

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Dimas Irion Alves

**ESQUEMAS DE COMUNICAÇÃO COOPERATIVA BASEADOS
EM PROTOCOLOS HÍBRIDOS PARA REDES MARC**

Florianópolis

2015

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

Dimas Irion Alves

**ESQUEMAS DE COMUNICAÇÃO COOPERATIVA BASEADOS
EM PROTOCOLOS HÍBRIDOS PARA REDES MARC**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D.

Coorientador: Prof. Renato Machado, Dr.

Florianópolis

2015

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Alves, Dimas Irion

Esquemas de Comunicação Cooperativa Baseados em
Protocolos Híbridos para Redes MARC / Dimas Irion Alves ;
orientador, Bartolomeu F. Uchôa Filho ; coorientador,
Renato Machado. - Florianópolis, SC, 2015.
105 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Comunicações Cooperativas. 3.
Redes MARC. 4. Esquemas de Transmissão Cooperativos. 5.
Análise Assintótica de BER. I. Uchôa Filho, Bartolomeu F..
II. Machado, Renato. III. Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
IV. Título.

Dimas Irion Alves

ESQUEMAS DE COMUNICAÇÃO COOPERATIVA BASEADOS EM PROTOCOLOS HÍBRIDOS PARA REDES MARC

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, área de concentração Comunicações e Processamento de Sinais, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 13 de Julho de 2015.

Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D.
Orientador

Prof. Andrei Piccinini Legg, Dr., UFSCM

Prof. Carlos Aurelio Faria Da Rocha, Dr., UFSC

Prof. Walter Pereira Carpes Júnior, Dr., UFSC

Dedico este trabalho a minha mãe Maria do Carmo Oliveira Irion e a minha namorada Bibiana Petri da Silveira.

“Toute réussite déguise une abdication.”

Simone de Beauvoir

Agradecimentos

Agradeço a minha mãe, Maria do Carmo Oliveira Irion, por todo trabalho, carinho e dedicação, para moldar meu caráter e minha personalidade. Pela confiança depositada, pela paciência e pelo apoio incondicional. Por todos os desafios enfrentados e problemas vivenciados, para me proporcionar uma educação e vida de qualidade.

A minha namorada Bibiana Petri da Silveira por todo seu carinho, amor e compreensão. Por todas as palavras de incentivo, pela paciência e espera, devido à distância. Por todas as viagens cansativas a Florianópolis e por ser meu porto seguro.

A Verli Fátima Petri da Silveira pelos valorosos conselhos, por toda a atenção e apoio. Agradeço, também, pelo auxílio com a dissertação.

Ao professor, orientador e amigo Bartolomeu F. Uchôa Filho, pela paciência e dedicação na orientação durante o período de mestrado. Agradeço pelo tempo dedicado a mim, em reuniões, conversas e revisões. Pelos sábios conselhos, pelas palavras de incentivo e pelas palavras de amizade. O senhor tornou a experiência do mestrado muito mais agradável e proveitosa, além de ter me proporcionado um grande crescimento, acadêmico e pessoal.

Ao professor, coorientador e amigo Renato Machado, por todo o tempo dedicado a mim durante nossas reuniões, estando o senhor em Santa Maria ou na Suécia. Pela dedicação e sábios conselhos, pelas conversas amistosas e pelos momentos de descontração. Por todo o apoio e auxílio durante os desafios que surgiram no período de mestrado. Por todas as oportunidades proporcionadas e pela confiança depositada.

Aos colegas Crístian Müller e José Clair de Menezes Júnior, pela parceria formada durante o período de disciplinas, pelas tardes e noites de

estudo, pelas conversas e pelos momentos de descontração. Ao Crístian em especial pela parceria formada durante a pesquisa e pelo auxílio com a dissertação.

Aos colegas e demais professores do GPqCom, por toda atenção, companheirismo e apoio. Por todas as discussões, dificuldades e problemas enfrentados em conjunto e por todas as comemorações, congressos, jogos e intervalos que geraram laços de amizade.

Aos colegas, professores do IFSC, pelo incentivo, pelos valiosos ensinamentos e pelos momentos de descontração. Suas palavras e estes momentos foram de extrema importância.

Aos meus amigos, por todos os conselhos, problemas e situações enfrentadas. O companheirismo de vocês foi extremamente necessário para a conclusão deste trabalho.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo auxílio financeiro concedido.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Resumo

Nesta dissertação são propostos dois esquemas cooperativos de transmissão para sistemas com canal *relay* de múltiplo acesso (*Multiple Access Relay Channel* - MARC). O primeiro esquema proposto consiste em uma técnica incremental multiusuário que combina o protocolo decodifica, remodula e encaminha (*Decode-Remodulate-and-Forward* - DreMF) e a técnica de transmissão de seleção de antenas, com intuito de garantir ao sistema um bom compromisso entre taxa de transmissão e desempenho de taxa de erros. O segundo esquema proposto consiste em uma técnica multiusuário baseada em seleção dinâmica de antena/*relay*, utilizando os protocolos amplifica e encaminha (*Amplify-and-Forward* - AF) e DreMF. Este esquema visa proporcionar uma extensão da área de cobertura do sistema, além de um ganho de diversidade, ao custo de uma pequena perda de taxa de transmissão. Neste documento são apresentados resultados de simulação e análises teóricas a fim de avaliar o desempenho dos esquemas propostos.

Palavras-chave: Comunicações cooperativas, MARC, DreMF, estação *relay*, múltiplas antenas, sistemas multiusuário

Abstract of thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

Abstract

In this thesis, two cooperative transmission schemes for Multiple Access Relay Channel (MARC) systems are proposed. The first proposed scheme is an incremental multiuser technique that combines the Decode-Remodulate-and-Forward (DreMF) protocol and the antenna selection transmission technique aiming to assure a good system tradeoff between data rate and error rate performance. The second proposed scheme is a multiuser technique based on dynamic antenna/relay selection, using the Amplify-and-Forward (AF) and DreMF protocols. This scheme aims at providing an extension to the system coverage area as well as a diversity gain at the cost of a small transmission rate loss. Throughout this document, simulation results and theoretical analysis are presented in order to evaluate the performance of the proposed schemes.

Keywords: Cooperative communications, MARC, DreMF, relay station, multiple antennas, multiuser system

Lista de Figuras

1	Modelo de comunicação para um sistema MIMO.	34
2	Comparação de desempenho entre as técnicas SC, MRC e EGC, para $M_r = 2$	37
3	Comparação de desempenho entre as técnicas de Alamouti e MRC.	40
4	Esquemas de transmissão direta e cooperativa.	44
5	Modelo de rede cooperativa com um <i>relay</i>	46
6	Principais protocolos utilizados em comunicações cooperativas.	47
7	Protocolo AF para uma rede cooperativa com um <i>relay</i>	48
8	Protocolo DF para uma rede cooperativa com um <i>relay</i>	50
9	Modelo do sistema utilizado para o Esquema Proposto 1.	56
10	Curvas de BER do esquema proposto para $N = 2$ e $M = 1$	74
11	Curvas de BER do esquema proposto para $N = 3$ e $M = 1$	74
12	Curvas de BER do esquema proposto para $N = 4$ e $M = 1$	75
13	Curvas de BER do esquema proposto para $N = 2$ fontes QPSK e $N = 4$ fontes BPSK, com $M = 1$	76
14	Curvas de BER do esquema proposto para $N = 2$ e $M > 1$. ..	76
15	Curvas de BER do esquema proposto para uma melhor aproximação de $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$, com $N = 2$ e $M > 1$	77
16	Curvas de taxa de transmissão do esquema proposto para diferentes valores de N	78
17	Comparação entre os esquemas, com e sem a otimização, para $N = 2$	79
18	Comparação entre os esquemas, com e sem a otimização, para $N = 3$	80

19	Comparação entres os esquemas, com e sem modificação, para $N = 2$	81
20	Comparação entre os esquemas, com e sem modificação, para $N = 3$	81
21	Modelo do Sistema com uma estação <i>relay</i> contendo múltiplas antenas.	84
22	Modelo do sistema aplicado ao canal de <i>downlink</i> de um sistema LTE.	85
23	Curvas de BER do esquema proposto, para $N_1 = N_2 = 1$ e $M = 1$	93
24	Curvas de BER do esquema proposto, para $N_1 = N_2 = 3$ e $M = 3$	93
25	Curvas de BER do esquema proposto, para $N_1 = N_2 = 5$ e $M = 5$	94
26	Curvas de BER do esquema proposto, para $N_1 = N_2 = 1, 3, 5, 7$ e $M = 3$	95

Lista de Tabelas

1	Utilização do <i>Relay</i> , para diferentes números de fontes.....	78
2	Perda de Taxa do esquema proposto, para SNR = 20 dB.	78
3	Taxa de transmissão do esquema proposto.	95
4	Taxa de transmissão: $N_1 = N_2$ e $M = 3$	96
5	Resultados teóricos para o uso de cada protocolo.....	96

Lista de Abreviaturas e Siglas

3G	Terceira Geração de Comunicações Móveis
4G	Quarta Geração de Comunicações Móveis
AF	Amplify-and-Forward
BER	Bit Error Rate
CoMP	Coordinated Multipoint
DF	Decode-and-Forward
DreMF	Decode-Remodulate-and-Forward
EGC	Equal Gain Combining
ERB	Estação Rádio Base
i.i.d.	Independent and Identically Distributed
IDF	Incremental-Decode-and-Forward
LTE	Long-Term Evolution
MARC	Multiple Access Relay Channel
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple-Input-Single-Output
ML	Maximum Likelihood
MRC	Maximal Ratio Combining
MV	Modulação Variável
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
SC	Selection Combining
SDF	Selective-Decode-and-Forward
SER	Symbol Error Rate
SIMO	Single-Input-Multiple-Output

SISO	Single-Input-Single-Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
STBC	Space-Time Block Code
STTC	Space-Time Trellis Code
TDMA	Time Division Multiple Access
TDMARC	Time Division Multiple Access Relay Channel

Sumário

1 INTRODUÇÃO	25
1.1 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES	28
1.2 TRABALHOS SUBMETIDOS E PUBLICADOS	28
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	29
2 SISTEMAS MIMO	31
2.1 DIVERSIDADE EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO	32
2.1.1 Diversidade Temporal	32
2.1.2 Diversidade Espacial	32
2.1.3 Diversidade em Frequência	33
2.1.4 Diversidade Cooperativa	33
2.2 CARACTERÍSTICAS DE SISTEMAS MIMO	34
2.3 DIVERSIDADE NA RECEPÇÃO	35
2.4 DIVERSIDADE NA TRANSMISSÃO	37
2.4.1 Códigos de Bloco Espaço-Temporais Ortogonais	38
2.4.2 Códigos de Bloco Espaço-Temporais Não Ortogonais	41
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	42
3 COMUNICAÇÕES COOPERATIVAS	43
3.1 CARACTERÍSTICAS DE SISTEMAS COOPERATIVOS	44
3.2 PROTOCOLOS DE COMUNICAÇÃO COOPERATIVOS	46
3.2.1 Amplifica e Encaminha (AF)	48
3.2.2 Decodifica e Encaminha (DF)	49
3.2.3 Decodifica e Encaminha Seletivo (SDF)	50
3.2.4 Decodifica e Encaminha Incremental (IDF)	51
3.2.5 Decodifica Remodula e Encaminha (DreMF)	52
3.3 REDES MARC	52

3.3.1 Protocolo DreMF modificado	53
3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS	54
4 ESQUEMA COOPERATIVO 1	55
4.1 MODELO DO SISTEMA	56
4.2 ESQUEMA PROPOSTO	57
4.3 ANÁLISE DE BER PARA O ESQUEMA PROPOSTO 1: CONSIDERAÇÕES GERAIS	59
4.4 APROXIMAÇÃO ASSINTÓTICA DE BER PARA $N \geq 2$ E $M = 1$	60
4.4.1 Caso $N = 2$	61
4.4.2 Caso $N = 3$	63
4.4.3 Caso $N = 4$	64
4.4.4 Caso $N \geq 2$	65
4.4.5 Aproximação da BER para $N = 2$	66
4.4.6 Caso $N = 2$ e $M = 1$ - QPSK	67
4.5 APROXIMAÇÃO ANALÍTICA DE BER PARA $N = 2$ E $M > 1$	68
4.5.1 Caso $M = 2$	69
4.5.2 Caso $M = 3$	69
4.5.3 Caso $M = 4$	70
4.5.4 Caso $N = 2$ e $M > 1$	71
4.6 PROPOSTA DE OTIMIZAÇÃO	71
4.7 PROPOSTA DE MODIFICAÇÃO	72
4.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	73
4.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS	82
5 ESQUEMA COOPERATIVO 2	83
5.1 MODELO DO SISTEMA	84
5.2 ESQUEMA PROPOSTO	86
5.2.1 Detecção	88
5.3 ANÁLISE DA SNR INSTANTÂNEA	89
5.4 PROBABILIDADE DE USO DA ESTAÇÃO RELAY	90
5.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	92
5.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	96
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	97
6.1 TRABALHOS FUTUROS	98
Referências bibliográficas	105

Capítulo 1

Introdução

A crescente demanda por maiores taxas de transmissão e recepção de dados, gerada pelos serviços de transferência de vídeo e imagens em alta definição em dispositivos móveis, trouxe a necessidade do desenvolvimento de novas arquiteturas para os sistemas de comunicação sem fio. Essa demanda tornou-se tão alta que os sistemas de transmissão tradicionais ponto a ponto não são mais suficientes para supri-la [1]. Devido a esta necessidade, foram criados sistemas que exploram o conceito de diversidade, dentre os quais podem-se destacar os sistemas com múltiplas antenas (*Multiple Input Multiple Output* - MIMO) que, através do conceito de diversidade espacial, conseguem suprir, em parte, esta demanda. Deve-se ressaltar que os sistemas MIMO já são implementados em sistemas de comunicação de 3ª geração (3G) [2] e em sistemas de comunicação de 4ª geração (4G) [3].

No entanto, nem sempre é possível a utilização de múltiplas antenas descorrelacionadas em pequenos dispositivos, como telefones celulares e em sensores sem fio [2]. Outro aspecto limitante ao uso de sistemas MIMO é que nem sempre se pode aumentar o processamento dos nós da rede, devido ao aumento do consumo de energia que isso causaria. Este problema é bastante característico em redes de sensores [4]. Além disso, a demanda por altas taxas de dados tornou-se tão elevada, que apenas a utilização de sistemas MIMO não é mais suficiente, sendo necessária a utilização de outros tipos de técnicas de diversidade em conjunto.

Devido às limitações dos sistemas MIMO, a partir do conceito de diversidade cooperativa e da natureza difusora do canal sem fio, foram criados

os sistemas de comunicações cooperativos. Estes sistemas são conhecidos também como sistemas MIMO distribuídos ou sistemas MIMO virtuais [4].

Um aspecto importante em sistemas cooperativos é o processamento de sinais efetuado pelos nós *relay* [4], sendo este processamento diretamente relacionado ao protocolo cooperativo de comunicação implementado. Os dois principais protocolos de comunicação cooperativos são o amplifica e encaminha (*Amplify-and-Forward* - AF) e o decodifica e encaminha (*Decode-and-Forward* - DF).

Devido à natureza regenerativa do protocolo DF, ele despertou muito interesse da comunidade científica, gerando diversas propostas com variações para este protocolo. Dentre elas, destacam-se as três variações utilizadas nesta dissertação: o decodifica e encaminha seletivo (*Selective-Decode-and-Forward* - SDF) [5], [6], o decodifica e encaminha incremental (*Incremental-Decode-and-Forward* - IDF) [7], [8] e o decodifica, remodula e encaminha (*Decode-Remodulate-and-Forward* - DreMF) [9].

Uma possibilidade para melhorar o desempenho de sistemas cooperativos é a utilização de protocolos de comunicação híbridos. Estes protocolos combinam diferentes tipos de esquemas de retransmissão, com intuito de explorar suas vantagens e mitigar as limitações de cada um. Desde que essas combinações de protocolos sejam bem exploradas, espera-se obter ganhos de taxa de transmissão e de robustez para o sistema [10], [11].

Para atender à demanda por altas taxas de transmissão e ainda garantir uma boa confiabilidade em termos de taxa de erro de bit, alguns trabalhos sugerem a combinação de diferentes técnicas de diversidade espacial. Uma proposta interessante é mesclar sistemas MIMO com comunicações cooperativas, tornando os sistemas extremamente robustos a erros e permitindo a obtenção de elevadas taxas de transmissão. Exemplos de sistemas híbridos são apresentados em [12], [13], nos quais são utilizadas estações *relay* com múltiplas antenas, tal qual é feito nos esquemas propostos nesta dissertação.

Apesar dos diversos benefícios obtidos através do uso de comunicações cooperativas, a utilização de sistemas baseados em *relays* pode reduzir a sua eficiência espectral. Para mitigar esta perda, foram propostas as redes canal *relay* de múltiplo acesso (*Multiple Access Relay Channel* - MARC), nas quais as fontes transmitem de maneira simultânea para o *relay*. Diversos trabalhos científicos foram produzidos considerando redes cooperativas baseadas em MARC, como [14], [15], [16], sendo que o conceito de redes MARC é um dos tópicos de pesquisa de maior interesse, no cenário acadêmico atual.

Diversas tecnologias consideram a utilização de sistemas cooperativos, devido às vantagens citadas previamente. Em [17] e [18], configurações com *clusters* de *relays* são utilizadas a fim de melhorar o desempenho de redes de sensores. Outra aplicação que está considerando o uso de comunicações cooperativas é a tecnologia *Long Term Evolution Advanced* (LTE-Advanced), através da utilização da técnica de transmissão/recepção de multiponto coordenado (*coordinated multipoint - CoMP*) [19], [20]. Logo, o uso de *relays* em sistemas LTE pode melhorar o desempenho das redes, permitindo o aumento das taxas de transmissão e podendo estender a área de cobertura das células de comunicação [21], [22].

Nesta dissertação, são propostos dois esquemas de transmissão cooperativos para redes MARC e uma análise assintótica da taxa de erro de bit (*Bit Error Rate - BER*) para redes utilizando o protocolo DreMF.

O primeiro esquema proposto consiste em uma técnica de transmissão cooperativa para redes MARC que utiliza a técnica de seleção de antenas na estação *relay*. Através da junção dos conceitos de comunicação cooperativa, sistemas MIMO, retransmissão incremental e técnicas de seleção de antenas, este esquema possui o objetivo de proporcionar ganhos de diversidade para sistemas multiusuários e garantir uma boa eficiência espectral ao sistema.

O segundo esquema proposto consiste em uma técnica de transmissão cooperativa para redes MARC que utiliza uma técnica de seleção híbrida dinâmica de antena/*relay*. Através da junção dos conceitos de comunicações cooperativas, sistemas MIMO, protocolos de transmissão híbridos e seleção dinâmica de antenas/*relays*, o objetivo do esquema é proporcionar ganhos de diversidade mantendo uma boa relação de custo-benefício entre a taxa de transmissão de dados e a robustez a erros de bits. Além disso, esse sistema tem como objetivo permitir a extensão da área de cobertura.

O restante deste capítulo está organizado com intuito de mostrar os objetivos e contribuições desta dissertação, os trabalhos publicados e submetidos durante o mestrado e é apresentado como está organizado o restante desta dissertação.

1.1 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES

Esta dissertação tem como objetivos:

- Estudar sistemas cooperativos baseados em técnicas de transmissão híbridas, ou seja, que mesclam duas ou mais técnicas de transmissão;
- Buscar soluções para aumentar a eficiência espectral, especialmente para sistemas MARC, sem que ocorra uma perda demasiada de ganho de diversidade;
- Propor esquemas de transmissão genéricos, que possam ser utilizados para diferentes aplicações, bem como servir de base para novos estudos considerando cenários mais específicos.

Esses objetivos originaram as contribuições desta dissertação, a saber: a proposição, a análise e o estudo de dois esquemas de transmissão para sistemas cooperativos baseados em MARC, utilizando uma estação *relay* com múltiplas antenas.

1.2 TRABALHOS SUBMETIDOS E PUBLICADOS

Durante o mestrado foram publicados os seguintes artigos, sendo o primeiro relacionado aos resultados apresentados no Capítulo 4 e o segundo relacionado aos resultados apresentados no Capítulo 5:

- **ALVES, D. I.; MACHADO, R.; LEGG, A. P. ; UCHOA-FILHO, B. F.** Cooperative multiple-access scheme with antenna selection and incremental relaying. *Telecommunications Symposium (ITS), 2014 International*, p.1-5, Aug 2014.
- **ALVES, D. I.; MACHADO, R.; LEGG, A. P. ; UCHOA-FILHO, B. F.** A dynamic hybrid antenna/relay selection scheme for the multiple-access relay channel. *Wireless Communications Systems (ISWCS), 2014 11th International Symposium on*, p. 594-599, Aug 2014.

O seguinte trabalho foi aceito para publicação, sendo ele relacionado aos resultados apresentados no Capítulo 4:

- **ALVES, D. I.; MULLER, C.; MACHADO, R.; UCHOA-FILHO, B. F.** Esquemas Cooperativos Incrementais para Canais Relay de Múltiplo Acesso. *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBrT-2015*.

Além disso, estão sendo finalizados dois artigos a serem submetidos para periódicos internacionais conceituados. O primeiro irá apresentar a análise teórica descrita no Capítulo 4, a qual ainda não havia sido publicada. O título provisório do artigo é “Asymptotic BER Approximation for a MARC Scheme with a Multiple-Antenna Relay Station”.

O segundo apresenta uma análise de BER e uma aproximação da capacidade do esquema de transmissão proposto no Capítulo 5. A análise de capacidade não foi apresentada nesta dissertação, por ter sido feita por um colaborador externo. O título provisório do artigo é “BER and Channel Capacity Analysis for a Multiple-Access Relay Channel with Dynamic Antenna/Node Selection”.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O restante da dissertação está organizado da seguinte maneira:

- Capítulo 2 - São apresentados os conceitos e características básicas referentes a sistemas MIMO, o conceito de diversidade e técnicas de diversidade na recepção e transmissão. Estes conceitos foram utilizados nos esquemas propostos;
- Capítulo 3 - É realizada uma revisão teórica sobre comunicações cooperativas, em que são abordadas as suas principais características, os principais protocolos cooperativos de comunicação e as redes MARC, sendo esses tópicos uma base para os esquemas propostos;
- Capítulo 4 - A primeira contribuição da dissertação é apresentada neste capítulo. São apresentados o modelo de sistema, o esquema proposto, uma análise assintótica de BER para os diferentes cenários avaliados, uma proposta de otimização, uma proposta de modificação para o esquema e os resultados das simulações;
- Capítulo 5 - Neste capítulo a segunda contribuição da dissertação é apresentada. São mostrados o modelo de sistema, o esquema proposto, uma análise de razão sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR) instantânea, uma proposta de otimização, uma proposta de modificação para o esquema e os resultados das simulações;
- Capítulo 6 - As considerações finais do trabalho são apresentadas neste capítulo. Além disso, são apresentadas algumas propostas de estudos futuros.

Capítulo 2

Sistemas MIMO

Sistemas de comunicação MIMO exploram a diversidade espacial, obtida através do uso de múltiplas antenas, com o intuito de aumentar a capacidade do sistema e melhorar o desempenho em termos de BER. Devido a essa característica, diversos sistemas consideram a utilização de múltiplas antenas, tais como os sistemas de comunicação 3G e 4G.

Este capítulo tem como objetivo servir de fundamentação teórica para os esquemas de transmissão propostos nesta dissertação. São apresentados os conceitos referentes a sistemas com múltiplas antenas, necessários para o bom entendimento dos esquemas propostos nos Capítulos 4 e 5. O capítulo está organizado da seguinte maneira: na Seção 2.1 é apresentado o conceito de diversidade e os principais tipos existentes; uma visão geral sobre sistemas MIMO é apresentada na Seção 2.2; a Seção 2.3 apresenta as principais técnicas utilizadas em sistemas MIMO para a obtenção de diversidade na recepção; as principais técnicas utilizadas em sistemas MIMO para a obtenção de diversidade na transmissão são apresentadas na Seção 2.4; por fim, os tópicos abordados são sumarizados na Seção 2.5.

2.1 DIVERSIDADE EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO

O conceito de diversidade consiste em fazer com que o receptor receba diversas réplicas decorrelacionadas da informação transmitida. Isso aumenta a chance de que a informação seja recuperada de maneira correta, dado que existe uma maior probabilidade de que pelo menos uma das réplicas do sinal não tenha sido submetida a um canal de comunicação com desvanecimento profundo [23]. Neste contexto estão inseridos os sistemas MIMO, tópico principal deste capítulo, e os sistemas cooperativos, que são apresentados no Capítulo 3. Estes sistemas fazem uso de um ou mais tipos de diversidade, com intuito de garantir maiores taxas de transmissão e melhores desempenhos de BER para o sistema. Nesta seção são apresentados os principais tipos de diversidade utilizados em sistemas MIMO e em sistemas cooperativos.

2.1.1 Diversidade Temporal

O conceito de diversidade temporal consiste na transmissão de réplicas da mensagem em diferentes instantes de tempo. É importante salientar que os instantes de transmissão devem estar decorrelacionados, ou seja, o período entre as transmissões deve ser superior ao tempo de coerência do canal.

No entanto, a utilização de técnicas de diversidade temporal gera uma redução na eficiência espectral do sistema, dado que são gastos dois ou mais instantes de tempo na retransmissão de uma mesma informação. Deve-se sempre verificar o compromisso entre ganho de diversidade e eficiência espectral, a fim de explorar bem essa técnica de diversidade.

2.1.2 Diversidade Espacial

Diversidade espacial consiste na transmissão e/ou recepção de réplicas decorrelacionadas do sinal em diferentes localizações espaciais. Geralmente, para se obter diversidade espacial, utilizam-se sistemas com múltiplas antenas. Para garantir que os canais estejam totalmente decorrelacionados, é necessário que estas antenas estejam espaçadas de, no mínimo, $0,5\lambda$ [24]. Esta separação é um dos grandes problemas do uso de sistemas de diversidade espacial no receptor, pois os dispositivos móveis utilizados atualmente estão cada vez menores, impossibilitando a instalação de múltiplas antenas decorrelacionadas.

Nota-se que não existe perda de recursos do sistema para utilização de técnicas de diversidade espacial, porém, torna-se necessário um maior investimento em função do maior número de antenas.

2.1.3 **Diversidade em Frequência**

O conceito de diversidade em frequência consiste na transmissão de réplicas por diferentes portadoras de frequência descorrelacionadas. Este conceito está relacionado aos sistemas multiportadoras, dado que neles existe um fracionamento da largura de banda total [4]. As bandas de frequência fracionadas podem ser utilizadas para multiplexagem, aumentando a eficiência espectral do sistema, ou utilizadas para obtenção de diversidade em frequência. A fim de garantir a descorrelação das réplicas, os símbolos usados devem ser transmitidos de modo que a frequência das portadoras seja suficientemente maior do que a banda de coerência.

De maneira similar à diversidade temporal, a utilização de diversidade em frequência reduz a eficiência espectral do sistema, devido ao maior uso de recursos de frequência para uma mesma informação. Logo, deve-se verificar o compromisso entre ganho de diversidade e eficiência espectral, a fim de utilizar a técnica de maneira adequada.

2.1.4 **Diversidade Cooperativa**

Diversidade cooperativa consiste na utilização de nós, denominados *relay*, para a retransmissão de réplicas do sinal de informação desejado. Pode-se interpretar os nós que compõem uma rede como antenas distribuídas no sistema de comunicação sem fio, ou seja, os nós podem cooperar na transmissão e no processamento da informação, de modo a emular um sistema MIMO virtual. Além disso, os *relays* geralmente estão a uma distância suficientemente grande para garantir a ausência de correlação entre os canais de comunicação.

Nota-se que a diversidade cooperativa não gera perdas na eficiência espectral do sistema. De maneira similar ao que ocorre com os sistemas de diversidade espacial, os custos para a utilização de sistemas cooperativos são baseados em *hardware*. Porém, é importante salientar que as técnicas cooperativas são usualmente utilizadas em conjunto com técnicas de diversidade temporal, o que reduz a eficiência espectral do sistema.

2.2 CARACTERÍSTICAS DE SISTEMAS MIMO

Em comunicações, sistemas MIMO são definidos como sistemas que utilizam múltiplas antenas no receptor, M_r , e no transmissor, M_t , a fim de obter ganhos de diversidade ou de multiplexagem espacial. Outros sistemas com diferentes arranjos de antenas receptoras e transmissoras são:

- Múltiplas antenas receptoras e uma transmissora (*Multiple-Input-Single-Output* - MISO) - Neles, apenas o receptor possui múltiplas antenas ($M_r > 1$ e $M_t = 1$);
- Uma antena receptora e múltiplas transmissoras (*Single-Input-Multiple-Output* - SIMO) - Neles, apenas o transmissor possui múltiplas antenas ($M_r = 1$ e $M_t > 1$);
- Uma antena transmissora e uma antena receptora (*Single-Input-Single-Output* - SISO) - Neles, tanto o receptor quanto o transmissor possuem apenas uma antena ($M_t = 1$ e $M_r = 1$).

Um modelo simplificado para um sistema MIMO é apresentado na Figura 1. Este modelo e seu equacionamento são considerados no restante do capítulo.

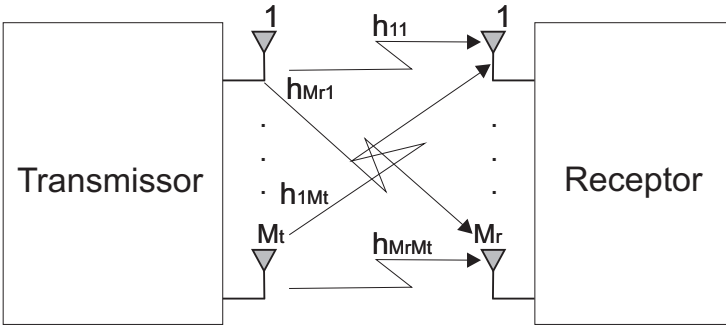


Figura 1: Modelo de comunicação para um sistema MIMO.

Considerando os canais planos, pode-se expressar o sinal recebido no receptor da Figura 1 como

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{M_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r1} & \cdots & h_{M_rM_t} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{M_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \vdots \\ \eta_{M_r} \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

sendo que essa equação pode ser reescrita como

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \boldsymbol{\eta}, \quad (2.2)$$

em que \mathbf{y} é o vetor dos sinais recebidos pelas antenas receptoras, com y_j sendo o sinal recebido na antena j , \mathbf{H} é a matriz do canal com $h_{i,j}$ sendo o coeficiente referente ao ganho do canal entre a antena transmissora i e a receptora j , \mathbf{x} é o vetor de informação transmitido, com x_i sendo o sinal transmitido pela antena transmissora i , e $\boldsymbol{\eta}$ é o vetor de ruído em que seus componentes são modelados como variáveis aleatórias Gaussianas complexas, independente e indenticamente distribuídas (i.i.d.), de média zero e variância N_0 .

2.3 DIVERSIDADE NA RECEPÇÃO

As técnicas de diversidade na recepção foram as primeiras técnicas propostas baseadas em MIMO. Nelas, diversas réplicas do sinal de informação são recebidas nas M_r antenas do receptor. É importante salientar que o grau de diversidade alcançado em um sistema com apenas diversidade na recepção é igual ao número de antenas receptoras. Devido ao possível ganho de diversidade espacial, foram propostas diversas técnicas para combinação e recuperação da informação das réplicas recebidas, dentre elas são destacadas as técnicas de combinação por seleção (*Selection Combining* - SC), combinação de máxima razão (*Maximal Ratio Combining* - MRC) e combinação de ganho igualitário (*Equal Gain Combining* - EGC) [23].

A técnica SC consiste na seleção da antena com o canal que apresenta a maior SNR instantânea para a recepção do sinal. Logo, apenas a réplica do sinal recebido pela antena selecionada será utilizada na recuperação da informação. Esta técnica é de simples implementação, porém seu desempenho não é ótimo. As restrições para utilização desta técnica são: a necessidade de estimação de todos os canais de comunicação envolvidos e que o período entre estimativas seja curto, a fim de garantir que a antena mais adequada seja sempre a selecionada [24].

A técnica MRC consiste em uma soma ponderada das réplicas dos sinais recebidos. Nela, os sinais são rotacionados separadamente a fim de retirar os efeitos de fase do canal e então são submetidos a um processamento de inserção de ganhos, o qual é ponderado de acordo com a característica de amplitude do canal. Por fim, os sinais ponderados são somados e o resultado da soma é utilizado para a detecção dos sinais. Nota-se que canais

com melhores características de amplitude irão contribuir mais na decisão da detecção do que os outros. Esta técnica é considerada ótima, porém ela possui uma maior complexidade computacional associada, quando comparada às outras. Além disso, esta técnica necessita do conhecimento do estado de todos os canais de comunicação entre transmissor e receptor.

A técnica EGC é similar a MRC, porém não utiliza o ganho baseado nas características de amplitude do canal antes de somar as réplicas. Ou seja, a técnica EGC consiste apenas na rotação para correção de fase dos sinais e em sua soma, antes da sua detecção. Logo, não é necessário o conhecimento das características de amplitude dos canais na decodificação. Isso resulta em uma perda de desempenho de BER, quando comparada à técnica MRC. Porém, é importante salientar que o custo e a complexidade na recepção são reduzidos pela ausência de amplificadores, atenuadores e estimadores utilizados para as tarefas relacionadas à característica de amplitude dos canais de comunicação.

Por fim, foram realizadas simulações do tipo Monte Carlo. Estas simulações são apresentadas na Figura 2 e têm como objetivo comparar o desempenho de BER das técnicas apresentadas, na qual P é a potência transmitida e N_0 é a variância do ruído. Nestas simulações, utilizaram-se constelações do tipo QPSK, considerou-se um canal de comunicação do tipo Rayleigh, plano, quase estático e foram utilizadas $M_r = 2$ antenas no receptor. Nota-se que o ganho de diversidade das técnicas MIMO fica claro ao observar a inclinação das curvas, quando comparada ao caso SISO.

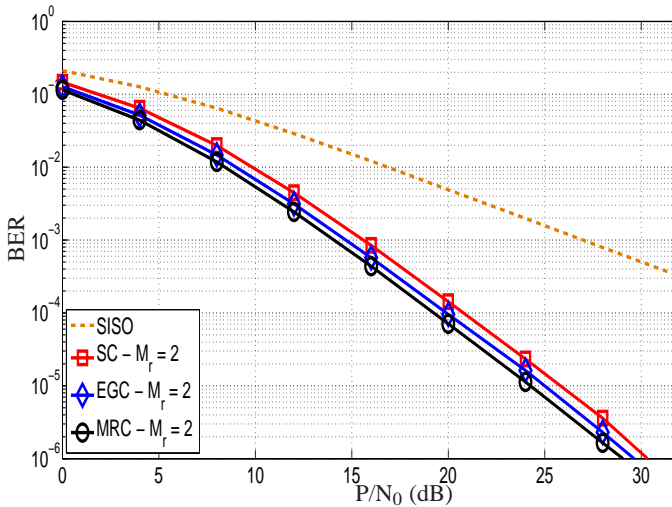


Figura 2: Comparação de desempenho entre as técnicas SC, MRC e EGC, para $M_r = 2$.

2.4 DIVERSIDADE NA TRANSMISSÃO

Em geral, o fluxo de informação de sistemas de comunicação é maior no sentido Estação Rádio Base (ERB) para os terminais móveis do que no sentido contrário. Além disso, existem limitações físicas para a instalação de múltiplas antenas em terminais móveis, o que dificulta a utilização de técnicas de diversidade na recepção. Devido a esses fatos, sempre houve um grande interesse em explorar o ganho de diversidade espacial na transmissão.

O uso de diversidade espacial na transmissão torna-se inviável sem o uso de técnicas apropriadas para o cancelamento ou a redução da interferência entre os canais das antenas [23]. Uma possível solução para obtenção de diversidade na transmissão é a utilização de *smart antennas*, as quais, com o conhecimento da direção em que os sinais estão sendo transmitidos, podem reduzir a interferência entre canais. No entanto, esta técnica é pouco utilizada devido a sua elevada complexidade computacional e seu elevado custo.

A técnica de seleção das antenas também é utilizada para a obtenção de diversidade espacial na transmissão. Nesta técnica, a antena com maior SNR instantânea para a transmissão é selecionada. Porém, para que esta

técnica seja aplicada, é necessária a utilização de um canal de realimentação que informe a antena que deve ser utilizada para transmissão ou informe os coeficientes de canal. Esta necessidade torna o sistema custoso, reduzindo, em parte, as suas possibilidades de aplicação.

Outra possível solução é a utilização das técnicas de codificação de canal. Os códigos de canal para sistemas MIMO podem ser divididos em duas grandes classes, a saber, os códigos espaço-temporais em treliça (*Space-Time Trellis Codes* - STTC) [25] e os códigos de bloco espaço-temporais (*Space-Time Block Codes* - STBC) [26]. Os códigos STTCs combinam o processamento de sinais para múltiplas antenas com técnicas de codificação de canal, permitindo a obtenção do ganho de diversidade espacial. No entanto, técnicas baseadas em treliça possuem uma elevada complexidade em sua decodificação, o que tornou a utilização deste tipo de código pouco viável.

Uma outra solução surgiu a partir de um esquema de transmissão de pouca complexidade para duas antenas transmissoras, proposto em [26], o qual originou os STBCs, ou códigos de blocos espaço-temporais. Estes códigos são baseados nos conceitos de diversidade espacial e temporal e possuem baixa complexidade, quando comparados aos códigos STTCs. É importante salientar que os códigos STBCs são a principal solução para a utilização de diversidade na transmissão. As Seções 2.4.1 e 2.4.2 apresentam as principais características dos códigos STBCs, e alguns exemplos de códigos para os casos ortogonal e não ortogonal, respectivamente.

2.4.1 Códigos de Bloco Espaço-Temporais Ortogonais

A característica de ortogonalidade para códigos STBC garante ganho de diversidade máximo. Segundo [27], códigos STBCs ortogonais possuem ganho de diversidade igual a $M_t \times M_r$, enquanto que códigos não ortogonais possuem um ganho de diversidade menor.

Para garantir que um código seja ortogonal, ele deve possuir uma matriz geradora ortogonal, ou seja, o produto da matriz A por A^H deve ser igual a matriz identidade, em que H é o transposto conjugado. É importante salientar que as linhas da matriz geradora L representam os instantes de transmissão, enquanto que as colunas representam as diferentes antenas utilizadas para a transmissão. Pode-se definir a taxa de um código STBC como sendo $R = n_s/L$, em que n_s é a quantidade de símbolos transmitidos por realização do código. Os elementos que compõem a matriz são versões

processadas dos símbolos de informação. Como exemplo, é apresentada a matriz geradora do código de Alamouti [26]

$$A = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

A partir desta matriz, pode-se definir um sinal recebido, utilizando o código de Alamouti, como sendo

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Então, pode-se reescrever (2.4), fazendo o conjugado complexo de y_2 , como sendo [28]

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2^* \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Logo, o sinal combinado pode ser descrito como

$$\tilde{r} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}^H \cdot \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

e

$$\tilde{r} = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{N}', \quad (2.7)$$

em que \mathbf{N}' é definido como

$$\mathbf{N}' = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}^H \cdot \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2^* \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

Dado que os sinais foram isolados completamente, pode-se usar qualquer tipo de detector clássico para recuperar a informação. É interessante salientar que o processo de detecção apresentado é o realizado por cada uma das antenas receptoras.

A partir de (2.8), pode-se afirmar que o código de Alamouti utilizando duas antenas transmissoras e uma receptora possui o grau de diversidade igual a dois. A SNR instantânea associada a (2.8) é dada por

$$\gamma = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2}{2} \gamma_0, \quad (2.9)$$

em que $\gamma_0 = E_s/N_0$, E_s é a energia de cada símbolo e N_0 é a variância do ruído.

Foram realizadas simulações do tipo Monte Carlo. Estas simulações são apresentadas na Figura 3 e tem como objetivo realizar uma comparação entre técnicas de diversidade na transmissão e na recepção. Nestas simulações foram utilizadas constelações do tipo QPSK e considerou-se um canal de comunicação do tipo Rayleigh, plano e quase estático. Nota-se que a técnica de Alamouti possui uma perda de SNR de 3 dB quando comparada a um sistema MRC de mesmo ganho de diversidade. Isso ocorre devido à necessidade da divisão de recursos de potência transmitida por duas antenas transmissoras (metade da potência alocada para cada antena) na técnica de Alamouti.

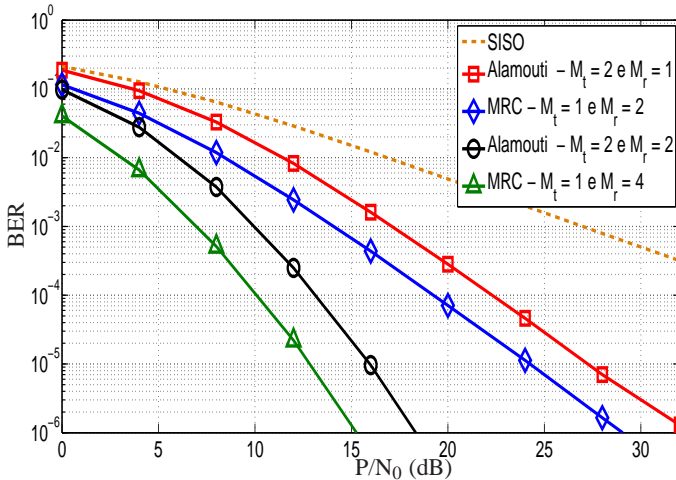


Figura 3: Comparação de desempenho entre as técnicas de Alamouti e MRC.

Por fim, é válido ressaltar que o código de Alamouti é o único código STBC ortogonal que possui taxa de transmissão unitária, mesmo considerando o uso de constelações complexas. De fato, [27] comprovou que os únicos códigos STBCs ortogonais, além do Alamouti, que possuem taxa de transmissão unitária são códigos com matrizes quadradas de tamanho 2^n com $n = 1, 2$ e 3 , utilizando apenas constelações do tipo real.

2.4.2 Códigos de Bloco Espaço-Temporais Não Ortogonais

Conforme citado na Seção 2.4.1, os códigos STBC não ortogonais sacrificam uma parcela do ganho de diversidade em troca de melhores taxas de transmissão. Além disso, devido à não ortogonalidade do código, é mais fácil selecionar uma matriz geradora, tornando seu projeto mais simples. Exemplos de matrizes geradoras não ortogonais podem ser encontrados em [29], no qual são propostas diferentes matrizes geradoras para códigos STBC não ortogonais para $R \geq 1$.

Utilizou-se a matriz geradora proposta em [30] como exemplo da detecção de uma código STBC não ortogonal. Este exemplo tem a finalidade de comprovar a diminuição do ganho de diversidade de um STBC não ortogonal, quando comparado a um sistema ortogonal. A matriz geradora proposta em [30] é definida como

$$A_r = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & s_1^* \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

a partir da qual pode-se definir um sinal recebido como sendo

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & s_1^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Fazendo um processamento similar ao realizado no código de Alamouti, pode-se escrever os sinais decodificados como

$$\tilde{r}_1 = h_1^* y_1 + (h_2 + h_3) y_2^* \quad (2.12)$$

e

$$\tilde{r}_2 = (h_2 + h_3)^* y_1 - (h_1) y_2^*, \quad (2.13)$$

expandindo (2.12) e (2.13) tem-se, respectivamente,

$$\tilde{r}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2\Re\{h_2^* h_3\}) s_1 + \eta_1 h_1^* + \eta_2^* (h_2 + h_3) \quad (2.14)$$

e

$$\tilde{r}_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2\Re\{h_2^* h_3\}) s_2 + \eta_1 (h_2 + h_3)^* - \eta_2^* (h_1). \quad (2.15)$$

A SNR instantânea associada a (2.14) e (2.15) é dada por

$$\gamma = \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2\Re\{h_2^*h_3\}}{3}\gamma_0. \quad (2.16)$$

Nota-se que o termo $2\Re\{h_2^*h_3\}$ pode assumir valores negativos, fato que impede o sistema de possuir grau de diversidade máximo, o qual, para este caso é três. No entanto, este sistema alcança taxa de transmissão unitária, mesmo para constelações complexas, o que seria impossível para um STBC ortogonal.

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os principais tópicos referentes a sistemas MIMO, sendo que dentre eles existem diversos conceitos utilizados nos esquemas de transmissão propostos. Foram abordados, o conceito de diversidade, aspectos gerais referentes a sistemas MIMO, ganho de diversidade espacial na recepção e ganho de diversidade espacial na transmissão. Conforme apresentado, as técnicas MIMO mostram-se interessantes para implementação em sistemas de comunicação sem fio, devido à diversidade espacial que pode ser alcançada e/ou pelo aumento da taxa de transmissão. Porém, para que isto seja alcançado existem custos como a instalação de múltiplas antenas em dispositivos e o aumento da complexidade computacional para o processamento de sinais.

Além disso, foram apresentadas algumas técnicas para sistemas MIMO, mostrando seus diferentes arranjos e esquemas. As técnicas foram comparadas a partir de simulações ou através de análises teóricas, expondo suas principais vantagens e desvantagens com o intuito de justificar sua utilização.

Capítulo 3

Comunicações Cooperativas

Os sistemas cooperativos foram originalmente propostos em [31] e [32], nos quais é descrito um sistema de dois usuários, em que ambos auxiliam a transmissão do outro usuário, alcançando grau de diversidade dois. Devido aos benefícios trazidos pela diversidade cooperativa e do processamento distribuído, o uso de comunicações cooperativas tem sido estudado para diversas aplicações tais como: telefonia celular, comunicações veiculares e redes de sensores.

Este capítulo tem como objetivo servir de fundamentação teórica para os esquemas de transmissão propostos nesta dissertação. São apresentados os principais conceitos referentes a sistemas cooperativos, necessários para o bom entendimento dos sistemas propostos.

O capítulo está organizado da seguinte maneira: na Seção 3.1 são apresentados os principais conceitos referentes a sistemas de comunicação cooperativa e suas características; os principais protocolos utilizados em comunicações cooperativas são apresentados na Seção 3.2; a Seção 3.3 apresenta uma introdução ao conceito de redes MARC utilizadas nos esquemas de transmissão propostos; por fim, os tópicos abordados são sumarizados na Seção 3.4.

3.1 CARACTERÍSTICAS DE SISTEMAS COOPERATIVOS

O interesse em comunicações cooperativas tem crescido significativamente nos últimos anos, principalmente devido à diversidade cooperativa que é alcançada sem a necessidade do uso de múltiplas antenas instaladas nos terminais [33]. Mais especificamente, explorando a natureza difusora do canal sem fio, alguns nós (*relays*) podem ser distribuídos entre a fonte e o destino, de modo a emular um *array* de antenas virtuais, atenuando o efeito negativo do desvanecimento do canal. A Figura 4 apresenta a diferença de um sistema de comunicação convencional com transmissão ponto a ponto e um esquema de transmissão cooperativa. Nota-se que há a possibilidade da obtenção de uma expansão de área de cobertura, nesse caso para sistemas celulares, utilizando o conceito de comunicações cooperativas.

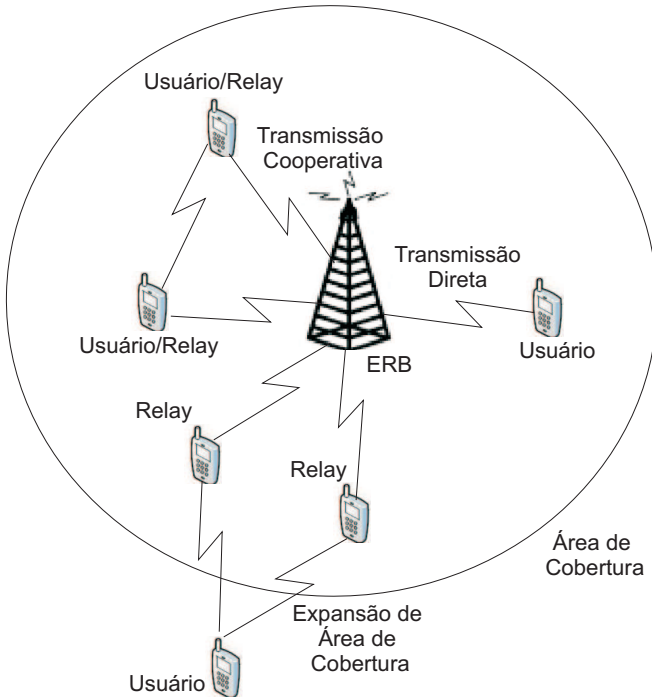


Figura 4: Esquemas de transmissão direta e cooperativa.

Um sistema cooperativo é formado por nós fonte, nós *relay* e nós destino. Os nós fonte têm a função de difundir a informação que se deseja enviar ao nó destino. Os nós *relay* têm como função auxiliar a transmissão dos dados dos nós fonte, seguindo algum protocolo de comunicação pré-definido. É importante salientar que as funções de cada nó podem ser modificadas de acordo com a necessidade da rede. Por exemplo, um nó fonte pode atuar como *relay* e vice-versa. Estes nós, previamente citados, atuam na forma de auxiliar a transmissão de informações de outros nós, com intuito de gerar diversidade cooperativa ao sistema, promovendo diversos ganhos. Dentre os ganhos que são obtidos podem-se destacar os apresentados em [34] e [35]:

- Ganhos de desempenho associados ao número de *relays*, os quais podem ser convertidos em uma melhor BER através da diversidade cooperativa e/ou ganhos de taxa de transmissão através do uso de técnicas de multiplexagem como demonstrado em [4];
- Balanceamento da Qualidade de Serviço (QoS) entre usuários, em sistemas de telefonia móvel, proporcionando uma diminuição de discrepâncias de qualidade do sinal entre usuários próximos à ERB e usuários próximos aos limites da área de cobertura;
- Expansão da área de cobertura das redes de comunicação;
- Inexistência da necessidade de instalação de múltiplas antenas nos dispositivos dos usuários.

Porém, apresentam como principais desvantagens [34]:

- Necessidade de roteadores mais complexos, os quais devem lidar com fluxo de dados gerado pelos *relays*;
- Aumento da interferência, a qual ocorre quando os *relays* são utilizados para melhorar o desempenho do sistema sem redução da potência de transmissão [34];
- Aumento do tráfego de dados redundantes, devido às retransmissões feitas pelos *relays*, reduzindo a *throughput* total do sistema;
- Problemas relacionados à sincronização dos dados no receptor.

Logo, os principais problemas encontrados em sistemas cooperativos são o sincronismo e a baixa eficiência espectral. Desta maneira, busca-se técnicas de transmissão e protocolos de comunicação que aumentem a

eficiência espectral do sistema e que reduzam a complexidade computacional e o *overhead* de mensagem relacionados ao processo de sincronismo. Alguns exemplos de protocolos de comunicação clássicos, utilizados em sistemas cooperativos, são apresentados na Seção 3.2.

3.2 PROTOCOLOS DE COMUNICAÇÃO COOPERATIVOS

Para esta seção, considera-se um sistema operando com *Time Division Multiple Access* (TDMA) e com modo de transmissão *Half-Duplex*. O modelo de sistema considerado é apresentado na Figura 5.

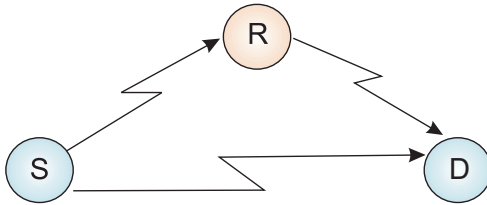


Figura 5: Modelo de rede cooperativa com um relay.

Os esquemas de transmissão cooperativos estudados nesta seção atuam da seguinte maneira. Em um primeiro instante de tempo, a fonte S transmite seu sinal para o *relay* R e para o destino D . Pode-se expressar o sinal recebido pelo *relay* e pela fonte, respectivamente, como:

$$y_{s,r} = \sqrt{P_1} s h_{s,r} + \eta_{s,r} \quad (3.1)$$

e

$$y_{s,d} = \sqrt{P_1} s h_{s,d} + \eta_{s,d}, \quad (3.2)$$

em que P_1 é a potência transmitida pela fonte, s é o símbolo transmitido, $h_{s,d}$ é o ganho do canal com desvanecimento entre fonte e destino, $h_{s,r}$ é o ganho do canal com desvanecimento entre fonte e *relay* e $\eta_{s,r}$ e $\eta_{s,d}$ são os ruídos do receptor do destino e do *relay*. Os ruídos são definidos como variáveis aleatórias Gaussianas complexas, i.i.d., de média zero e de variância N_0 .

Nos $K + 1$ instantes de tempo restantes, o *relay* retransmite a informação para o destino:

$$y_{r,d} = q(y_{s,r}) h_{r,d} + \eta_{r,d}, \quad (3.3)$$

em que $q(y_{s,r})$ é o processamento realizado pelo protocolo utilizado, $h_{r,d}$ é o ganho do canal com desvanecimento entre o nó *relay* e o nó destino e $\eta_{r,d}$ é o ruído do receptor do destino. Este ruído é definido como uma variável aleatória Gaussiana complexa, i.i.d., de média zero e de variância N_0 .

Logo, os protocolos empregados em sistemas de comunicação cooperativa possuem uma grande influência em seu desempenho. Por isso, diversos protocolos foram criados, sendo os principais, o protocolo AF e o DF. A Figura 6, baseada em [34], apresenta os principais tipos de protocolos encontrados na literatura.

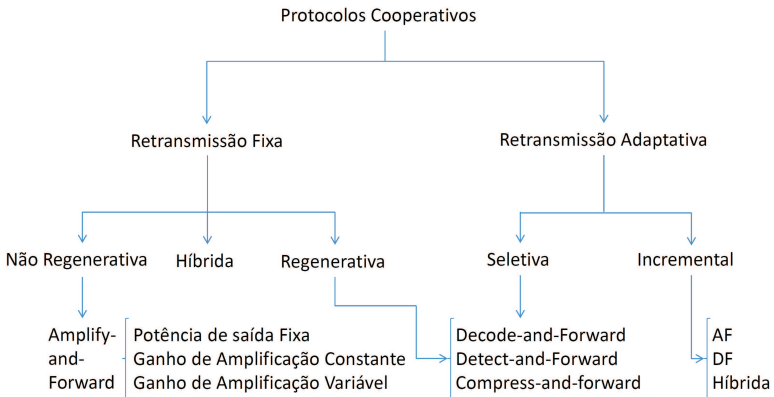


Figura 6: Principais protocolos utilizados em comunicações cooperativas.

Dentre os grupos dos protocolos apresentados na Figura 6, podem-se destacar:

- Retransmissão Fixa - As estratégias fixas utilizam o *relay* de modo periódico, independentemente das características do canal ou do sistema;
- Retransmissão Adaptativa - As estratégias adaptativas, que utilizam o *relay* de acordo com as características do canal, resultam em uma utilização aperiódica do *relay*;
- Protocolos Regenerativos - Em protocolos regenerativos, a informação recebida no *relay* é decodificada antes da retransmissão;

- Protocolos não Regenerativos - Em protocolos não regenerativos, a informação recebida no *relay* é apenas processada e retransmitida, porém não é decodificada;
- Retransmissão Incremental - Neste tipo de protocolo, o *relay* só retransmite quando requisitado pelo nó destino;
- Retransmissão Seletiva - Neste tipo de protocolo, o *relay* apenas retransmite quando as condições de canal são oportunas.

No restante desta seção são apresentados os principais exemplos de protocolos de comunicação cooperativos, além de apresentar o protocolo DreMF, o qual é utilizado nos esquemas de transmissão propostos neste trabalho.

3.2.1 Amplifica e Encaminha (AF)

O protocolo AF possui a menor complexidade dentre os protocolos utilizados em comunicações cooperativas [4], sendo ele o mais utilizado em sistemas cooperativos como os apresentados em [33] e [36]. Neste protocolo, o *relay* amplifica e retransmite o sinal enviado pelo nó fonte. Nota-se que não existe um processamento do sinal recebido pelo nó *relay*, sendo que o ruído é amplificado de maneira conjunta neste processo. A Figura 7, baseada em [37], apresenta o comportamento de um protocolo AF aplicado no modelo estudado nesta seção.

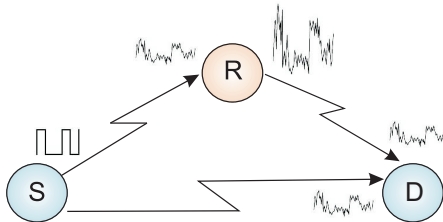


Figura 7: Protocolo AF para uma rede cooperativa com um *relay*.

Para um protocolo AF, com dois instantes de transmissão, as equações (3.1), (3.2) e (3.3) continuam válidas, sendo que $q(\cdot)$ é definido como

$$q(y_{s,r}) = \beta y_{s,r}, \quad (3.4)$$

em que $y_{s,r}$ é o sinal recebido no primeiro instante de tempo e β é o fator de amplificação. Para esta seção será considerado o protocolo AF com ganho variável, ou seja, o fator β irá depender dos coeficientes instantâneos do canal. Conforme [4], este fator é dado por

$$\beta = \sqrt{\frac{P_2}{P_1|h_{s,r}|^2 + N_0}} \quad (3.5)$$

permitindo definir o sinal recebido no destino como

$$y_{r,d} = \beta y_{s,r} h_{r,d} + \eta_{r,d}. \quad (3.6)$$

Por fim, pode-se expressar o ruído resultante no receptor e sua variância, respectivamente, como:

$$n'_d = \sqrt{\frac{P_2}{P_1|h_{s,r}|^2 + N_0}} h_{r,d} \eta_{s,r} + \eta_{r,d}, \quad (3.7)$$

e

$$N'_0 = \left(\frac{P_2|h_{r,d}|^2}{P_1|h_{s,r}|^2 + N_0} + 1 \right) N_0. \quad (3.8)$$

3.2.2 Decodifica e Encaminha (DF)

Outro protocolo cooperativo largamente utilizado é o protocolo DF, como mostrado em [4] e [36]. Neste protocolo, o *relay* recebe a informação vinda da fonte, a decodifica, recuperando os bits que formam a mensagem, recodifica os bits e os retransmite. Seu funcionamento é demonstrado na Figura 8, baseada em [37]. Pelo fato de ser um protocolo regenerativo, este protocolo tornou-se largamente utilizado para a criação de protocolos secundários como o SDF [6], o IDF [7] e o DreMF [9].

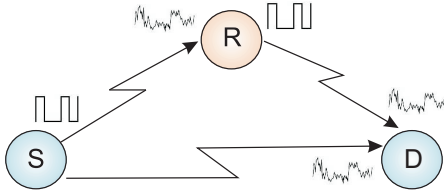


Figura 8: Protocolo DF para uma rede cooperativa com um relay.

Para as considerações adotadas nesta seção, o protocolo DF atua da seguinte maneira. O protocolo irá respeitar as equações (3.1), (3.2) e (3.3), sendo que $q(\cdot)$ é definido como

$$q(y_{s,r}) = \sqrt{P_2} \hat{s}, \quad (3.9)$$

em que \hat{s} é a versão decodificada e recodificada da informação transmitida pela fonte. Logo, pode-se expressar o sinal recebido no destino como

$$y_{r,d} = \sqrt{P_2} \hat{s} h_{r,d} + \eta_{r,d}. \quad (3.10)$$

Para o protocolo DF fixo, o sistema torna-se limitado pelo pior canal de comunicação dos pares fonte-destino e fonte-relay [4]. Logo, seu desempenho é inferior quando comparado com o protocolo AF. Porém, caso sejam melhor exploradas as possibilidades de processamento dos sinais decodificados no nó relay, este protocolo irá possuir um desempenho muito superior ao AF.

3.2.3 Decodifica e Encaminha Seletivo (SDF)

No protocolo SDF, o relay apenas retransmite, obedecendo a alguns critérios mínimos impostos pelo sistema. Existem diversos tipos de protocolos SDF, com diversos critérios para seleção. Nesta seção, é estudado o caso apresentado em [4]. Dado que o protocolo SDF é derivado do DF, sabe-se que a única diferença existente é a função $q(\cdot)$. Para o protocolo SDF, a função $q(\cdot)$ é definida como

$$q(y_{s,r}) = \begin{cases} \sqrt{P_2} \hat{s}, & \text{se } \gamma_{s,r} \geq \gamma_0, \\ 0, & \text{se } \gamma_{s,r} < \gamma_0, \end{cases} \quad (3.11)$$

em que $\gamma_{s,r}$ é a SNR instantânea resultante do canal entre fonte e *relay* e γ_0 é um limiar de SNR instantânea mínima para garantir que o *relay* irá trazer ganhos ao sistema. Logo, pode-se expressar o sinal recebido no destino como

$$y_{r,d} = \begin{cases} \sqrt{P_2}h_{r,d}\hat{s} + \eta_{r,d}, & \text{se } \gamma_{s,r} \geq \gamma_0, \\ 0, & \text{se } \gamma_{s,r} < \gamma_0. \end{cases} \quad (3.12)$$

3.2.4 Decodifica e Encaminha Incremental (IDF)

No protocolo IDF, o *relay* apenas retransmite caso ele seja informado pelo nó destino para fazê-lo, através de um canal de retransmissão. Nota-se que podem ser utilizadas estratégias incrementais, tanto para os protocolos DF quanto para os AF. Nesta seção, é estudado o protocolo IDF apresentado em [4]. Dado que o protocolo IDF é derivado do DF, sabe-se que a única diferença existente é a função $q(\cdot)$. Para o protocolo IDF, a função $q(\cdot)$ é definida como

$$q(y_{s,r}) = \begin{cases} \sqrt{P_2}\hat{s}, & \text{se } ack = 0, \\ 0, & \text{se } ack = 1, \end{cases} \quad (3.13)$$

em que *ack* é uma mensagem de realimentação entre o nó destino e o nó *relay* que indica o recebimento da informação da fonte. Caso $ack = 1$, a mensagem foi recebida corretamente no primeiro instante de tempo. Caso $ack = 0$, a mensagem foi recebida com erros, necessitando de uma retransmissão do *relay*. Logo, pode-se expressar o sinal recebido no destino como

$$y_{r,d} = \begin{cases} \sqrt{P_2}h_{r,d}\hat{s} + \eta_{r,d}, & \text{se } ack = 0, \\ 0, & \text{se } ack = 1. \end{cases} \quad (3.14)$$

Nota-se que, caso $ack = 1$, o *relay* não precisa retransmitir a informação, sendo que o nó destino tem o conhecimento dessa situação. Logo, ele pode descartar a necessidade de um segundo instante de transmissão, aumentando a taxa de transmissão total de dados do sistema cooperativo.

3.2.5 Decodifica Remodula e Encaminha (DreMF)

No protocolo DreMF é realizado um processamento do sinal recebido no *relay*, no qual os sinais decodificados são remodulados em constelações de ordem inferior. Por exemplo, caso seja recebida uma informação modulada originalmente como uma 16-QAM, podem-se utilizar dois ou quatro instantes de tempo para transmiti-la, em constelações QPSK ou BPSK, respectivamente. Dado que o protocolo DreMF é derivado do DF, sabe-se que a única diferença existente é a função $q(\cdot)$. Para o protocolo DreMF, a função $q(\cdot)$ é definida como

$$q(y_{s,r}) = \sqrt{P_2} \hat{s}_r, \quad (3.15)$$

em que \hat{s}_r é a versão decodificada, recodificada e remodulada com uma constelação de ordem inferior, da informação transmitida pela fonte. Logo, pode-se expressar o sinal recebido no destino como

$$y_{r,d} = \sqrt{P_2} \hat{s}_r h_{r,d} + \eta_{r,d}. \quad (3.16)$$

Porém, é interessante notar que serão necessários K instantes de retransmissão do *relay*

$$K = \frac{b}{b_r}, \quad (3.17)$$

em que b é o número de bits que compõem um símbolo da modulação original e b_r é o número de bits que compõem um símbolo da modulação modificada, de ordem menor.

3.3 REDES MARC

Como visto na Seção 3.1, um dos principais problemas de sistemas cooperativos é a baixa eficiência espectral, devido à necessidade do compartilhamento de recursos entre fontes e *relays*. É neste cenário que as redes MARC estão inseridas.

As redes MARC foram originalmente propostas em [38] e, após isto, diversos trabalhos referentes a essas redes foram propostos, como [16], [39] e [40]. As redes MARC se caracterizam por duas ou mais fontes transmitindo suas informações para o *relay* de maneira simultânea. Desta forma, há uma menor divisão de recursos de tempo do sistema, permitindo que o sistema atinja maiores taxas de transmissão.

É interessante salientar que os sinais das outras fontes seriam considerados fontes de interferência para as fontes transmissoras, em sistemas de comunicação convencionais, ou seja, algo prejudicial ao desempenho do sistema. Porém, foi verificado nos sistemas MARC que esta “interferência” pode ser explorada, através de codificação e de protocolos cooperativos, com intuito de aumentar o desempenho total do sistema [15]. Na Subseção 3.3.1 é apresentada uma modificação feita no protocolo DreMF, de modo aumentar a taxa de transmissão.

3.3.1 Protocolo DreMF modificado

A proposta do protocolo DreMF modificado é aumentar a eficiência espectral do sistema. Para isso, ao contrário do protocolo apresentado na Seção 3.2.5, após a decodificação da informação da fonte, o *relay* recodifica e remodula a informação em uma constelação de ordem maior. Caso essa modificação fosse utilizada no sistema apresentado na Figura 5, haveria a necessidade da utilização de memórias para guardar as informações a serem condensadas em um único símbolo. Além disso, é válido notar que essa modificação acarretaria em uma perda de desempenho para o sistema.

Para sistemas do tipo MARC, nos quais mais de uma fonte transmite suas informações para o *relay* ao mesmo tempo, pode-se utilizar esta modificação de modo a possibilitar um interessante compromisso entre desempenho de BER e taxa de transmissão. Por exemplo, em um sistema com duas fontes BPSK que difundem suas informações ao mesmo tempo, o *relay* irá condensar esta informação em sinais do tipo QPSK, o que garante uma melhor eficiência espectral para o sistema, dado que serão necessários menos instantes de transmissão. Porém, haverá uma perda de desempenho associada à modulação de maior ordem. Nota-se que as principais características dos protocolos DF são mantidas, ou seja, ainda é possível realizar diversos tipos de codificação e utilizar diversos tipos de esquemas de transmissão, devido à decodificação do sinal no *relay*.

Neste trabalho, não são utilizados códigos no *relay*, de modo a exibir apenas o ganho de desempenho gerado pelo esquema proposto, porém não existe nenhum empecilho à sua utilização. Um futuro estudo poderá ser feito com intuito de avaliar o desempenho dos principais códigos nos esquemas de transmissão apresentados no trabalho.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentados os principais tópicos de comunicações cooperativas relacionados aos conceitos utilizados nos esquemas de transmissão propostos. Inicialmente, abordaram-se aspectos gerais de comunicações cooperativas, como suas principais vantagens e desvantagens, e os principais elementos que compõem um sistema cooperativo.

Além disso, foram apresentados os principais protocolos de comunicações cooperativas, bem como seus funcionamentos e suas características. Dos protocolos apresentados neste capítulo, apenas o protocolo DF clássico não é utilizado nos esquemas propostos. Por fim, foram abordados os principais aspectos de redes do tipo MARC e uma adaptação do protocolo DreMF, os quais são largamente utilizados nos esquemas propostos.

Capítulo 4

Esquema Cooperativo 1

A primeira contribuição deste trabalho é a proposição e a análise de um esquema de transmissão cooperativo incremental multiusuário, baseado no protocolo DreMF e na utilização de uma estação *relay* com múltiplas antenas, que usa a técnica de seleção de antenas. Este esquema, denominado, Esquema Proposto 1, tem como objetivo a obtenção de um bom compromisso entre taxa de transmissão e desempenho de BER para sistemas com um número moderado de usuários. Deste modo, o esquema proposto pode ser aplicado em diversos cenários reais, tais como sistemas veiculares, redes de sensores e sistemas de comunicações baseados em femtocélulas.

Este capítulo está organizado da seguinte maneira: na Seção 4.1 é descrito o modelo de sistema; o esquema proposto é apresentado na Seção 4.2; a Seção 4.3 apresenta as considerações gerais para as análises de BER posteriores; as Seções 4.4 e 4.5 realizam uma análise assintótica de BER para diferentes configurações do sistema; na Seção 4.6 é proposta uma otimização para o esquema; é proposta uma modificação para o esquema na Seção 4.7; os resultados de simulação são discutidos na Seção 4.8; por fim, uma breve conclusão do capítulo é apresentada na Seção 4.9.

4.1 MODELO DO SISTEMA

O modelo do sistema consiste em uma rede genérica que contém N nós fonte, S_i , em que $i = 1, \dots, N$, uma estação *relay* com M antenas e um nó destino, D , equipado com apenas uma antena. A Figura 9 apresenta o diagrama esquemático para o modelo.

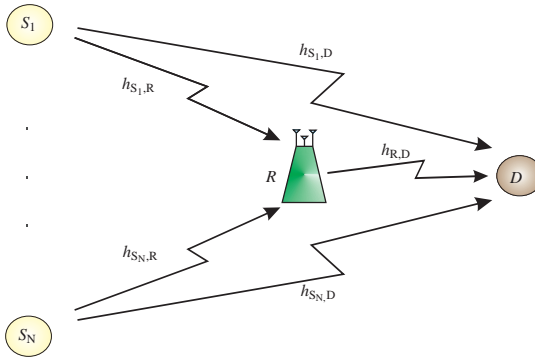


Figura 9: Modelo do sistema utilizado para o Esquema Proposto 1.

Neste modelo de sistema, os canais de desvanecimento são modelados como do tipo Rayleigh, quase estáticos, planos, de média zero e variância unitária, ou seja, os coeficientes do canal não se alteram durante a transmissão de um *frame*, porém variam aleatoriamente de um *frame* para outro. Toda análise é feita em banda base, considerando que os bits transmitidos são mapeados em constelações *Phase-Shift Keying* (PSK) ou *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM).

Além disso, são feitas as seguintes considerações:

- Os coeficientes de canal são conhecidos nos receptores;
- Os nós operam no modo de transmissão *Half-Duplex*;
- O modo de transmissão é o *Time Division Multiple Access Relay Channel* (TDMARC) [41];
- A potência total transmitida por período é P ;
- Assume-se a existência de um canal de realimentação livre de erros;
- Todas as transmissões são sincronizadas.

4.2 ESQUEMA PROPOSTO

O esquema de transmissão cooperativo proposto atua da seguinte maneira. No primeiro instante de tempo, todos os N nós fonte transmitem sua informação, simultaneamente, sendo estas informações recebidas tanto pela estação *relay* quanto pelo nó destino. As informações de cada fonte são transmitidas na forma de um *frame* com L símbolos, pertencentes a uma constelação S . As informações recebidas na j -ésima antena da estação *relay* e no nó destino podem ser escritas, respectivamente, como

$$\mathbf{y}_{s,r,j} = \sum_{i=1}^N \sqrt{P_1} h_{i,j} \mathbf{s}_i + \eta_{s,r}, \quad (4.1)$$

e

$$\mathbf{y}_{s,d} = \sum_{i=1}^N \sqrt{P_1} h_{i,d} \mathbf{s}_i + \eta_{s,d}, \quad (4.2)$$

em que \mathbf{s}_i é o vetor de informação transmitido pelo i -ésimo nó fonte, $h_{i,j}$ e $h_{i,d}$ são os coeficientes dos canais de comunicação entre o i -ésimo nó fonte e a j -ésima antena da estação *relay* e entre o i -ésimo nó fonte e o nó destino, respectivamente. P_1 representa a potência total transmitida no primeiro instante de tempo e $\eta_{s,r}$ e $\eta_{s,d}$ são variáveis aleatórias Gaussianas complexas i.i.d, de média zero e matriz de covariância $N_0 \mathbf{I}_L$, que representam ruídos. Para este sistema foi adotada uma distribuição uniforme de potência entre os nós fonte, $P_1 = P/N$. Além disso, foi assumido que todas as fontes transmitem utilizando a constelação BPSK e que $L = 1$, porém, ambas as considerações não são mandatórias, apenas foram utilizadas a fim de facilitar a derivação de expressões analíticas.

Além disso, no decorrer deste trabalho, não é considerada a utilização de códigos associados à transmissão. Neste caso, a decodificação *Maximum Likelihood* (ML), adaptada de [42], é utilizada para a detecção dos sinais recebidos na estação *relay* e no nó destino. No primeiro instante de tempo, essas detecções podem ser descritas, respectivamente, como

$$\{\hat{\mathbf{s}}_{r,i}\}_{i=1}^N = \arg \min_{\substack{\mathbf{s}'_i \in S^L \\ i=1, \dots, N}} \left[\sum_{j=1}^M \left| \mathbf{y}_{s,r,j} - \sum_{i=1}^N (\sqrt{P_1} h_{i,j} \mathbf{s}'_i) \right|^2 \right] \quad (4.3)$$

e

$$\{\hat{\mathbf{s}}_{d,i}\}_{i=1}^N = \arg \min_{\substack{\mathbf{s}'_i \in \mathcal{S}^L \\ i=1,\dots,N}} \left[\left\| \mathbf{y}_{s,d} - \sum_{i=1}^N (\sqrt{P_i} h_{i,d} \mathbf{s}'_i) \right\|^2 \right]. \quad (4.4)$$

Porém, em sistemas práticos, cada vetor \mathbf{s}_i seria um *frame* codificado utilizando bits de redundância que permitiriam a detecção e a correção de erros. É importante salientar que não existem restrições quanto ao uso de nenhum código neste sistema. Caso seja adotado algum tipo de codificação, os detectores de (4.3) e (4.4) devem ser adequados. Para o sistema deste capítulo, é considerado um detector de erros ideal no nó destino.

Após a recepção dos sinais, o nó destino verifica a existência de erros nos N *frames* recebidos. Feito isso, o nó destino envia uma mensagem através do canal de realimentação, informando da necessidade ou não de retransmissão pelo *relay*. Caso não tenham acontecido erros, as fontes transmitem novas mensagens. Caso tenham ocorrido erros, o esquema de comunicação possuirá um segundo instante de transmissão. É importante salientar que, junto com a mensagem de necessidade de retransmissão, é enviada a informação de qual das M antenas do *relay* forma o enlace com o nó destino de maior SNR instantânea. Ou seja, no esquema proposto é adotada a técnica de seleção de antenas. Desta forma, o número de bits na mensagem de realimentação é dado por

$$b = \lceil \log_2(M + 1) \rceil, \quad (4.5)$$

em que M é o número de antenas na estação *relay*.

No segundo instante de transmissão, caso exista um, a estação *relay* utiliza o protocolo DreMF. Neste capítulo, assume-se que todas as fontes transmitem utilizando a modulação BPSK, porém, não existe nenhuma limitação quanto ao tipo de modulação adotada nas fontes. O protocolo DreMF utilizado atua da seguinte maneira: a estação *relay* recupera as informações das fontes e as remodula de maneira conjunta em uma modulação de maior ordem, de modo a permitir uma única transmissão com a informação de todas as fontes. Por exemplo, caso o sistema possua dois ou três usuários que adotem uma modulação do tipo BPSK, o *relay* irá retransmitir utilizando modulações do tipo QPSK e 8-PSK, respectivamente. Foram adotadas, para o sistema, modulações do tipo PSK para até oito sinais e modulações do tipo QAM para mais de oito sinais. É importante salientar que, caso o número de usuários seja demasiadamente grande, podem ser necessários mais de um instante de transmissão, de modo a fracionar

a transmissão do sinal modulado com uma ordem superior, em diversas transmissões com ordens menores, permitindo ao sistema trabalhar com modulações utilizadas em sistemas reais. Porém, esse caso não será abordado nessa dissertação.

O vetor recebido no segundo instante de tempo pelo nó destino pode ser escrito como

$$\mathbf{y}_{r,d} = \sqrt{P_2} h_{r,d} \hat{\mathbf{s}}_r + \boldsymbol{\eta}_{r,d}, \quad (4.6)$$

em que $\hat{\mathbf{s}}_r \in S_h^L$ é a versão remodulada, pela estação *relay*, das informações transmitidas pelos nós fonte, $h_{r,d}$ representa o coeficiente do canal de transmissão entre a melhor antena da estação *relay* e o nó destino, P_2 é a potência total transmitida no segundo instante de transmissão e $\boldsymbol{\eta}_{r,d}$ é uma variável aleatória Gaussiana complexa, i.i.d., de média zero e matriz de covariância $N_0 \mathbf{I}_L$. De maneira similar ao primeiro instante, a detecção ML no segundo instante é definida como

$$\hat{\mathbf{r}}_d = \arg \min_{\hat{\mathbf{s}}_k \in S_h^L} \left| \mathbf{y}_{r,d} - (\sqrt{P_2} h_{r,d} \hat{\mathbf{s}}_k) \right|^2, \quad (4.7)$$

em que S_h^L é a constelação de maior ordem utilizada no protocolo DreMF.

4.3 ANÁLISE DE BER PARA O ESQUEMA PROPOSTO 1: CONSIDERAÇÕES GERAIS

Nesta seção, algumas considerações gerais são apresentadas a respeito da análise de BER para o Esquema Proposto 1 que será realizada nas próximas duas seções. Conforme a descrição do modelo proposto, apresentado na Seção 4.1, quando houver erro no destino no primeiro instante de tempo (transmissão não cooperativa de todos os usuários), o evento erro no esquema proposto ainda não será deflagrado. Isto porque neste caso o sistema lançará mão de uma retransmissão, feita pelo *relay*. Para que ocorra o evento erro no esquema proposto dado que houve um erro no destino no primeiro instante de tempo, é necessário que haja erro na detecção, que ocorre no *relay*, dos sinais transmitidos pelas fontes no primeiro instante de tempo ou que haja erro na detecção, que ocorre no destino, do sinal retransmitido pelo *relay* no segundo instante de tempo. Assim, o evento erro do esquema proposto é deflagrado somente depois de uma sucessão de outros eventos de erro.

Seja $P_e(\gamma_c)$ a probabilidade de erro do esquema proposto, em que $\gamma_c = P/N_0$. Para sua análise, é necessária a definição das seguintes probabilidades auxiliares:

- $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) = \text{Prob} \left\{ \left\{ \hat{\mathbf{s}}_{d,i} \right\}_{i=1}^N \neq \left\{ \mathbf{s}_i \right\}_{i=1}^N \right\}$ é a BER no nó destino, no primeiro instante de tempo, relativa à transmissão entre as fontes e o destino;
- $P_{\text{mod}}(\gamma_c) = \text{Prob} \left\{ \hat{\mathbf{r}}_d \neq \hat{\mathbf{s}}_k \right\}$ é a BER no nó destino, no segundo instante de tempo, relativa à transmissão entre a estação *relay* e o destino;
- $P_{\text{DreMF}}(\gamma_c) = \text{Prob} \left\{ \left\{ \left\{ \hat{\mathbf{s}}_{r,i} \right\}_{i=1}^N \neq \left\{ \mathbf{s}_i \right\}_{i=1}^N \right\} \vee \left\{ \hat{\mathbf{r}}_d \neq \hat{\mathbf{s}}_k \right\} \right\}$ é a BER no nó destino, no segundo instante de tempo, dado que houve um erro de detecção no destino no primeiro instante de tempo, ou seja, é a BER no nó destino considerando apenas a comunicação de dois saltos: fontes-*relay*-destino. Acima, \vee denota ou exclusivo.

As expressões matemáticas para cada uma dessas probabilidades variam de acordo com o cenário considerado, e dependem do número de fontes, número de antenas na estação *relay*, esquema de modulação digital adotado. Entretanto, em todos os cenários, a probabilidade de erro (BER) do sistema no nó destino é dada por

$$P_e(\gamma_c) = P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)P_{\text{DreMF}}(\gamma_c). \quad (4.8)$$

4.4 APROXIMAÇÃO ASSINTÓTICA DE BER PARA $N \geq 2$ E $M = 1$

Sabendo que a estação *relay* possui apenas uma antena ($M = 1$), pode-se afirmar que a BER, para o primeiro instante de tempo, é igual para a estação *relay* e para o nó destino. Logo, a BER $P_{\text{DreMF}}(\gamma_c)$ pode ser expressa como

$$P_{\text{DreMF}}(\gamma_c) = P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) + P_{\text{mod}}(\gamma_c) - 2P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)P_{\text{mod}}(\gamma_c). \quad (4.9)$$

em que o fator 2 de (4.9) resulta do fato de que, caso ocorra um erro na recepção do *relay* e outro no destino no segundo instante de tempo, para um mesmo bit, ocorre a correção do erro.

Nota-se que essa BER depende da modulação utilizada pela estação *relay*. Logo, ela também irá depender do número de fontes.

Nas próximas subseções são derivadas as probabilidades $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ para diferentes números de usuários e uma equação geral para ela.

4.4.1 Caso $N = 2$

Para o caso de duas fontes, a modulação utilizada na estação *relay* é uma QPSK. Logo, $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$ representa a BER para uma transmissão não cooperativa com modulação QPSK, que é dada por [42]

$$P_{\text{mod}}(\gamma_c) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\mu}{\sqrt{2 - \mu^2}} \right], \quad (4.10)$$

em que

$$\mu = \sqrt{\frac{\gamma_c}{1 + \gamma_c}}. \quad (4.11)$$

A fim de encontrar uma expressão fechada para as Equações (4.8) e (4.9), é necessário encontrar uma expressão analítica para $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$. É importante considerar que derivar analiticamente, por métodos clássicos, uma equação exata para $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ é uma tarefa árdua. Então, a fim de facilitar essa tarefa, as situações de erros foram separadas em dois cenários, baseados nos sinais recebidos pelo nó destino, no primeiro instante de transmissão. Esses casos podem ser descritos como

$$|\sqrt{P_1}s_1h_1 + \sqrt{P_1}s_2h_2| \underset{C_2}{\overset{C_1}{\geq}} |\eta_{s,d}|. \quad (4.12)$$

Seja γ_n definido por

$$\gamma_n = \frac{P_n}{N_0}, \quad (4.13)$$

em que P_n é a potência transmitida no instante de tempo n , com $n = 1$ e 2 . Com $\gamma_c = 2\gamma_1$, podemos então reescrever $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ como

$$\begin{aligned} P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) &= P_{e_1}(\gamma_1) + P_{e_2}(\gamma_1) \\ &= P_{e_{c_1}}(\gamma_1)P_{C_1}(\gamma_1) + P_{e_{c_2}}(\gamma_1)P_{C_2}(\gamma_1), \end{aligned} \quad (4.14)$$

em que $P_{e_{c_i}}(\gamma_1)$ é a BER no nó destino, no primeiro instante de tempo, relativa à transmissão entre as fontes e o destino dado que o caso C_i ocorreu, e $P_{C_i}(\gamma_1)$ é a probabilidade de o caso C_i ocorrer, para $i = 1, 2$.

Para o caso C_1 , a interferência causada entre os sinais não chega a gerar ambiguidade no detector, em situações de alta SNR média. Neste caso, tem-se uma situação bastante favorável na qual o sinal de cada usuário pode

ser demodulado independentemente. Logo, a probabilidade de erro para este cenário pode ser aproximada pela probabilidade de erro de um único usuário realizando uma transmissão ponto-a-ponto não cooperativa, dada por:

$$P_{e_{C_1}}(\gamma) = P_{\text{BPSK}}(\gamma) \quad (4.15)$$

em que $P_{\text{BPSK}}(\gamma)$ é dada por [42]

$$P_{\text{BPSK}}(\gamma) = \frac{1}{2} [1 - \mu]. \quad (4.16)$$

Para o caso C_2 , a interferência causada entre os sinais pode gerar ambiguidade no detector. Este fenômeno é denominado interferência destrutiva no decorrer do trabalho. Neste caso, adota-se o valor mais conservador para $P_{e_{C_2}}(\gamma)$, ou seja, $P_{e_{C_2}}(\gamma) = 0,5$. Por outro lado, explorando o fato de s_1 e s_2 em (4.12) pertencerem a uma constelação BPSK, é possível reescrever a condição para o caso C_2 como sendo

$$|\sqrt{2P_1}h_{1,2}s_{1,2}| \leq |\eta_{s,d}|, \quad (4.17)$$

em que $h_{1,2}$ tem as mesmas estatísticas de h_1 e h_2 , e $s_{1,2}$ também pertence a uma modulação BPSK. É importante observar que um sistema de comunicação com equação de recepção dada por $y = \sqrt{2P_1}h_{1,2}s_{1,2} + \eta_{s,d}$ tem BER igual a $P_{\text{BPSK}}(2\gamma)$, e que um erro neste sistema ocorre sempre sob a condição (4.17). Assim, o segundo termo de $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ pode ser expresso como

$$\begin{aligned} P_{e_2}(\gamma) &= P_{C_2}(\gamma)P_{e_{C_2}}(\gamma) \\ &= P_{\text{BPSK}}(2\gamma). \end{aligned} \quad (4.18)$$

Deve-se ressaltar que encontrar os dois fatores em (4.18) de forma isolada é uma tarefa difícil e de baixo interesse para resultados assintóticos. Porém, a probabilidade conjunta é facilmente obtida.

Como $P_{e_{C_2}}(\gamma) = 1/2$, obtêm-se a partir de (4.18) que $P_{C_2}(\gamma) = 2P_{e_2}(\gamma)$ e $P_{C_1}(\gamma) = 1 - 2P_{e_2}(\gamma)$. Uma aproximação assintótica para $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ pode então ser escrita como

$$\begin{aligned} P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) &= (1 - 2P_{e_2}(\gamma))P_{e_{C_1}}(\gamma) + P_{e_2}(\gamma) \\ &= (1 - 2P_{\text{BPSK}}(\gamma_c))P_{\text{BPSK}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right) + P_{\text{BPSK}}(\gamma_c). \end{aligned} \quad (4.19)$$

4.4.2 Caso $N = 3$

A análise para sistemas com três fontes é similar àquela feita para sistemas com duas fontes. Porém, agora existe a possibilidade da ocorrência de interferência destrutiva tanto entre duas fontes quanto entre três fontes. É importante salientar que esses processos são independentes, ou seja, dado que ocorreu interferência destrutiva entre as três fontes não significa, necessariamente, que os sinais de apenas duas fontes estão se interferindo destrutivamente.

De maneira similar à análise feita na Subseção 4.4.1, é necessário definir $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$ e $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$. $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$, nesse cenário, é relacionada a uma transmissão não cooperativa utilizando uma modulação 8-PSK. A probabilidade de erro de símbolo (SER) para este sistema é apresentada em [43]. Assumindo que os símbolos estão mapeados de maneira ótima (código de Gray), pode-se aproximar $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$ como

$$P_{\text{mod}}(\gamma_c) = \frac{1}{\log_2 M_{\text{PSK}}} (1 - \mu_0), \quad (4.20)$$

em que

$$\mu_0 = \sqrt{\frac{\beta \gamma_c}{\beta \gamma_c + 2}} \quad (4.21)$$

e

$$\beta = 2 \left[\text{sen} \left(\frac{\pi}{M_{\text{PSK}}} \right) \right]^2. \quad (4.22)$$

O caso em que duas fontes geram interferência destrutiva entre si já foi apresentado em (4.18). De modo similar, a probabilidade de um erro ocorrer, dado que existam três fontes causando interferência destrutiva entre si, é dada por

$$P_{e_3}(\gamma_n) = P_{\text{BPSK}}(3\gamma_n). \quad (4.23)$$

De maneira similar à análise realizada na Subseção 4.4.1, $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ para três usuários é dada por

$$P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) = (1 - 2c_{3,2}P_{e_2}(\gamma_1) - 2c_{3,3}P_{e_3}(\gamma_1))P_{e_{c_1}}(\gamma_1) + c_{3,2}P_{e_2}(\gamma_1) + c_{3,3}P_{e_3}(\gamma_1), \quad (4.24)$$

em que $c_{N,i}$ é o número de combinações que uma das N fontes pode se combinar com as outras $i - 1$, gerando interferência destrutiva. Para este caso tem-se $c_{3,2} = 2$ e $c_{3,3} = 1$. Logo, a probabilidade $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ é

$$P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) = \left(1 - 4P_{\text{BPSK}}\left(\frac{2}{3}\gamma_c\right) - 2P_{\text{BPSK}}(\gamma_c)\right)P_{\text{BPSK}}\left(\frac{1}{3}\gamma_c\right) + 2P_{\text{BPSK}}\left(\frac{2}{3}\gamma_c\right) + P_{\text{BPSK}}(\gamma_c). \quad (4.25)$$

4.4.3 Caso $N = 4$

A análise realizada para o caso de quatro fontes é similar ao caso de três e duas fontes. Porém, agora existem mais possibilidades de as fontes gerarem interferência destrutiva entre si. Os eventos de dois, três e quatro fontes são processos independentes, do mesmo modo que no caso de três fontes.

De maneira similar aos casos anteriores, é necessário obter $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$ e $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$. $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$, nesse cenário, é relacionada a uma transmissão não cooperativa utilizando uma modulação 16-QAM. A SER correspondente é apresentada em [43]. Pode-se aproximar $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$ como

$$P_{\text{mod}}(\gamma_c) = \frac{1}{\log_2 M_{\text{QAM}}} \left(1 - (1 - P_{\text{aux}})^2\right), \quad (4.26)$$

em que

$$P_{\text{aux}} = \frac{\alpha}{2}(1 - \mu_0), \quad (4.27)$$

em que μ_0 foi apresentado em (4.23), e as variáveis β e α para a constelação QAM são dados como

$$\beta = \frac{3}{M_{\text{QAM}} - 1} \quad (4.28)$$

e

$$\alpha = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_{\text{QAM}}}}\right). \quad (4.29)$$

De modo similar, à análise feita nas Subseções 4.4.1 e 4.4.2, a probabilidade de um erro ocorrer, dado que existam quatro fontes causando interferência destrutiva entre si, é dada por

$$P_{e_4}(\gamma_n) = P_{\text{BPSK}}(4\gamma_n). \quad (4.30)$$

Dessa maneira, obtém-se a probabilidade $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ para o caso com quatro fontes como

$$\begin{aligned} P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) = & (1 - 2c_{4,2}P_{e_2}(\gamma) - 2c_{4,3}P_{e_3}(\gamma) - \\ & 2c_{4,4}P_{e_4}(\gamma))P_{e_{C_1}}(\gamma) + c_{4,2}P_{e_2}(\gamma) + \\ & c_{4,3}P_{e_3}(\gamma) + c_{4,4}P_{e_4}(\gamma), \end{aligned} \quad (4.31)$$

em que, para este caso, tem-se $c_{4,2} = 3$, $c_{4,3} = 3$ e $c_{4,4} = 1$. Logo, a probabilidade $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ é

$$\begin{aligned} P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) = & \left(1 - 6P_{\text{BPSK}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right) - 6P_{\text{BPSK}}\left(\frac{3}{4}\gamma_c\right) - 2P_{\text{BPSK}}(\gamma_c)\right) \times \\ & P_{\text{BPSK}}\left(\frac{1}{4}\gamma_c\right) + 3P_{\text{BPSK}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right) + 3P_{\text{BPSK}}\left(\frac{3}{4}\gamma_c\right) + P_{\text{BPSK}}(\gamma_c). \end{aligned} \quad (4.32)$$

4.4.4 Caso $N \geq 2$

Através da análise anterior dos casos com $N = 2, 3$ e 4 , pode ser observado um padrão de formação para a equação da probabilidade $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$. Com o conhecimento de $P_{\text{mod}}(\gamma_c)$, que depende apenas da modulação utilizada na estação *relay*, as suas derivações analíticas podem ser encontradas em [42] e [43]. Uma equação genérica para valores de $N \geq 2$, pode ser escrita como

$$\begin{aligned} P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) = & P_{\text{BPSK}}\left(\frac{1}{N}\gamma_c\right) + \sum_{n=2}^N \left[\left(1 - 2P_{\text{BPSK}}\left(\frac{1}{N}\gamma_c\right)\right) \times \right. \\ & \left. P_{\text{BPSK}}\left(\frac{n}{N}\gamma_c\right) \binom{N-1}{N-n} \right]. \end{aligned} \quad (4.33)$$

4.4.5 Aproximação da BER para $N = 2$

Na Seção 4.8 será visto que os resultados analíticos da aproximação assintótica, como esperado, não são tão próximos às curvas simuladas para baixos valores de SNR média, ou seja, a equação derivada não representa bem o comportamento da BER para baixos valores de SNR. Isso é devido à suposição da probabilidade de erro para um evento do caso C_2 ser rigorosa demais. De fato, diversas situações em que não ocorrem erros estão sendo consideradas como errôneas.

É possível obter uma melhor estimativa para a probabilidade de um evento C_2 ocorrer para o caso com duas fontes. Para $N > 2$, mais fatores influenciam a estimativa, o que a torna mais difícil de ser obtida. No caso com $N = 2$, para cada fonte pode-se considerar o sinal da outra fonte como um ruído. Logo, pode-se reescrever (4.12) como

$$|\sqrt{P_1}s_1h_1| \underset{C_2}{\overset{C_1}{\gtrless}} |\eta_{s,d} + \eta_{s_2}|, \quad (4.34)$$

em que η_{s_2} é o sinal de uma das fontes sendo considerado como um ruído para a outra fonte. Para que ocorra um erro durante o caso C_1 , é necessário que a variância do ruído seja similar à do ruído de recepção do sistema. Desta maneira, pode-se aproximar o ruído η_{s_2} como uma variável aleatória Gaussiana complexa i.i.d., com média zero e variância N_0 . Logo, a probabilidade de ocorrência do evento C_2 pode ser mais bem aproximada por

$$P_{Ae_2}(\gamma_n) = P_{\text{BPSK}}\left(\frac{1}{2}\gamma_n\right). \quad (4.35)$$

Fazendo a mesma suposição de probabilidade de erro igual a $1/2$, tem-se que a probabilidade de ocorrência da situação C_2 pode ser aproximada por $2P_{Ae_2}(\gamma_1)$, ou seja, novamente estamos considerando o pior cenário. É importante salientar que o produto previamente estimado é coerente para o sistema, apenas a probabilidade de erro de $1/2$ é uma suposição mais rígida. Assim, não é necessário modificar o termo que representa a probabilidade de ocorrer um erro dado que ocorreu C_2 , em (4.19), apenas temos que modificar a probabilidade de C_2 ocorrer. Feito isso, realizou-se uma melhor aproximação da probabilidade de ocorrência de C_2 , resultando em uma melhor aproximação da probabilidade $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$. Considerando

estas suposições, uma melhor aproximação para $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ pode ser escrita como:

$$P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) = \left(1 - 2P_{\text{BPSK}}\left(\frac{1}{4}\gamma_c\right)\right) P_{\text{BPSK}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right) + P_{\text{BPSK}}(\gamma_c). \quad (4.36)$$

4.4.6 Caso $N = 2$ e $M = 1$ - QPSK

Para um sistema com duas fontes utilizando modulação QPSK e a estação *relay* utilizando uma antena, as equações (4.8) e (4.9) continuam sendo válidas. Neste caso, pode-se considerar cada fonte do sistema como sendo um grupo composto por duas fontes BPSK, uma transmitindo no plano real, e a outra no plano imaginário. Deste modo, a probabilidade de que uma fonte gere interferência destrutiva com as fontes do outro grupo é dada por

$$P_{eQ_1}(\gamma_n) = c_1 n_b P_{\text{QPSK}}(2\gamma_n), \quad (4.37)$$

em que $P_{\text{QPSK}}(\gamma_c) = P_{\text{mod}}(\gamma_c)$, para uma constelação QPSK, $c_1 = 2$ é o número de possíveis combinações em que uma fonte gera interferência destrutiva para as fontes do outro grupo, n_b é o número de bits por símbolo da constelação. Da mesma maneira, a possibilidade de um grupo gerar interferência no outro pode ser descrita como

$$P_{eQ_2}(\gamma_n) = c_2 n_b P_{\text{QPSK}}^2(2\gamma_n), \quad (4.38)$$

em que $c_2 = 1$ é o número de possíveis combinações em que um grupo gera interferência destrutiva para o outro grupo. Então, pode-se utilizar a mesma metodologia e as mesmas suposições adotadas para a obtenção de $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ utilizando duas fontes. Logo, a probabilidade $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$, para duas fontes e utilizando modulação QPSK, pode ser aproximada como

$$P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c) = \left(1 - 8P_{\text{QPSK}}(\gamma_c) - 4P_{\text{QPSK}}^2(\gamma_c)\right) P_{\text{QPSK}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right) + 4P_{\text{QPSK}}(\gamma_c) + 2P_{\text{QPSK}}^2(\gamma_c). \quad (4.39)$$

4.5 APROXIMAÇÃO ANALÍTICA DE BER PARA $N = 2$ E $M > 1$

Para sistemas com duas fontes e mais de uma antena na estação *relay*, é necessário considerar algumas modificações na análise feita para o caso com uma antena na estação *relay*. De fato, a equação (4.8) continua sendo válida, porém $P_{\text{DreMF}}(\gamma_c)$ agora é dada por

$$P_{\text{DreMF}}(\gamma_c) = P_{\text{MRC}}(\gamma_c) + P_{\text{TAS}}(\gamma_c) - 2P_{\text{MRC}}(\gamma_c)P_{\text{TAS}}(\gamma_c), \quad (4.40)$$

em que $P_{\text{MRC}}(\gamma_c)$ é a probabilidade de um erro na detecção da estação *relay*, no primeiro instante de tempo sob a técnica MRC descrita na Seção 2.3 e $P_{\text{TAS}}(\gamma_c)$ é a probabilidade de um erro na detecção no nó destino, no segundo instante de tempo, dada a utilização da técnica de seleção de antenas na estação *relay*. A probabilidade $P_{\text{TAS}}(\gamma_c)$ para constelações PSK, adaptada de [43], é escrita como

$$P_{\text{TAS}}(\gamma_c) = \frac{2}{\log_2 M_{\text{PSK}}} \sum_{k=0}^{M-1} \left[(-1)^k \binom{M}{k+1} \left(\frac{1-\mu_k}{2} \right) \right], \quad (4.41)$$

em que μ_k é uma generalização para (4.21) e é descrito como

$$\mu_k = \sqrt{\frac{\beta \gamma_c}{2k + \beta \gamma_c + 2}}, \quad (4.42)$$

em que β já foi apresentado em (4.22) e $M_{\text{PSK}} = 4$.

A análise para duas fontes continua sendo válida, desde que seja considerado o uso da probabilidade de erro para um sistema MRC clássico, ao invés de um sistema não cooperativo ponto a ponto. Essa probabilidade é [42]

$$P_{\text{BMRC}}(\gamma_c) = \left[\frac{1}{2}(1-\mu) \right]^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} \binom{M-1+k}{k} \left[\frac{1}{2}(1+\mu) \right]^k, \quad (4.43)$$

em que μ foi apresentado em (4.11).

4.5.1 Caso $M = 2$

Neste cenário existem dois tipos de eventos em que ocorre interferência destrutiva entre as fontes; são eles: 1) as fontes causam interferência destrutiva em apenas uma das antenas receptoras; 2) as fontes causam interferência destrutiva em todas as antenas receptoras, simultaneamente. Nota-se que o evento 1 inclui o evento 2. Para simplificar o cenário, é considerado que caso ocorra interferência destrutiva em uma antena, os recursos e a informação daquela antena são negligenciados. Logo, a probabilidade $P_{\text{MRC}}(\gamma_c)$ utilizando uma modulação QPSK é

$$P_{\text{MRC}}(\gamma_c) = [1 - c_1 P_{e_2}(\gamma_c) - c_2 (P_{e_2}(\gamma_c))^2] P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=2} + c_1 P_{e_2}(\gamma_c) P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=1} + c_2 (P_{e_2}(\gamma_c))^2, \quad (4.44)$$

em que $P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=n}$ é a probabilidade de erro de bit para a técnica MRC com M antenas, $P_{e_2}(\gamma_c)$ é dado em (4.18), e c_k é o número de possibilidades de combinações para a ocorrência de cada um dos eventos, sendo k o índice de cada um dos possíveis eventos, $k = 1, 2$. Através da utilização da teoria de conjuntos e sabendo que o evento 2 é contido no evento 1, é possível encontrar os valores de c_1 e c_2 , $c_1 = 2$ e $c_2 = -1$.

4.5.2 Caso $M = 3$

A probabilidade de erro para o cenário com duas fontes e três antenas na estação *relay* é muito similar ao caso com duas antenas. Nesta situação, existem três eventos: 1) as fontes causam interferência destrutiva em apenas uma das antenas receptoras; 2) as fontes causam interferência destrutiva em duas antenas receptoras, simultaneamente; 3) as fontes geram interferência destrutiva nas três antenas, ao mesmo tempo. Nota-se que o evento 2 está contido no 1, e o evento 3 está contido no 2. Da mesma forma que para o

caso com duas antenas, tem-se que $c_1 = 3$, $c_2 = -3$ e $c_3 = 1$. Pode-se obter a aproximação da BER como sendo

$$\begin{aligned}
 P_{\text{MRC}}(\gamma_c) = & [1 - c_1 P_{e_2}(\gamma_c) - c_2 (P_{e_2}(\gamma_c))^2 - c_3 (P_{e_2}(\gamma_c))^3] \times \\
 & P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=3} + c_1 P_{e_2}(\gamma_c) P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=2} + \\
 & c_2 (P_{e_2}(\gamma_c))^2 P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=1} + c_3 (P_{e_2}(\gamma_c))^3.
 \end{aligned} \tag{4.45}$$

4.5.3 Caso $M = 4$

A probabilidade de erro para o cenário com duas fontes e quatro antenas na estação *relay* é muito similar ao caso com duas antenas. Nesta situação, existem quatro eventos: 1) as fontes causam interferência destrutiva em apenas uma das antenas receptoras; 2) as fontes causam interferência destrutiva em duas antenas receptoras, simultaneamente; 3) as fontes geram interferência destrutiva nas três antenas receptoras, ao mesmo tempo; 4) as fontes geram interferência destrutiva em todas as antenas receptoras. Nota-se que o evento 2 está contido no 1, o evento 3 está contido no 2, e o evento 4 está contido no 3. Da mesma forma que os casos anteriores, tem-se que $c_1 = 4$, $c_2 = -6$, $c_3 = 4$ e $c_4 = -1$. Pode-se obter a aproximação da BER como sendo

$$\begin{aligned}
 P_{\text{MRC}}(\gamma_c) = & [1 - c_1 P_{e_2}(\gamma_c) - c_2 (P_{e_2}(\gamma_c))^2 - c_3 (P_{e_2}(\gamma_c))^3 - c_4 (P_{e_2}(\gamma_c))^4] \times \\
 & P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=4} + c_1 P_{e_2}(\gamma_c) P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=3} + \\
 & c_2 (P_{e_2}(\gamma_c))^2 P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=2} + c_3 (P_{e_2}(\gamma_c))^3 P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=1} + \\
 & c_4 (P_{e_2}(\gamma_c))^4.
 \end{aligned} \tag{4.46}$$

4.5.4 Caso $N = 2$ e $M > 1$

A partir dos resultados anteriores, pode-se observar um padrão nas probabilidades de erro para $N = 2$ e $M > 1$. As probabilidades de erro para o sistema são apresentadas em (4.8) e (4.40). A probabilidade $P_{\text{MRC}}(\gamma_c)$ pode ser generalizada como

$$P_{\text{MRC}}(\gamma_c) = P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=M} + \sum_{m=1}^M \left[P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=M} - P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=M-m} \right] P_{e_2}(\gamma_c)^m (-1)^m \binom{M}{m}, \quad (4.47)$$

em que

$$P_{\text{BMRC}}\left(\frac{1}{2}\gamma_c\right)_{M=0} = 1, \quad (4.48)$$

dados que a informação das antenas que sofreram o efeito da interferência destrutiva foi negligenciada.

4.6 PROPOSTA DE OTIMIZAÇÃO

No esquema proposto na Seção 4.2, existe uma considerável perda de recursos no segundo instante de tempo, devido à retransmissão da informação de todas as fontes, caso tenha ocorrido algum erro no primeiro instante de tempo. Com o aumento da SNR média do sistema, a probabilidade de que mais de um *frame*, transmitido simultaneamente pelas fontes, esteja errado decai significativamente. Além disso, no esquema proposto, a informação de quais *frames* contêm erros não é conhecida pelo nó *relay*.

A otimização proposta nesta seção faz uso do canal de realimentação para que o destino informe à estação *relay* quais *frames* devem ser retransmitidos, permitindo-lhe trabalhar com modulações de ordem inferior, melhorando a robustez do sistema. Por exemplo, em um sistema com quatro fontes utilizando modulação BPSK, a estação *relay* deverá ser hábil a modular a informação nas seguintes constelações, de acordo com a quantidade de *frames* corrompidos: BPSK, QPSK, 8-PSK ou 16-QAM.

Esta modulação adaptativa ocorrida na estação *relay* promove um aumento da robustez do sistema a erros ao custo de uma maior complexidade

de processamento na estação *relay* e no nó destino. Além do custo em processamento, haverá uma demanda maior no canal de realimentação em função do número maior de combinações entre os nós fonte, de acordo com a identificação de *frames* corrompidos. Desta forma, o número de bits de realimentação para o sistema otimizado é dado por

$$b = \lceil \log_2(M) \rceil + N. \quad (4.49)$$

É importante salientar que esta otimização pode ser utilizada tanto para o esquema proposto quanto para o esquema modificado, que é proposto na Seção 4.7.

4.7 PROPOSTA DE MODIFICAÇÃO

O esquema proposto na Seção 4.2 possui um bom compromisso entre robustez a erros e taxa de transmissão. Porém, ele necessita de um sincronismo complexo e torna difícil a inserção e a remoção de usuários (nós fonte) na rede. A fim de tornar o sistema mais imune a questões de sincronização, buscou-se minimizar estes efeitos em troca da perda de parte do seu desempenho.

Para o novo esquema, foi feita uma modificação no modelo do sistema de modo que a estação *relay* passasse a operar no modo de transmissão *Full-Duplex*. No primeiro instante de tempo, a realimentação atua de maneira similar à descrita no esquema da Seção 4.2. Porém, a realimentação é considerada apenas pela estação *relay*, ou seja, as fontes irão transmitir dados de maneira contínua. Caso ocorra um erro, a informação do *relay* será retransmitida em conjunto com as novas informações das fontes. Assim, os possíveis sinais recebidos no nó destino são dados por

$$\mathbf{y}_d = \sum_{i=1}^N \sqrt{P_1} h_{i,d} \mathbf{s}_i + \eta_d \quad (4.50)$$

ou

$$\mathbf{y}_d = \sum_{i=1}^N \sqrt{P_1} h_{i,d} \mathbf{s}_i + \sqrt{P_2} h_{r,d} \hat{\mathbf{s}}_r + \eta_d, \quad (4.51)$$

em que a recepção e a codificação do *relay* são iguais às realizadas no esquema proposto. A primeira situação ocorre quando não há erros no instante anterior e a segunda quando há um ou mais erros. Desta maneira, as

fontes que se inserem no sistema não necessitam saber que estão participando de um sistema cooperativo, o que facilita sua entrada e saída do sistema e seu sincronismo durante as transmissões. As detecções ML para as duas possíveis situações mencionadas anteriormente são dadas por

$$\{\hat{\mathbf{s}}_{d,i}\}_{i=1}^N = \arg \min_{\substack{\mathbf{s}'_i \in S^L \\ i=1,\dots,N}} \left[\left| \mathbf{y}_d - \sum_{i=1}^N (\sqrt{P_1} h_{i,d} \mathbf{s}'_i) \right|^2 \right] \quad (4.52)$$

e

$$\{\hat{\mathbf{s}}_{d,i}\}_{i=1}^N = \arg \min_{\substack{\mathbf{s}'_i \in S^L \\ \mathbf{s}_k \in S^L_h \\ i=1,\dots,N}} \left[\left| \mathbf{y}_d - \sum_{i=1}^N (\sqrt{P_1} h_{i,d} \mathbf{s}'_i) - (\sqrt{P_2} h_{r,d} \mathbf{s}_k) \right|^2 \right]. \quad (4.53)$$

4.8 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta seção apresenta resultados de simulação do esquema proposto a fim de validar a análise das aproximações analíticas, da otimização e das modificações propostas, e discute seu desempenho e suas características. Realizaram-se simulações do tipo Monte Carlo. Utilizou-se a constelação BPSK para cada uma das fontes, e a potência de transmissão considerada nos nós fonte foi normalizada uniformemente: $P_1 = P/N$ e $P_2 = P$. A taxa de transmissão é dada por $R = b/T$, em que b é o número total de bits transmitidos e T é o número de instantes de tempo.

As Figuras 10-12 apresentam uma comparação entre os resultados de simulação e as aproximações assintóticas para o esquema proposto com $N = 2$, $N = 3$ e $N = 4$. É notável que as aproximações assintóticas propostas na Seção 4.4 apresentam bons resultados para os casos estudados. No entanto, a acurácia dos resultados teóricos é baixa para valores de baixa SNR. Além disso, este efeito torna-se mais notável para um maior número de fontes. Este fato já era esperado, dado que diversos erros são contabilizados mais de uma vez devido às suposições realizadas para a estimação da ocorrência de interferência destrutiva entre as fontes.

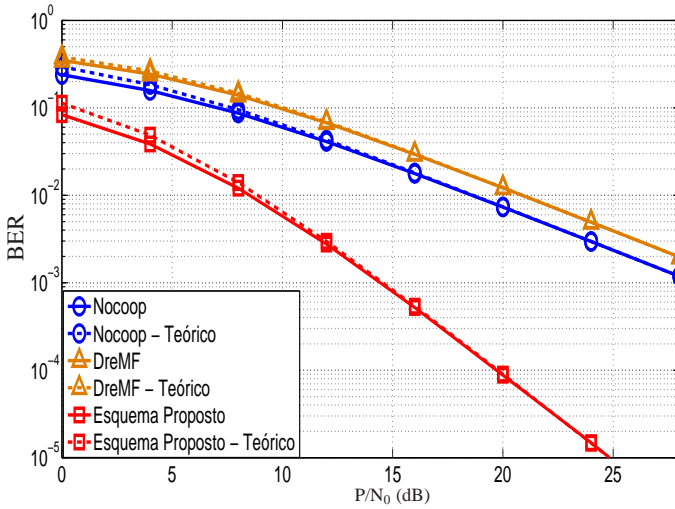


Figura 10: Curvas de BER do esquema proposto para $N = 2$ e $M = 1$.

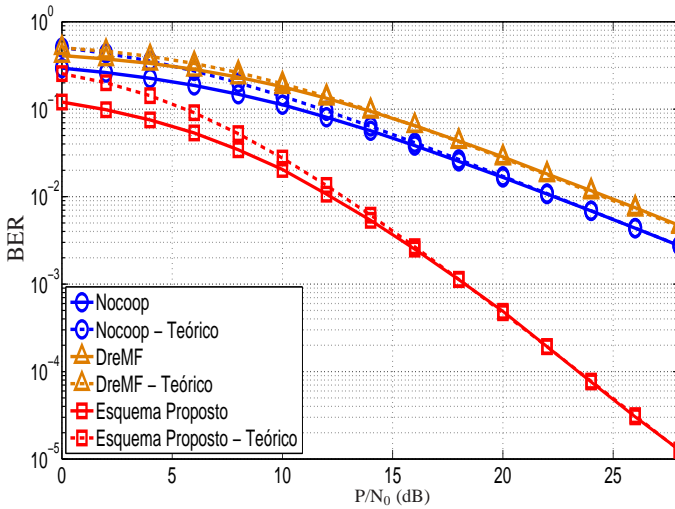


Figura 11: Curvas de BER do esquema proposto para $N = 3$ e $M = 1$.

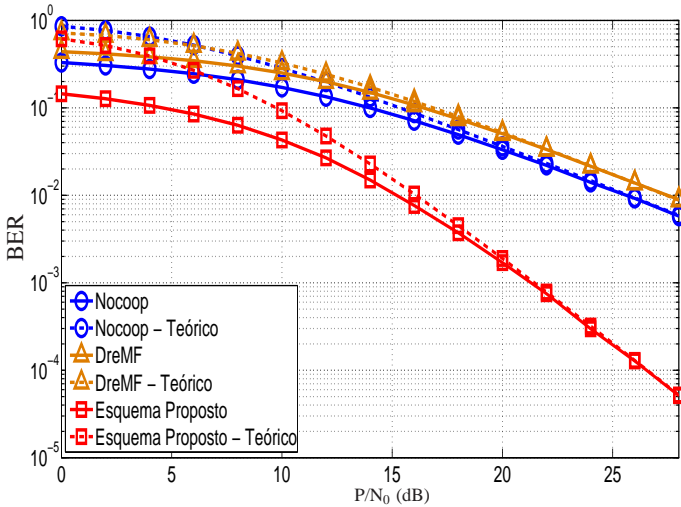


Figura 12: Curvas de BER do esquema proposto para $N = 4$ e $M = 1$.

A Figura 13 apresenta uma comparação do desempenho entre dois cenários: o primeiro possui duas fontes utilizando modulação QPSK, enquanto que o segundo apresenta quatro fontes utilizando modulação BPSK. Além disso, a Figura 13 apresenta a aproximação assintótica para o caso das fontes utilizando a constelação QPSK. Como esperado, a aproximação assintótica apresenta um bom resultado ao ser comparada à simulação, possuindo o mesmo padrão dos casos anteriores. Além disso, o cenário com duas fontes mostrou um melhor desempenho quando comparado com o caso de 4 fontes. Esse fato era esperado, dado que os bits de uma mesma fonte não geram interferência entre si, logo, a probabilidade de ocorrer interferência destrutiva no sistema é menor.

São apresentadas nas Figuras 14 e 15 aproximações assintóticas para o caso $N = 2$ e $M > 1$. Na Figura 14 é considerada a probabilidade $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ descrita em (4.19). A melhor aproximação realizada para $P_{\text{Nocoop}}(\gamma_c)$ descrita em (4.36) é usada na Figura 15. É observável que os resultados teóricos apresentados na Figura 15 possuem maior acurácia, até mesmo para baixos valores de SNR, do que os resultados da Figura 14. Porém, ambas as figuras validam a análise realizada na Seção 4.5.

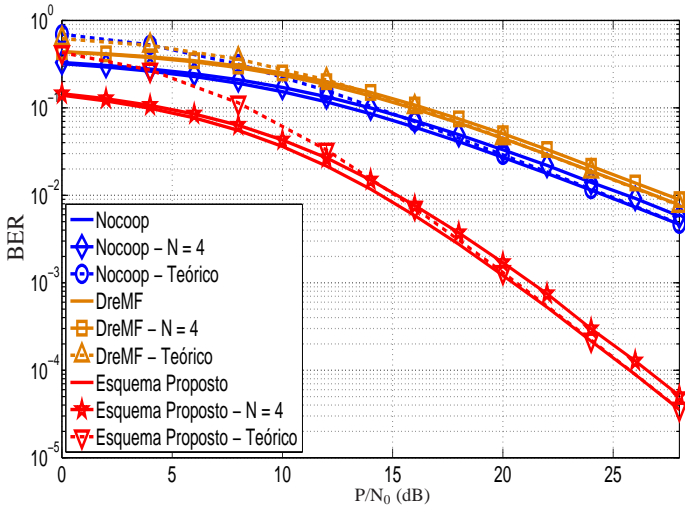


Figura 13: Curvas de BER do esquema proposto para $N = 2$ fontes QPSK e $N = 4$ fontes BPSK, com $M = 1$.

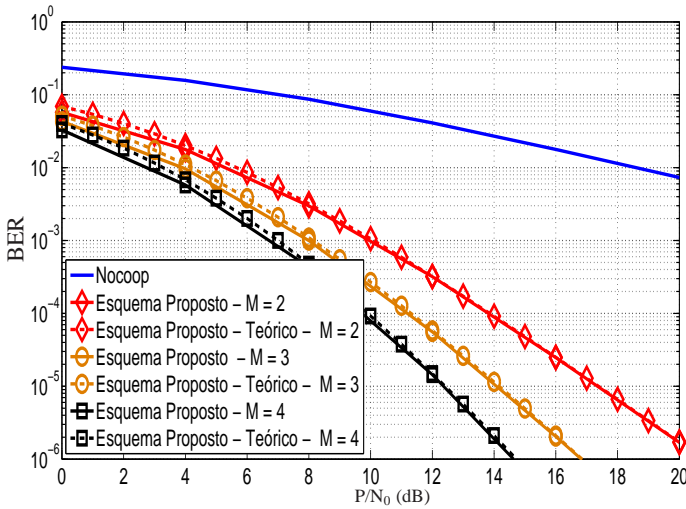


Figura 14: Curvas de BER do esquema proposto para $N = 2$ e $M > 1$.

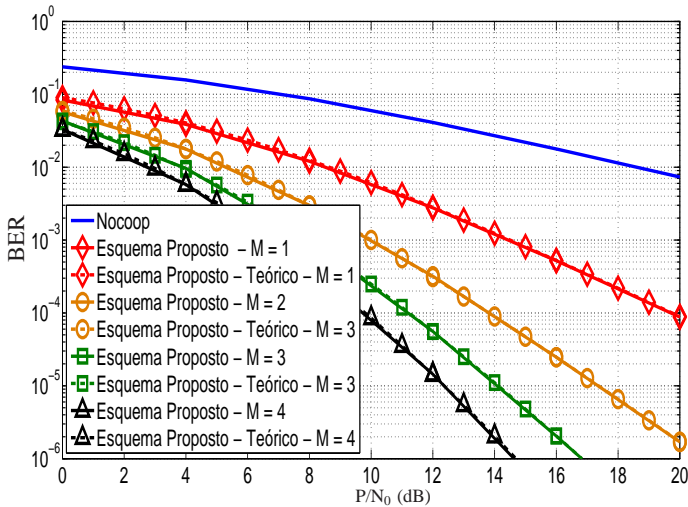


Figura 15: Curvas de BER do esquema proposto para uma melhor aproximação de $P_{\text{Nocoop}}(\gamma)$, com $N = 2$ e $M > 1$.

Com o intuito de demonstrar o bom compromisso do sistema proposto, são apresentadas na Figura 16 as simulações da taxa de transmissão do esquema proposto para diferentes números de fontes. Além disso, são apresentados nas Tabelas 1 e 2 resultados numéricos referentes à utilização da estação *relay* e à perda de taxa para um cenário específico, respectivamente.

Como pode ser visto, as taxas de transmissão aproximam-se dos valores de sistemas não cooperativos para elevados valores de SNR. No entanto, como mostrado nas Figuras 10-15, o esquema proposto possui um ganho de diversidade. Baseado nesse fato, pode-se afirmar que o sistema possui um bom compromisso entre taxa de transmissão e desempenho de BER, mesmo para números elevados de usuários. É importante salientar que, para o sistema manter esse bom compromisso, em um cenário com elevado número de usuários é necessário que a estação *relay* possua um elevado número de antenas.

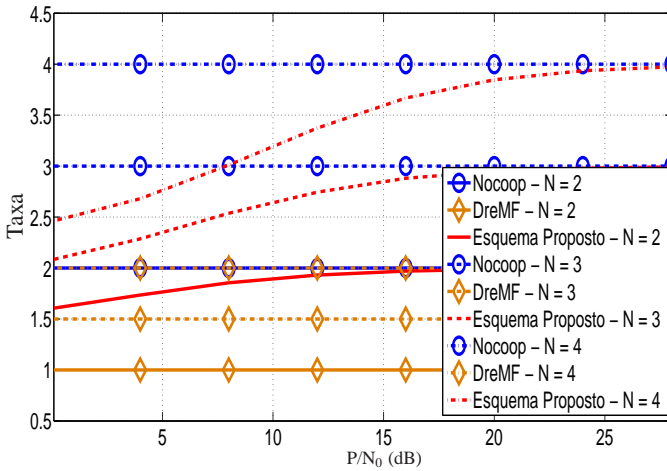


Figura 16: Curvas de taxa de transmissão do esquema proposto para diferentes valores de N .

Tabela 1: Utilização do Relay, para diferentes números de fontes.

Fontes	Utilização do Relay	SNR média			
		0 dB	8 dB	16 dB	24 dB
N = 2	(Nocoop)	60,4%	85,5%	97,0%	99,5%
	(DreMF)	39,6%	14,5%	3,0%	0,5%
N = 3	(Nocoop)	38,6%	69,1%	92,0%	98,5%
	(DreMF)	61,4%	30,9%	8,0%	1,5%
N = 4	(Nocoop)	22,8%	51,5%	83,3%	96,7%
	(DreMF)	77,2%	48,5%	16,7%	3,3%

Tabela 2: Perda de Taxa do esquema proposto, para SNR = 20 dB.

Número de Fontes	Perda de Taxa
$N = 2$	0,012
$N = 3$	0,051
$N = 4$	0,154

É possível melhorar o desempenho do sistema proposto, conforme apresentado na Seção 4.6. O desempenho de BER para a otimização utilizando modulação variável (MV), para $M = 1, 2$ e 4, considerando duas e três fontes, respectivamente, é apresentado nas Figuras 17 e 18. Os resultados mostram que o ganho de diversidade do esquema é mantido, enquanto que o uso da otimização resulta em um ganho em termos de SNR média, quando comparado com o esquema base proposto em 4.2. Nota-se que quanto maior for o número de fontes, maior será o ganho de SNR obtido com uso da modulação variável.

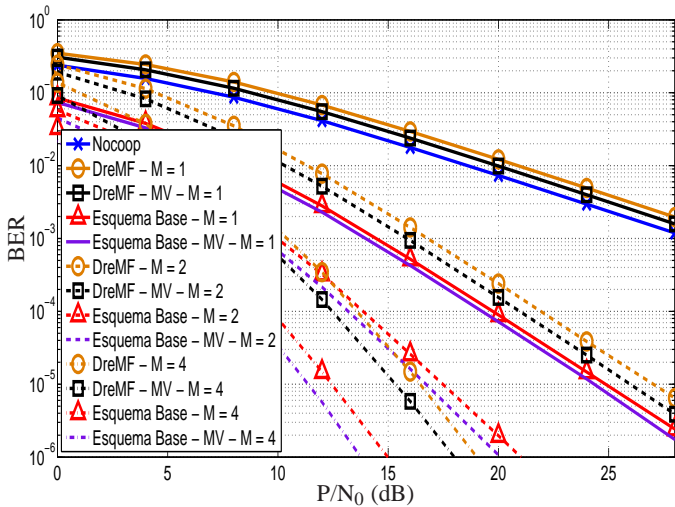


Figura 17: Comparação entre os esquemas, com e sem a otimização, para $N = 2$.

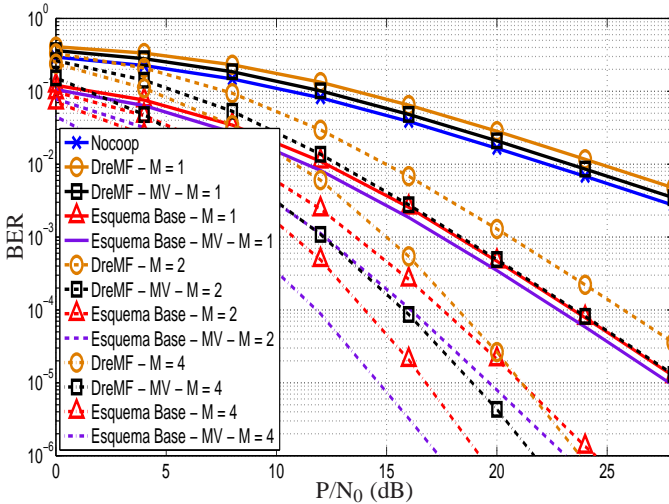


Figura 18: Comparação entre os esquemas, com e sem a otimização, para $N = 3$.

Como abordado e apresentado na Seção 4.7, para aumentar a gama de aplicações para o sistema apresentado, foi realizada uma modificação, apresentada na Seção 4.7. A BER para o esquema proposto modificado, utilizando apenas um instante de tempo (1Ts), para $M = 1, 2$ e 4 , considerando duas e três fontes, respectivamente, é apresentada nas Figuras 19 e 20. Os resultados mostram que para o caso de $M = 1$ o sistema proposto modificado apresenta apenas uma perda de SNR, quando comparado com o esquema base proposto em 4.2, em troca de uma redução dos problemas relacionados ao sincronismo e uma redução da complexidade de inserção de usuários nas redes. Destaca-se que tais características aumentam a sua aplicabilidade em redes cooperativas. Além disso, é válido ressaltar que a taxa de transmissão do sistema modificado é sempre igual ao caso não cooperativo, o que garante um significativo ganho de taxa de transmissão para regiões de baixa e moderada SNR média. Porém, para $M > 1$, o sistema modificado perde seu ganho de diversidade, o que mostra que a técnica tradicional de seleção de antenas não alcança ganhos de diversidade para sistemas de múltiplo acesso. Desta maneira, o sistema utilizando a técnica tradicional de seleção de antenas mostra-se pouco atrativo para sistemas MARC com estações *relay* com múltiplas antenas, considerando

a modificação proposta. O estudo da utilização de outras técnicas de diversidade na transmissão será realizado em trabalhos futuros.

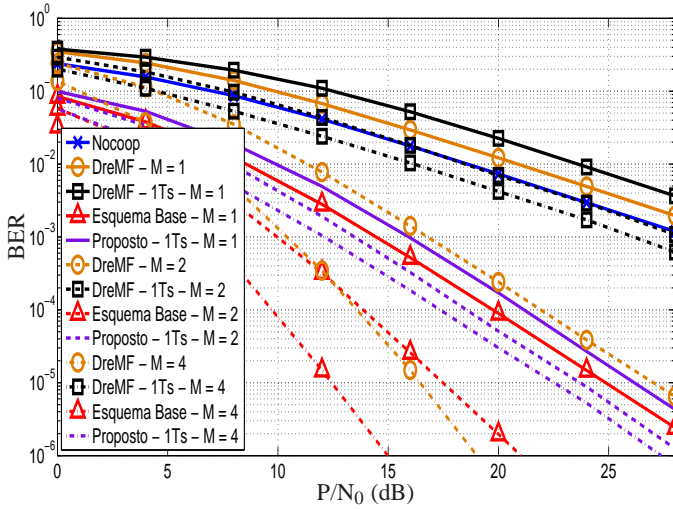


Figura 19: Comparação entre os esquemas, com e sem modificação, para $N = 2$.

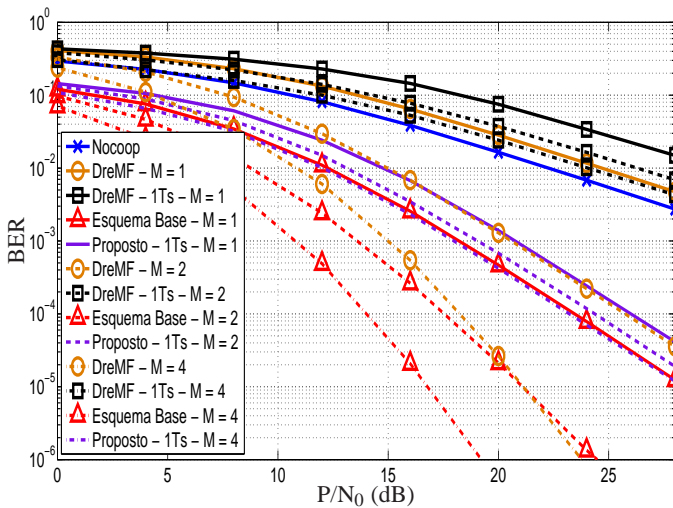


Figura 20: Comparação entre os esquemas, com e sem modificação, para $N = 3$.

4.9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi proposto um esquema de transmissão cooperativo para redes MARC, considerando o protocolo DreMF e a técnica de seleção de antenas. Os resultados mostraram que o esquema apresenta um interessante compromisso entre taxa de transmissão e desempenho de BER e pode ser aplicado em diferentes cenários de comunicação. Foram apresentadas soluções assintóticas para os casos $N \geq 2, M = 1$ e $N = 2, M > 1$, as quais mostraram-se precisas, quando comparadas com as simulações.

Além disso, foi proposta uma otimização para o esquema que, em troca de uma maior quantidade de bits de realimentação e uma maior complexidade do receptor, garante um ganho de SNR média ao sistema. Por fim, foi proposta uma modificação no sistema que torna seu sincronismo consideravelmente simples, em troca de uma perda de desempenho, considerando o cenário com $M = 1$, fato que facilita sua aplicação em sistemas atuais. Porém, esta modificação mostrou-se não indicada para os casos com $M > 1$.

Capítulo 5

Esquema Cooperativo 2

A segunda contribuição desta dissertação é a proposição de um esquema de transmissão cooperativo multiusuário, baseado em seleção dinâmica entre antena/*relay*, considerando a utilização de *clusters* de *relays* que usam o protocolo AF e a utilização de uma estação *relay* com múltiplas antenas, a qual usa o protocolo DreMF. Este esquema, denominado Esquema Proposto 2, visa proporcionar uma extensão na área de cobertura do sistema, além de proporcionar ganhos de diversidade ao custo de uma pequena perda de taxa de transmissão. Esta proposta pode ser utilizada em diversos cenários como em sistemas veiculares, redes de sensores e sistemas de comunicações, sendo que ele foi originalmente desenvolvido com intuito de aumentar o desempenho em redes LTE, utilizadas no padrão de comunicações 4G.

Este capítulo está organizado da seguinte maneira: na Seção 5.1 é descrito o modelo de sistema considerado; o esquema proposto é apresentado na Seção 5.2; a Seção 5.3 apresenta uma análise teórica da SNR instantânea do sistema; é apresentada uma análise teórica referente ao uso da estação *relay* na Seção 5.4; os resultados de simulação são discutidos na Seção 5.5; por fim, os tópicos abordados e os resultados obtidos são sumarizados na Seção 5.6.

5.1 MODELO DO SISTEMA

A Figura 21 ilustra o modelo do sistema do Esquema Proposto 2. Este cenário é composto por dois nós fonte, S_1 e S_2 , um nó destino, D , uma estação *relay*, MR , com múltiplas antenas, e múltiplos *relays*, distribuídos nas regiões dos *clusters* C_1 e C_2 . Nota-se que a fonte S_1 comunica-se apenas com *relays* do *cluster* C_1 e que a fonte S_2 comunica-se apenas com nós integrantes do *cluster* C_2 . Além disso, é importante ressaltar que a estação MR encontra-se situada em um região de interseção da área de cobertura dos *clusters*. A Figura 22 apresenta a adequação do modelo proposto para o canal de *downlink* de um sistema LTE, sendo que este cenário foi publicado em [44].

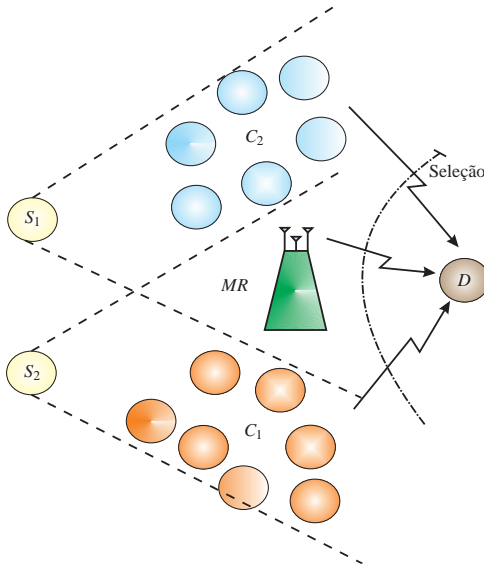


Figura 21: Modelo do Sistema com uma estação *relay* contendo múltiplas antenas.

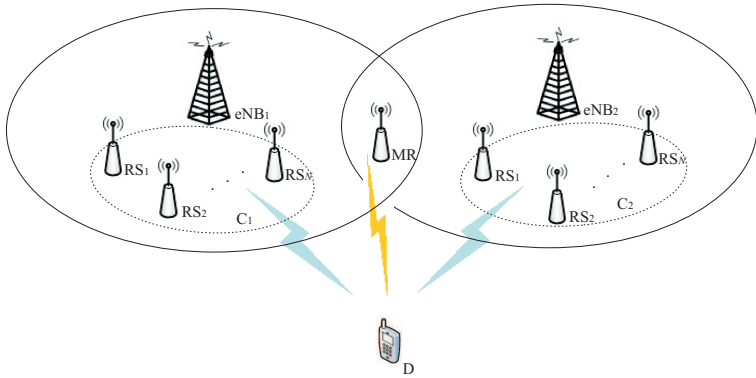


Figura 22: Modelo do sistema aplicado ao canal de *downlink* de um sistema LTE.

Neste cenário, os canais de desvanecimento são modelados como sendo do tipo Rayleigh quase estáticos, planos, de média zero e variância unitária, ou seja, os coeficientes do canal não se alteram durante a transmissão de um *frame*, porém variam aleatoriamente de um *frame* para outro. Além disso, é considerado o uso de modulações baseadas em constelações PSK e QAM. Nota-se que não existe um *link* de comunicação direto entre as fontes e o nó destino, logo, a informação proveniente das fontes é apenas recebida pelos nós *relay*. De fato, os *relays* estão aumentando a área de cobertura total do sistema.

Outras considerações adotadas no trabalho são:

- Os coeficientes de canal são conhecidos nos receptores;
- Os nós operam no modo de transmissão Half-Duplex;
- O modo de transmissão é o TDMARC [41];
- A potência total transmitida por período é P ;
- Existe um canal de realimentação livre de erros;
- Todas as transmissões são sincronizadas.

5.2 ESQUEMA PROPOSTO

O esquema de transmissão cooperativo proposto atua da seguinte maneira. No primeiro instante de tempo (T_1), as fontes S_1 e S_2 transmitem seus símbolos a todos os *relays*. Os sinais recebidos nos *relays* de C_1 , C_2 e na estação *relay* MR podem ser escritos, respectivamente, como

$$y_{C(1,i)}(T_1) = \sqrt{P_1} s_1 h_{1,i} + \eta_{1,i}, \quad (5.1)$$

$$y_{C(2,j)}(T_1) = \sqrt{P_1} s_2 h_{2,j} + \eta_{2,j} \quad (5.2)$$

e

$$y_{MR}(T_1) = \sum_{m=1}^M \sqrt{P_1} (s_1 h_{1,m} + s_2 h_{2,m}) + \eta_{MR}, \quad (5.3)$$

em que s_1 e s_2 são os símbolos transmitidos pelas fontes S_1 e S_2 , respectivamente, $h_{1,i}$ representa o coeficiente de canal entre a fonte S_1 e o i -ésimo *relay* do *cluster* C_1 , $h_{2,j}$ representa o coeficiente de canal entre a fonte S_2 e o j -ésimo *relay* do *cluster* C_2 , $h_{1,m}$ é o coeficiente de canal entre a fonte S_1 e a m -ésima antena da estação *relay*, $h_{2,m}$ é o coeficiente de canal entre a fonte S_2 e a m -ésima antena da estação *relay*, $\eta_{1,i}$, $\eta_{2,j}$ e η_{MR} são variáveis aleatórias Gaussianas complexas i.i.d., de média zero e variância N_0 , M é o número de antenas na estação *relay* e P_1 é a potência transmitida pelos nós fonte.

Antes que ocorra o segundo instante de transmissão, o nó destino estima os coeficientes dos canais entre ele e os *relays*. Dado que os coeficientes de canal respeitem as condições de limiar, o nó destino informa aos nós que a transmissão será feita através da estação *relay*, além de informar qual antena deve ser utilizada. Caso contrário, ele informa aos nós que a transmissão será realizada pelos *clusters* de *relays*, além de informar quais *relays* devem realizar a transmissão dos sinais. O processo de seleção de antenas é feito de modo que a antena selecionada possua a seguinte condição ($\max_{(m=1,\dots,M)} |h_{m,d}|$). A seleção de *relays* é feita de modo que os *relays* selecionados possuam as seguintes condições ($\max_{(i=1,\dots,N_1)} \min(|h_{1,i}|, |h_{i,d}|)$) e ($\max_{(j=1,\dots,N_2)} \min(|h_{2,j}|, |h_{j,d}|)$)

Neste trabalho, consideramos os seguintes requisitos de limiar $|h_l|^2 \geq \tau_l$ e $|h_{m,d}|^2 \geq \tau_3$, em que h_l é o coeficiente do canal com maior SNR instantânea entre o l -ésimo nó fonte e a estação *relay* e $h_{m,d}$ é o coeficiente do canal entre o nó destino e a antena selecionada. Foram selecionados, após

a realização de múltiplas simulações, os seguintes valores para os limiares: $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = 0,1$. Nota-se que não existe necessidade de se escolher o mesmo limiar para cada um dos canais, sendo que isso foi feito a fim de facilitar as análises do sistema, feitas nas próximas seções. Além disso, pode-se utilizar um requisito de limiar em função da SNR instantânea do sistema. O estudo de considerações de limiar ótimas para o sistema ainda está em aberto, sendo um interessante tópico para um trabalho futuro.

Caso sejam respeitadas as condições de limiar, a estação *relay* é selecionada, para a transmissão no segundo instante de tempo, a qual é realizada utilizando o protocolo DreMF. O sinal recebido no nó destino, para essa situação, pode ser representado como

$$y'_d(T_2) = \sqrt{P_2} s_r h_{m,d} + \eta_d, \quad (5.4)$$

em que η_d é uma variável aleatória Gaussiana complexa i.i.d., de média zero e variância N_0 , P_2 é a potência transmitida pela estação *relay* e s_r é o símbolo remapeado.

Caso as condições de limiar não sejam respeitadas, o sistema possuirá três instantes de transmissão. Nos dois últimos instantes, o *relay* selecionado de cada *cluster* irá transmitir sua informação utilizando o protocolo AF. Os sinais recebidos no nó destino, em cada instante, podem ser descritos como

$$y_d(T_2) = \beta_1 h_{1,d} y_{C(1,b)}(T_1) + \eta_{1,d} \quad (5.5)$$

e

$$y_d(T_3) = \beta_2 h_{2,d} y_{C(2,b)}(T_1) + \eta_{2,d} \quad (5.6)$$

em que $h_{1,d}$ e $h_{2,d}$ são os coeficientes dos canais entre os *relays* selecionados dos *clusters* C_1 , C_2 e o nó destino, $\eta_{1,d}$ e $\eta_{2,d}$ são variáveis aleatórias Gaussianas complexas i.i.d., de média zero e variância N_0 , $y_{C(1,b)}(T_1)$ e $y_{C(2,b)}(T_1)$ são os sinais recebidos no primeiro instante de tempo, pelos *relays* selecionados, (T_2) e (T_3) representam o segundo e o terceiro instante de transmissão, β_1 e β_2 são os fatores de amplificação descritos, respectivamente, como

$$\beta_1 = \sqrt{\frac{P_2}{P_1 |h_{1,b}|^2 + N_0}} \quad (5.7)$$

e

$$\beta_2 = \sqrt{\frac{P_3}{P_1|h_{2,b}|^2 + N_0}}, \quad (5.8)$$

em que P_2 e P_3 são as potências transmitidas pelos *clusters* de *relays*, $h_{1,b}$, ($b \in \{1, \dots, N_1\}$) e $h_{2,b}$, ($b \in \{1, \dots, N_2\}$), representam os coeficientes de canal entre as fontes e os *relays* selecionados de cada *cluster*. Substituindo (5.7) e (5.8) em (5.5) e (5.6), respectivamente, tem-se

$$y_d(T_2) = \frac{\sqrt{P_1 P_2}}{\sqrt{P_1|h_{1,b}|^2 + N_0}} h_{1,b} h_{1,d} s_1 + \eta'_{1,d} \quad (5.9)$$

e

$$y_d(T_3) = \frac{\sqrt{P_1 P_3}}{\sqrt{P_1|h_{2,b}|^2 + N_0}} h_{2,b} h_{2,d} s_2 + \eta'_{2,d}, \quad (5.10)$$

em que

$$\eta'_{1,d} = \frac{\sqrt{P_2}}{\sqrt{P_1|h_{1,b}|^2 + N_0}} h_{1,d} \eta_{1,i} + \eta_{1,d} \quad (5.11)$$

e

$$\eta'_{2,d} = \frac{\sqrt{P_3}}{\sqrt{P_1|h_{2,b}|^2 + N_0}} h_{2,d} \eta_{2,j} + \eta_{2,d}, \quad (5.12)$$

em que $\eta'_{1,d}$ e $\eta'_{2,d}$ são variáveis aleatórias Gaussianas complexas i.i.d., de média zero e variância

$$N'_{0,n} = \left(\frac{P_n |h_{i,d}|^2}{P_1 |h_{i,b}|^2 + N_0} + 1 \right) N_0, \quad (5.13)$$

em que $n = 2$ e 3 e representa o instante de tempo de transmissão.

5.2.1 Detecção

Com o conhecimento dos coeficientes de canal $h_{1,b}$, $h_{1,d}$, $h_{2,b}$, $h_{2,d}$ e $h_{m,d}$ no nó destino, a detecção pode ser feita através da aplicação de um filtro casado. Logo, se os requisitos do limiar são respeitados, o detector pode ser escrito como

$$\hat{y}'_d(T_2) = \alpha_m y_d(T_2), \quad (5.14)$$

caso contrário,

$$\hat{y}_d(T_2) = \alpha_1 y_d(T_2) \quad (5.15)$$

e

$$\hat{y}_d(T_3) = \alpha_2 y_d(T_3), \quad (5.16)$$

em que os fatores α_m , α_1 e α_2 são determinados de modo a maximizar a SNR na saída do detector. Deste modo, os fatores α_m , α_1 e α_2 podem ser especificados, de acordo com [4], como

$$\alpha_m = \frac{\sqrt{P} h_{m,d}^*}{N_0}, \quad (5.17)$$

$$\alpha_1 = \frac{\sqrt{\frac{P_1 P_2}{P_1 |h_{1,b}|^2 + N_0}} h_{1,b}^* h_{1,d}^*}{\left(\frac{P_2 |h_{1,d}|^2}{P_1 |h_{1,b}|^2 + N_0} + 1 \right) N_0} \quad (5.18)$$

e

$$\alpha_2 = \frac{\sqrt{\frac{P_1 P_3}{P_1 |h_{2,b}|^2 + N_0}} h_{2,b}^* h_{2,d}^*}{\left(\frac{P_3 |h_{2,d}|^2}{P_1 |h_{2,b}|^2 + N_0} + 1 \right) N_0}. \quad (5.19)$$

5.3 ANÁLISE DA SNR INSTANTÂNEA

Sabendo que os símbolos transmitidos, s_1 e s_2 , possuem energia média unitária, a SNR instantânea no detector, considerando apenas a transmissão no segundo instante de tempo, é definida como

$$\gamma_{\text{DreMF}} = \frac{P |h_{m,d}|^2}{N_0}, \quad (5.20)$$

dado que as considerações de limiar sejam respeitadas. Caso contrário, tem-se

$$\gamma_{\text{AF}} = \gamma_{\text{AF}_1} + \gamma_{\text{AF}_2}, \quad (5.21)$$

em que

$$\gamma_{\text{AF}_1} = \frac{1}{N_0} \left(\frac{P_1 P_2 |h_{1,b}|^2 |h_{1,d}|^2}{P_1 |h_{1,b}|^2 + P_2 |h_{1,d}|^2 + N_0} \right) \quad (5.22)$$

e

$$\gamma_{AF_2} = \frac{1}{N_0} \left(\frac{P_1 P_3 |h_{2,b}|^2 |h_{2,d}|^2}{P_1 |h_{2,b}|^2 + P_3 |h_{2,d}|^2 + N_0} \right). \quad (5.23)$$

Nota-se que a expressão da SNR média do sistema depende do quanto é utilizado cada um dos protocolos. Pode-se escrever a SNR média do sistema como

$$\bar{\gamma} \triangleq \Omega_1 \gamma_{\text{DreMF}} + \frac{\Omega_2}{2} \gamma_{AF}, \quad (5.24)$$

com

$$\Omega_1 + \Omega_2 = 1, \quad (5.25)$$

em que Ω_1 e Ω_2 representam a porcentagem de uso do protocolo DreMF e AF, respectivamente. Na Seção 5.4 é apresentada uma dedução analítica para os valores de Ω_1 e Ω_2 .

5.4 PROBABILIDADE DE USO DA ESTAÇÃO RELAY

Neste capítulo foi assumido que o módulo dos coeficientes do canal respeitam uma distribuição Rayleigh e são i.i.d. Logo, sua pdf e cdf são definidas, de acordo com [45], como

$$y(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (5.26)$$

e

$$P(|h_{i,j}| \leq x) = \int_0^x y(x) dx = 1 - e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad (5.27)$$

em que σ^2 é a variância. Nota-se que (5.27) é a probabilidade de $|h_{(i,j)}| \leq x$, porém, foi adotada uma consideração de limiar de $|h_{(i,j)}|^2 \geq \tau_k$, dados os valores de $k = 1, 2$ e 3 . Nota-se que $|h_{(i,j)}|^2$ representa uma variável aleatória que segue a distribuição exponencial, e a pdf e a cdf de uma variável aleatória exponencial são definidas, de acordo com [45], como

$$y(x) = \lambda e^{-\lambda x} \quad (5.28)$$

e

$$P(|h_{i,j}|^2 \leq x) = 1 - e^{-\lambda x}, \quad (5.29)$$

logo,

$$P(|h_{i,j}|^2 \geq x) = e^{-\lambda x}, \quad (5.30)$$

em que λ é o parâmetro de decaimento da função. Dado que $|h_{i,j}|$ foi modelado como uma variável aleatória do tipo Rayleigh com variância unitária, o valor de λ será um. A partir disso, pode-se afirmar que as probabilidades de ocorrer um evento em que uma das condições de limiar não seja respeitada são dadas por

$$P(|h_{1,m}|^2 < \tau_1) = 1 - e^{-\tau_1}, \quad (5.31)$$

$$P(|h_{2,m}|^2 < \tau_2) = 1 - e^{-\tau_2}, \quad (5.32)$$

e

$$P(|h_{m,d}|^2 < \tau_3) = 1 - e^{-\tau_3}. \quad (5.33)$$

Como apresentado na Seção 5.2, o protocolo AF é utilizado quando $|h_{1,m}|^2 < \tau_1$, $|h_{2,m}|^2 < \tau_2$ ou $|h_{m,d}|^2 < \tau_3$. Para o caso com $M = 1$, a probabilidade do protocolo AF (Ω_2) ser utilizado é definida como

$$\begin{aligned} \Omega_2 &= P(|h_{1,m}|^2 < \tau_1) + P(|h_{2,m}|^2 < \tau_2) \\ &\quad + P(|h_{m,d}|^2 < \tau_3) \\ &\quad - P(|h_{1,m}|^2 < \tau_1, |h_{2,m}|^2 < \tau_2) \\ &\quad - P(|h_{2,m}|^2 < \tau_2, |h_{m,d}|^2 < \tau_3) \\ &\quad - P(|h_{1,m}|^2 < \tau_1, |h_{m,d}|^2 < \tau_3) \\ &\quad + P(|h_{1,m}|^2 < \tau_1, |h_{2,m}|^2 < \tau_2, |h_{m,d}|^2 < \tau_3). \end{aligned} \quad (5.34)$$

Dados que os coeficientes são i.i.d. e que os coeficientes de limiar são iguais, pode-se considerar

$$P(A < \tau_1, B < \tau_2) = P(A < \tau_1)P(B < \tau_2). \quad (5.35)$$

Então (5.34) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} \Omega_2 &= P(|h_{1,m}|^2 < \tau_1) + P(|h_{2,m}|^2 < \tau_2) \\ &\quad + P(|h_{m,d}|^2 < \tau_3) \\ &\quad - P(|h_{1,m}|^2 < \tau_1)P(|h_{2,m}|^2 < \tau_2) \\ &\quad - P(|h_{2,m}|^2 < \tau_2)P(|h_{m,d}|^2 < \tau_3) \\ &\quad - P(|h_{1,m}|^2 < \tau_1)P(|h_{m,d}|^2 < \tau_3) \\ &\quad + P(|h_{1,m}|^2 < \tau_1)P(|h_{2,m}|^2 < \tau_2)P(|h_{m,d}|^2 < \tau_3), \end{aligned} \quad (5.36)$$

em que

$$P(|h_{1,m}|^2 < \tau) = P(|h_{2,m}|^2 < \tau) = P(|h_{m,d}|^2 < \tau), \quad (5.37)$$

e a partir disso pode-se simplificar Ω_2 como

$$\Omega_2 = 3P(|h|^2 < \tau) - 3P(|h|^2 < \tau)^2 + P(|h|^2 < \tau)^3. \quad (5.38)$$

A fim de estender o caso com apenas uma única antena na estação *relay* para M antenas, é necessário notar a independência de cada um dos eventos. Os eventos de $|h|^2 < \tau$, para cada uma das antenas, são eventos independentes. Então, pode-se aplicar a propriedade apresentada em (5.35). Logo, (5.38) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} \Omega_2 &= 3(P(|h|^2 < \tau))^M - 3(P(|h|^2 < \tau)^2)^M \\ &\quad + (P(|h|^2 < \tau)^3)^M \end{aligned} \quad (5.39)$$

e

$$\begin{aligned} \Omega_1 &= 1 - 3(P(|h|^2 < \tau))^M + 3(P(|h|^2 < \tau)^2)^M \\ &\quad - (P(|h|^2 < \tau)^3)^M. \end{aligned} \quad (5.40)$$

5.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta seção apresenta os resultados de simulação a fim de permitir a análise do esquema proposto. Realizaram-se simulações do tipo Monte Carlo. Utilizou-se a constelação BPSK para cada uma das fontes, e a potência de transmissão considerada nos nós foi: $P_1 = P/2$, $P_2 = P$ e $P_3 = P$. A taxa de transmissão é dada por $R = b/T$, em que b é o número total de bits transmitidos e T é o número de instantes de tempo. É importante ressaltar que o valor de T depende do protocolo utilizado na transmissão.

As Figuras 23 - 25 apresentam o desempenho de BER do esquema proposto, para os casos $N_1 = N_2 = M = 1, 3$ e 5. Os resultados da Figura 23 mostram que o esquema proposto possui um ganho de SNR, quando comparado com os casos DreMF e AF, para $M = 1$. Analisando a Figura 24, nota-se que o esquema proposto possui um ganho de diversidade quando comparado com aos outros dois protocolos, para $M = 3$. Para o caso da Figura 25, nota-se que o sistema tem aproximadamente o mesmo desempenho do protocolo DreMF, dado que para esta situação tem-se um valor de $\Omega_1 \approx 1$.

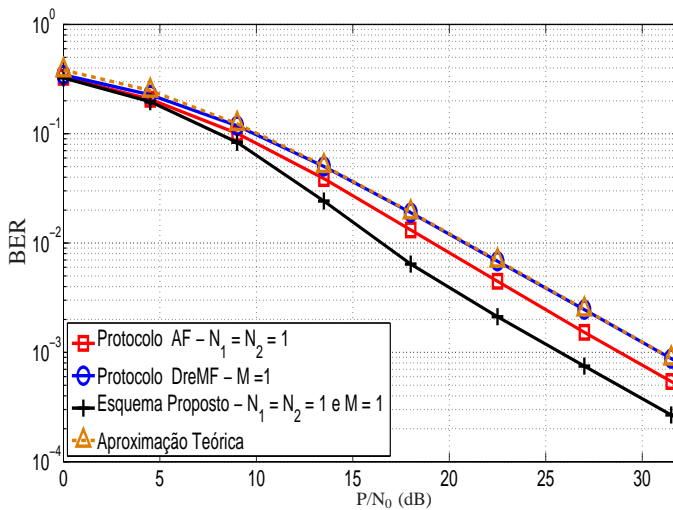


Figura 23: Curvas de BER do esquema proposto, para $N_1 = N_2 = 1$ e $M = 1$.

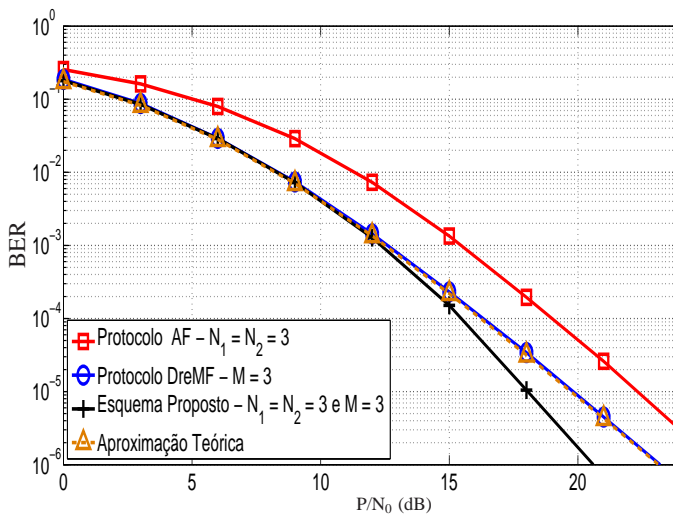


Figura 24: Curvas de BER do esquema proposto, para $N_1 = N_2 = 3$ e $M = 3$.

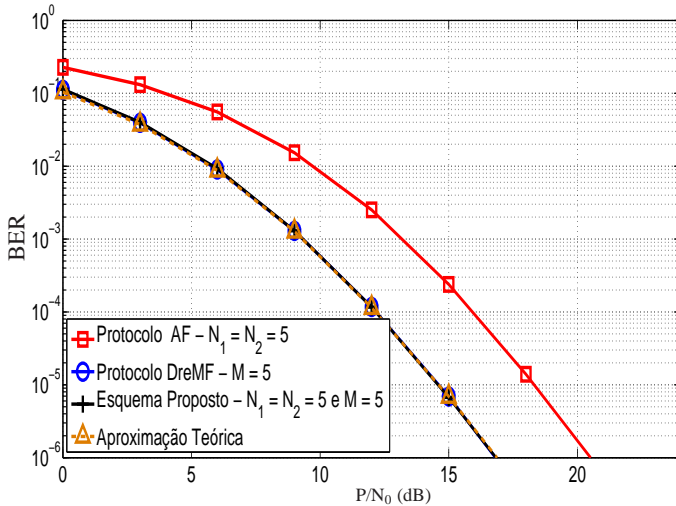


Figura 25: Curvas de BER do esquema proposto, para $N_1 = N_2 = 5$ e $M = 5$.

Nas Figuras 23 - 25, utilizou-se o resultado teórico obtido no Capítulo 4 nas Equações (4.9) e (4.40), que são a probabilidade de erro para um sistema que utiliza sempre a estação *relay*, ou seja sempre o protocolo DreMF, para os casos com $M = 1$ e $M > 1$, respectivamente. Essa aproximação mostra-se interessante para elevadas quantidades de antenas, porém, para $M = 1$ o resultado mostrou-se insatisfatório. Uma derivação da probabilidade de erro para o esquema proposto nesse capítulo depende do estudo do limiar. Logo, essa derivação é outro possível estudo futuro.

A taxa de transmissão do esquema proposto é apresentada na Tabela 3, para os casos abordados nas Figuras 23 - 25. Quando esta taxa é comparada à taxa unitária (protocolo DreMF) e à taxa $2/3$ (Protocolo AF), nota-se a existência de uma pequena perda em relação ao protocolo DreMF. Porém, existe um considerável ganho de desempenho de BER, comparando estes mesmos protocolos, como já demonstrado nas Figuras 23 - 25, o que justifica sua utilização.

Tabela 3: Taxa de transmissão do esquema proposto.

Configuração do Sistema	Taxa Média	Utilização do Protocolo
$N_1 = N_2 = 1; M = 1$	0,914	$\Omega_1 = 0,741; \Omega_2 = 0,259$
$N_1 = N_2 = 3; M = 3$	0,995	$\Omega_1 = 0,997; \Omega_2 = 0,003$
$N_1 = N_2 = 5; M = 5$	0,999	$\Omega_1 = 0,999; \Omega_2 = 0,001$

A Figura 26 apresenta o desempenho de BER do esquema proposto para um valor fixo de antenas na estação *relay*, $M = 3$ e diferentes valores de *relays* em C_1 e C_2 . Foram adotados $M = 3$ e $N = 1, 3, 5$, e 7 . Os resultados mostram que o incremento do número de *relays* não gera um grande ganho de diversidade para valores de $N > 3$. Porém, o incremento de $N = 1$ para $N = 3$ resulta em um significativo ganho no sistema. A taxa do sistema para estes diferentes cenários é apresentada na Tabela 4. É importante ressaltar que, para as considerações de limiar adotadas, a taxa do sistema só depende do número de antenas da estação *relay*. Logo, a escolha do limiar irá influenciar tanto no desempenho de BER quanto na taxa de transmissão, o que justifica um futuro estudo referente à sua otimização.

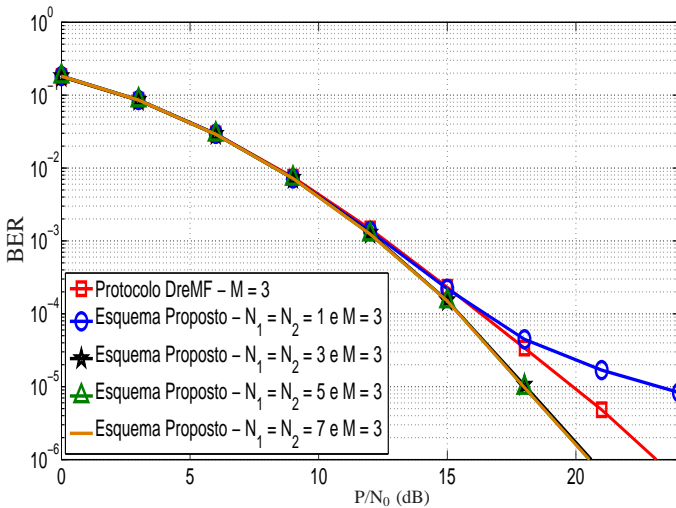
**Figura 26: Curvas de BER do esquema proposto, para $N_1 = N_2 = 1, 3, 5, 7$ e $M = 3$.**

Tabela 4: Taxa de transmissão: $N_1 = N_2$ e $M = 3$.

Configuração do Sistema	Taxa Média	Utilização do Protocolo
$N_1 = N_2 = 1; M = 3$	0,995	$\Omega_1 = 0,997; \Omega_2 = 0,003$
$N_1 = N_2 = 3; M = 3$	0,995	$\Omega_1 = 0,997; \Omega_2 = 0,003$
$N_1 = N_2 = 5; M = 3$	0,995	$\Omega_1 = 0,997; \Omega_2 = 0,003$
$N_1 = N_2 = 7; M = 3$	0,995	$\Omega_1 = 0,997; \Omega_2 = 0,003$

Por fim, a Tabela 5 apresenta uma comparação entre os resultados analíticos e de simulação, referentes à porcentagem de utilização de cada protocolo. Nota-se que os resultados obtidos foram bastante precisos, o que corrobora a aproximação feita na Seção 5.4.

Tabela 5: Resultados teóricos para o uso de cada protocolo.

Antenas	Utilização do Protocolo	Utilização teórica
$M = 1$	$\Omega_1 = 0,741; \Omega_2 = 0,259$	$\Omega_1 = 0,742; \Omega_2 = 0,258$
$M = 3$	$\Omega_1 = 0,997; \Omega_2 = 0,003$	$\Omega_1 = 0,997; \Omega_2 = 0,003$
$M = 5$	$\Omega_1 = 0,999; \Omega_2 = 0,001$	$\Omega_1 = 0,999; \Omega_2 = 0,001$

5.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi proposto um esquema de transmissão cooperativo multiusuário, baseado em uma seleção dinâmica de antena/relay. Os resultados mostraram que o esquema apresenta um ganho significativo de diversidade em troca de uma pequena queda na taxa de transmissão. Além disso, o esquema permite a expansão da área de cobertura do sistema. Foram derivadas, analiticamente, a SNR instantânea do esquema proposto e a porcentagem de uso de cada um dos protocolos para diferentes valores de N e M .

Além disso, foi analisado o desempenho do esquema para situações em que $N \neq M$. Foi verificado que para valores de $M < N$ o sistema tende a perder desempenho de BER, perdendo o ganho de diversidade obtido nos outros cenários. Para situações de $M > N$ foi observado um pequeno ganho de diversidade, tendendo a um comportamento de saturação, em que o custo para obter esse pequeno ganho de diversidade torna-se elevado.

Capítulo 6

Considerações Finais

Essa dissertação apresentou a proposta e o estudo de dois esquemas cooperativos para canais MARC, utilizando uma estação *relay* com múltiplas antenas. O modelo utilizado para o Esquema Proposto 1 foi um modelo clássico adotado em redes MARC e o modelo do Esquema Proposto 2 foi adaptado do Esquema Proposto 1, para obtenção de uma extensão de área de cobertura de sinal através da utilização de *cluster* de *relays*. Foram realizadas análises teóricas para ambos os esquemas e simulações, a fim de confirmar os desempenhos de cada esquema proposto e validar sua proposição.

O primeiro esquema proposto é uma técnica de transmissão cooperativa para redes MARC que considera a técnica de seleção de antenas na estação *relay*. Os resultados de simulação mostraram que a proposta é interessante para poucos usuários. Obteve-se um ganho em termos de eficiência espectral, utilizando os mesmos recursos de tempo e frequência. Além disso, foram feitas análises teóricas assintóticas de BER para os casos, $N \geq 2$ e $M = 1$ e para $N = 2$ e $M > 1$, observando-se uma boa acurácia entre resultados obtidos analiticamente e por simulações. Foi apresentada uma otimização para o sistema, que em troca de uma maior complexidade dos receptores e um maior número de bits de realimentação, garante um ganho de SNR ao esquema de transmissão. Por fim, foi apresentada uma modificação para este esquema que garante uma menor complexidade de sincronismo ao sistema, em troca de uma perda de desempenho de BER. Essa simplificação do sincronismo torna o sistema interessante para aplicações reais.

O segundo esquema proposto trata de uma técnica de transmissão cooperativa para redes MARC, que utiliza uma técnica de seleção híbrida dinâmica de antena/*relay*. Os resultados de simulação mostraram que a proposta é interessante para redes de comunicação que necessitem de expansão de área de cobertura. Além disso, este esquema garante um bom compromisso entre taxa de transmissão e robustez a erros de bits. Foi apresentada uma análise teórica sobre a utilização de cada protocolo de comunicação durante a operação do sistema, sendo que estes resultados foram precisos quando comparados com a simulação. Utilizando o equacionamento proposto no Capítulo 4, pode-se fazer uma aproximação de BER, para o caso em que $M > 1$, que apresentou uma acurácia satisfatória.

As três grandes contribuições deste trabalho foram, respectivamente, o Esquema Proposto 1, o Esquema Proposto 2 e a aproximação assintótica feita para o estudo da BER do Esquema Proposto 1. Ambos os esquemas propostos foram criados com intuito de poderem ser utilizados em diversas aplicações reais, e foram estudados de modo genérico, o que pode proporcionar diversos futuros estudos.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Ainda existem lacunas a serem completadas, referentes aos esquemas propostos. A fim de preencher estas lacunas, são sugeridos estudos, os quais poderão servir como direcionamento para trabalhos futuros. Os estudos sugeridos, referentes ao esquema proposto no Capítulo 4, são apresentados a seguir:

- Realizar um estudo teórico referente ao desempenho de capacidade do esquema proposto;
- Elaborar um estudo teórico referente à aproximação assintótica de BER, para fontes utilizando diferentes constelações;
- Avaliar o desempenho do sistema para a utilização de STBCs, ao invés da técnica de seleção de antenas, na estação *relay*;
- Utilizar técnicas de redução de interferência entre fontes para a rede MARC e verificar seu desempenho;
- Analisar o efeito da utilização de codificação de canal, avaliando e comparando o desempenho de BER do sistema para diferentes códigos;

- Estudar técnicas de diversidade na transmissão para sistemas com transmissão conjunta, a fim de aumentar o ganho de diversidade para o Esquema Proposto 1 modificado;
- Realizar um estudo de extensão da técnica proposta, para sistemas multiportadoras.

Os estudos sugeridos, referentes ao esquema proposto no Capítulo 5, são:

- Elaborar uma análise teórica referente ao limiar ótimo para o esquema proposto;
- Realizar um estudo teórico a fim de obter as equações assintóticas de BER, para M antenas;
- Utilizar técnicas de redução de interferência entre fontes na estação *relay*;
- Analisar o efeito da utilização de codificação de canal, avaliando e comparando o desempenho de BER dos sistemas para diferentes códigos. Além disso, analisar o efeito de processamento distribuído para os diferentes códigos;
- Realizar um estudo de extensão da técnica proposta, para sistemas multiportadoras.

Referências

- [1] HOSSAIN, E.; KIM, D. I.; BHARGAVA. *Cooperative Cellular Wireless Networks*. 1st. ed. New York, EUA: Cambridge University Press, 2011.
- [2] UYSAL, M. *Cooperative Communications for Improved Wireless Network Transmission: Framework for Virtual Antenna Array Applications*. 1st. ed. New York, EUA: IGI Global, 2009.
- [3] WANG, H. et al. *4G Wireless Video Communications*. 1st. ed. Chichester, Inglaterra: John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- [4] LIU, K. J. R. et al. *Cooperative Communications and Networking*. 1st. ed. New York, EUA: Cambridge University Press, 2009.
- [5] BALI, Z.; AJIB, W.; BOUJEMAA, H. Distributed relay selection strategy based on source-relay channel. *Telecommunications (ICT), 2010 IEEE 17th International Conference on*, p. 138–142, April 2010.
- [6] BLETSAS, A.; SHIN, H.; WIN, M. Z. Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 6, n. 9, p. 3450–3460, 2007.
- [7] IKKI, S. S.; AHMED, M. H. Performance analysis of cooperative diversity with incremental-best-relay technique over rayleigh fading channels. *IEEE Transaction on Communications*, v. 59, n. 8, p. 2152–2161, 2011.

- [8] FAREED, M.; ALOUINI, M.; HONG-CHUAN, Y. Efficient incremental relaying for packet transmission over fading channels. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, v. 13, n. 7, p. 3609–3620, July 2014.
- [9] BASTAMI, A. H.; OLFAT, A. Selection relaying schemes for cooperative wireless networks with adaptive modulation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 60, n. 4, p. 1539–1558, 2011.
- [10] DING, H. et al. A new efficient low-complexity scheme for multi-source multi-relay cooperative networks. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 2, p. 716–722, Feb 2011.
- [11] LIU, T. et al. Performance analysis of hybrid relay selection in cooperative wireless systems. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 3, p. 779–788, March 2012.
- [12] KHAFAGY, M. et al. Joint power allocation and beamforming for multiuser mimo two-way relay networks. *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd International Symposium on*, p. 1692–1697, Sept 2011.
- [13] UNGER, T.; KLEIN, A. On the performance of two-way relaying with multiple-antenna relay stations. *Mobile and Wireless Communications Summit, 2007. 16th IST*, p. 1–5, July 2007.
- [14] SUN, L. et al. On the combination of cooperative diversity and multiuser diversity in multi-source multi-relay wireless networks. *Signal Processing Letters, IEEE*, v. 17, n. 6, p. 535–538, June 2010.
- [15] LIANG, L. X.; KUMAR, P. Multisource, multidestination, multirelay wireless networks. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 10, p. 3586–3595, Oct 2007.
- [16] KRAMER, G.; GUPTA, P.; GASTPAR, M. Information-theoretic multihopping for relay networks. *Communications, 2004 International Zurich Seminar on*, p. 192–195, 2004.
- [17] DING, H. et al. A new efficient low-complexity scheme for multi-source multi-relay cooperative networks. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 2, p. 716–722, Feb 2011.

- [18] LIU, T. et al. Performance analysis of hybrid relay selection in cooperative wireless systems. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 60, n. 3, p. 779–788, March 2012.
- [19] PETERS, S. W. et al. Relay architectures for 3GPP LTE-Advanced. *EURASIP J. Wireless Commun. Netw.*, v. 2009, n. 1, 2009.
- [20] TRAN, T.; SHIN, Y.; SHIN, O. Overview of enabling technologies for 3GPP LTE-Advanced. *EURASIP J. Wireless Commun. Netw.*, v. 2012, n. 2, 2012.
- [21] COX, C. *An introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G mobile communications*. 1st. ed. Chichester, Inglaterra: John Wiley & Sons, Inc., 2012.
- [22] 3GPP. *TR 36.912 Feasibility study for further advancements for E-ULTRA (LTE-Advanced)*. [S.l.], Junho 2015. Disponível em: <<http://www.3gpp.org/DynaReport/36912.htm>>. Acesso em: 13 jun. 2015.
- [23] RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications: Principle and Practice*. 2nd. ed. New Jersey, EUA: Prentice Hall, 2002.
- [24] GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. 1st. ed. New York, EUA: Cambridge University Press, 2005.
- [25] TAROKH, V.; SESHADRI, N.; CALDERBANK, A. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 44, n. 2, p. 744–765, Mar 1998.
- [26] ALAMOUTI, S. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 16, n. 8, p. 1451–1458, Oct 1998.
- [27] TAROKH, V.; JAFARKHANI, H.; CALDERBANK, A. Space-time block codes from orthogonal designs. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 45, n. 5, p. 1456–1467, Jul 1999.
- [28] KUHN, V.; KOGON, S. M. *Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems*. 1st. ed. Chichester, Inglaterra: John Wiley & Sons, Inc., 2006.

- [29] UYSAL, M.; GEORGHIADES, C. Non-orthogonal space-time block codes for 3tx antennas. *Electronics Letters*, v. 38, n. 25, p. 1689–1691, Dec 2002.
- [30] MACHADO, R.; UCHOA-FILHO, B. A hybrid transmit antenna/code selection scheme using space-time block codes. *Wireless Communications and Networking Conference, 2004. WCNC. 2004 IEEE*, v. 4, p. 2469–2473, March 2004.
- [31] SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity part I: System description. *IEEE Transaction on Communications*, v. 51, n. 11, p. 1927–1938, 2003.
- [32] SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity, part II: Implementation aspects and performance analysis. *IEEE Transaction on Communications*, v. 51, n. 11, p. 1939–1948, 2003.
- [33] LANEMAN, J.; TSE, D.; WORNELL, G. W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 12, p. 3062–3080, Dec 2004.
- [34] COSTA, D. B. Mini-course: The state-of-the-art of cooperative communications. *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBrT*, 2011.
- [35] BRANTE, G. G. O. *Comunicação Cooperativa Usando Retransmissão Parcial Codificada, HARQ Tipo-I e Códigos LDPC*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica do Paraná, Curitiba, 2010.
- [36] SU, W.; SADEK, A.; LIU, K. R. Cooperative communication protocols in wireless networks: Performance analysis and optimum power allocation. *Wireless Personal Communications*, Springer US, v. 44, n. 2, p. 181–217, 2008.
- [37] NOSRATINIA, A.; HUNTER, T.; HEDAYAT, A. Cooperative communication in wireless networks. *Communications Magazine, IEEE*, v. 42, n. 10, p. 74–80, Oct 2004.

- [38] KRAMER, G.; WIJNGAARDEN, A. van. On the white gaussian multiple-access relay channel. *Information Theory, 2000. Proceedings. IEEE International Symposium on*, p. 40, 2000.
- [39] SANKARANARAYANAN, L.; KRAMER, G.; MANDAYAM, N. B. Hierarchical sensor networks: capacity bounds and cooperative strategies using the multiple-access relay channel model. *Sensor and Ad Hoc Communications and Networks, 2004. IEEE SECON 2004. 2004 First Annual IEEE Communications Society Conference on*, p. 191–199, Oct 2004.
- [40] SANKAR, L.; KRAMER, G.; MANDAYAM, N. B. Offset encoding for multiple-access relay channels. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 10, p. 3814–3821, Oct 2007. ISSN 0018-9448.
- [41] WINKELBAUER, A.; MATZ, G. Joint network-channel coding in the multiple-access relay channel: Beyond two sources. *Communications Control and Signal Processing (ISCCSP), 2012 5th International Symposium on*, p. 1–5, May 2012.
- [42] PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. 4th. ed. New York, EUA: McGrawHill, 2000. Hardcover.
- [43] TANG, J.; ZHANG, J. Error probability analysis of TAS/MRC-based scheme for wireless networks. *7 Wireless Communications and Networking Conference*, n. 2, p. 887–882, Mar 2005.
- [44] ALVES, D. et al. A dynamic hybrid antenna/relay selection scheme for the multiple-access relay channel. *Wireless Communications Systems (ISWCS), 2014 11th International Symposium on*, p. 594–599, Aug 2014.
- [45] KAY, S. M. *Intuitive Probability and Random Processes using MATLAB*. 1st. ed. New York, EUA: Springer, 2006. Hardcover.