Já a segunda parte dessa equação é resolvida considerando um outra constante  $k > 1$ :

$$\begin{aligned}
& \int_{lh(\delta)}^\infty \Pr \left[ \frac{1}{v} \geq \frac{\frac{1}{h(\delta)} - \frac{1}{w}}{1 + \frac{\delta}{w}} \right] p_w(w) dw \\
&= \int_{kh(\delta)}^\infty \Pr \left[ \frac{1}{v} \geq \frac{\frac{1}{h(\delta)} - \frac{1}{w}}{1 + \frac{\delta}{w}} \right] p_w(w) dw + \int_{lh(\delta)}^{kh(\delta)} \Pr \left[ \frac{1}{v} \geq \frac{\frac{1}{h(\delta)} - \frac{1}{w}}{1 + \frac{\delta}{w}} \right] p_w(w) dw \\
&\leq \Pr \left[ \frac{1}{v} \geq \left( \frac{1 - \frac{1}{k}}{h(\delta) + \frac{\delta}{k}} \right) \right] + \lambda_w \int_{lh(\delta)}^{kh(\delta)} \Pr \left[ \frac{1}{v} \geq \frac{\frac{1}{h(\delta)} - \frac{1}{w}}{1 + \frac{\delta}{w}} \right] dw
\end{aligned} \tag{C.17}$$

no qual o primeiro termo da equação (C.17) resulta do fato de que:

$$\Pr \left[ \frac{1}{v} \geq \frac{\frac{1}{h(\delta)} - \frac{1}{w}}{1 + \frac{\delta}{w}} \right] \tag{C.18}$$

é sempre não-crescente em  $w$ , e o segundo termo da equação (C.17) vem do fato que:

$$p_w(w) = \lambda_w e^{-\lambda_w w} \leq \lambda_w \tag{C.19}$$

Agora, o primeiro termo de (C.17) satisfaz:

$$\frac{\Pr \left[ \frac{1}{v} \geq \frac{1 - \frac{1}{k}}{h(\delta) + \frac{\delta}{k}} \right]}{h(\delta)} \leq \lambda_v \frac{1 + \frac{\delta}{kh(\delta)}}{1 - \frac{1}{k}}, \tag{C.20}$$

Ainda, substituindo  $\frac{w}{h(\delta)} = w'$ , o segundo termo satisfaz:

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{h(\delta)} \int_{lh(\delta)}^{kh(\delta)} \Pr \left[ \frac{1}{v} \geq \frac{\frac{1}{h(\delta)} - \frac{1}{w}}{1 + \frac{\delta}{w}} dw \right] \\
&= h(\delta) \int_l^k \frac{1}{h(\delta)} \left( 1 - e \left[ -\frac{\lambda_v \left( h(\delta) + \frac{\delta}{w'} \right)}{1 - \frac{1}{w'}} \right] \right) dw' \\
&\leq h(\delta) \int_l^k \lambda_v \left( \frac{1 + \frac{\delta}{w'h(\delta)}}{1 - \frac{1}{w'}} \right) dw' \tag{C.21}
\end{aligned}$$

onde a última integral resulta em um número finito, para qualquer  $k > l > 1$  quando  $\delta \rightarrow 0$ .

Substituindo-se as equações (C.21) e (C.20) em (C.16):

$$\frac{1}{h(\delta)} \Pr[r_\delta < h(\delta)] \leq \lambda_w l + \lambda_v \left( \frac{1 + \frac{\delta}{kh(\delta)}}{1 - \frac{1}{k}} \right) + h(\delta) \int_l^k \lambda_v \left( \frac{1 + \frac{\delta}{w'h(\delta)}}{1 - \frac{1}{w'}} \right) dw' \tag{C.22}$$

e, conseqüentemente:

$$\limsup_{\delta \rightarrow 0} \frac{1}{h(\delta)} \Pr[r_\delta < h(\delta)] \leq \lambda_w l + \lambda_v \left( \frac{1 + \frac{d}{k}}{1 - \frac{1}{k}} \right), \tag{C.23}$$

desde que o limite da integral em (C.21) seja  $< \infty$  quando  $\delta \rightarrow 0$ , e assumindo que  $h(\delta) \rightarrow 0$  e  $\frac{\delta}{h(\delta)} \rightarrow d$  quando  $\delta \rightarrow 0$ .

As constantes  $k > l > 1$  são arbitrárias, de maneira particular os autores em (LANEMAN, 2002) optaram por  $k$  arbitrariamente grande e  $l$  arbitrariamente pequeno e próximo de 1. Assim,

$$\limsup_{\delta \rightarrow 0} \frac{1}{h(\delta)} \Pr[r_\delta < h(\delta)] \leq \lambda_w + \lambda_v \tag{C.24}$$

o qual quando combinado a (C.14) prova a existência do limite.

Depois de provar a existência do limite para as duas variáveis aleatórias exponenciais é necessário analisar o comportamento das expressões ao se adicionar mais uma variável aleatória exponencial. A prova restante da equação (C.11) está descrita a seguir.

Voltando à nossa equação de interesse, a equação (C.7), pode ser resolvida através de uma simplificação  $u' = \frac{u}{g(\epsilon)}$ :

$$\begin{aligned}
\Pr \left[ u + \epsilon \cdot f \left( \frac{v}{\epsilon}, \frac{w}{\epsilon} \right) < g(\epsilon) \right] &= \Pr[u + r_\epsilon < g(\epsilon)] \tag{C.25} \\
&= \int_0^{g(\epsilon)} \Pr[r_\epsilon < g(\epsilon) - u] p_u(u) du \\
&= g(\epsilon) \int_0^{g(\epsilon)} \Pr[r_\epsilon < g(\epsilon)(1 - u')] \lambda_u e^{-\lambda_u g(\epsilon) u'} du' \\
&= g^2(\epsilon) \int_0^1 (1 - u') \left[ \frac{\Pr[r_\epsilon < g(\epsilon)(1 - u')]}{g(\epsilon)(1 - u')} \right] \lambda_u e^{-\lambda_u g(\epsilon) u'} du'
\end{aligned}$$

Com  $\delta = \epsilon$  e  $h(\delta) = g(\epsilon)(1 - u')$  as aproximações  $\lambda_v + \lambda_w$  quando  $\epsilon \rightarrow 0$  são descritas como:

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1}{g^2(\epsilon)} \Pr[u + r_\epsilon < g(\epsilon)] = \lambda_u(\lambda_v + \lambda_w) \int_0^1 (1 - u') du = \frac{\lambda_u(\lambda_v + \lambda_w)}{2} \quad (\text{C.26})$$

Para validar a equação (C.26) com os limites superiores e inferiores desenvolvidos anteriormente, temos:

$$\begin{aligned} \liminf_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1}{g^2(\epsilon)} \Pr[u + r_\epsilon < g(\epsilon)] &\geq \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \int_0^1 \left( \frac{1 - e^{-(\lambda_v + \lambda_w)g(\epsilon)(1-u')}}{g(\epsilon)} \right) \lambda_u e^{-\lambda_u g(\epsilon)u'} du' \\ &= \lambda_u(\lambda_v + \lambda_w) \int_0^1 (1 - u') du' = \frac{\lambda_u(\lambda_v + \lambda_w)}{2} \end{aligned} \quad (\text{C.27})$$

A primeira igualdade acima é resultado do Teorema da Convergência Dominada (ADAMS; GUILLEMIN, 1996), após notado que o integrando é delimitado pelos limites inferior e superior e converge para a função  $\lambda_u(\lambda_v + \lambda_w)(1 - u')$ . Assim, utilizando o limite superior através das equações (C.25) e (C.24) temos:

$$\begin{aligned} &\limsup_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1}{g^2(\epsilon)} \Pr[u + r_\epsilon < g(\epsilon)] \\ &\leq \limsup_{\epsilon \rightarrow 0} \left( \frac{\lambda_v}{1 - \frac{1}{k}} + \lambda_w l \right) \int_0^1 (1 - u') \lambda_u e^{-\lambda_u g(\epsilon)u'} du' \\ &+ \limsup_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{\epsilon}{g(\epsilon)} \int_0^1 \frac{\lambda_v \lambda_u e^{-\lambda_u g(\epsilon)u'}}{k - 1} du' \\ &+ \limsup_{\epsilon \rightarrow 0} g(\epsilon) \int_0^1 (1 - u')^2 \int_l^k \lambda_v \left( \frac{1 + \frac{\epsilon}{w'g(\epsilon)(1-u')}}{1 - \frac{1}{w'}} \right) dw' \lambda_u e^{-\lambda_u g(\epsilon)u'} du' \\ &= \frac{\lambda_u \left[ \lambda_v \left( \frac{1+\kappa/k}{1-1/k} + \lambda_w l \right) \right]}{2} \end{aligned} \quad (\text{C.28})$$

onde a última igualdade resulta do fato que  $\frac{\epsilon}{g(\epsilon)} \rightarrow \kappa$  e a integral com limites entre  $l$  e  $k$ , interna, é finita para todo  $k > l > 1$ , mesmo quando  $\epsilon \rightarrow 0$ . Assim, finalmente, tem-se

$$\limsup_{\epsilon \rightarrow 0} \frac{1}{g^2(\epsilon)} \Pr[u + r_\epsilon < g(\epsilon)] \leq \frac{\lambda_u(\lambda_v + \lambda_w)}{2} \quad (\text{C.29})$$

## C.2 Probabilidade de *Outage* em Redes Cooperativas com o Efeito da Perda de Percurso

Essa subSeção agrupa 3 expressões para probabilidade de *outage*, sendo uma para caminho direto, uma para caminho com *relay* sem diversidade, e outra para combinação de sinal do caminho direto e caminho com *relay*, para aproveitamento de diversidade adicional.

Estas expressões possuem um pequena porém significativa mudança de comportamento ao inserir o modelo de perda de percurso no cômputo da SNR.

A expressão da Probabilidade de *Outage*, sem perda de percurso, tido como base de desen-

volvimento (LANEMAN; TSE; WORNELL, 2004) é dada por:

- Direto:

$$P_{out} \approx \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \cdot \frac{1}{\sigma_{sd}^2} \quad \text{sendo } \gamma = \frac{P|h_{sd}|^2}{P_n} \quad (\text{C.30})$$

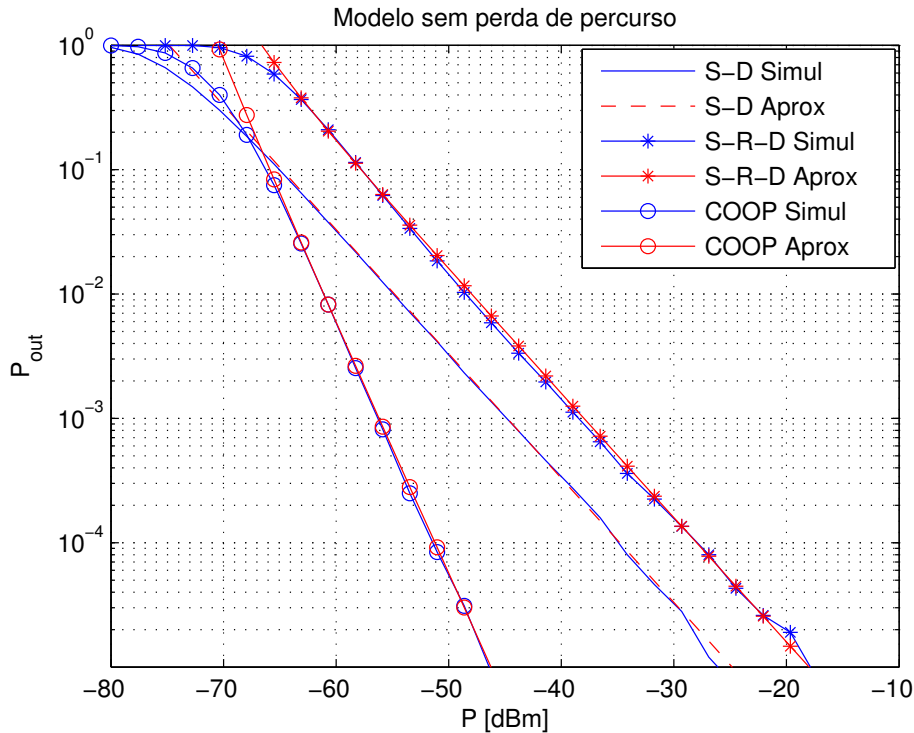
- Link Relay:

$$P_{out} \approx \left( \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right) \cdot \frac{\sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2}{2} \quad \text{sendo } \gamma = \frac{P|h_{sr}|^2 P_i |h_{rd}|^2}{PP_n |h_{sr}|^2 + P_i P_n |h_{rd}|^2 + P_n^2} \quad (\text{C.31})$$

- Direto + Link Relay:

$$P_{out} \approx \left( \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right) \cdot \frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{rd}^2}{2\sigma_{sd}^2} \quad \text{sendo } \gamma = \frac{P|h_{sd}|^2}{P_n} + \frac{P|h_{sr}|^2 P_i |h_{rd}|^2}{PP_n |h_{sr}|^2 + P_i P_n |h_{rd}|^2 + P_n^2} \quad (\text{C.32})$$

A Figura C.1 ilustra o comportamento dessas expressões, em função da potência de transmissão, sobre um ruído AWGN com PSD de  $-114$  dBm, equivalendo à uma potência de ruído de  $-71$  dBm em uma banda de 20 kHz:



**Figura C.1:** Probabilidade de *Outage* em Canais sem Efeito da Perda de Percurso.

O principal resultado que a Figura C.1 apresenta é de que a  $P_{out}$  em *link* S-R-D é pior que a  $P_{out}$  em *link* S-D. Esse cenário ilustra casos em que não há aproveitamento de diversidade, e o nó receptor só recebe um dos sinais.

Agora, é considerada a expressão da probabilidade de *outage*, com perda de percurso, resultado equivalente ao de (HOSSAIN; KIM; BHARGAVA, 2011):

- Direto:

$$P_{out} \approx \frac{2^R - 1}{\gamma} \cdot \frac{1}{\sigma_{sd}^2} \quad \text{sendo } \gamma = \frac{P_{\varrho_{sd}} |h_{sd}|^2}{P_n} \quad (\text{C.33})$$

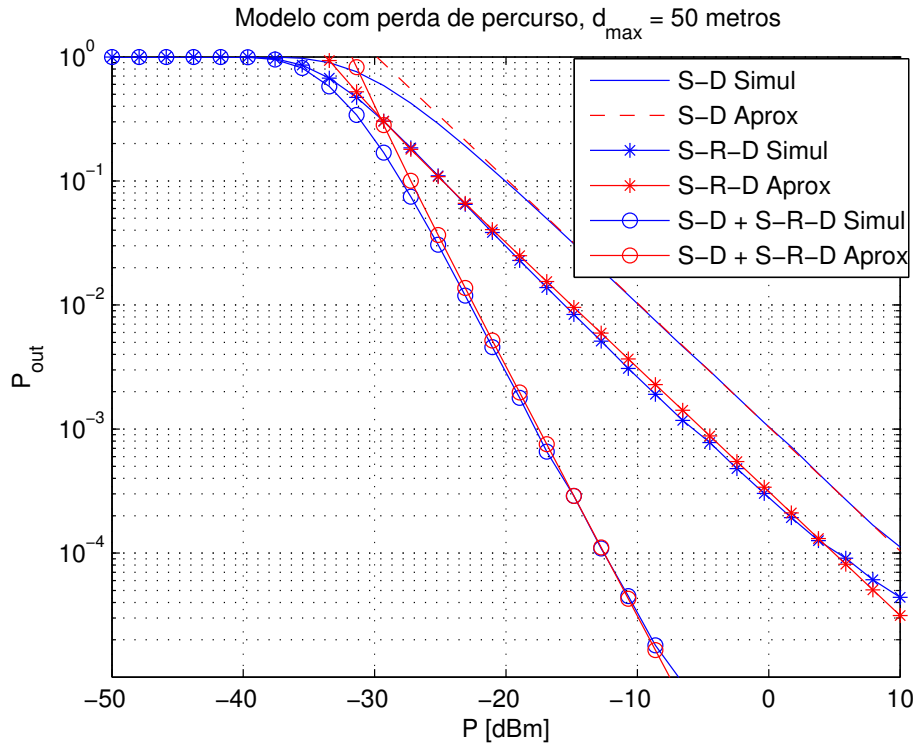
- Link Relay:

$$P_{out} \approx \left( \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right) \cdot \frac{\sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2}{2} \quad \text{sendo } \gamma = \frac{P_{\varrho_{sr}} |h_{sr}|^2 P_{i\varrho_{rd}} |h_{rd}|^2}{P_{\varrho_{sr}} P_n |h_{sr}|^2 + P_{i\varrho_{rd}} P_n |h_{rd}|^2 + P_n^2} \quad (\text{C.34})$$

- Direto + Link Relay:

$$P_{out} \approx \left( \frac{2^{2R} - 1}{\gamma} \right) \cdot \frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{rd}^2}{2\sigma_{sd}^2} \quad \text{sendo } \gamma = \frac{P_{\varrho_{sd}} |h_{sd}|^2}{P_n} + \frac{P_{\varrho_{sr}} |h_{sr}|^2 P_{i\varrho_{rd}} |h_{rd}|^2}{P_{\varrho_{sr}} P_n |h_{sr}|^2 + P_{i\varrho_{rd}} P_n |h_{rd}|^2 + P_n^2} \quad (\text{C.35})$$

A Figura C.2 ilustra o comportamento dessas expressões, em função da potência de transmissão, sobre o mesmo ruído, para uma distância de 50 metros e expoente de perda de percurso igual a 4:



**Figura C.2:** Probabilidade de *Outage* em Canais com Efeito da Perda de Percurso;  $d = 50$  metros.

O resultado interessante é que quando considerado o perda de percurso, a  $P_{out}$  do *link* S-R-D é menor e melhor que a  $P_{out}$  do *link* S-D, como mostram as Figuras C.1 e C.2, que foram dispostas lado a lado para comparação:



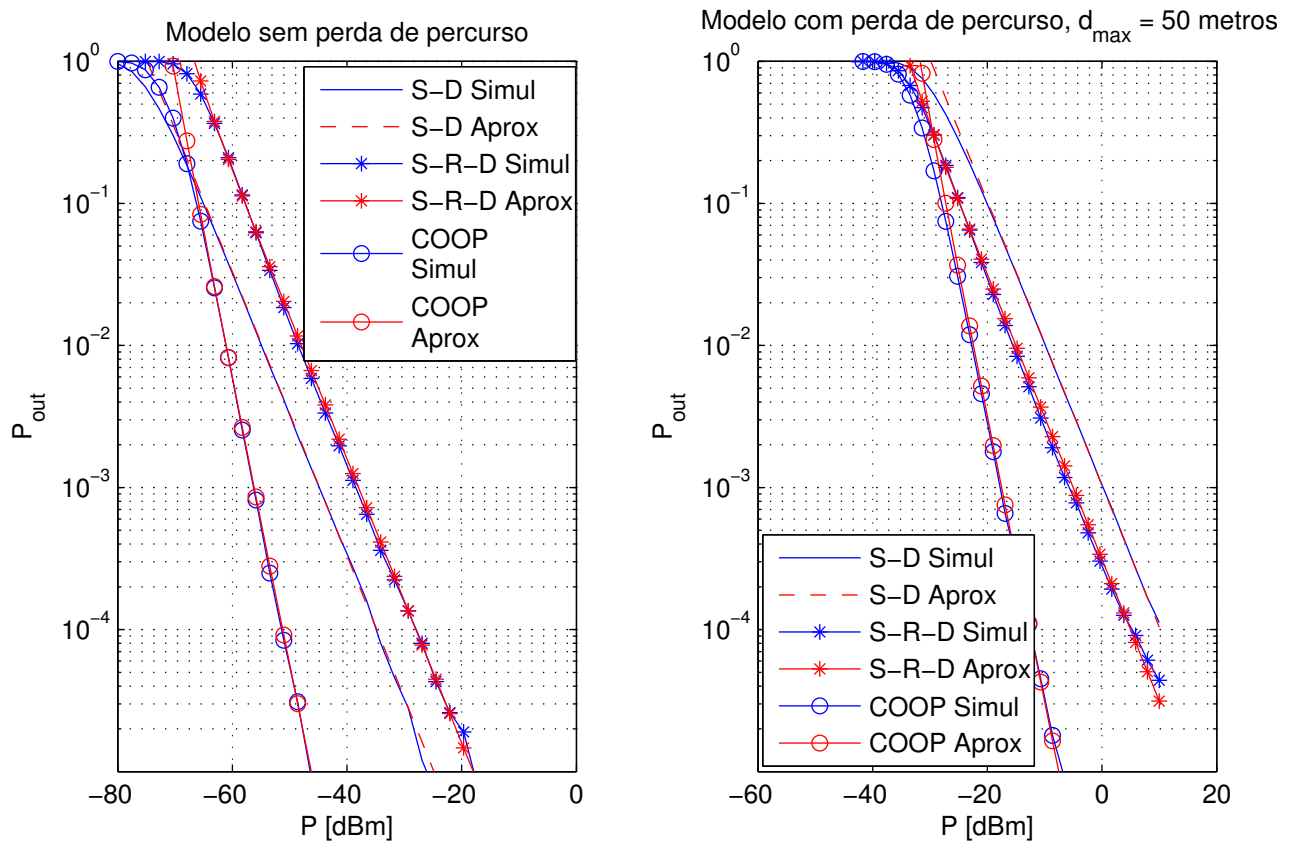


Figura C.3: Comparação da Probabilidade de *Outage* e o Efeito da Perda de Percurso.

# Referências

- ABDULHADI, S.; NAEEM, M.; JASEEMUDDIN, M.; ANPALAGAN, A. Optimized packet size for energy efficient cooperative wireless ad-hoc networks. In: *International Conference on Communications Workshops (ICC)*. Budapest: IEEE, 2013. (ICC '13), p. 581–585.
- ADAMS, M.; GUILLEMIN, V. *Measure Theory and Probability*. Birkhäuser Boston, 1996. (The Wadsworth & Brooks/Cole Mathematics Series). ISBN 9780817638849. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=LFgcCbJ9BccC>>.
- BLETSAS, A.; KHISTI, A.; REED, D.; LIPPMAN, A. A simple cooperative diversity method based on network path selection. *IEEE Jour. Sel. Areas in Comm.*, v. 24, n. 3, p. 659 – 672, march 2006. ISSN 0733-8716.
- BRANTE, G.; PERON, G. de S.; SOUZA, R. D.; ABRAO, T. Distributed fuzzy logic-based relay selection algorithm for cooperative wireless sensor networks. *Sensors Journal, IEEE*, v. 13, n. 11, p. 4375–4386, Nov 2013. ISSN 1530-437X.
- BRANTE, G. G. D. O. *Esquemas eficientes de comunicação digital e analógica com diversidade espacial e cooperativa*. 112 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica e Informática Industrial) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2013.
- CHEN, T.; KIM, H.; YANG, Y. Energy efficiency metrics for green wireless communications. *Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2010 International Conference on*, p. 1–6, Out. 2010.
- CHEN, X.; SIU, T.-W.; ZHOU, Q.; LAU, F. High-snr analysis of opportunistic relaying based on the maximum harmonic mean selection criterion. *Signal Processing Letters, IEEE*, v. 17, n. 8, p. 719 –722, aug. 2010. ISSN 1070-9908.
- CHEN, X.; ZHOU, Q. F.; SIU, T. W.; LAU, F. C.-M. Asymptotic analysis of opportunistic relaying based on the max-generalized-mean selection criterion. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 10, n. 4, p. 1050–1057, 2011.
- COVER, T.; THOMAS, J. *Elements of Information Theory*. Wiley, 2006. ISBN 9780471748816. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=EuhBluW31hsC>>.
- CUI, S.; GOLDSMITH, A.; BAHAI, A. Energy-efficiency of mimo and cooperative mimo techniques in sensor networks. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 22, n. 6, p. 1089–1098, Aug 2004. ISSN 0733-8716.
- DOHLER, M.; LI, Y. *Cooperative communications: hardware, channel & PHY*. Chichester, West Sussex, U.K., Hoboken, NJ: Wiley, 2010. ISBN 978-0-470-99768-0. Disponível em: <<http://opac.inria.fr/record=b1134215>>.
- DU, K.; SWAMY, N. *Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies*. Cambridge University Press, 2010. ISBN 9781139485760. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=5dGjKLawsTkC>>.
- ESCRIG, B. Optimal cooperative mac protocol with efficient selection of relay terminals. In: *Proceedings of the 7th International Conference on Mobile Ad-hoc and Sensor Networks*. San Francisco, CA: IEEE Computer Society, 2010. (MSN '10), p. 576 –581. ISSN 2155-6806.

- GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. New York, NY, USA: Cambridge, 2005. ISBN 9780521837163.
- GOODMAN, D. J.; MANDAYAN, N. B. Power control for wireless communication. *IEEE Personal Communication Magazine*, v. 7, n. 4, p. 48–54, Abr. 2000.
- HAYKIN, S. *Communication systems*. Wiley, 2001. ISBN 9780471178699. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=ieZSAAAAMAAJ>>.
- HAYKIN, S.; MOHER, M. *Modern Wireless Communication*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 2004. ISBN 0130224723.
- HONG, Y.-W.; SCAGLIONE, A. Energy-efficient broadcasting with cooperative transmissions in wireless sensor networks. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, v. 5, n. 10, p. 2844–2855, Oct 2006. ISSN 1536-1276.
- HOSSAIN, E.; KIM, D. I.; BHARGAVA, V. K. *Cooperative Cellular Wireless Networks*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2011. ISBN 0521767121, 9780521767125.
- HU, Y.; GROSS, J.; SCHMEINK, A.; WANG, T. Maximizing energy efficiency for multiple df relay system with QoS constraint. In: *The Tenth International Symposium on Wireless Communication Systems 2013*. Ilmenau, Germany: RWTH Aachen University, 2013. (ISWCS '10), p. 419–423.
- IBRAHIM, A.; SADEK, A.; SU, W.; LIU, K. Cooperative communications with relay-selection: when to cooperate and whom to cooperate with? *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, v. 7, n. 7, p. 2814–2827, 2008. ISSN 1536-1276.
- JAYAWEERA, S. Virtual mimo-based cooperative communication for energy-constrained wireless sensor networks. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, v. 5, n. 5, p. 984–989, May 2006. ISSN 1536-1276.
- JESZENSKY, P. *Sistemas Telefonicos*. MANOLE, 2004. ISBN 9788520416228. Disponível em: <<http://books.google.com.br/books?id=ZoCtCwdWhX0C>>.
- JING, Y. A relay selection scheme for two-way amplify-and-forward relay networks. In: *International Conference on Wireless Communications Signal Processing, 2009*. Nanjing, China: IEEE, 2009. (WCSP '09), p. 1–5.
- JING, Y.; JAFARKHANI, H. Single and multiple relay selection schemes and their achievable diversity orders. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, v. 8, n. 3, p. 1414–1423, march 2009. ISSN 1536-1276.
- JUNG, J. W.; WEITNAUER, M. On using cooperative routing for lifetime optimization of multi-hop wireless sensor networks: Analysis and guidelines. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 61, n. 8, p. 3413–3423, August 2013. ISSN 0090-6778.
- KATZ, M.; SHAMAI, S. Relaying protocols for two colocated users. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 6, p. 2329–2344, June 2006. ISSN 0018-9448.
- KNUTH, D. E. *The art of computer programming, 3 vols*. Second. Reading, Massachusetts: Addison-Wesley, 1981. Vol 1: Fundamental algorithms; vol 2: Seminumerical algorithms; vol 3: Sorting and searching;.
- KRIKIDIS, I. Relay selection for two-way relay channels with mabc df: A diversity perspective. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, v. 59, n. 9, p. 4620–4628, nov. 2010. ISSN 0018-9545.

- KRIKIDIS, I.; THOMPSON, J.; MCLAUGHLIN, S.; GOERTZ, N. Amplify-and-forward with partial relay selection. *Communications Letters, IEEE*, v. 12, n. 4, p. 235–237, 2008. ISSN 1089-7798.
- KWON, H.; BIRDSALL, T. Channel capacity in bits per joule. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, v. 11, n. 1, p. 97–99, Jan 1986. ISSN 0364-9059.
- LANEMAN, J.; WORNELL, G.; TSE, D. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks. In: *Information Theory, 2001. Proceedings. 2001 IEEE International Symposium on*. Washington, DC: IEEE, 2001. p. 294.
- LANEMAN, J. N. *Cooperative diversity in wireless networks: algorithms and architectures*. Tese (Doutorado) — Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts, 2002.
- LANEMAN, J. N.; TSE, D. N. C.; WORNELL, G. W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior. *IEEE Trans. Inform. Theory*, v. 50, p. 3062–3080, 2004.
- LANEMAN, J. N.; WORNELL, G. W. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks. *IEEE Transactions of Information Theory*, v. 49, p. 2415–2425, 2003.
- LEE, I.-H. Outage performance of efficient partial relay selection in amplify-and-forward relaying systems over rayleigh fading channels. *Communications Letters, IEEE*, v. 16, n. 10, p. 1644–1647, 2012. ISSN 1089-7798.
- LI, W.; LI, J.; FAN, P. Optimal data rate and opportunistic scheme on network coding over rayleigh fading channels. In: *Proceedings of the Fifth International Conference on Mobile Ad-hoc and Sensor Networks*. Washington, DC, USA: IEEE Computer Society, 2009. (MSN '09), p. 257–264. ISBN 978-0-7695-3935-5. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/MSN.2009.32>>.
- LIU, K. J. R.; SADEK, A. K.; SU, W.; KWASINSKI, A. *Cooperative Communications and Networking*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2009. ISBN 0521895138, 9780521895132.
- MANSOURKIAIE, F.; AHMED, M.; GADALLAH, Y. Minimizing the probability of collision in wireless sensor networks using cooperative diversity and optimal power allocation. In: *9th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 2013*. Cagliari, IT: IEEE, 2013. p. 120–124.
- MELVIN, S.; ILOW, J. Equi-spaced relay selection in cooperative communication networks with power control. In: *Proceedings of the IFIP Wireless Days Conference 2011*. Niagara Falls, ON, Canada: IEEE, 2011. p. 1–3. ISBN 978-1-4577-2027-7.
- MIAO, G.; HIMAYAT, N.; LI, Y. G.; SWAMI, A. Cross-layer optimization for energy-efficient wireless communications: A survey. *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, John Wiley and Sons Ltd., Chichester, UK, v. 9, n. 4, p. 529–542, abr. 2009. ISSN 1530-8669. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1002/wcm.v9:4>>.
- MOLINA, B.; PALAU, C.; FORTINO, G.; GUERRIERI, A.; SAVAGLIO, C. Empowering smart cities through interoperable sensor network enablers. In: *Systems, Man and Cybernetics (SMC), 2014 IEEE International Conference on*. San Diego, CA: IEEE, 2014. p. 7–12.
- MORAGREGA, A.; IBARS, C.; GENG, Y. Energy efficiency of a cooperative wireless sensor network. In: *Second International Workshop on Cross Layer Design, 2009*. Palma de Mallorca: IEEE, 2009. (IWCLD '09), p. 1–5.

- NAM, Y.-H.; LIU, L.; WANG, Y.; ZHANG, C.; CHO, J.; HAN, J.-K. Cooperative communication technologies for lte-advanced. In: *International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing (ICASSP)*. Dallas, Texas, USA: IEEE, 2010. p. 5610–5613. ISSN 1520-6149.
- NGUYEN, D.; KRUNZ, M. Cooperative mimo in wireless networks: recent developments and challenges. *Network, IEEE*, v. 27, n. 4, p. 48–54, July 2013. ISSN 0890-8044.
- NIE, C.; LIU, P.; KORAKIS, T.; ERKIP, E.; PANWAR, S. S. Cooperative relaying in next-generation mobile wimax networks. *IEEE Transaction Vehicular Technology*, v. 3, n. 62, p. 1399–1405, 2013.
- NOSRATINIA, A.; HUNTER, T. E.; HEDAYAT, A. Cooperative communication in wireless networks. *IEEE Communications Magazine*, v. 42, n. 10, p. 74–80, 2004.
- PIMENTEL, C. J. L. *Comunicação Digital*. Rio de Janeiro: Brasport, 2007.
- PROAKIS, J. *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill Higher Education, 1995. (Communications and signal processing). ISBN 9780070517264.
- QURESHI, S.; JAVEED, A.; SOHAIB, S. Lifetime analysis and ber performance trade-off in wireless sensor networks and cooperative wireless networks. In: *Emerging Technologies (ICET), 2013 IEEE 9th International Conference on*. Islamabad, Pakistan: IEEE, 2013. p. 1–5.
- SARAYDAR, C.; MANDAYAM, N.; GOODMAN, D. Efficient power control via pricing in wireless data networks. *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, n. 2, p. 291–303, Feb. 2002.
- SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity - part i: System description. *IEEE Trans. Commun*, v. 51, p. 1927–1938, 2003.
- SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity - part ii: Implementation aspects and performance analysis. *IEEE Transactions on Communications*, v. 51, p. 1939–1948, 2003.
- SHAH, V.; MEHTA, N. B.; YIM, R. Splitting algorithms for fast relay selection: generalizations, analysis, and a unified view. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, p. 1525–1535, 2010.
- SHANNON, C. A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal*, v. 27, p. 379–423, 623–656, 1948.
- SILVA, N. S.; ABRÃO, T.; CIRIACO, F. Relay selection methods for wireless sensor networks: Performance-complexity tradeoff. In: *XXXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*. Fortaleza, CE: Sociedade Brasileira de Telecomunicações, 2013. (SBRT13), p. 1 – 5.
- STUBER, G. L. *Principles of Mobile Communication*. 1st. ed. Norwell, MA, USA: Kluwer Academic Publishers, 1996. ISBN 0792397320.
- SU, W.; LIU, X. On optimum selection relaying protocols in cooperative wireless networks. *IEEE Transactions Communications*, v. 58, p. 52–57, Jan. 2010.
- VADIVEL, G.; MUNDADA, K.; KANJALKAR, P. Failsafe wireless sensor network using cooperative communication. In: *Advances in Electrical Engineering (ICAEE), 2014 International Conference on*. Tamilnadu, India: IEEE, 2014. p. 1–4.

- WANG, C.-X.; HAIDER, F.; GAO, X.; YOU, X.-H.; YANG, Y.; YUAN, D.; AGGOUNE, H.; HAAS, H.; FLETCHER, S.; HEPSAYDIR, E. Cellular architecture and key technologies for 5g wireless communication networks. *Communications Magazine, IEEE*, v. 52, n. 2, p. 122–130, February 2014. ISSN 0163-6804.
- WANG, G.; XIANG, W.; YUAN, J.; HUANG, T. Outage performance of analog network coding in generalized two-way multi-hop networks. In: IEEE. *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2011 IEEE*. Cancun, Quintana Roo, 2011. (WCNC '2011), p. 1988–1993.
- WANG, Z.; GIANNAKIS, G. A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 51, n. 8, p. 1389–1398, Aug 2003. ISSN 0090-6778.
- YANG, Y.; GE, J.; JI, Y.; GAO, Y. Performance analysis and instantaneous power allocation for two-way opportunistic amplify-and-forward relaying. *Communications, IET*, v. 5, n. 10, p. 1430–1439, July 2011. ISSN 1751-8628.
- ZARIFI, K.; ABUTHINIEN, M.; GHAYEB, A.; AFFES, S. Relay selection schemes for uniformly distributed wireless sensor networks. In: *Wireless Communications and Networking Conference*. Budapest, Hungary: IEEE Communications Society, 2009. (WCNC'09), p. 237–242. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/WCNC.2009.4917942>>.
- ZHENG, J.; BAI, B.; LI, Y. Outage-optimal opportunistic relaying for two-way amplify and forward relay channel. *Electronics Letters*, v. 46, n. 8, p. 595–597, 2010. ISSN 0013-5194.

## Apêndice A – Cálculo da SNR para Seleção de *Relays* em 2 *Hops*

A definição de SNR para cenários cooperativos com protocolo Amplifica e Transmite em 1 *hop* com variância do ruído unitária é dada por:

$$\gamma_{coop} = \frac{PP_i \varrho_{si} \varrho_{id} |h_{si} h_{id}|^2}{P_i \varrho_{id} |h_{id}|^2 + P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + 1}$$

sendo  $P_i$  a potência de transmissão do *relay*,  $P$  a potência de transmissão do nó transmissor,  $\varrho_{ij}$  o efeito da perda de percurso entre o percurso de  $i$  à  $j$ , sendo  $i$  e  $j$  os nós transmissor, *relay* ou nó destino,  $h_{ij}$  o coeficiente de canal entre  $i$  e  $j$  e  $\eta_i$  o ruído aditivo Gaussiano.

No primeiro *time slot* a informação é enviada pelo transmissor e recebida no  $i$ -ésimo *relay*, dada por :

$$r_i = \sqrt{P \varrho_{si}} h_{si} b + \eta_i \quad (\text{A.1})$$

sendo  $P$  é a potência de transmissão do transmissor,  $\varrho_{si}$  é o efeito resultante da perda de percurso entre o percurso de  $s$  à  $i$ ,  $h_{si}$  é o coeficiente de canal entre  $s$  e  $i$  que pode ser escrito também como  $h_{si} = |h_{si}| e^{j\theta_{si}}$ , onde  $\theta_{si} = \angle(h_{si})$ ,  $\eta_i \sim \mathcal{N}(0; \sigma_n^2)$  é o ruído AWGN no  $i$ -ésimo *relay* com média zero e variância  $\sigma_n^2$ ,  $b$  é a informação de um conjunto de  $M$  símbolos considerando modulação  $M$ -QAM.

Ele cancela o efeito da fase no sinal recebido, resultando em  $\tilde{r}_i$ :

$$\tilde{r}_i = r_i \cdot e^{-j\theta_{si}} \quad (\text{A.2})$$

O *relay* amplifica o sinal através de um coeficiente  $\alpha_i$ :

$$\alpha_i = \kappa_i \cdot \frac{\sqrt{P_i}}{\sqrt{P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + P_n}} \quad (\text{A.3})$$

A variável binária  $\kappa_i$  indica se o *relay* transmitiu ( $\kappa_i = 1$ ) ou não ( $\kappa_i = 0$ ),  $P_i$  é a potência de transmissão do *relay* e  $P_n$  é a potência de ruído. É considerado que o *relay* transmite com potência  $P_i$  ou não transmite. Depois de amplificado, o sinal enviado pelo *relay* é recebido no

$j$ -ésimo relay:

$$r_j = r_i \alpha_i \cdot \sqrt{\varrho_{ij}} h_{ij} + \eta_j \quad (\text{A.4})$$

Substituindo em (A.4) resulta:

$$r_j = \frac{\sqrt{P P_i \varrho_{si}} h_{si} b}{\sqrt{P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + P_n}} \cdot \sqrt{\varrho_{ij}} h_{ij} + \frac{\sqrt{P_i} \eta_i}{\sqrt{P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + P_n}} \cdot \sqrt{\varrho_{ij}} h_{ij} + \eta_j \quad (\text{A.5})$$

Em seguida o sinal é amplificado pelo  $j$ -ésimo relay e transmitido ao destino:

$$r_d = r_j \alpha_j \cdot \sqrt{\varrho_{jd}} h_{jd} + \eta_d \quad (\text{A.6})$$

Substituindo (A.5) em (A.6):

$$\begin{aligned} r_d = & \frac{\sqrt{P P_i P_j \varrho_{si} \varrho_{ij} \varrho_{jd}} h_{si} h_{ij} h_{jd} b}{\sqrt{P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + P_n} \sqrt{P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P_n}} + \frac{\sqrt{P_i P_j \varrho_{ij} \varrho_{jd}} h_{ij} h_{jd} \eta_i}{\sqrt{P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + P_n} \sqrt{P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P_n}} \\ & + \frac{\sqrt{P_j \varrho_{jd}} h_{jd} \eta_j}{\sqrt{P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P_n}} + \eta_d \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

é possível separar o que é ruído e o que é o sinal:

$$\begin{aligned} r_d = & \underbrace{\frac{\sqrt{P P_i P_j \varrho_{si} \varrho_{ij} \varrho_{jd}} h_{si} h_{ij} h_{jd} b}{\sqrt{P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + P_n} \sqrt{P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P_n}}}_{\text{sinal}} + \underbrace{\frac{\sqrt{P_i P_j \varrho_{ij} \varrho_{jd}} h_{ij} h_{jd} \eta_i}{\sqrt{P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + P_n} \sqrt{P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P_n}}}_{\text{ruído em } i} \\ & + \underbrace{\frac{\sqrt{P_j \varrho_{jd}} h_{jd} \eta_j}{\sqrt{P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P_n}}}_{\text{ruído em } j} + \underbrace{\eta_d}_{\text{ruído no destino}} \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

A partir de  $r_d$  e considerando a variância do ruído como unitária, a SNR para 2 hops é finalmente obtida:

$$\gamma^{2h} = \frac{P P_i P_j \varrho_{si} \varrho_{ij} \varrho_{jd} |h_{si}|^2 |h_{ij}|^2 |h_{jd}|^2}{P_i P_j \varrho_{ij} \varrho_{jd} |h_{ij} h_{jd}|^2 + P P_j \varrho_{si} \varrho_{jd} |h_{si} h_{jd}|^2 + P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P P_i \varrho_{si} \varrho_{ij} |h_{si} h_{ij}|^2} \quad (\text{A.9})$$

De maneira simplificada, resulta:

$$\gamma^{2h} = \frac{P P_i P_j \varrho_{si} \varrho_{ij} \varrho_{jd} |h_{si}|^2 |h_{ij}|^2 |h_{jd}|^2}{P_j \varrho_{jd} |h_{jd}|^2 (P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 + P \varrho_{si} |h_{si}|^2) + P_i \varrho_{ij} |h_{ij}|^2 (P \varrho_{si} |h_{si}|^2 + 1) + P \varrho_{si} |h_{si}|^2} \quad (\text{A.10})$$