



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - UFC
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA - DETI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA -
PPGETI

Análise de Sistemas OFDM Cooperativos AF com Amplificadores de Potência Não Lineares

Dissertação de Mestrado

Éder Jacques Porfírio Farias

FORTALEZA – CEARÁ
JULHO 2013



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ - UFC
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA - DETI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELEINFORMÁTICA -
PPGETI

Análise de Sistemas OFDM Cooperativos AF com Amplificadores de Potência Não Lineares

Autor

Éder Jacques Porfírio Farias

Orientador

Prof. Dr. Carlos Alexandre Rolim Fernandes

*Dissertação apresentada à
Coordenação do Programa de
Pós-graduação em Engenharia de
Teleinformática da Universidade
Federal do Ceará como parte dos
requisitos para obtenção do grau
de **Mestre em Engenharia de
Teleinformática.***

FORTALEZA – CEARÁ

JULHO 2013

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

F238a Farias, Éder Jacques Porfírio.
Análise de sistemas OFDM cooperativos AF com amplificadores de potência não lineares / Éder Jacques Porfírio Farias. – 2013
96 f. : il. color., enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Departamento de Engenharia de Teleinformática, Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Teleinformática, Fortaleza, 2013.
Orientação: Prof. Dr. Carlos Alexandre Rolim Fernandes.

1. Teleinformática. 2. Sistemas de comunicação sem fio. .I. Título.

CDD 621.38

Resumo

A diversidade cooperativa e a multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) são duas das principais tecnologias para os sistemas de comunicação sem fio modernos. Os sistemas de comunicação cooperativos considerados neste trabalho de dissertação utilizam a tecnologia OFDM e possuem: uma fonte com amplificador de potência não linear, um ou mais repetidores (*relays*) do tipo amplifica-e-encaminha (*Amplify-and-Forward* - AF), também com amplificadores de potência (*Power Amplifier* - PA) não lineares, e um nó destino. Propõe-se inicialmente um receptor ótimo, no sentido da razão sinal ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR) para um sistema OFDM cooperativo não linear. Usando a técnica de diversidade por combinação de razão máxima (*Maximal Ratio Combining* - MRC) para tratar os sinais recebidos, o receptor proposto considera tanto as informações oriundas do caminho direto (fonte-destino) como as provenientes do repetidor. Posteriormente, são apresentadas expressões para o cálculo da SNR instantânea e da probabilidade de *outage* do sistema proposto. Fez-se ainda, uma proposta de expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema considerando múltiplos *relays* em série. Por fim, propõe-se expressões para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema utilizando receptor *Selection Combining* para um e para múltiplos *relays* dispostos paralelamente. Resultados de simulação são apresentados durante todo o trabalho, evidenciando o desempenho do receptor e das expressões propostas.

Palavras-chave: OFDM, Diversidade de Cooperação, Amplificador Não Linear, Receptor Ótimo, MRC, Probabilidade de *Outage*, SNR Instantânea, *Selection Combining*, Múltiplos *Relays*.

Abstract

Cooperation diversity and orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) are two key technologies for the modern wireless communication systems. The cooperative communication systems considered through this work use the OFDM technology and they are composed of: one transmitter with a nonlinear power amplifier (PA), one or more amplify-and-forward (AF) relays, also having a nonlinear PAs, and one destination node. In this dissertaion, it is initially proposed an optimal receiver, in the signal to noise ratio (SNR) sense, for a nonlinear cooperative AF system. The proposed receiver uses the maximum ratio combining (MRC) diversity technique to combine the received signas, assuming that both the source-destination and source-relay-destination links are available. In the sequel, closed-form expressions for the instantaneous SNR and outage probability of the considered system are developed. The outage analysis is then extended to the case of a multi-hop system, that is, with multiple serial relays. Finally, an outage analysis is also proposed for a nonlinear AF OFDM system using a Selection Combining receiver, considering two cases: one relay and multiple parallel relays. Numerical simulation results are presented through the work, evaluating the performance of the proposed receiver and theoretical expressions.

Key-words: OFDM, Cooperative Communications, Nonlinear Power Amplifier, Optimum Receiver, MRC, Outage Probability, Instantaneous SNR, Selection Combining, Mult Hop.

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha companheira de todos os momentos, querida e sempre amada esposa, Emanuela, e à minha filha, Elen, que está prestes a nascer, mas já é muito amada.

Agradecimentos

A Deus, por me dar força e lucidez nos momentos difíceis, permitindo a realização de mais um sonho;

À minha amada esposa Emanuela, pela compreensão nos momentos de minha ausência, por estar sempre ao meu lado, dando-me forças nas horas mais difíceis e exaustivas;

Aos meus pais, Edilson e Ironete, que me incentivaram, investiram em minha formação e sempre acreditaram em meu potencial;

Aos meus irmãos, Élide e Ênio, que sempre me deram apoio moral e me incentivaram em minha trajetória;

Aos meus sogro e sogra, Francisco e Socorro, pelo apoio dado nos momentos em que precisei ficar longe;

Ao meu orientador, Carlos Alexandre, pela confiança e orientação, contribuindo para que os objetivos dessa dissertação fossem plenamente alcançados;

Aos meus amigos e colegas de estudo, Juan e Diego, que me acompanharam no decorrer do curso, compartilhando as dificuldades e os momentos de alegria;

A todos os professores do PPGETI, pelos ensinamentos dados e total disponibilidade;

Ao GTEL, por fornecer a infraestrutura necessária para a realização deste trabalho;

À CAPES, por facilitar a realização desse mestrado.

Sumário

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xi
1 Introdução	1
1.1 Motivação	3
1.2 Objetivos	3
1.2.1 Objetivo Principal	3
1.2.2 Objetivos Específicos	4
1.3 Produção Científica e Contribuições	4
1.4 Estrutura do Projeto de Dissertação	4
2 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)	6
2.1 Breve Histórico do OFDM	7
2.2 Conceitos Básicos	8
2.3 Ortogonalidade	11
2.4 Transmissão e Recepção do Sinal OFDM	12
2.5 PAPR	13
2.5.1 Técnicas de Redução da PAPR	15
2.6 Amplificadores de Potência (PA)	16
2.6.1 Recuo de Potência	17
2.6.2 Classes de Amplificadores	17
2.6.3 Modelos de PAs Não Lineares	18
2.6.4 Teorema de Bussgang	19
2.7 Conclusões	20
3 Sistemas Cooperativos	21
3.1 Diversidade de Cooperação - Conceitos Básicos	22
3.2 Protocolos de Cooperação	23
3.2.1 <i>Amplify and Forward (AF)</i>	24

3.2.2	<i>Decode and Forward (DF)</i>	26
3.3	Múltiplos <i>Relays</i> em Paralelo	27
3.4	Conclusões	27
4	Receptor Ótimo para Sistemas OFDM Cooperativos com Amplificadores de Potência Não Lineares	29
4.1	Modelagem do Sistema	30
4.2	Receptor Ótimo	33
4.3	Resultados por Simulações e Comparações	37
4.4	Conclusões	43
5	Análise de Desempenho para Sistemas com <i>Relay</i> Único e MRC	44
5.1	SNR Instantânea	45
5.1.1	Casos Particulares para a SNR Instantânea	51
5.2	Probabilidade de <i>Outage</i>	54
5.3	Resultados e Simulações	61
5.4	Conclusões	66
6	Análise de Desempenho para Sistemas com Múltiplos <i>Relays</i>, MRC e <i>Selection Combining</i>	67
6.1	MRC com múltiplos <i>relays</i> em série	68
6.2	<i>Selection Combining</i> com um único <i>relay</i>	71
6.3	<i>Selection Combining</i> com Múltiplos <i>Relays</i> em Paralelo	73
6.4	Resultados e Simulações	75
6.4.1	MRC com Múltiplos <i>Relays</i> em Série	76
6.4.2	<i>Selection Combining</i> com um único <i>relay</i>	79
6.4.3	<i>Selection Combining</i> com Múltiplos <i>Relays</i> em Paralelo	83
6.5	Conclusões	85
7	Conclusões e Perspectivas	87
7.1	Propostas para Trabalhos Futuros	90
	Referências Bibliográficas	91

Lista de Acrônimos

AF *Amplify-and-Forward*

AWGN *Additive White Gaussian Noise*

BER *Bit Error Ratio*

BPSK *Binary Phase-Shift Keying*

CDF *Cumulative Distribution Function*

CF *Compress and Forward*

CP *Cyclic Prefix*

DAB-T *Digital Audio Broadcasting - Television*

DVB-T *Digital Video Broadcasting - Television*

DF *Decode-and-Forward*

DFT *Discrete Fourier Transform*

EF *Equalize and Forward*

ERB *Estação Rádio Base*

FFT *Fast Fourier Transform*

FDM *Frequency-Division Multiplexing*

IBO *Input Back-Off*

ICI *Inter Carrier Interference*

IDFT *Inverse Discrete Fourier Transform*

IFFT *Inverse Fast Fourier Transform*

i.i.d. *independent identically distributed*

ISI *Intersymbol Interference*

IR *Incremental Relaying*

LTE *Long Term Evolution*

MIMO *Multiple-Input Multiple-Output*

MRC *Maximal Ratio Combining*

OBO *Output Back-Off*

OFDM *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*

PA *Power Amplifier*

PAPR *Peak-to-Average Power Ratio*

PDF *Probability Density Function*

PSK *Phase Shift Keying*

QAM *Quadrature Amplitude Modulation*

QPSK *Quadrature Phase-Shift Keying*

SDF *Selective Decode and Forward*

SER *Symbol Error Ratio*

SNR *Signal-to-Noise Ratio*

TWT *Travel-Wave Tube*

WLAN *Wireless Local Area Network*

Lista de Figuras

2.1	Comparação da largura de banda do sistema FDM com o OFDM	8
2.2	Desvanecimento para um sistema de portadora única e para um sistema de multiportadoras.	9
2.3	Intervalo de guarda sem extensão cíclica	10
2.4	Intervalo de guarda com extensão cíclica	10
2.5	Espectro das portadoras adjacentes com modulação OFDM	11
2.6	Subportadoras OFDM no domínio do tempo	12
2.7	Modulador digital OFDM	14
2.8	Demodulador digital OFDM	14
2.9	Resposta AM/AM de um amplificador de potência	17
3.1	Modelo de cooperação simplificado (extraído de [1])	23
3.2	Protocolo <i>Amplify and Forward</i> (AF)	24
3.3	Protocolo <i>Decode and Forward</i> (DF)	26
3.4	Modelo do sistema cooperativo com múltiplos <i>relays</i>	27
4.1	Modelo de Transmissão	30
4.2	SER <i>versus</i> IBO para $SNR = 20dB$	38
4.3	SER <i>versus</i> SNR para $IBO = 5dB/10dB/15dB/20dB$	38
4.4	Receptor MRC com e sem matriz de branqueamento para $SNR = 10dB/15dB/20dB$	39
4.5	SER <i>versus</i> SNR para $IBO = 5dB$ com PAs lineares e não lineares	40
4.6	SER <i>versus</i> SNR para $IBO = 11dB$ com PAs lineares e não lineares	41
4.7	SER <i>versus</i> IBO para $SNR = 20dB$ com PAs lineares e não lineares	42
4.8	SER <i>versus</i> SNR para $IBO = 10dB$ e várias cardinalidades de modulações	43
5.1	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ <i>versus</i> SNR para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 0dB$	62
5.2	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ <i>versus</i> SNR para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 10dB$	62

5.3	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} , com $IBO_S = 10dB$ e $IBO_R = 0dB$	63
5.4	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} , com $IBO_S = 0dB$ e $IBO_R = 10dB$	64
5.5	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 5dB$	64
5.6	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} , com PAs lineares e não lineares, com $IBO = 5dB$	65
6.1	Modelo de transmissão com múltiplos relays em série	68
6.2	Modelo de transmissão com múltiplos relays em paralelo	74
6.3	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} e 3 relays em série, com $IBO = 0dB$	76
6.4	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} e 3 relays em série, com $IBO = 10dB$	77
6.5	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} e 3 relays em série, com $IBO_S = 10dB$ e $IBO_R = 0dB$	77
6.6	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} e 3 relays em série, com $IBO_S = 0dB$ e $IBO_R = 10dB$	78
6.7	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Comparação de receptores MRC com 1, 2 e 3 relays, para $\gamma_{th} = 10dB$, com $IBO = 10dB$	78
6.8	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Comparação de receptores MRC com 1, 2 e 3 relays, para $\gamma_{th} = 0dB$, com $IBO_S = IBO_R = 0dB$	79
6.9	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptor Selection Combining para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 10dB$	80
6.10	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Comparando receptor Selection Combining, link SD e link SRD, para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 10dB$	80
6.11	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptor Selection Combining para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 0dB$	81
6.12	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptor Selection Combining para diversos valores de γ_{th} , com $IBO_s = 10dB$ e $IBO_r = 0dB$	82
6.13	Comparação da $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptores Selection Combining e MRC, para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 0dB$.	82
6.14	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptor Selection Combining para diversos valores de γ_{th} , com 3 relays e $IBO_S = IBO_R = 10dB$	83
6.15	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptor Selection Combining para diversos valores de γ_{th} , com 3 relays e $IBO_S = IBO_R = 0dB$	84
6.16	$P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Comparação de receptores Selection Combining com 1, 2 e 3 relays, para $\gamma_{th} = 10dB$, com $IBO = 0dB$.	84

Lista de Tabelas

5.1 Probabilidade de <i>outage</i> em função de γ_{th}	60
---	----

Introdução

A tecnologia de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) pode ser encontrada em diversos padrões de transmissão sem fio, como IEEE 802.11a, IEEE 802.16, 3GPP LTE, DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Television*), DAB-T (*Digital Audio Broadcasting - Television*), bem como nos padrões de redes celulares 4G e 4.5G [2,3]. Este tipo de modulação multiportadora é muito eficaz no combate à interferência intersimbólica (*Intersymbol Interference* - ISI) e aproveita bem o espectro utilizando frequências ortogonais. Os símbolos OFDM são transmitidos em bandas superpostas de forma a não haver necessidade de banda de guarda entre as subportadoras. Além disso, a implementação digital dos transceptores OFDM é bastante simples, diferentemente da tecnologia predecessora, a multiplexação por divisão de frequências (*Frequency-Division Multiplexing* - FDM).

Um dos grandes problemas das modulações multiportadoras é a alta razão entre a potência de pico e a potência média (*Peak-to-Average Power Ratio* - PAPR) do sinal recebido [2, 4]. A PAPR é definida como a razão entre a potência máxima instantânea e a potência média do sinal transmitido. Devido às várias subportadoras com símbolos independentes, a soma coerente destes pode gerar um alto valor em amplitude, ocasionando uma alta PAPR. Por conta da não linearidade dos amplificadores de potência (*Power Amplifier* - PA) existentes nos transmissores, quando a PAPR é elevada, os picos do sinal podem atingir a região de saturação da curva de resposta do amplificador, resultando em distorções que podem causar erros na detecção do sinal [5–7]. A fim de não deteriorar a qualidade do enlace, o transmissor deve utilizar um alto valor de recuo de entrada (*Input Back-Off* - IBO) [5]. O IBO é definido como a razão entre a potência de saturação e a potência média na entrada do PA. Altos valores de IBO resultam em uma baixa razão sinal ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR) no receptor e em uma perda de eficiência de

potência de transmissão, ocasionando uma subutilização do PA.

Assim como o OFDM, as comunicações cooperativas assumiram um papel de destaque no desenho das tecnologias de comunicações móveis atuais e futuras. Em particular, sistemas com diversidade cooperativa têm sido objeto de pesquisa de muitos trabalhos que tratam da transmissão de dados sem fio [8–10]. Tais sistemas têm como principais objetivos ampliar a cobertura, eficiência espectral e capacidade. O uso da diversidade cooperativa permite que se explore a diversidade espacial com a vantagem de não precisar utilizar múltiplas antenas em um mesmo terminal [11, 12] tal como é o caso dos sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas (*Multiple-Input Multiple-Output* - MIMO). Os sistemas cooperativos são compostos por um transmissor, um ou mais repetidores (*relays*) distribuídos e um ou mais receptores (destino) [8, 9]. O modo de funcionamento desses repetidores é definido pelo seu protocolo de retransmissão. Atualmente existem vários destes protocolos para sistemas cooperativos, entre os quais destacam-se as estratégias ‘amplifica-e-encaminha’ (*Amplify-and-Forward* - AF) e ‘decodifica-e-encaminha’ (*Decode-and-Forward* - DF). Neste trabalho, o protocolo AF de ganho variável será utilizado por razões de simplicidade computacional e de latência do sistema, visto que neste caso o repetidor não realiza operações de codificação e decodificação.

Habitualmente, a literatura define os canais de comunicação sem fio como sendo sistemas lineares. No entanto, não são muitos os sistemas que apresentam a característica da total linearidade. O fato é que as não linearidades existentes podem adicionar componentes indesejáveis e atenuar as componentes desejáveis do sinal. Em função do comportamento não linear dos amplificadores de potência usados na transmissão de sinais OFDM e da rápida ascensão tanto do OFDM quanto dos sistemas com diversidade cooperativa, surge a necessidade de um estudo mais detalhado sobre o assunto.

Deve ser destacado que, no melhor do nosso conhecimento, não há trabalhos na literatura que considerem um sistema cooperativo onde ambos, fonte e *relay*, possuem amplificadores não lineares e onde ambos os enlaces fonte-destino e fonte-*relay*-destino são utilizados. Em [13, 14], foram propostas técnicas de alocação ótima de potência para sistemas cooperativos com múltiplos *relays* AF e PAs não lineares, porém, presume-se que não existe um caminho direto entre a fonte e o destino. O projeto de um sistema de comunicação com pico de potência limitado pelo *relay* é considerado em [15, 16]. No entanto, nenhuma análise de desempenho está presente nos trabalhos acima citados. Em [17, 18] a distribuição de potência instantânea

do sinal transmitido por um *relay* é estudada considerando vários protocolos de retransmissão e usando uma forma de modulação assintótica de ordem alta (*Phase-Shift Keying* - PSK). Em [19], o autor apresenta a proposta de um receptor ótimo para um sistema de comunicação OFDM cooperativo AF. Uma técnica de cancelamento de distorções não lineares para um sistema de comunicação cooperativo OFDM-DF foi proposta em [20]. Em [21] foi desenvolvido um modelo analítico para a probabilidade de *outage* de um sistema de comunicação cooperativo AF. Vale salientar que [19–21] consideram não linearidade apenas no *relay*. Uma expressão para a taxa de erro de *bit* (*Bit Error Ratio* - BER) para um sistema cooperativo assumindo não linearidade no transmissor e no *relay* foi desenvolvida em [22], assumindo que o *link* SR é invariante no tempo. Em [23] foi apresentada uma análise de desempenho da BER em sistema cooperativo AF, considerando um cenário onde a fonte e o *relay* introduzem distorções não lineares e mudanças Doppler, e o enlace SR sendo invariante no tempo. É importante ressaltar que em [22, 23] considera-se que não existe caminho direto entre a fonte e o destino e, além disso, não realizam nenhuma análise de *outage*. Foi desenvolvido em [24] um modelo analítico para a probabilidade de *outage* de um sistema de comunicação cooperativo AF levando em consideração o impacto da saturação da potência média, não se considerando as distorções não lineares causadas pela saturação da amplitude instantânea dos sinais transmitidos.

1.1 Motivação

A tecnologia de multiplexação por divisão de frequências ortogonais e a diversidade cooperativa são duas tecnologias que assumiram papel de destaque na conjuntura atual e futura das comunicações móveis. A proposta de análise de um sistema que utiliza essas duas tecnologias em conjunto é de grande interesse acadêmico e comercial. Além disso, a literatura que investiga o impacto das distorções não lineares dos PAs em sistemas de comunicação cooperativos não é muito vasta, motivo pelo qual foram concentrados esforços em analisar esse tipo de sistema.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Principal

Desenvolver um receptor ótimo e apresentar uma formulação analítica de um sistema cooperativo OFDM com *relays* do tipo AF de ganho variável considerando os efeitos das não linearidades inseridas por amplificadores de potência na fonte e nos *relays*.

1.2.2 Objetivos Específicos

- ▶ Propor um receptor ótimo, no sentido de maximizar a SNR, para o sistema considerado;
- ▶ Desenvolver uma expressão para a SNR instantânea do sistema em função das SNRs instantâneas dos enlaces sem fio e dos PAs;
- ▶ Propor uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage*, considerando o sistema com um único *relay* e com receptor utilizando algoritmo de combinação de razão máxima (*Maximum Ratio Combining - MRC*);
- ▶ Apresentar uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* considerando-se o receptor MRC com múltiplos *relays* em série;
- ▶ Propor uma fórmula para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema, considerando o receptor *Selection Combining* e um único *relay*;
- ▶ Desenvolver uma fórmula para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema, considerando o receptor *Selection Combining* e múltiplos *relays* dispostos em paralelo.

1.3 Produção Científica e Contribuições

FARIAS, E. J. P.; SOUSA, D. A.; FERNANDES, C. A. R.; FERNANDES, C. E. R. “Receptor Ótimo para Sistemas OFDM Cooperativos com Amplificadores de Potência Não Lineares”. In XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT), Setembro, 2012.

1.4 Estrutura do Projeto de Dissertação

Este documento de dissertação está estruturado da seguinte forma:

Capítulo 1 – Introduz as motivações e objetivos deste trabalho de dissertação.

Capítulo 2 – Apresenta referenciais teóricos sobre a técnica de transmissão de dados OFDM e amplificadores de potência não lineares.

Capítulo 3 – Expõe conceitos básicos sobre sistemas de comunicação com diversidade de cooperação.

Capítulo 4 – Propõe um receptor ótimo para um sistema OFDM cooperativo do tipo AF, assumindo que ambos os enlaces fonte-destino e fonte-*relay*-destino estão disponíveis e que os PAs, tanto da fonte quanto do *relay*, são não lineares.

Capítulo 5 – Apresenta uma expressão para a SNR instantânea do sistema em função das SNRs instantâneas dos enlaces e dos PAs. Sugere uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema, considerando apenas o caso em que tem-se um único *relay*.

Capítulo 6 – Apresenta uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema considerando-se o receptor MRC com múltiplos *relays* dispostos em série. Propõe-se ainda expressões para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema considerado, utilizando *Selection Combining* assumindo um e múltiplos *relays* em paralelo.

Capítulo 7 – Apresenta as conclusões extraídas no decorrer deste trabalho, destacando os principais resultados obtidos e propondo alguns trabalhos futuros.

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

OFDM é uma técnica de transmissão de dados largamente adotada nos sistemas de comunicação sem fio atuais. A tecnologia OFDM pode ser encontrada em diversos padrões de transmissão sem fio como IEEE 802.11a, IEEE 802.15.3a, IEEE 802.16, 3GPP LTE, DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Television*), DAB-T (*Digital Audio Broadcasting - Television*), bem como nos padrões de redes celulares 4G e 4.5G [2,3]. Essa técnica consiste basicamente em dividir os dados de um sinal de banda larga em diversos sinais de largura de banda menor e transmiti-los através de subportadoras em frequências ortogonais. Este tipo de modulação multiportadora é muito eficaz no combate à interferência entre-símbolos (*intersymbol interference* - ISI) e apresenta elevada eficiência espectral, uma vez que utiliza frequências ortogonais para a transmissão. Sendo assim, pode-se classificar o OFDM como uma técnica de transmissão multiportadora que possui subportadoras ortogonais entre si.

Este capítulo tem como objetivo apresentar os conceitos básicos referentes à técnica OFDM que serão usados no decorrer desta dissertação e está organizado da seguinte forma: Na Seção 2.1 é apresentado um breve histórico sobre o OFDM. A Seção 2.2 apresenta alguns conceitos básicos e as principais vantagens da técnica de transmissão OFDM. Na Seção 2.3 é estudada a ortogonalidade em um sistema de transmissão multiportadora. A Seção 2.4 apresenta algumas características específicas da transmissão e da recepção OFDM. Na Seção 2.5 é apresentada uma das principais desvantagens do OFDM, o alto valor para a potência de pico em relação à potência média (*Peak-to-Average Power Ratio* - PAPR). A Seção 2.6 apresenta conceitos básicos sobre os amplificadores de potência não lineares, e, finalmente, a Seção 2.7 sintetiza as conclusões deste capítulo.

2.1 Breve Histórico do OFDM

A multiplexação por divisão de frequências (*Frequency Division Multiplexing* - FDM) é uma técnica de transmissão de dados que possui mais de um século de criação [25]. Ela consiste basicamente em transmitir um sinal ao longo de um canal de largura de banda relativamente larga, utilizando uma frequência de portadora separada para cada sinal. Isso é feito porque a duração do símbolo de um sinal de banda estreita é maior do que a de um sinal de banda larga, assim, o efeito da ISI causada pela propagação do sinal em múltiplos percursos é reduzido [26].

No FDM, para que os sinais transmitidos sejam recuperados no receptor, as frequências portadoras são espaçadas suficientemente uma das outras por uma banda de guarda, de modo que os espectros do sinal não se sobreponham, assegurando assim que os sinais transmitidos possam ser separados através de filtros realizáveis. Contudo, tal separação faz com que o FDM possua uma eficiência espectral baixa.

A multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) foi inicialmente proposta nos anos 60, época em que foram publicados os primeiros trabalhos de Chang [27] e Saltzberg [28]. Os autores tratam da transmissão de informação utilizando vários canais de banda limitada com o intuito de evitar a interferência entre portadoras e entre símbolos. Nestes trabalhos, a transmissão FDM é substituída por uma técnica que, além de dividir o sinal de banda larga em sinais de banda estreita e utilizar uma banda de guarda na separação das subportadoras na recepção, faz a transmissão dos símbolos em bandas ortogonalmente superpostas, obtendo assim um melhor aproveitamento da banda de transmissão, uma vez que dispõe de uma maior eficiência espectral, conforme apresentado na Figura 2.1.

Em 1971, Weinstein e Ebert [29] propuseram em seu trabalho a introdução da transformada discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform* - DFT) na técnica OFDM, melhorando o desempenho nos processos de modulação e demodulação dos sinais e tornando a implementação digital dos transceptores bastante simples, diferentemente da tecnologia predecessora, o FDM, que possui alto custo de implementação. Outro importante avanço na técnica OFDM aconteceu no início da década de 80, quando Peled e Ruiz [30] propuseram em seu trabalho o emprego do prefixo cíclico em substituição à banda de guarda, combatendo as interferências intersimbólicas de maneira ainda mais eficaz.

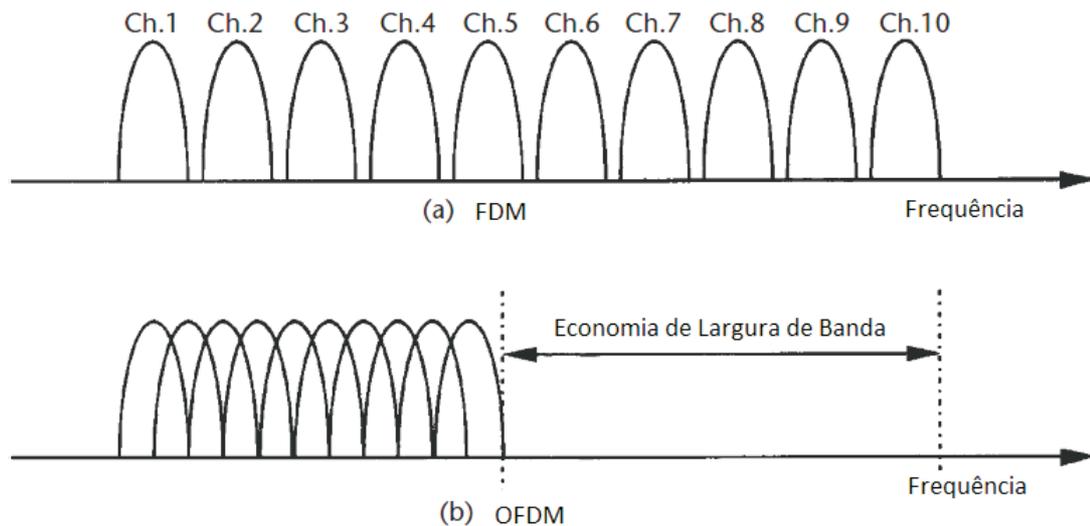


Figura 2.1: Comparação da largura de banda do sistema FDM com o OFDM

2.2 Conceitos Básicos

Nos sistemas de transmissão de dados de portadora única, os símbolos são enviados em sequência com seu espectro ocupando toda a banda disponível. A transmissão paralela é uma alternativa de substituição aos sistemas de transmissão serial em que os dados são transmitidos de forma simultânea, isto é, todos os componentes de uma sequência são enviados em um mesmo instante. Uma das principais vantagens desse tipo de transmissão é o fato de cada símbolo ocupar apenas uma pequena parte do espectro de transmissão permitindo assim a divisão da portadora de transmissão em multiportadoras [31].

Assim, uma vantagem dos sistemas de multiportadoras vem do fato de que os subcanais poderem ser considerados planos ou de faixa estreita, uma vez que suas larguras de banda são menores quando comparadas à banda total de transmissão, fazendo com que a largura de banda de cada subcanal seja menor do que a banda de coerência do canal, como pode ser verificado na Fig. 2.2, com B_s representando a largura de banda total do canal, B_{sub} a largura de banda de uma subportadora e N o número de subportadoras.

A desvantagem dos sistemas tradicionais multiportadoras se dá devido a complexidade de implementação, visto que é necessário uma estrutura de transceptores (transmissores e receptores) para que cada subportadora transmitida. No caso particular do OFDM, esse problema foi superado com o uso da DFT, eliminando a necessidade de osciladores na transmissão e na recepção. Somado a isso, existe o fato de que a complexidade da equalização empregada em sistemas de portadora única é maior que a empregada em

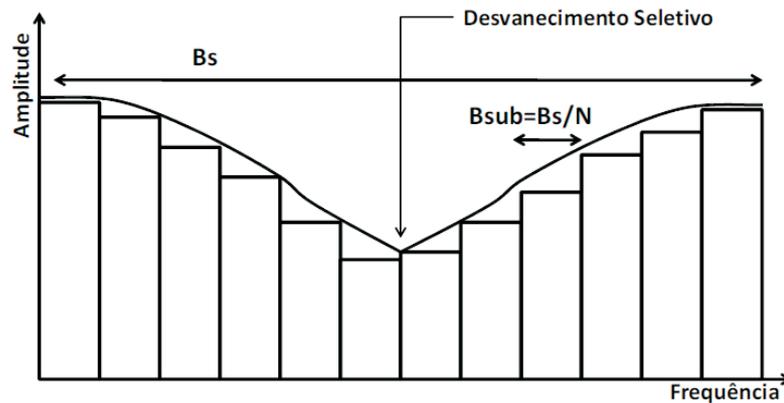


Figura 2.2: Desvanecimento para um sistema de portadora única e para um sistema de multiportadoras.

sistemas multiportadoras. Isso acontece porque na transmissão de portadora única os filtros de equalização devem ser capazes de atenuar as distorções provocadas em toda a banda de transmissão. Já na transmissão com multiportadoras, além dos subcanais serem planos e com taxas pequenas, os efeitos das distorções são mais simples quando corrigidos separadamente para cada subcanal.

De fato, a técnica OFDM implementa um ótimo tratamento dado ao espalhamento de atraso do canal (τ_{rms}). A conversão dos dados de entrada de serial para paralelo introduz um aumento do tempo de símbolo (T) por um fator N , fazendo com que a relação entre τ_{rms} e T seja reduzida pelo mesmo fator.

A utilização do tempo de guarda tem por finalidade a eliminação da ISI. Tal intervalo é projetado de forma que as componentes multipercursos de um símbolo não interfiram na recepção do símbolo subsequente. No OFDM o intervalo de guarda é inserido após a geração do símbolo e retirado antes da detecção, conforme mostrado nas Figuras 2.7 e 2.8.

O intervalo de guarda poderia ser simplesmente constituído pela ausência de sinal [32]. No entanto, as subportadoras deixariam de ser ortogonais, inserindo interferência entre as portadoras (*Inter Carrier Interference* - ICI). A Figura 2.3 ilustra o efeito da ICI na recepção de duas subportadoras.

Para eliminar ou minimizar a ICI e manter ortogonalidade entre as subportadoras, o símbolo OFDM é estendido ciclicamente no intervalo de guarda, isto é, um prefixo de sinalização é inserido no intervalo de guarda, sendo este prefixo uma extensão cíclica do símbolo OFDM. Assim a descontinuidade do símbolo é retirada, já que uma cópia da parte final deste é inserida em seu início ou uma cópia de seu início é inserida na parte final [30],

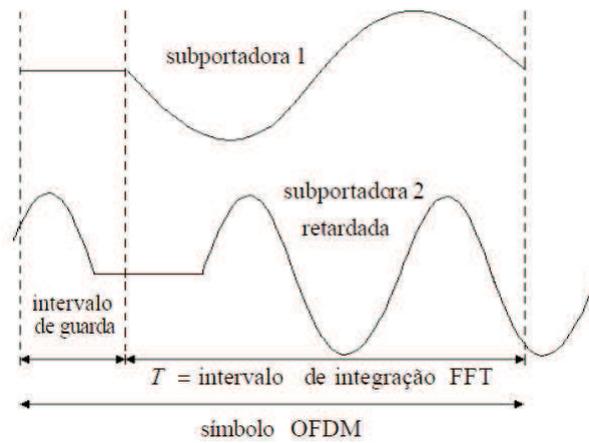


Figura 2.3: Intervalo de guarda sem extensão cíclica

conforme ilustrado na Fig.2.4.

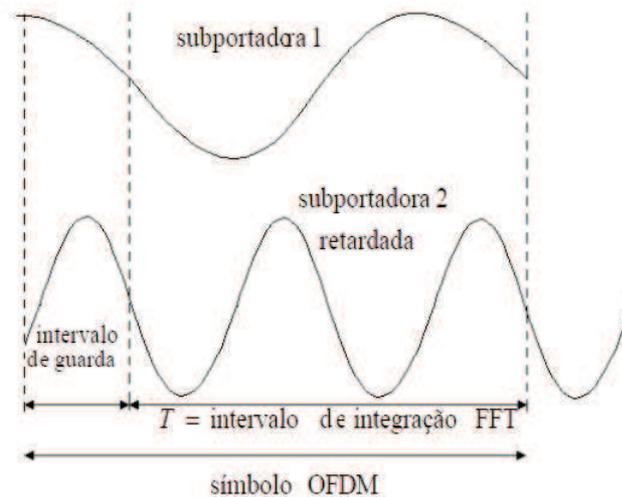


Figura 2.4: Intervalo de guarda com extensão cíclica

A utilização do prefixo cíclico transforma a convolução linear provida pelo meio de transmissão, entre o sinal transmitido e o canal, em uma convolução circular, promovendo a manutenção da ortogonalidade entre as subportadoras. A utilização da convolução circular se deve ao fato de a convolução linear entre dois sinais no domínio do tempo não ser equivalente a multiplicação dos mesmos no domínio da frequência quando se considera sequências discretas finitas [30]. Considerando s_1 e s_2 como dois sinais discretos e finitos no domínio tempo e S_1 e S_2 representando esses sinais domínio da frequência, tem-se que:

$$\text{DFT}(s_1 * s_2) \neq S_1 \cdot S_2, \quad (2.1)$$

em que $*$ denota o operador de convolução linear.

Por outro lado, o produto entre dois sinais discretos no domínio da frequência é igual a transformada discreta de Fourier da convolução desses dois sinais no domínio do tempo [30, 33, 34]:

$$\text{DFT}(s_1 \otimes s_2) = S_1 \cdot S_2, \quad (2.2)$$

em que \otimes denota o operador de convolução circular.

O símbolo OFDM, após a inserção do intervalo de guarda, passa a ter duração de $T_u + T_g$, com T_u e T_g representando, respectivamente, o tempo útil e o tempo de guarda do símbolo OFDM. É válido observar também que para garantir a não ocorrência de ICI na transmissão dos símbolos OFDM, torna-se necessário que o tempo de guarda seja sempre maior que o valor de retardo por multipercurso (*delay spread*).

2.3 Ortogonalidade

Como foi dito anteriormente, a técnica OFDM é baseada na transmissão de dados em subportadoras ortogonais e na sobreposição espectral destas subportadoras, o que resulta numa compressão do espectro quando comparado aos sistemas FDM tradicionais. Estas portadoras normalmente são moduladas em PSK (*Phase Shift Keying*) ou em QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Como consequência, tem-se que a velocidade de transmissão dos dados OFDM está diretamente relacionada com o tipo de modulação.

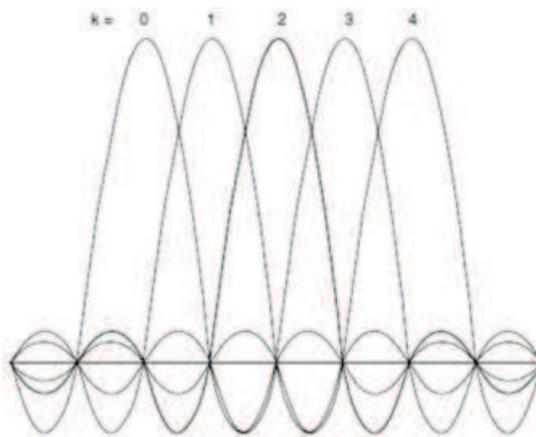


Figura 2.5: Espectro das portadoras adjacentes com modulação OFDM

No FDM, subportadoras adjacentes possuem espaçamentos maiores que as suas larguras de banda, i.e., $\Delta f > B_{sub}$, em que Δf é o espaçamento entre as subportadoras. A técnica de ortogonalização, empregada em sistemas OFDM, permite a sobreposição de subportadoras sem que haja interferência

de uma na outra. A Figura 2.5 apresenta o espectro das subportadoras adjacentes com modulação OFDM. Apesar dos espectros estarem claramente sobrepostos, estes não causam interferência entre si devido à ortogonalidade das portadoras, ou seja, o produto interno entre as portadoras é zero [35].

É válido comentar que obtêm-se o valor ótimo de variação espaçamento entre subportadoras igualando-o à taxa de transmissão de símbolo, i.e., $\Delta f = R_{sub}$, com R_{sub} representando a taxa de transmissão de símbolo, sendo dado por: $R_{sub} = 1/T$, em que T é o tempo de símbolo. Para este valor de espaçamento, somente uma das subportadoras está em seu valor máximo de amplitude, enquanto todas as outras possuem amplitude igual a zero, como se observa na Fig. 2.5.

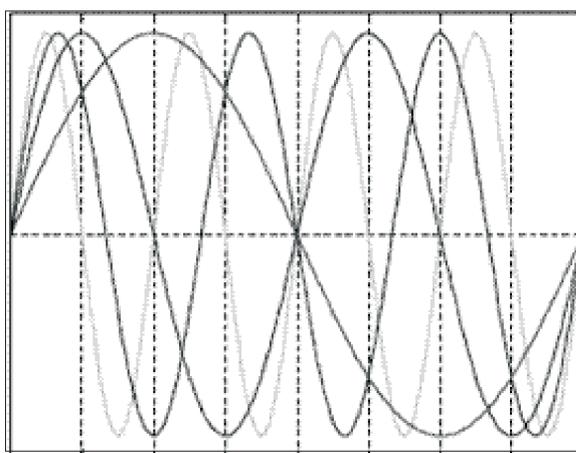


Figura 2.6: Subportadoras OFDM no domínio do tempo

No domínio do tempo, a ortogonalidade implica que duas subportadoras quaisquer diferem uma da outra exatamente por um número inteiro de ciclos durante um intervalo de símbolo OFDM, como mostrado na Fig. 2.6, podendo ser matematicamente representada da seguinte forma:

$$\int_0^T \cos(2\pi f_i t) \cdot \cos(2\pi f_j t) = 0, \text{ para } i \neq j, \quad (2.3)$$

em que f_i e f_j são as frequências de duas subportadoras adjacentes.

2.4 Transmissão e Recepção do Sinal OFDM

Com a utilização das transformadas discretas de Fourier, os sistemas OFDM passaram a ser implementados utilizando técnicas de processamento digital de sinais, na transmissão e na recepção dos dados, diminuindo a complexidade e difundindo sua utilização. Em função dessa evolução, diversos sistemas de comunicação de última geração utilizam técnicas baseadas em OFDM na transmissão de seus dados.

A transmissão e recepção OFDM ocorrem aplicando-se, respectivamente, os algoritmos IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) e FFT (*Fast Fourier Transform*) nos processos de modulação e demodulação do sinal. A utilização das transformadas rápidas em transceptores OFDM é largamente empregada, visto que os algoritmos IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*) e DFT apresentam tempo de processamento que cresce de forma quadrática a medida em que aumenta-se a quantidade de subportadoras [25]. O emprego das transformadas rápidas reduz o número de operações de N^2 para $N \cdot \log N$ [35]. A única restrição para a utilização desse tipo de algoritmo é que a quantidade de subportadoras empregadas deve ser uma potência de dois [25].

O sinal OFDM transmitido $s(t)$ pode ser matematicamente definido como um somatório de N subportadoras (senóides e cossenóides) com amplitude modulada pelos símbolos a_k e q_k , respectivamente, pode ser representado da seguinte forma [35]:

$$s_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j \frac{2\pi k}{N} n}, \quad \text{para } 0 \leq n \leq N-1, \quad (2.4)$$

com $c_k = a_k + j q_k$, em que a_k e q_k denotam, respectivamente, o termo em fase e o termo em quadratura da k -ésima subportadora. Verifica-se que o sinal OFDM pode ser representado pela IDFT de um sinal complexo.

A recepção do sinal OFDM é feita aplicando-se a DFT aos símbolos recebidos, sendo dada por:

$$c_k = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-j \frac{2\pi n}{N} k}, \quad \text{para } 0 \leq k \leq N-1. \quad (2.5)$$

As Figuras 2.7 e 2.8 apresentam, respectivamente, esquemas básicos de um transmissor e um receptor OFDM, utilizando os algoritmos de transformada discreta de Fourier.

2.5 PAPR

Apesar de todas as vantagens listadas durante o capítulo, um sistema de comunicação com transmissão de dados OFDM apresenta também algumas desvantagens, entre as quais destaca-se o alto valor da razão entre a potência de pico e a potência média (PAPR). Esta define-se como a razão entre a potência máxima instantânea e a potência média do sinal transmitido [2].

Todos os sistemas multiportadoras têm como característica apresentar um alto valor de PAPR. Tal propriedade se apresenta como um dos grandes problemas desse tipo de sistema. O alto valor de PAPR introduz problemas

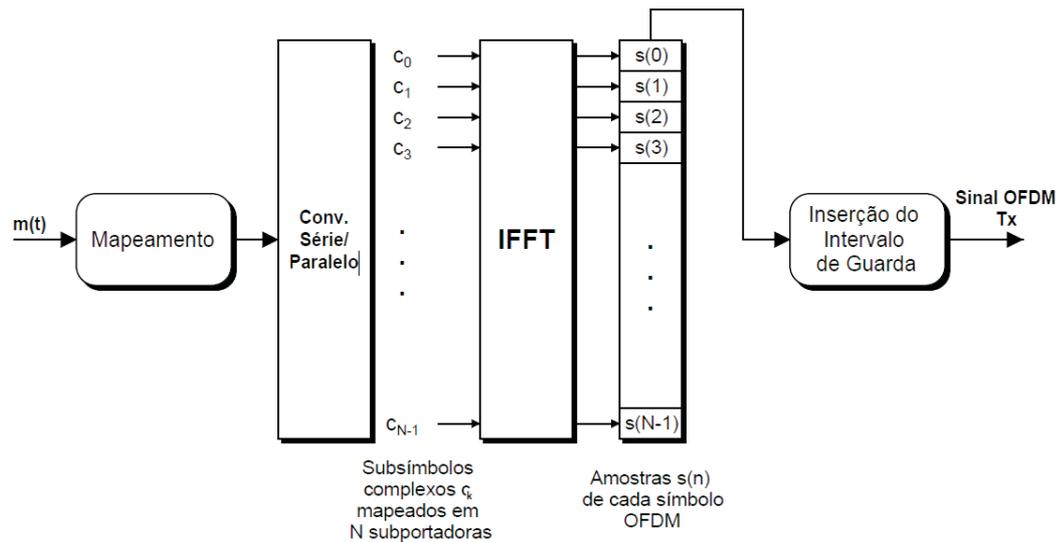


Figura 2.7: Modulador digital OFDM

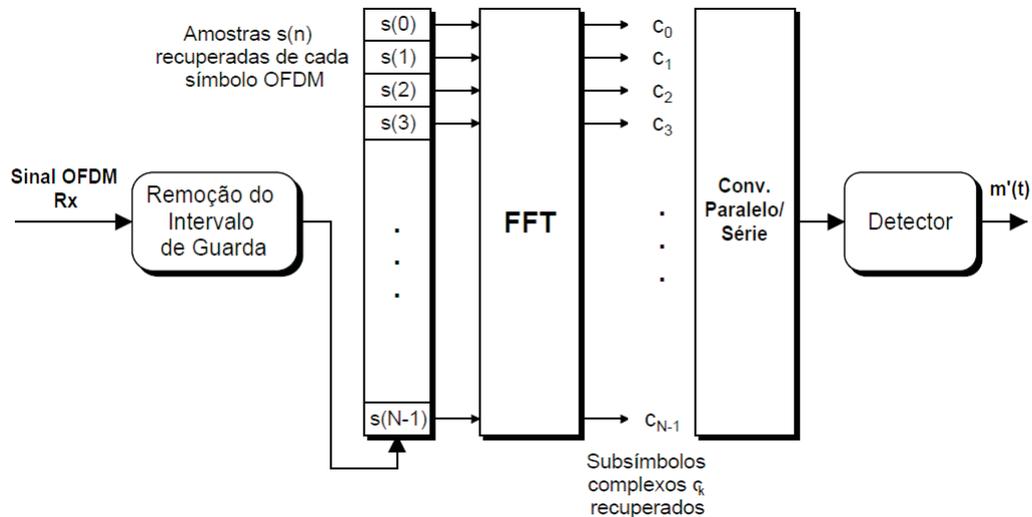


Figura 2.8: Demodulador digital OFDM

quanto à não linearidade do *hardware* de transmissão. Em especial, estes picos de sinal podem atingir a região de saturação da curva de resposta do amplificador de potência (*Power Amplifier* - PA), como será visto em mais detalhes na Seção 2.6, resultando em distorções que podem comprometer a ortogonalidade e inserir interferências entre sub-bandas adjacentes, causando erros na detecção do sinal [5–7].

Como a distribuição do sinal OFDM em componentes em fase e quadratura converge para uma Gaussiana [36], é possível que valores elevados de amplitude ocorram. No OFDM esse fenômeno ocorre quando as subportadoras somam-se de forma coerente produzindo picos de potência muito acima da média [35]. Dessa forma, pode-se afirmar que o aumento da PAPR está ligado diretamente ao aumento no número de subportadoras utilizado na

transmissão OFDM.

A PAPR de um sinal OFDM, $s(t)$, é dada por [37]:

$$PAPR[s(t)] = \frac{\max(|s(t)|^2)}{E[|s(t)|^2]}, \quad (2.6)$$

em que,

$$E[|s(t)|^2] = VAR[|s(t)|] + E[|s(t)|]^2, \quad (2.7)$$

com $E[\cdot]$ e $VAR[\cdot]$, denotando, respectivamente, a função esperança e a função variância de uma variável aleatória. Nota-se que o valor da PAPR é diretamente proporcional ao pico do sinal OFDM.

Os picos de potência do sinal podem levar o amplificador a ultrapassar a sua amplitude de saturação, havendo um corte na potência do sinal de saída. Essas distorções inserem diferentes tipos de interferências ao sinal.

2.5.1 Técnicas de Redução da PAPR

Existem na literatura diversas técnicas que têm como proposta minimizar a PAPR em sistemas OFDM. As soluções são inúmeras e vão desde a redução da PAPR no próprio sinal transmitido até a otimização do *hardware* envolvido [38]. Entre as principais técnicas de redução da PAPR estão: *Hard-Clipping*, *Soft-Clipping* [21, 39, 40], *Peak-Windowing* [4], técnicas baseadas em códigos corretores de erros [41], entre outras.

O *Hard-Clipping* é o método mais simples entre as técnicas citadas. Nele, a amplitude do sinal é abruptamente limitada a patamares abaixo da potência de saturação do amplificador. No entanto, este processo insere interferências dentro e fora da banda alocada para o sinal. O *Hard-Clipping* pode ser modelado como:

$$f^{(NL)}(A) = \begin{cases} A, & \text{se } A \leq P_{sat} \\ P_{sat}, & \text{se } A > P_{sat}, \end{cases} \quad (2.8)$$

com A e P_{sat} representando, respectivamente, o sinal na entrada do amplificador e o o ponto de saturação do amplificador.

Outra forma simples de reduzir os efeitos da PAPR é o *Soft-Clipping*; esta é uma técnica bem menos agressiva que o *Hard-Clipping*, visto que a limitação da amplitude do sinal é feita de forma suave. É válido salientar que, tanto o *Hard-Clipping* quando o *Soft-Clipping*, podem ser considerados técnicas de redução de PAPR, mas também podem ser definidos como modelos de PA. Assim, o modelo do amplificador *Soft-Clipping* será apresentado Subseção

2.6.3.

2.6 Amplificadores de Potência (PA)

Os PAs são responsáveis, como o próprio nome indica, pela amplificação da potência do sinal antes da transmissão. A manutenção da linearidade em um PA é um dos principais requisitos, não apenas no projeto de implementação de um PA, mas nos sistemas de telecomunicação como um todo.

A lógica de funcionamento de um PA é extremamente simples: ele recebe o sinal e o amplifica, multiplicando-o por um ganho especificado para transmissão. A grande questão é que os PAs possuem uma faixa limitada de funcionamento linear, sendo assim, a potência do sinal não pode ser amplificada indiscriminadamente, pois a medida que a potência do sinal aproxima-se do limite de saturação do amplificador, as distorções não lineares aumentam rapidamente. A não linearidade dos PAs é um ponto crítico, uma vez que a potência de transmissão é um parâmetro importantíssimo dentro de um sistema de comunicação sem fio, não podendo ser arbitrariamente diminuída.

O efeito provocado pelo PA não linear pode ser representado em banda base pela seguinte relação entrada-saída [42, 43]:

$$x(t) = A(t)e^{jx(t)} \xrightarrow{\text{Amp}} y(t) = G[A(t)]e^{j\{\angle x(t) + \Phi[A(t)]\}}, \quad (2.9)$$

em que $x(t)$ e $y(t)$ representam, respectivamente, o sinal de entrada e o sinal de saída do PA, ambos em banda de base, com $A(t)$ e $\angle x(t)$ sendo o envelope e a fase do sinal de entrada, respectivamente. A equação (2.9) demonstra que o efeito causado pelo amplificador consiste na alteração da amplitude do sinal dada pela função $G[A(t)]$ e na alteração em fase modelada por $\Phi[A(t)]$. É válido ressaltar que ambas as alterações podem ser não lineares.

As distorções não lineares inseridas pelos PAs podem ser classificadas em dois tipos: distorção de amplitude e distorção de fase. A distorção em amplitude (AM/AM) ocorre quando a potência do sinal aproxima-se da amplitude da saturação do amplificador e sua relação com o sinal de saída deixa de ser uma linha reta. Similarmente, na distorção em fase (AM/PM) existe uma alteração na fase do sinal de saída com a aplicação do sinal de entrada.

A Figura 2.9 ilustra a resposta AM/AM de um PA. Como pode ser verificado, após uma dada potência de entrada o amplificador não apresenta mais um comportamento linear. Verifica-se também que após atingir a potência máxima de saída, esse valor é mantido aproximadamente constante,

independentemente da potência de entrada aplicada.

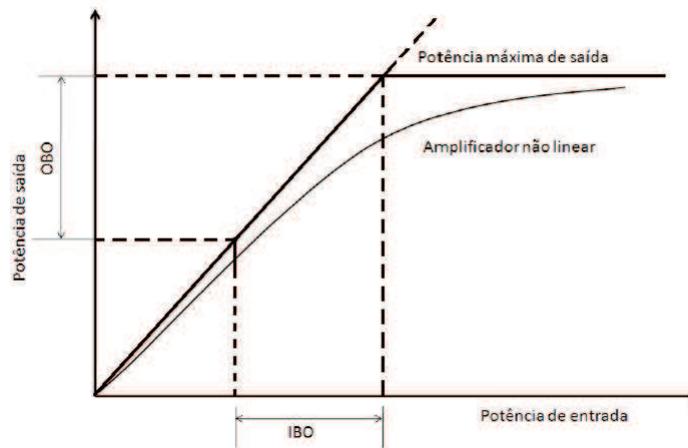


Figura 2.9: Resposta AM/AM de um amplificador de potência

2.6.1 Recuo de Potência

Buscando solucionar o problema do alto valor para a PAPR e a manutenção da linearidade, o transmissor de um sistema OFDM deve utilizar um alto valor de recuo de entrada (*Input Back-Off* - IBO) [5], isto é, o sistema de transmissão deve possuir um valor alto para a razão entre a potência de saturação (P_{sat}) e a potência média na entrada do amplificador (P_{ent}). Sendo assim, o IBO de um PA pode ser expressado da seguinte forma:

$$IBO_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{sat}}{P_{ent}}. \quad (2.10)$$

A utilização do recuo de potência de entrada (IBO) resulta em um recuo de potência de saída (*Output Back-Off* - OBO), razão entre a potência de saturação (P_{sat}) e a potência média na saída do amplificador (P_{sada}), que é dada por:

$$OBO_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{sat}}{P_{sada}}. \quad (2.11)$$

É válido ressaltar que altos valores de IBO resultam em uma baixa SNR no receptor e em uma perda de eficiência de potência de transmissão, ocasionando uma subutilização do PA.

2.6.2 Classes de Amplificadores

Os PAs são classificados de acordo com o modo de operação. A escolha de um determinado tipo de amplificador é feita buscando um melhor desempenho, manutenção da linearidade e menor consumo energético.

2.6.2.1 Classe A

Os PAs da classe A apresentam propriedade de linearidade (teórico) e têm menor rendimento que, idealmente, não passa de 50% (para configuração *push-pull*). Isso se deve ao fato de que os transistores de saída estão sempre em condução, pois existe uma corrente de polarização constante com valor, no mínimo, igual a metade da máxima corrente de carga [44].

2.6.2.2 Classe B

A classe B caracteriza-se por não possuir corrente de polarização nos transistores de saída, o que faz aumentar o rendimento para 78,5%. Nesta classe, os transistores passam a conduzir apenas quando são excitados pelo sinal de entrada. Para tal, é necessário um par de transistores (*push-pull*), sendo cada um deles responsável por um semi-ciclo do sinal de saída [44].

2.6.2.3 Classe AB

Os PAs da classe AB possuem operação intermediária às classes A e B. Nesta classe a polarização do estágio de saída, minimiza-se a distorção de crossover. Esse fato leva a existência de uma corrente nos transistores de saída (polarização), podendo esta ser bem pequena, se comparada à corrente de polarização da classe A, fazendo com que o rendimento se aproxime ao da classe B [44].

2.6.3 Modelos de PAs Não Lineares

Nesta subseção serão apresentados três modelos de PA não lineares: modelo de Saleh [42]; modelo de Rapp [45] e amplificador *Soft-Clipping* [21, 39, 40].

2.6.3.1 Modelo de Saleh

As funções de conversão do modelo de Saleh que representam os PAs TWT (*Travel Wave Tube*) e podem ser escritas da seguinte forma:

$$G(A) = \frac{\alpha_G A}{1 + \beta_G A^2}, \quad (2.12)$$

$$\Phi(A) = \frac{\alpha_\Phi A^2}{1 + \beta_\Phi A^2}, \quad (2.13)$$

em que o parâmetro α_G representa o um fator de ganho de amplitude sinal e β_G , α_Φ e β_Φ devem ser configurados de forma a se obter a amplitude de saturação na entrada do amplificador.

2.6.3.2 Modelo de Rapp

O modelo de Rapp é comumente usado para modelar amplificadores de estado sólido [45] e apresenta apenas distorções do tipo AM/AM. Assim, sua distorção em amplitude é dada por:

$$G(A) = \frac{\alpha_G A}{\left[1 + \left(\frac{\alpha_G A}{P_{sat}}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}, \quad (2.14)$$

em que p é o fator de suavização.

2.6.3.3 Amplificador Soft-Clipping

No modelo *Soft-Clipping* para PAs, quando a entrada se encontra abaixo do ponto de saturação, a relação entre o sinal de entrada e o de saída é perfeitamente linear, existindo uma suavização da curva quando o sinal de entrada ultrapassa a potência de saturação do PA. Assim, pode-se definir o modelo de amplificador *Soft-Clipping* como [21, 39]:

$$f^{(NL)}(A) = \begin{cases} A, & \text{se } A \leq P_{sat} \\ P_{sat} e^{j\angle x(t)}, & \text{se } A > P_{sat}, \end{cases} \quad (2.15)$$

Este foi o modelo de amplificador escolhido para ser utilizado nas simulações computacionais, uma vez que possui maior conformidade com as curvas reais dos amplificadores de potência [21, 39, 40].

2.6.4 Teorema de Bussgang

O teorema de Bussgang foi proposto no início da década de 50 com a publicação do trabalho [46]. Neste trabalho o autor afirma que a saída de um sistema não linear sem memória pode ser modelada pela soma de uma componente atenuada do sinal de entrada com uma componente que representa o ruído não linear. Este teorema foi estendido em [39] para sinais complexos, ou seja, para sinais em banda de base.

Usando a extensão do Teorema de Bussgang, é possível expressar a saída de um PA como:

$$f(s) = \alpha s + d, \quad (2.16)$$

em que d é uma distorção proveniente da não linearidade, decorrelacionada com s , α é uma constante complexa de atenuação e $f(\cdot)$ é uma função não linear sem memória que modela o PA. Para determinados modelos de amplificadores, é possível encontrar expressões fechadas para α e para a

potência de d .

Por exemplo, para o modelo de PA *Soft-Clipping*, pode ser demonstrado que α é dado por [21, 39]:

$$\alpha = 1 - e^{\left(-\frac{P_{sat}}{P_s}\right)} + \frac{\sqrt{\pi}P_{sat}}{2\sqrt{P_s}}\operatorname{erfc}\left(\frac{P_{sat}}{\sqrt{P_s}}\right), \quad (2.17)$$

em que P_s é a potência na saída do amplificador e com a potência do ruído d proveniente da distorção dada por:

$$\sigma_d^2 = P_s \left(1 - e^{\left(-\frac{P_{sat}}{P_s}\right)} - |\alpha|^2\right). \quad (2.18)$$

2.7 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados conceitos básicos da técnica de transmissão multiportadora OFDM. Apresentaram-se as principais características dos processos de transmissão e de recepção dos dados, sendo analisadas características particulares como a ortogonalidade, o uso da IFFT e da FFT na transmissão e recepção e a utilização do prefixo cíclico. Essas características atribuem a esse tipo de sistema três grandes vantagens: maior robustez aos efeitos multipercursos, melhor eficiência espectral e a baixa complexidade de implementação. Por outro lado, a técnica OFDM apresenta como principal desvantagem a alta PAPR, característica que prejudica a transmissão dos sinais.

Foram também apresentados conceitos básicos sobre PAs, reafirmando a linearidade como requisito crítico para um PA, ficando esta restrita a uma faixa de potência específica a partir da qual distorções não lineares são inseridas ao sinal. Foram também apresentados alguns modelos matemáticos comumente usados para modelar PAs utilizados em sistemas de comunicações sem fio.

No próximo capítulo serão apresentados os principais conceitos dos sistemas cooperativos, suas principais características, benefícios e desvantagens.

Sistemas Cooperativos

A diversidade cooperativa pode ser empregada em diversos cenários de comunicação: redes celulares, redes locais sem fio (*Wireless Local Area Network* - WLAN), redes veiculares, redes de sensores, etc [8]. Estes são apenas alguns exemplos das possíveis aplicações deste tipo de diversidade. Por essa razão, a diversidade de cooperação destaca-se como uma das principais tecnologias de comunicação desenvolvida nos últimos anos, assumindo um papel de destaque no desenho das tecnologias de comunicações móveis atuais e futuras. Sistemas com diversidade cooperativa têm sido objeto de pesquisa de muitos trabalhos que tratam da transmissão de dados sem fio [9]. Tais sistemas têm como principais objetivos ampliar a cobertura, aumento da confiabilidade e capacidade dos sistemas de comunicação.

A composição básica de um sistema cooperativo é dada por: uma fonte, um ou mais repetidores (*relays*) distribuídos, móveis ou não, e um ou mais receptores (destinos) [8, 9]. O modo de funcionamento desses *relays* é definido pelo seu protocolo de retransmissão. Atualmente, existem vários destes protocolos para sistemas cooperativos, entre os quais destacam-se as estratégias ‘amplifica-e-encaminha’ (*Amplify-and-Forward* - AF) e ‘decodifica-e-encaminha’ (*Decode-and-Forward* - DF).

Os estudos sobre sistemas cooperativos possuem uma vasta bibliografia e ao longo do tempo estão sendo apresentados ganhos significativos de desempenho e capacidade através da utilização desta tecnologia [9].

O restante deste capítulo está organizado da seguinte forma: Na Seção 3.1 são apresentados conceitos básicos, vantagens e desvantagens dos sistemas cooperativos. A Seção 3.2 apresenta os protocolos de cooperação. A Seção 3.3 mostra o funcionamento de um sistema com múltiplos *relays* e, finalmente a Seção 3.4 sintetiza as conclusões deste capítulo.

3.1 Diversidade de Cooperação - Conceitos Básicos

Os conceitos de comunicação cooperativa foram inicialmente propostos no fim da década de 70 com a publicação do trabalho de Cover e El Gamal [10]. Os autores utilizaram em seu trabalho um terceiro terminal como retransmissor em um sistema de comunicação sem fio. A proposta central do trabalho foi analisar os limites superiores e inferiores da capacidade do canal com a adição de um canal retransmissor.

Desde então, a diversidade de cooperação em sistemas de comunicação baseia-se na cooperação entre os vários usuários buscando um melhor desempenho do sistema. Dessa forma, os componentes envolvidos na cooperação irão não apenas transmitir o seu sinal, como também farão a retransmissão do sinal de outro usuário para o destino.

Sendo assim, pode-se afirmar que um sistema cooperativo é constituído por três componentes básicos: uma fonte, um ou mais destinos e um ou mais terminais responsáveis pela retransmissão do sinal, os *relays* (R). Quando a transmissão dos dados for feita em *uplink*, o terminal móvel será denominado como a fonte (S) e a ERB (Estação Rádio Base) designará o destino (D), caso a transmissão seja feita em *downlink*, os papéis se invertem, ou seja, o terminal móvel representará o destino (D) e a estação rádio base (ERB) designará a fonte (S). A ideia principal é a criação de caminhos independentes entre a fonte e o destino, sendo que este terceiro elemento, o *relay* (R), tem o papel de viabilizar a cooperação entre os dois primeiros (S e D) [1]. Tal técnica permite que se explore a diversidade espacial com a vantagem de não precisar utilizar múltiplas antenas em um mesmo terminal [11, 12], tendo como principais objetivos a ampliação da cobertura, da confiabilidade e da capacidade do sistema. De fato, a diversidade espacial distribuída fornecida pelos sistemas cooperativos oferece ganhos similares àqueles dos sistemas MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), com algumas vantagens adicionais. Entre tais vantagens podemos citar o fato de sistemas cooperativos não necessitarem de múltiplas antenas instaladas em uma mesma região do espaço. Esta restrição de espaço para as múltiplas antenas é especialmente forte para os terminais dos usuários, que são geralmente de pequeno porte. Além disso, múltiplas antenas em sistemas MIMO frequentemente fornecem enlaces com desvanecimentos correlacionados, diminuindo o ganho de diversidade do sistema, o que normalmente não ocorre em sistemas cooperativos. A Figura 3.1 ilustra um esquema simplificado de um sistema cooperativo básico.

Com base nos componentes apresentados, S, R e D, e considerando um cenário no qual é empregado um único *relay*, três canais básicos podem ser

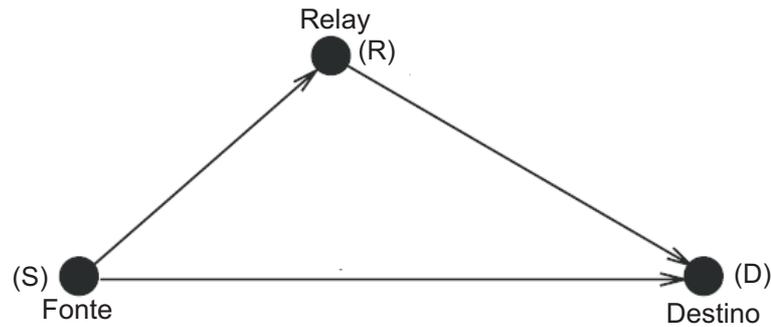


Figura 3.1: Modelo de cooperação simplificado (extraído de [1])

definidos: o canal direto entre a origem e o destino (SD); o canal entre a origem e o *relay* (SR) e o canal entre o *relay* e o destino (RD), como ilustrado pela Figura 3.1. O emprego da diversidade de cooperação em sistemas de comunicação sem fio possibilita melhorar o desempenho do sistema, visto que dois ou mais caminhos independentes estão disponíveis para a comunicação. Por exemplo, em um sistema não cooperativo, quando o canal SD é ruim, a transmissão será também de má qualidade, no entanto, num sistema com diversidade cooperativa, se o canal SD for ruim e o canal passando pelo *relay* (SRD) for de boa qualidade, o caminho cooperativo garantirá o sucesso da transmissão.

3.2 Protocolos de Cooperação

Um dos principais aspectos envolvendo as comunicações cooperativas está no processamento do sinal feito pelo *relay*, ou seja, o protocolo usado no *relay* que determina o modo como a retransmissão dos sinais é feita e, conseqüentemente, o modo de funcionamento do sistema. Após a recepção do sinal no *relay*, são efetuados processamentos de maneira a otimizar o envio do sinal para o receptor.

Tal procedimento pode se resumir a uma simples amplificação e retransmissão do sinal, como também pode englobar vários processos de codificação e decodificação dos dados. O modo como os *relays* irão receber o sinal e retransmiti-lo para o destino é definido como *protocolo de cooperação*. Na literatura são listados diversos tipos de protocolos de cooperação, entre os quais destacam-se: amplifica e encaminha (*Amplify and Forward* - AF), decodifica e encaminha fixo (*Fixed Decode and Forward* - FDF), decodifica e encaminha seletivo (*Selective Decode and Forward* - SDF), comprime e encaminha (*Compress and Forward* - CF) e equaliza e encaminha (*Equalize and Forward* - EF).

Os diferentes tipos de processamento resultam em diferentes protocolos de

comunicação cooperativa, podendo ser classificados em fixos e adaptativos, dependendo da forma de retransmissão dos sinais [1].

Nos protocolos de retransmissão fixa, os *relays* são sempre usados, independente das condições do canal SRD. Além disso os recursos do canal são divididos entre origem e *relay* de forma determinística. Estes protocolos têm como principal vantagem a baixa complexidade de implementação. Entre os protocolos de cooperação fixos destacam-se: AF, FDF, CF e Cooperação Codificada.

Os protocolos de retransmissão adaptativa utilizam as mesmas técnicas que os protocolos de retransmissão fixa, porém a retransmissão é controlada por parâmetros de qualidade do enlace, como, por exemplo, a medição de valores de SNR. Neste tipo de protocolo, o sistema “decide” se o *relay* irá retransmitir ou não o sinal recebido pela origem. Entre os protocolos de cooperação adaptativos destacam-se: *Selective Decode and Forward* (SDF), *Incremental Relaying* (IR) e *Equalize and Forward* (EF).

O *Amplify and Forward* e o *Decode-and-Forward* apresentam-se como os dois principais protocolos de comunicação cooperativa existentes na literatura. Assim, na sequência opta-se por apresentar maiores detalhes apenas dos protocolos de cooperação fixos AF e DF.

3.2.1 Amplify and Forward (AF)

No protocolo AF, o relay recebe o sinal da fonte e, como o próprio nome indica, amplifica o sinal antes de retransmitir. O receptor combina as informações enviadas tanto pela fonte quanto pelo *relay*, como pode ser visto na Figura 3.2. Por tratar-se apenas de uma operação linear de multiplicação do sinal, este é considerado um dos protocolos de cooperação mais simples.

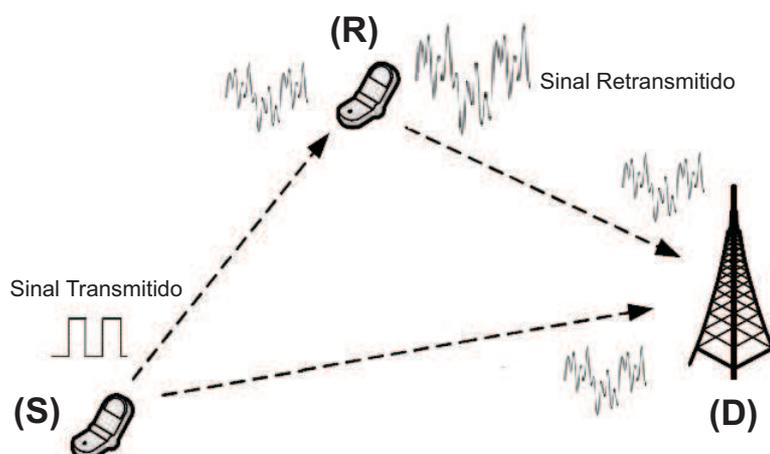


Figura 3.2: Protocolo *Amplify and Forward* (AF)

Abaixo é possível observar como funciona a transmissão de um sinal em um

sistema cooperativo AF. Supondo canais sem fio com desvanecimento plano em frequência e que os *relays* são do tipo *half-duplex*, os sinais recebidos pelo *relay* e pelo destino podem ser expressos respectivamente da seguinte forma [1]:

$$x^{(SR)} = \sqrt{P_s} h^{(SR)} s + n^{(SR)} \quad \text{e} \quad (3.1)$$

$$x^{(SD)} = \sqrt{P_s} h^{(SD)} s + n^{(SD)}, \quad (3.2)$$

em que P_s representa a potência de transmissão da fonte, s é o sinal de potência unitária transmitido pela fonte, $h^{(SR)}$ e $h^{(SD)}$ representam, respectivamente, os coeficientes dos canais SR e SD. Os termos $n^{(SR)}$ e $n^{(SD)}$ representam, respectivamente, os ruídos branco gaussiano aditivo (*Additive White Gaussian Noise* - AWGN) dos caminhos SD e SR, com média zero e variância σ^2 .

É válido salientar que o *relay* AF pode ser classificado de acordo com o ganho escalar $g^{(R)}$ aplicado ao sinal vindo da origem, dividindo o protocolo AF em duas subclasses: *relay* AF com ganho variável e *relay* AF com ganho fixo. Nos *relays* com ganho variável, o ganho é definido em função dos valores instantâneos dos coeficientes do canal SR. Por outro lado, nos *relays* com ganho fixo, o ganho é determinado em função do valor médio dos coeficientes do canal entre a origem e o *relay*. Neste trabalho, foi considerado que os *relays* possuem ganhos variáveis, pois estes permitem um controle exato da potência de transmissão do *relay*.

Como já indicado anteriormente, o *relay* amplifica o sinal vindo da origem e retransmite para o destino. No *relay* AF com ganho variável, esta operação é feita simplesmente multiplicando-se o sinal recebido por um fator de ganho inversamente proporcional à raiz quadrada da potência recebida. Este ganho é designado por [1]:

$$g^{(R)} = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{P_s |h^{(SR)}|^2 + \sigma^2}}, \quad (3.3)$$

em que P_r é a potência de transmissão do *relay*. Deve ainda ser ressaltado que, para a implementação de um *relay* com ganho variável, deve-se assumir que o *relay* conhece o canal SR.

Finalmente, tem-se que o sinal transmitido pelo *relay* é dado por: $g^{(R)} x^{(SR)}$.

Assim, o sinal proveniente do *relay* recebido pelo destino, é expressado como:

$$x^{(RD)} = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{P_s|h^{(SR)}|^2 + \sigma^2}} h^{(RD)} x^{(SR)} + n^{(RD)}, \quad (3.4)$$

em que, $h^{(RD)}$ e $n^{(RD)}$ representam, respectivamente, o coeficiente e o AWGN do canal entre o *relay* e o destino (RD).

O nó destino recebe $x^{(SD)}$ e $x^{(RD)}$, que são versões decorrelacionadas do sinal transmitido, podendo se beneficiar disto no processamento da informação. O método AF possui como principais vantagens: a simplicidade de implementação e baixa latência e por esse motivo será utilizado neste trabalho. Por outro lado, deve-se ressaltar que neste protocolo existe também uma amplificação do ruído.

3.2.2 Decode and Forward (DF)

No protocolo DF os *relays* aplicam um algoritmo de detecção e decodificação ao sinal recebido. Após isso, o sinal é recodificado, amplificado e então retransmitido para o destino, conforme ilustrado pela Figura 3.3. Este protocolo é mais complexo que o protocolo AF, pois não se trata de uma simples operação linear.

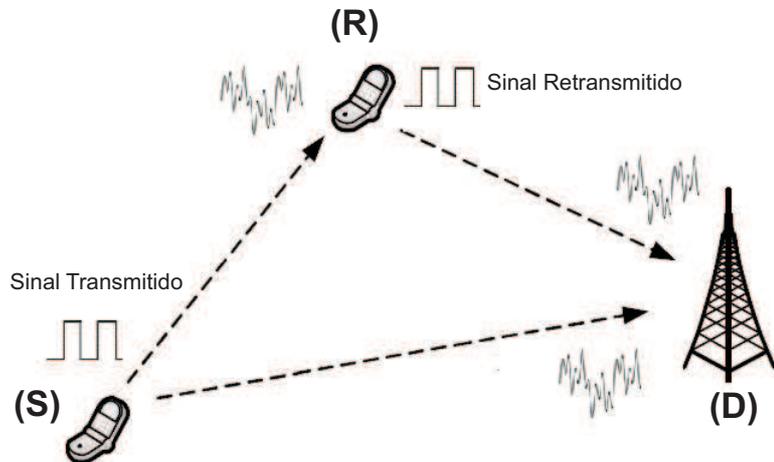


Figura 3.3: Protocolo *Decode and Forward* (DF)

Se o sinal decodificado pelo *relay* for denotado por \hat{s} , o sinal transmitido pode ser denotado por $\sqrt{P_s}\hat{s}$, dado que \hat{s} possui variância unitária. Note que se o sinal é decodificado de maneira incorreta, conseqüentemente, será retransmitido de forma incorreta. Sendo assim, mesmo que o protocolo DF tenha a vantagem em relação ao AF de reduzir o ruído aditivo no *relay*, a propagação de erros pode ser um fator de degradação do desempenho do sistema.

3.3 Múltiplos Relays em Paralelo

Um sistema cooperativo com múltiplos *relays* em paralelo, como o próprio nome indica, consiste em uma rede sem fio com fonte, N *relays* dispostos em paralelo e o destino, onde a informação deve ser transmitida da fonte até destino, assim como demonstra a Figura 3.4.

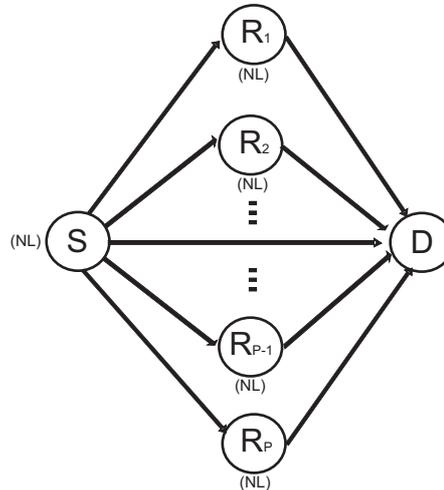


Figura 3.4: Modelo do sistema cooperativo com múltiplos *relays*

Cada *relay* encaminha apenas o sinal da origem para o destino. Neste caso a cooperação é feita em duas fases. Na fase 1, a fonte transmite suas informações para o destino e para os N *relays*. Considerando que os *relays* são do tipo AF, na fase 2 cada *relay* amplifica o sinal recebido da fonte e o retransmite para o destino usando canais ortogonais no tempo ou na frequência [1].

3.4 Conclusões

Este capítulo apresentou conceitos básicos dos sistemas de comunicação com diversidade de cooperação. Foram apresentados e conceituados os principais componentes e canais que constituem esses sistemas. Mostrou-se também quais as suas principais vantagens e desvantagens. Para elucidar a leitura deste trabalho de dissertação, estudou-se o principal aspecto envolvendo sistemas com diversidade cooperativa: os protocolos de cooperação, conhecendo-se em mais detalhes dois deles, o *Amplify and Forward* (AF) e o *Decode and Forward* (DF).

A correta aplicação da diversidade cooperativa possibilita a ampliação da cobertura, da capacidade e da robustez dos sistemas de comunicação, explorando-se a diversidade espacial sem a necessidade de utilizar técnicas de múltiplas antenas em um mesmo terminal.

No próximo capítulo será proposto um receptor ótimo, no sentido de

maximizar a SNR, de um sistema cooperativo OFDM com *relays* do tipo AF de ganho variável considerando os efeitos das não linearidades inseridas por amplificadores de potência na fonte e no *relay*.

Receptor Ótimo para Sistemas OFDM Cooperativos com Amplificadores de Potência Não Lineares

Este capítulo propõe um receptor ótimo, no sentido de maximizar a razão sinal ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR), para um sistema de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) cooperativo do tipo amplifica e encaminha (*Amplify-and-Forward* - AF), assumindo que ambos os enlaces fonte-destino e fonte-*relay*-destino estão disponíveis e que os amplificadores de potência (*Power Amplifier* - PA), tanto da fonte quanto do *relay*, são não lineares. Com o intuito de explorar a diversidade espacial, o receptor proposto utiliza um algoritmo de combinação de razão máxima (*Maximum Ratio Combining* - MRC), uma técnica clássica de diversidade baseada na combinação de réplicas descorrelacionadas de um sinal recebidas em um arranjo de antenas [47]. Contudo, antes de usar o receptor MRC, é necessário fazer um pré-branqueamento dos sinais recebidos. Esse pré-branqueamento é mandatário, pois, como será verificado adiante, os ruídos provenientes das distorções não lineares adicionados aos dois sinais recebidos no destino são correlacionados, fato que inviabiliza a realização do receptor MRC na sua forma clássica.

Atualmente, existem poucos trabalhos que propõem receptores que minimizem ou cancelem o impacto das distorções não lineares em sistemas de comunicação cooperativos. Em [19], um receptor ótimo para um sistema de comunicação cooperativo OFDM-AF foi proposto, considerando não linearidade apenas no *relay*. Em [20], foi proposta uma

técnica de cancelamento de distorções não lineares para um sistema de comunicação cooperativo OFDM com PA do tipo decodifica e encaminha (*Decode-and-Forward* - DF), considerando, também, não linearidade apenas no *relay*.

Este capítulo está organizado da seguinte forma: A Seção 4.1 descreve o modelo de sistema considerado. Na Seção 4.2, o receptor ótimo proposto é desenvolvido. Simulações serão apresentadas na Seção 4.3, evidenciando o desempenho do receptor proposto e, finalmente, a Seção 4.4 sintetiza as conclusões deste capítulo.

4.1 Modelagem do Sistema

O cenário do sistema proposto é formado por três componentes básicos: a fonte (S), o *relay* (R) e o destino (D), onde se presume que a fonte e o *relay* possuem PAs não lineares, como mostrado na Fig. 4.1. Tanto o caminho direto entre a fonte e o destino (S-D), quanto o caminho passando pelo *relay* (S-R-D) são levados em consideração, sendo o *relay* do tipo AF. A transmissão dos dados é feita utilizando OFDM e todos os nós são equipados com uma única antena operando em modo *half-duplex*. Assume-se que os canais sem fio são seletivos em frequência e que os símbolos transmitidos pelos três nós estão sincronizados. Além disso, para efeitos de simplificação, considera-se que todas as subportadoras do sinal transmitido na fonte possuem a mesma potência P_s na entrada do amplificador.

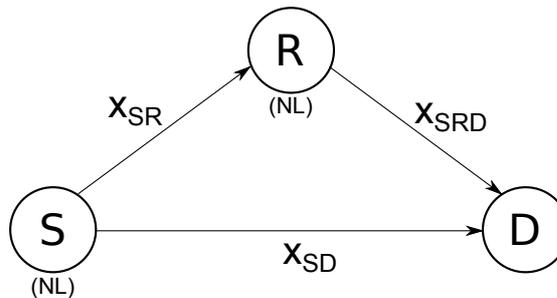


Figura 4.1: Modelo de Transmissão

Seja s_n o símbolo de informação que será transmitido na n -ésima subportadora no domínio da frequência, com $1 \leq n \leq N$, onde N é o número de subportadoras, e $s'_{n'}$ o sinal correspondente transmitido no domínio do tempo, ou seja, a transformada discreta de Fourier inversa (*Inverse Discrete Fourier Transform* - IDFT) de s_n , com $1 \leq n' \leq N$. Os dados transmitidos s_n são assumidos independentes e identicamente distribuídos (i.i.d., *independent identically distributed*), com distribuição uniforme e modulação de amplitude em quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation* - QAM) ou modulação por

deslocamento de fase (PSK, *Phase Shift Keying*). Para um alto número de subportadoras, $s'_{n'}$ pode ser considerado uma variável aleatória com distribuição gaussiana complexa [39]. Assumindo que a forma de onda é retangular e usando a extensão do Teorema de Busgang, conforme discutido na Subseção 2.6.4, para entrada gaussiana complexa, é possível expressar a saída do PA da fonte no domínio do tempo como:

$$f'^S(s'_{n'}) = \alpha_s s'_{n'} + d'^{(S)}_{n'}, \quad (4.1)$$

em que $d'^{(S)}_{n'}$ é uma distorção proveniente da não linearidade, decorrelacionada de $s'_{n'}$, α_s é uma constante complexa e $f'^S(\cdot)$ é uma função não linear sem memória que modela o PA da fonte. No domínio da frequência, escreve-se:

$$f_n^S = \alpha_s s_n + d_n^{(S)}, \quad (4.2)$$

em que f_n^S , s_n e $d_n^{(S)}$ são, respectivamente, as transformadas discretas de Fourier (*discrete Fourier transform* - DFT) de $f'^S(s'_{n'})$, $s'_{n'}$ e $d'^{(S)}_{n'}$, com $1 \leq n, n' \leq N$.

Assume-se que o tamanho do prefixo cíclico (*Cyclic Prefix* - CP) do OFDM é maior ou igual ao espalhamento de atrasos do canal (*delay spread*) e denotado por $x_n^{(SR)}$ o sinal em banda base discreto no domínio da frequência, da n -ésima subportadora, recebido no enlace entre a fonte (S) e o *relay* (R), com $1 \leq n \leq N$, obtém-se:

$$x_n^{(SR)} = h_n^{(SR)} f_n^S + \eta_n^{(SR)}, \quad (4.3)$$

em que $h_n^{(SR)}$ é a resposta em frequência da n -ésima subportadora do canal SR e $\eta_n^{(SR)}$ é o ruído branco Gaussiano aditivo (*Additive White Gaussian Noise* - AWGN) do caminho entre fonte (S) e *relay* (R) da n -ésima subportadora, com variância igual a $\sigma_{\eta_n^{(SR)}}^2$.

Aplicando (4.2) em (4.3), obtém-se:

$$\begin{aligned} x_n^{(SR)} &= h_n^{(SR)} (\alpha_s s_n + d_n^{(S)}) + \eta_n^{(SR)}, \\ &= h_n^{(SR)} \alpha_s s_n + h_n^{(SR)} d_n^{(S)} + \eta_n^{(SR)}. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Assumindo que $h_n^{(SR)}$ é conhecido, pode-se considerar que o *relay* adiciona

um ganho variável g_n a cada subportadora do sinal recebido $x_n^{(SR)}$, dado por:

$$g_n = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{\left| h_n^{(SR,PA)} \right|^2 P_s + \sigma_{\eta_n^{(SR,PA)}}^2}}, \quad (4.5)$$

em que P_r é a potência na entrada do amplificador do *relay*, $h_n^{(SR,PA)} = h_n^{(SR)} \alpha_s$ e $\sigma_{\eta_n^{(SR,PA)}}^2$ é a variância de $\eta_n^{(SR,PA)}$, com $\eta_n^{(SR,PA)} = h_n^{(SR)} d_n^{(S)} + \eta_n^{(SR)}$. Sendo assim, de forma similar a (4.1) e (4.2), pode-se expressar a n -ésima subportadora da saída f_n^R do PA do *relay* no domínio da frequência, como:

$$f_n^R = \alpha_r (g_n x_n^{(SD)}) + d_n^{(R)}, \quad (4.6)$$

onde α_r é uma constante complexa, $d_n^{(R)}$ é uma distorção descorrelacionada com $g_n x_n^{(SD)}$ e f_n^R é uma função não linear sem memória que modela o PA do *relay*.

Deve-se ressaltar que para a aplicação do Teorema de Bussgang no PA do *relay*, é necessário assumir que o sinal transmitido pelo *relay* no domínio do tempo seja uma sinal Gaussiano complexo. Para isto ocorrer, basta que o sinal recebido pelo *relay* no domínio tempo seja Gaussiano, uma vez que o *relay* realiza um processamento linear no sinal recebido. Esta hipótese de que o sinal recebido pelo *relay* é Gaussiano é justificada considerando-se que o ruído $\eta_n^{(SR)}$ é Gaussiano e que a resposta ao impulso do canal é de média ou longa duração, como será confirmado nas simulações apresentadas na Seção 4.3. Ademais, α_s e a potência de $d_n^{(S)}$ dependem do modelo do PA da fonte e de P_s , enquanto α_r e a potência de $d_n^{(R)}$ dependem do modelo do PA do *relay* e de P_r . Para certas classes de modelos de PA, expressões fechadas para estes parâmetros podem ser obtidas, visto que o sinal transmitido pela fonte, no tempo, não é Gaussiano [22, 39].

Dessa forma, o sinal recebido pelo destino através do *relay* (canal RD) na n -ésima subportadora no domínio da frequência é dado por:

$$x_n^{(SRD)} = h_n^{(RD)} f_n^R + \eta_n^{(RD)}, \quad (4.7)$$

em que $h_n^{(RD)}$ é a resposta em frequência da n -ésima subportadora do canal RD e $\eta_n^{(RD)}$ é o correspondente AWGN.

De modo similar, substituindo (4.4) e (4.6) em (4.7), tem-se que:

$$\begin{aligned} x_n^{(SRD)} &= h_n^{(RD)} (g_n \alpha_r x_n^{(SR)} + d_n^{(R)}) + \eta_n^{(RD)}, \\ &= h_n^{(RD)} h_n^{(SR)} \alpha_s \alpha_r g_n s_n + h_n^{(SR)} h_n^{(RD)} \alpha_r g_n d_n^{(S)} + \\ &\quad + h_n^{(RD)} \alpha_r g_n \eta_n^{(SR)} + h_n^{(RD)} d_n^{(R)} + \eta_n^{(RD)}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Por outro lado, usando (4.2), o sinal recebido pelo destino diretamente da fonte (canal SD) na n -ésima subportadora no domínio da frequência pode ser escrito da seguinte forma:

$$x_n^{(SD)} = h_n^{(SD)} \alpha_s s_n + h_n^{(SD)} d_n^{(S)} + \eta_n^{(SD)}, \quad (4.9)$$

em que $h_n^{(SD)}$ é a resposta em frequência da n -ésima subportadora do canal SD e $\eta_n^{(SD)}$ é o correspondente AWGN.

Assim, os sinais recebidos no destino podem ser expressos como:

$$\begin{cases} x_n^{(SRD)} = h_{1n} s_n + \nu_{1n} \\ x_n^{(SD)} = h_{2n} s_n + \nu_{2n} \end{cases}, \quad (4.10)$$

em que:

$$h_{1n} = h_n^{(RD)} h_n^{(SR)} \alpha_s \alpha_r g_n,$$

$$h_{2n} = h_n^{(SD)} \alpha_s,$$

$$\nu_{1n} = h_n^{(SR)} h_n^{(RD)} \alpha_r g_n d_n^{(S)} + h_n^{(RD)} \alpha_r g_n \eta_n^{(SR)} + h_n^{(RD)} d_n^{(R)} + \eta_n^{(RD)} \text{ e}$$

$$\nu_{2n} = h_n^{(SD)} d_n^{(S)} + \eta_n^{(SD)}.$$

As equações definidas em (4.10) caracterizam um modelo linearizado para o sistema não linear utilizado neste trabalho de dissertação, permitindo que seja desenvolvido um receptor ótimo baseado em MRC, apresentado na próxima seção. Deve ainda ser destacado que as distorções não lineares no domínio da frequência $d_n^{(S)}$ e $d_n^{(R)}$ são brancas e Gaussianas [39], podendo ser tratadas como AWGN pelo receptor.

4.2 Receptor Ótimo

Nesta seção, será desenvolvido um receptor que maximiza a SNR do sistema cooperativo OFDM não linear descrito na Seção 4.1. Neste receptor, será utilizada a técnica MRC para combinar as duas componentes do sinal recebido no destino e fazer a recuperação da informação transmitida. É assumido que o receptor possui conhecimento exato dos canais sem fio, dos parâmetros dos PAs e da variância do ruído.

Para a realização deste tipo de receptor, é necessário que os ruídos ν_{1n} e ν_{2n} sejam descorrelacionados. Contudo, uma vez que a distorção não linear $d_n^{(S)}$ introduzida pelo PA da fonte está presente tanto em ν_{1n} quanto em ν_{2n} , pode-se concluir que as componentes de ruído ν_{1n} e ν_{2n} são correlacionadas. Desta forma, torna-se necessário fazer um pré-branqueamento dos sinais recebidos.

Para iniciar o processo de pré-branqueamento, os sinais recebidos são

reescritos na forma matricial, da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} x_n^{(SRD)} \\ x_n^{(SD)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1n} \\ h_{2n} \end{bmatrix} s_n + \begin{bmatrix} \nu_{1n} \\ \nu_{2n} \end{bmatrix}, \quad (4.11)$$

ou de maneira compacta:

$$\mathbf{x}_n = \mathbf{h}_n s_n + \boldsymbol{\nu}_n, \quad (4.12)$$

em que \mathbf{x}_n é a matriz composta pelos sinais recebidos nos canais SD e SRD, \mathbf{h}_n representa a matriz das respostas em frequência globais dos canais SD e SRD e $\boldsymbol{\nu}_n$ representa a matriz dos ruídos globais dos canais SR e SRD.

Denota-se por \mathbf{A}_n a matriz de pré-branqueamento, definida de forma que:

$$\mathbf{A}_n \mathbf{R}_{\boldsymbol{\nu}_n} \mathbf{A}_n^H = \mathbf{I}_2, \quad (4.13)$$

em que \mathbf{I}_2 é a matriz identidade de dimensão 2×2 , o expoente \mathbf{H} denota o Hermitiano (conjugado-transposto) de uma matriz e $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\nu}_n}$ é a matriz de correlação do vetor de ruídos $\boldsymbol{\nu}_n$ dada por:

$$\mathbf{R}_{\boldsymbol{\nu}_n} = \begin{bmatrix} E\{|\nu_{1n}|^2\} & E\{\nu_{1n}\nu_{2n}^*\} \\ E\{\nu_{1n}^*\nu_{2n}\} & E\{|\nu_{2n}|^2\} \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Calculando os componentes da matriz $\mathbf{R}_{\boldsymbol{\nu}_n}$, obtém-se:

$$\begin{aligned} E\{|\nu_{1n}|^2\} &= |h_n^{(SR)}|^2 |h_n^{(RD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{d_n}^2 + |h_n^{(RD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{\eta_n}^2 + \\ &|h_n^{(RD)}|^2 \sigma_{d_n}^2 + \sigma_{\eta_n}^2, \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$E\{|\nu_{2n}|^2\} = |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n}^2 + \sigma_{\eta_n}^2, \quad (4.16)$$

$$E\{\nu_{1n}\nu_{2n}^*\} = h_n^{(SD)*} h_n^{(SR)} h_n^{(RD)} g_n \alpha_r \sigma_{d_n}^2, \quad (4.17)$$

e, finalmente,

$$E\{\nu_{1n}^*\nu_{2n}\} = h_n^{(SD)} h_n^{(SR)*} h_n^{(RD)*} g_n \alpha_r \sigma_{d_n}^2. \quad (4.18)$$

Assim, define-se a matriz de pré-branqueamento \mathbf{A}_n como:

$$\mathbf{A}_n = \boldsymbol{\Lambda}_n^{-\frac{1}{2}} \mathbf{E}_n^H, \quad (4.19)$$

em que \mathbf{E}_n e $\mathbf{\Lambda}_n$ representam, respectivamente, as matrizes de autovetores e de autovalores da matriz \mathbf{R}_{ν_n} . Assim:

$$\mathbf{\Lambda}_n = \begin{bmatrix} \lambda_{1,n} & 0 \\ 0 & \lambda_{2,n} \end{bmatrix}, \quad (4.20)$$

$$\mathbf{E}_n = \begin{bmatrix} e_{1,n} & e_{2,n} \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.21)$$

em que

$$\lambda_{1,n} = \frac{E\{|\nu_{1n}|^2\} + E\{|\nu_{2n}|^2\} - \sqrt{\Delta_n}}{2}, \quad (4.22)$$

$$\lambda_{2,n} = \frac{E\{|\nu_{1n}|^2\} + E\{|\nu_{2n}|^2\} + \sqrt{\Delta_n}}{2}, \quad (4.23)$$

$$e_{1,n} = \frac{\lambda_{1,n} - E\{|\nu_{2n}|^2\}}{E\{\nu_{1n}^* \nu_{2n}\}}, \quad (4.24)$$

$$e_{2,n} = \frac{\lambda_{2,n} - E\{|\nu_{2n}|^2\}}{E\{\nu_{1n}^* \nu_{2n}\}}, \quad (4.25)$$

com $\lambda_{1,n}, \lambda_{2,n} \in \mathbb{R} \geq 0$ e $\Delta_n = (E\{|\nu_{1n}|^2\} - E\{|\nu_{2n}|^2\})^2 + 4E\{\nu_{1n}\nu_{2n}^*\}E\{\nu_{1n}^*\nu_{2n}\}$.

Dessa forma, a matriz de pré-branqueamento pode ser expressa da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_n &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{\lambda_{1,n}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{\lambda_{2,n}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{1,n}^* & 1 \\ e_{2,n}^* & 1 \end{bmatrix}, \\ &= \begin{bmatrix} \frac{e_{1,n}^*}{\sqrt{\lambda_{1,n}}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_{1,n}}} \\ \frac{e_{2,n}^*}{\sqrt{\lambda_{2,n}}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_{2,n}}} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.26)$$

Aplicando a matriz de pré-branqueamento \mathbf{A}_n nos sinais recebidos, pode-se definir um novo sistema com ruídos ortonormais como:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{bn} &= \mathbf{A}_n \mathbf{x}_n = \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n s_n + \mathbf{A}_n \nu_n, \\ &= \mathbf{h}_{bn} s_n + \nu_{bn}, \end{aligned} \quad (4.27)$$

em que $\nu_{bn} = \mathbf{A}_n \nu_n$ é o vetor contendo os ruídos ortonormais e $\mathbf{h}_{bn} = \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n$ é o vetor contendo os coeficientes do sistema na nova base. Note que $E\{\nu_{bn} \nu_{bn}^H\} = \mathbf{I}_2$ de acordo com (4.13).

Usando o MRC, conclui-se que o receptor ótimo para o sistema proposto em (4.10) é dado por $y_n = \mathbf{w}_n^T \mathbf{x}_{bn}$, onde $\mathbf{w}_n = \mathbf{h}_{bn}^* / \|\mathbf{h}_{bn}\|^2 \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$, $\|\cdot\|$ representando a norma de um vetor.

O sinal recebido y_n pode ser definido de forma ainda mais detalhada como:

$$\begin{aligned}
y_n &= \frac{\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{x}_{bn}}{\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n}, \\
&= \frac{\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H (\mathbf{A}_n \mathbf{h}_n s_n + \mathbf{A}_n \nu_n)}{\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n}, \\
&= \frac{\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n s_n}{\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n} + \frac{\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \nu_n}{\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n}, \\
&= s_n + \frac{\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \nu_n}{\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n}, \tag{4.28}
\end{aligned}$$

em que,

$$\begin{aligned}
\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n &= \begin{bmatrix} h_1^* & h_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{e_1}{\sqrt{\lambda_1^*}} & \frac{e_2}{\sqrt{\lambda_2^*}} \\ \frac{1}{\sqrt{\lambda_1^*}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_2^*}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{e_1^*}{\sqrt{\lambda_1}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_1}} \\ \frac{e_2^*}{\sqrt{\lambda_2}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_2}} \end{bmatrix}, \\
&= \begin{bmatrix} \frac{h_1^* e_1 + h_2^*}{\sqrt{\lambda_1^*}} & \frac{h_1^* e_2 + h_2^*}{\sqrt{\lambda_2^*}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{e_1^*}{\sqrt{\lambda_1}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_1}} \\ \frac{e_2^*}{\sqrt{\lambda_2}} & \frac{1}{\sqrt{\lambda_2}} \end{bmatrix}, \\
&= \begin{bmatrix} \frac{h_1^* |e_1|^2 + h_2^* e_1^*}{\lambda_1} + \frac{h_1^* |e_2|^2 + h_2^* e_2^*}{\lambda_2} & \frac{h_1^* e_1 + h_2^*}{\lambda_1} + \frac{h_1^* e_2 + h_2^*}{\lambda_2} \end{bmatrix}, \tag{4.29}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \nu_n &= \begin{bmatrix} \frac{h_1^* |e_1|^2 + h_2^* e_1^*}{\lambda_1} + \frac{h_1^* |e_2|^2 + h_2^* e_2^*}{\lambda_2} & \frac{h_1^* e_1 + h_2^*}{\lambda_1} + \frac{h_1^* e_2 + h_2^*}{\lambda_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu_1 \\ \nu_2 \end{bmatrix}, \\
&= \frac{\nu_1 h_1^* |e_1|^2 + \nu_1 h_2^* e_1^*}{\lambda_1} + \frac{\nu_1 h_1^* |e_2|^2 + \nu_1 h_2^* e_2^*}{\lambda_2} + \frac{\nu_2 h_1^* e_1 + \nu_2 h_2^*}{\lambda_1} + \frac{\nu_2 h_1^* e_2 + \nu_2 h_2^*}{\lambda_2}, \\
&= \frac{\nu_1 h_1^* |e_1|^2 + \nu_1 h_2^* e_1^* + \nu_2 h_1^* e_1 + \nu_2 h_2^*}{\lambda_1} + \frac{\nu_1 h_1^* |e_2|^2 + \nu_1 h_2^* e_2^* + \nu_2 h_1^* e_2 + \nu_2 h_2^*}{\lambda_2}, \tag{4.30}
\end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
\mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n &= \begin{bmatrix} \frac{h_1^* |e_1|^2 + h_2^* e_1^*}{\lambda_1} + \frac{h_1^* |e_2|^2 + h_2^* e_2^*}{\lambda_2} & \frac{h_1^* e_1 + h_2^*}{\lambda_1} + \frac{h_1^* e_2 + h_2^*}{\lambda_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}, \\
&= \frac{|h_1 e_1|^2 + h_1 h_2^* e_1^*}{\lambda_1} + \frac{h_1^* h_2 |e_2|^2 + |h_2|^2 e_2^*}{\lambda_2} + \frac{h_1^* h_2 e_1 + |h_2|^2}{\lambda_1} + \frac{h_1^* h_2 e_2 + |h_2|^2}{\lambda_2}, \\
&= \frac{|h_1 e_1|^2 + h_1 h_2^* e_1^* + h_1^* h_2 e_1 + |h_2|^2}{\lambda_1} + \frac{h_1^* h_2 |e_2|^2 + |h_2|^2 e_2^* + h_1^* h_2 e_2 + |h_2|^2}{\lambda_2}. \tag{4.31}
\end{aligned}$$

Finalmente, tem-se que a SNR na saída do MRC é dada por:

$$\begin{aligned}
 \text{SNR} &= \sigma_s^2 \|\mathbf{h}_{bn}\|^2 = \sigma_s^2 \mathbf{h}_n^H \mathbf{A}_n^H \mathbf{A}_n \mathbf{h}_n, \\
 &= \sigma_s^2 \mathbf{h}_n^H \mathbf{E}_n \mathbf{\Lambda}_n^{-1} \mathbf{E}_n^H \mathbf{h}_n, \\
 &= \sigma_s^2 \mathbf{h}_n^H \mathbf{R}_\nu^{-1} \mathbf{h}_n.
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

Este sistema MRC proposto pode ser visto como uma generalização do MRC apresentado em [19], uma vez que este último leva em conta apenas as distorções não lineares oriundas do *relay*, não necessitando, portanto, de um pré-branqueamento. Em [48], este tipo de MRC é chamado de MRC NLD-aware, uma vez que o receptor deve estar ciente das distorções não lineares.

Deve ainda ser destacado que quando o amplificador da fonte é linear, o receptor acima proposto recai sobre aquele apresentado em [19], e quando ambos os amplificadores são lineares, o receptor proposto recai sobre um receptor MRC clássico.

4.3 Resultados por Simulações e Comparações

Nesta seção, serão apresentados resultados de simulações computacionais a fim de promover uma avaliação de desempenho do receptor proposto. No que segue, e quando não indicado de outra forma, assume-se seletividade em frequência e desvanecimento Rayleigh para todos os canais, e os símbolos transmitidos pertencem a uma constelação 16-QAM (com distribuição uniforme). Considera-se que os amplificadores de potência, da fonte e do *relay* são limitados em potência usando *soft-clipping*, com potência de saturação dos PAs igual a 1. O prefixo cíclico do sinal OFDM é assumido igual ou maior que o espalhamento de atraso do canal. Em todas as simulações foram utilizadas 64 subportadoras e os resultados apresentados são a média de 10^5 simulações de Monte Carlo. Análises da taxa de erro de símbolo (*Symbol Error Ratio* - SER) são apresentadas para diversos valores de SNR e recuos de entrada (*Input Back-Off* - IBO), fazendo comparações com receptores que não consideram a diversidade e analisando casos em que os PAs são lineares.

A fim de avaliar os efeitos das não linearidades, a Figura 4.2 mostra a comparação do receptor MRC, com os receptores individuais do caminho direto entre a fonte e o destino (SD), e do caminho passando pelo *relay* (SRD), considerando a SNR igual a 20 dB. Verifica-se que, para a maior parte dos valores de IBO testados, o receptor MRC apresenta um ganho considerável quando comparado com SD e SRD, fornecendo uma SER aproximadamente 10 vezes menor no ponto ótimo de IBO do receptor, ponto esse que é de 11 dB

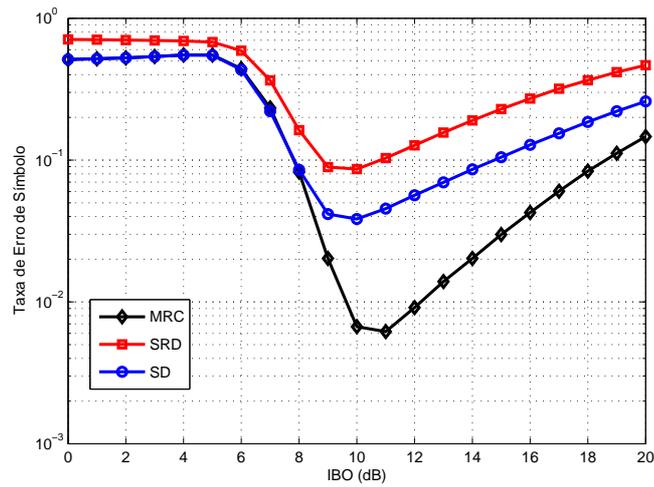


Figura 4.2: SER versus IBO para $SNR = 20dB$

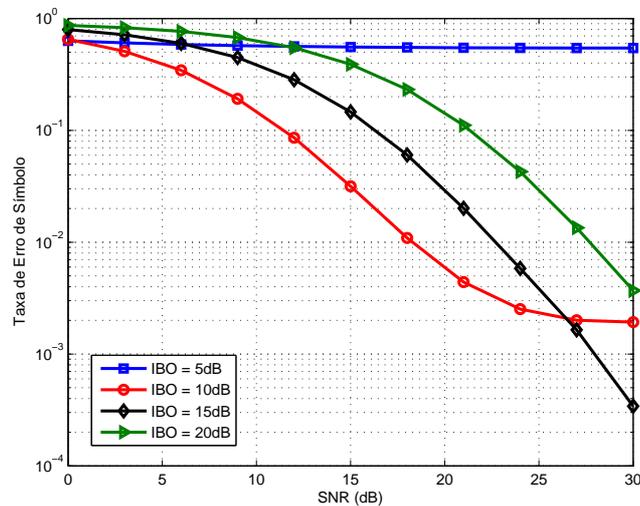


Figura 4.3: SER versus SNR para $IBO = 5dB/10dB/15dB/20dB$

para o receptor proposto. A existência do ponto ótimo é explicada pelo fato de que, para altos valores de IBO, tem-se uma menor potência de transmissão e, por consequência, uma menor SNR na recepção. Por outro lado, para valores muito baixos de IBO, os efeitos da não linearidade sobre o sinal transmitido são acentuados, resultando em uma maior interferência. Para baixos valores de IBO ($IBO \leq 8$ dB), o receptor SRD apresenta desempenho praticamente igual ao receptor SD. Isto se deve ao fato do enlace SRD estar bastante comprometido nesta situação, uma vez que ambos os PAs estão inserindo fortes distorções não lineares.

Na Figura 4.3 estudou-se os efeitos da SER do receptor MRC considerando IBOs iguais a 5 dB, 10 dB, 15 dB e 20 dB. Podemos verificar que, para $IBO = 5dB$, o receptor MRC tem o seu desempenho bastante prejudicado pelas altas distorções não lineares, tornando o sistema impraticável, independentemente

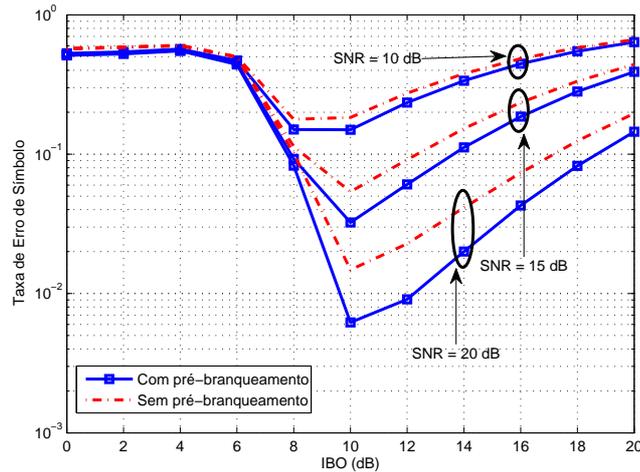


Figura 4.4: Receptor MRC com e sem matriz de branqueamento para $SNR = 10dB/15dB/20dB$

do valor da SNR. Nota-se uma considerável melhora na SER quando aumenta-se a IBO de 5dB para 10dB. Essa melhora na taxa de erro de símbolo deve-se ao fato de que quando se aumenta a IBO, a potência das distorções não lineares diminui. Entretanto, note-se que, devido às distorções não lineares, uma $IBO = 10dB$ fornece uma piso irreduzível para a SER.

Por outro lado, nota-se também que para valores muito elevados de IBO ($IBO = 15dB$ e $IBO = 20dB$) e valores baixos e moderados de SNR ($SNR < 25dB$), o sistema apresenta taxa de erro de símbolo elevada, se comparados com o caso em que o valor de IBO é moderado ($IBO = 10dB$), contrariando assim o que foi dito anteriormente. Neste caso, a degradação do sinal é ocasionada pela ação do AWGN, visto que, nos sistemas cooperativos que consideram os PAs não lineares com amplitude de saturação e IBO fixas, quanto menor for o valor da SNR, menor também será a potência relativa do sinal, fazendo com que o ruído torne-se o principal gargalo do sistema. Neste caso, é desejável ter uma IBO um pouco mais baixa para compensar a interferência adicionada pelo AWGN. As curvas com $IBO = 15dB$ e $20dB$ também apresentam pisos para a SER. Entretanto, estes pisos, que não podem ser vistos na Fig. 4.3 por ocorrerem para $SNR > 30dB$, saturam a SER em valores menores que o piso de SER do caso $IBO = 10dB$.

Novamente fica evidenciada a existência de um compromisso na escolha das potências de transmissão na saída dos PAs a fim de fazer um correto balanceamento entre as interferências causadas pelo AWGN e as distorções não lineares adicionadas ao sinal.

A Figura 4.4 mostra a comparação entre um receptor MRC que utiliza a matriz de pré-branqueamento desenvolvida na seção 4.2 e um receptor

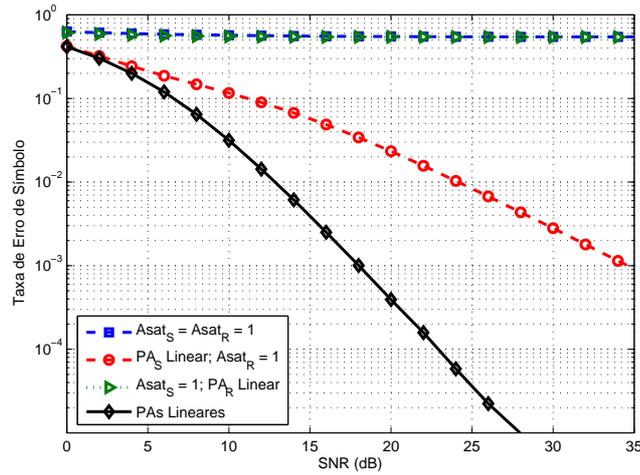


Figura 4.5: SER *versus* SNR para $IBO = 5dB$ com PAs lineares e não lineares

MRC implementado em sua forma clássica, isto é, assumindo que os ruídos dos sinais provenientes dos *links* SD e SRD são descorrelacionados. As simulações foram realizadas considerando SNRs iguais a 10 dB, 15 dB e 20 dB. Verifica-se que, para valores intermediários e altos de IBO, o receptor MRC com pré-branqueamento apresenta uma taxa de erro menor quando comparado com o receptor que não utiliza a matriz de pré-branqueamento. Esse comportamento é ainda mais evidenciado para valores mais altos de SNR. Nota-se que o ganho obtido é considerável, principalmente no ponto ótimo de IBO do receptor. Verifica-se também que para baixos valores de IBO, $IBO \leq 6dB$, os receptores MRC com pré-branqueamento possuem valores de SER iguais aos receptores sem o pré-branqueamento. Isso ocorre devido ao fato de que para IBOs muito baixas, a diversidade é perdida e a SER torna-se extremamente elevada.

A Figura 4.5 apresenta a SER em relação a SNR média para $IBO = 5dB$, promovendo uma análise comparativa entre sistemas que consideram: os dois PAs não lineares; apenas o PA do *relay* não linear; apenas o PA da fonte não linear; os dois PAs lineares. Assim como indicado no início desta seção, nos casos em que os PAs foram considerados não lineares, utilizou-se amplitude de saturação igual a 1. Como a definição de IBO não se aplica aos casos em que os PAs são considerados lineares, a potência de transmissão destes foi obtida calculando-se a potência de transmissão na saída de um amplificador não linear com amplitude de saturação também igual a 1 e IBO igual a $5dB$. Tal procedimento teve como objetivo promover um comparativo mais “justo”, em termos de potência de transmissão, entre os sistemas propostos.

Como se pode observar, no ambiente onde os dois PAs (da fonte e do *relay*) foram considerados não lineares, a taxa de erro de símbolo apresentada

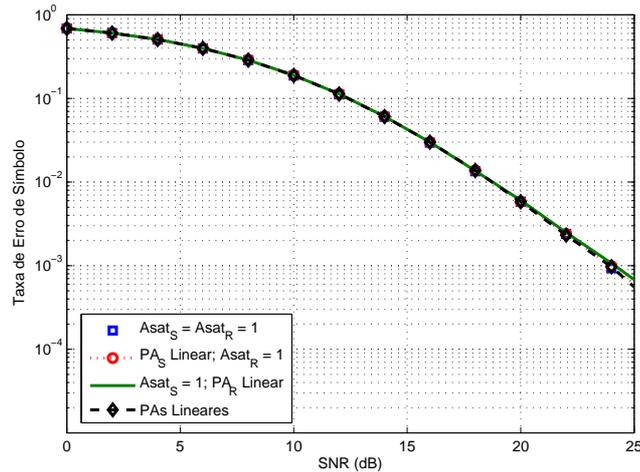


Figura 4.6: SER versus SNR para $IBO = 11dB$ com PAs lineares e não lineares

foi elevada para todos os valores de SNR testados, tornando o sistema impraticável. Possuindo taxas de erro de símbolo praticamente iguais ao sistema com dois PAs não lineares, o sistema onde apenas o PA da fonte é não linear também pode ser considerado impraticável. Tal situação deve-se ao fato de que fortes distorções não lineares são inseridas pelos amplificadores de potência, visto que a simulação apresentada foi realizada para valores baixos de IBO.

Uma significativa melhora na SER do sistema é obtida quando considera-se apenas o PA do *relay* como não linear. A melhora é facilmente explicada, visto que nessa situação, o enlace SD, não sofre nenhuma inserção de distorções não lineares. Observa-se assim, para os casos acima citados, que a não linearidade do PA da fonte possui uma maior influência na SER do sistema, uma vez que ele é o responsável pela inserção de distorções não lineares, tanto no canal SD, quanto no canal SRD.

Conforme esperado, o ambiente em que ambos os PAs são lineares apresentou melhor a SER entre os casos testados, uma vez que o sistema totalmente linear possui o AWGN como único gargalo de desempenho.

A Figura 4.6 apresenta um ambiente análogo ao apresentado pela Figura 4.5 apenas com a diferença na IBO que para esta simulação é de 11 dB, que é valor observado na Figura 4.2. Como se pode perceber, todas as curvas de SER são equivalentes, independentemente do PA ser linear ou não linear. Isto se deve ao fato de as distorções não lineares possuírem uma potência baixa para $IBO \geq 11dB$, sendo o ruído o gargalo do sistema.

Na Figura 4.7, a SER do receptor MRC é analisada em função da IBO para $SNR = 20dB$. Considera-se novamente sistemas com: dois PAs não lineares; apenas o PA do *relay* não linear; apenas o PA da fonte não linear; dois PAs

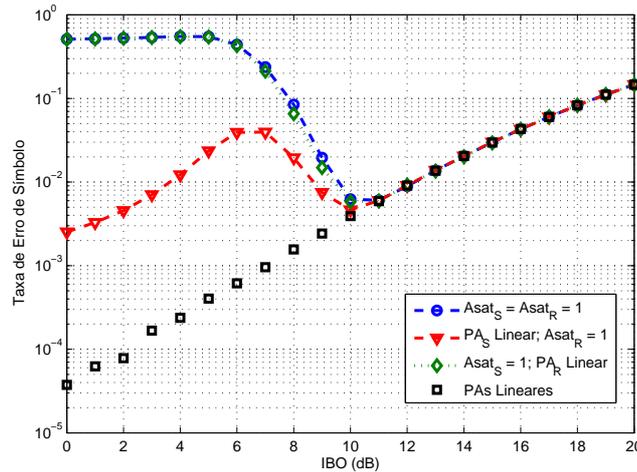


Figura 4.7: SER versus IBO para $SNR = 20dB$ com PAs lineares e não lineares

lineares. Pode-se ver que os sistemas que possuem não linearidade no PA da fonte apresentam os mesmos valores de SER para todos os valores de IBO testados, fato que torna ainda mais evidente a forte influência do PA da fonte no sistema proposto. Para baixos valores de IBO ($IBO \leq 11$), o sistema com os dois PAs não lineares e o sistema apenas com o PA da fonte não linear apresentam taxa de erro de símbolo igualmente elevadas, sendo a pior entre os casos testados.

Analisando agora o caso onde apenas o *link* passando pelo *relay* apresenta não linearidades, isto é, apenas o PA do *relay* é não linear, verifica-se que este apresenta, para $IBO \leq 11dB$, uma SER intermediária se comparado aos outros casos. Os sistemas lineares, como não poderia ser diferente, apresentam a menor taxa de erro de símbolo, para $IBO \leq 11dB$, visto que não sofrem em nenhum momento as ações das distorções não lineares.

Nota-se também que para valores altos de IBO ($IBO \geq 11$), todos os sistemas (lineares e não lineares) apresentam o mesmo valor de SER. Este é um resultado esperado, já que à medida que aumenta-se a IBO obtém-se uma menor potência de transmissão e, conseqüentemente, uma menor degradação do sinal causada pela inserção das distorções não lineares. A partir de um dado limiar de IBO, o único fator de degradação relevante do sinal é o ruído, sendo exatamente igual para todos os casos testados. Os resultados aqui obtidos ratificam as considerações feitas para as Figuras 4.5 e 4.6.

A Figura 4.8 demonstra a SER em relação a SNR média considerando $IBO = 10dB$ e assumindo diversas cardinalidades de modulação. Conforme esperado, o sistema proposto apresenta melhor SER para modulações mais robustas como o deslocamento de fase em quadratura (QPSK, *Quadrature Phase-Shift Keying*) e taxas de erro maiores para modulações de maior

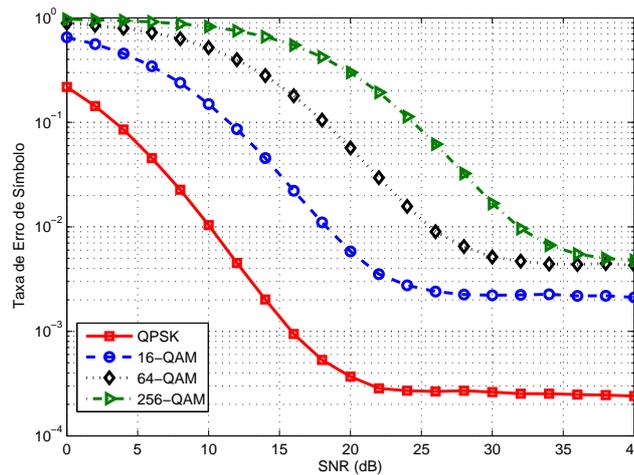


Figura 4.8: SER versus SNR para $IBO = 10dB$ e várias cardinalidades de modulações

cardinalidade, visto que estas modulações dispõem de uma menor área de decisão e, conseqüentemente, induzem um maior número de erros na recepção dos sinais.

4.4 Conclusões

Neste capítulo, um receptor MRC com pré-branqueamento dos sinais recebidos foi proposto para um sistema OFDM cooperativo AF com amplificadores de potência não lineares na fonte e no *relay*.

Os resultados das simulações realizadas mostraram que o sistema proposto apresenta um valor ótimo de IBO e que a partir desse ponto há uma deterioração do sinal recebido. Esta ocorre devido o fato de que para IBOs baixas, a distorção não linear é grande, e para IBOs muito altas, a potência do sinal é reduzida, assim os sinais passam a ser degradados apenas pelo AWGN.

Verificou-se que o pré-branqueamento dos sinais recebidos faz-se necessário, uma vez que a distorção não linear introduzida pelo PA da fonte está presente em nas componentes de ruído, fato que torna os sinais recebidos correlacionados, inviabilizando a construção do MRC em sua forma clássica. Observou-se também que a não linearidade aplicada ao PA da fonte possui a maior influência sobre o desempenho do sistema. Notou-se ainda que, para alguns valores de SNR, a taxa de erro de símbolos dos sistemas onde apenas o PA da fonte é não linear é igual à SER do sistema em que ambos os PAs são não lineares.

No próximo capítulo será proposta uma expressão para a SNR instantânea do sistema em função das SNRs instantâneas dos enlaces e dos PAs e uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema, considerando o caso em que tem-se um único *relay*.

Análise de Desempenho para Sistemas com *Relay* Único e MRC

Embasado no receptor de combinação de razão máxima (*Maximum Ratio Combining* - MRC) apresentado no Capítulo 4, este capítulo apresenta, na Seção 5.1, uma expressão para a razão sinal ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR) instantânea do sistema em função das SNRs instantâneas dos enlaces e dos amplificadores de potência (*Power Amplifier* - PA), isto é, o cálculo da SNR instantânea do sistema é realizado com base nas SNRs dos enlaces SD e SRD. A fórmula matemática apresentada nessa etapa do trabalho é estudada para alguns casos particulares.

Ainda considerando o receptor MRC, propõe-se uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* (interrupção de serviço) do sistema, considerando apenas o caso em que tem-se um único *relay*. A expressão desenvolvida corresponde a um limitante superior (*upper bound*), apresentando aderência aos resultados de simulação para todos os casos testados.

Alguns artigos desenvolveram análises de desempenho de sistemas cooperativos levando em conta os efeitos de amplificadores não lineares. Uma análise de probabilidade de *outage* de um sistema de comunicação cooperativo amplifica e encaminha (*Amplify-and-Forward* - AF) foi desenvolvida em [21], onde considerou-se que apenas o *relay* possui amplificador de potência não linear. Em [22], uma expressão para a taxa de erro de *bit* (*Bit Error Ratio* - BER) foi desenvolvida para um sistema cooperativo assumindo não linearidade no transmissor e no repetidor, sendo o enlace SR invariante no tempo. Uma análise de desempenho da BER em sistema cooperativo AF é apresentada em [23], assumindo um cenário onde a fonte e o *relay* introduzem distorções não lineares e mudanças Doppler, e o canal SR sendo invariante no tempo.

Vale salientar que em [22,23] assume-se que não existe caminho direto entre a fonte e o destino e, além disso, não realizam nenhuma análise de interrupção. Uma análise de probabilidade de *outage* de um sistema de comunicação cooperativo AF foi desenvolvida em [24] levando em consideração o impacto da saturação da potência média, não se considerando as distorções não lineares causadas pela saturação da amplitude instantânea dos sinais transmitidos.

Este capítulo está organizado da seguinte forma: A Seção 5.1 apresentará uma fórmula exata para o cálculo da SNR instantânea do sistema considerado. Na Seção 5.2 é desenvolvida uma expressão fechada para o cálculo da probabilidade de *outage*. Resultados numéricos e simulações serão apresentados na Seção 5.3, validando os resultados das expressões propostas e, finalmente, a Seção 5.4 sintetiza as conclusões deste capítulo.

5.1 SNR Instantânea

Com base nos resultados obtidos na Seção 4.2, esta seção apresentará uma fórmula exata para o cálculo da SNR instantânea do sistema cooperativo com multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) não linear proposto. O resultado que será apresentado é de grande relevância, visto que a SNR é um dos parâmetros mais importantes para a avaliação do desempenho de qualquer sistema de transmissão de dados sem fio.

Antes de iniciar o processo de desenvolvimento da expressão que representará o valor da SNR instantânea do sistema, será revista a definição da matriz de correlação \mathbf{R}_{ν_n} apresentada em (4.14). Tal matriz pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\mathbf{R}_{\nu_n} = \begin{bmatrix} \sigma_{\nu_{1n}}^2 & \rho_{\nu_{1n},\nu_{2n}} \\ \rho_{\nu_{1n},\nu_{2n}}^* & \sigma_{\nu_{2n}}^2 \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

em que $\sigma_{\nu_{1n}}^2$ e $\sigma_{\nu_{2n}}^2$ representam a variância dos ruídos ν_{1n} e ν_{2n} dos canais SRD e SD, respectivamente, e $\rho_{\nu_{1n},\nu_{2n}}$ representa a correlação entre os ruídos dos dois enlaces.

Como apresentado na equação (4.32) da Seção 4.2, a SNR na saída do receptor MRC da n -ésima subportadora do sistema pode ser expressa em função da matriz de correlação dos ruídos, do vetor das respostas em frequência dos canais SD e SRD, e da variância do sinal transmitido na fonte. Utilizando a matriz de correlação redefinida em (5.1), (4.32) pode ser reescrita

assim:

$$\begin{aligned}
SNR_n &= \frac{\sigma_s^2}{\det \mathbf{R}_{\nu_n}} \begin{bmatrix} h_{1n}^* & h_{2n}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_{\nu_{2n}}^2 & -\rho_{\nu_{1n}, \nu_{2n}} \\ -\rho_{\nu_{1n}, \nu_{2n}}^* & \sigma_{\nu_{1n}}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{1n} \\ h_{2n} \end{bmatrix} \\
&= \frac{\sigma_s^2}{\det \mathbf{R}_{\nu_n}} \left(|h_{1n}|^2 \sigma_{\nu_{2n}}^2 - 2\text{Re}[h_{1n} h_{2n}^* \rho_{\nu_{1n}, \nu_{2n}}] + |h_{2n}|^2 \sigma_{\nu_{1n}}^2 \right) \\
&= \frac{\sigma_s^2 |\alpha_s|^2}{\det \mathbf{R}_{\nu_n}} \left[|h_n^{(RD)} h_n^{(SR)} \alpha_r g_n|^2 \left(|h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 + \sigma_{\eta_n^{(SD)}}^2 \right) - \right. \\
&\quad \left. 2\text{Re} \left[h_n^{(RD)} h_n^{(SR)} \alpha_r g_n h_n^{(SD)*} h_n^{(SD)} h_n^{(SR)*} h_n^{(RD)*} g_n \alpha_r^* \sigma_{d_n^{(S)}}^2 \right] + |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{\nu_{1n}}^2 \right]. \tag{5.2}
\end{aligned}$$

Pode-se reescrever a equação (5.2) da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
SNR_n &= \frac{\sigma_s^2 |\alpha_s|^2}{\det \mathbf{R}_{\nu_n}} \left[|h_n^{(RD)} h_n^{(SR)} \alpha_r g_n|^2 \left(-|h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 + \sigma_{\eta_n^{(SD)}}^2 \right) + |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{\nu_{1n}}^2 \right] \\
&= \frac{\sigma_s^2 |\alpha_s|^2}{\det \mathbf{R}_{\nu_n}} \left[|h_n^{(RD)} h_n^{(SR)} \alpha_r g_n|^2 \left(-|h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 + \sigma_{\eta_n^{(SD)}}^2 \right) + |h_n^{(SD)}|^2 \right. \\
&\quad \left. \left(|h_n^{(SR)}|^2 |h_n^{(RD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 + |h_n^{(RD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{\eta_n^{(SR)}}^2 + |h_n^{(RD)}|^2 \sigma_{d_n^{(R)}}^2 + \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \right) \right] \\
&= \frac{\sigma_s^2 |\alpha_s|^2}{\det \mathbf{R}_{\nu_n}} \left[|h_n^{(RD)} h_n^{(SR)} \alpha_r g_n|^2 \sigma_{\eta_n^{(SD)}}^2 + |h_n^{(SD)}|^2 \left(|h_n^{(RD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{\eta_n^{(SR)}}^2 + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. |h_n^{(RD)}|^2 \sigma_{d_n^{(R)}}^2 + \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \right) \right] \\
&= \frac{\sigma_s^2 |\alpha_s|^2}{\det \mathbf{R}_{\nu_n}} \left[|h_n^{(RD)} h_n^{(SR)} \alpha_r g_n|^2 \sigma_{\eta_n^{(SD)}}^2 + |h_n^{(RD)} h_n^{(SD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{\eta_n^{(SR)}}^2 + \right. \\
&\quad \left. |h_n^{(RD)} h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(R)}}^2 + |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \right]. \tag{5.3}
\end{aligned}$$

Visando dar continuidade ao desenvolvimento da expressão exata para SNR instantânea do sistema, faz-se necessário calcular o determinante da matriz de correlação \mathbf{R}_{ν_n} :

$$\begin{aligned}
\det \mathbf{R}_{\nu_n} &= |h_n^{(RD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 + |h_n^{(RD)}|^2 \sigma_{d_n^{(R)}}^2 |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 + \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 |h_n^{(SD)}|^2 \\
&\quad \sigma_{d_n^{(S)}}^2 + |h_n^{(RD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^4 + |h_n^{(RD)}|^2 \sigma_{d_n^{(R)}}^2 \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 + \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^4 + |h_n^{(SR)}|^2 |h_n^{(RD)}|^2 \\
&\quad |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2. \tag{5.4}
\end{aligned}$$

Também é necessário definir as SNRs instantâneas saída dos canais SD, SR e RD. Tais definições são expressas, respectivamente, como:

$$\gamma_n^{(SD)} = \frac{|h_n^{(SD)} \alpha_s|^2 P_s}{\sigma_{\eta_n^{(SD)}}^2}, \tag{5.5}$$

$$\gamma_n^{(SR)} = \frac{|h_n^{(SR)} \alpha_s|^2 P_s}{\sigma_{\eta_n}^{2(SR)}} \quad (5.6)$$

e

$$\gamma_n^{(RD)} = \frac{|h_n^{(RD)} \alpha_r|^2 P_r}{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}. \quad (5.7)$$

Embasado em (5.4), (5.5), (5.6) e (5.7), pode-se dar continuidade ao cálculo da SNR instantânea do sistema proposto. Sendo assim, tem-se:

$$SNR_n = \frac{SNR_{NUM}}{SNR_{DEN}}, \quad (5.8)$$

com

$$\begin{aligned} SNR_{NUM} &= \sigma_s^2 |\alpha_s|^2 \left[|h_n^{(RD)} h_n^{(SR)} \alpha_r g_n|^2 \sigma_{\eta_n}^{2(SD)} + |h_n^{(RD)} h_n^{(SD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{\eta_n}^{2(SR)} + \right. \\ &\quad \left. |h_n^{(RD)} h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(R)}}^2 + |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \right] \\ &= \sigma_s^2 |\alpha_s|^2 |h_n^{(RD)}|^2 |h_n^{(SR)} \alpha_r g_n|^2 \sigma_{\eta_n}^{2(SD)} + \sigma_s^2 |\alpha_s|^2 |h_n^{(RD)}|^2 |h_n^{(SD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{\eta_n}^{2(SR)} + \\ &\quad \sigma_s^2 |\alpha_s|^2 |h_n^{(RD)}|^2 |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(R)}}^2 + \sigma_s^2 |\alpha_s|^2 |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \\ &= \left(\gamma_n^{(RD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_r} \right) \left(\gamma_n^{(SR)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \right) |g_n|^2 \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} + \left(\gamma_n^{(RD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_r} \right) \left(\gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \right) \\ &\quad g_n^2 \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} + \left(\gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \right) \left(\gamma_n^{(RD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_r |\alpha_r|^2} \right) \sigma_{d_n^{(R)}}^2 + \left(\gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \right) \sigma_{\eta_n}^{2(RD)}, \end{aligned} \quad (5.9)$$

o que pode ser reescrito da seguinte forma:

$$\begin{aligned} SNR_{NUM} &= \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} + \\ &\quad \frac{\gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(RD)} \sigma_{d_n^{(R)}}^2}{(|\alpha_r|^2 |g_n|^2)} + \frac{\gamma_n^{(SD)} P_r}{|g_n|^2}. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Por outro lado, tem-se:

$$\begin{aligned} SNR_{DEN} = \det \mathbf{R}_{\nu_n} &= |h_n^{(RD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 + |h_n^{(RD)}|^2 \sigma_{d_n^{(R)}}^2 |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 + \\ &\quad \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} |h_n^{(SD)}|^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 + |h_n^{(RD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{\eta_n}^{4(RD)} + \\ &\quad |h_n^{(RD)}|^2 \sigma_{d_n^{(R)}}^2 \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} + \sigma_{\eta_n}^{4(RD)} + |h_n^{(SR)}|^2 |h_n^{(RD)}|^2 |\alpha_r|^2 g_n^2 \sigma_{d_n^{(S)}}^2 \sigma_{\eta_n}^{2(RD)}. \end{aligned} \quad (5.11)$$

Pode-se reescrever a equação anterior da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
SNR_{DEN} = & \left(\gamma_n^{(RD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_r} \right) g_n^2 \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \left(\gamma_n^{(SD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_s |\alpha_s|^2} \right) \sigma_{d_n}^{2(S)} + \left(\gamma_n^{(RD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_r |\alpha_r|^2} \right) \\
& \sigma_{d_n}^{2(R)} \left(\gamma_n^{(SD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_s |\alpha_s|^2} \right) \sigma_{d_n}^{2(S)} + \left(\gamma_n^{(SD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_s |\alpha_s|^2} \right) \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \sigma_{d_n}^{2(S)} + \\
& \left(\gamma_n^{(RD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_r} \right) g_n^2 \sigma_{\eta_n}^{4(RD)} + \left(\gamma_n^{(RD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_r |\alpha_r|^2} \right) \sigma_{d_n}^{2(R)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} + \sigma_{\eta_n}^{4(RD)} + \\
& \left(\gamma_n^{(SR)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_s |\alpha_s|^2} \right) \left(\gamma_n^{(RD)} \frac{\sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{P_r} \right) g_n^2 \sigma_{d_n}^{2(S)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)}, \tag{5.12}
\end{aligned}$$

ou ainda,

$$\begin{aligned}
SNR_{DEN} = & \gamma_n^{(RD)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \left(\gamma_n^{(SD)} \frac{1}{P_s |\alpha_s|^2} \right) \sigma_{d_n}^{2(S)} + \left(\gamma_n^{(RD)} \frac{1}{|\alpha_r|^2} \right) \sigma_{d_n}^{2(R)} \left(\gamma_n^{(SD)} \frac{1}{P_s |\alpha_s|^2} \right) \\
& \sigma_{d_n}^{2(S)} / |g_n|^2 + \left(\gamma_n^{(SD)} \frac{1}{P_s |\alpha_s|^2} \right) \frac{P_r}{|g_n|^2} \sigma_{d_n}^{2(S)} + \gamma_n^{(RD)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} + \\
& \gamma_n^{(RD)} \sigma_{d_n}^{2(R)} / (|\alpha_r|^2 |g_n|^2) + \frac{P_r}{|g_n|^2} + \left(\gamma_n^{(SR)} \frac{1}{P_s |\alpha_s|^2} \right) \gamma_n^{(RD)} \sigma_{d_n}^{2(S)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \tag{5.13}
\end{aligned}$$

É possível também definir as SNRs instantâneas para os sinais na saída dos amplificadores de potência não lineares da fonte ($\gamma_n^{(PAS)}$) e do *relay* ($\gamma_n^{(PAR)}$), respectivamente, como:

$$\gamma_n^{(PAS)} = \frac{|\alpha_s|^2 P_s}{\sigma_{d_n}^{2(S)}} \tag{5.14}$$

e

$$\gamma_n^{(PAR)} = \frac{|\alpha_r|^2 P_r}{\sigma_{d_n}^{2(R)}}. \tag{5.15}$$

Pode-se reescrever o ganho variável, g_n , definido em (4.5) para ser utilizado nas equações (5.10) e (5.13). Dessa forma, tem-se que:

$$\begin{aligned}
|g_n|^2 = & \frac{P_r}{\left| h_n^{(SR)} \alpha_s \right|^2 P_s + \left| h_n^{(SR)} \right|^2 \sigma_{d_n}^{2(S)} + \sigma_{\eta_n}^{2(RD)}} \\
= & \frac{P_r}{\gamma_n^{(SR)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} + \gamma_n^{(SR)} \sigma_{\eta_n}^{2(RD)} \sigma_{d_n}^{2(S)} / (P_s |\alpha_s|^2) + \sigma_{\eta_n}^{2(RD)}} \\
= & \frac{P_r / \sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{\gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(SR)} / \gamma_n^{(PAS)} + 1} \\
= & \frac{\gamma_n^{(PAS)} P_r / \sigma_{\eta_n}^{2(RD)}}{\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}}, \tag{5.16}
\end{aligned}$$

o que leva a:

$$P_r/|g_n|^2 = \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \frac{\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}}{\gamma_n^{(PAS)}}. \quad (5.17)$$

Utilizando (5.14), (5.15) e (5.17), pode-se dar continuidade ao desenvolvimento do numerador e do denominador da equação (5.8). Sendo assim, o numerador da SNR instantânea do sistema pode ser expresso da seguinte forma:

$$\begin{aligned} SNR_{NUM} &= \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 + \frac{(\gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(RD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^4)}{\gamma_n^{(PAR)}} \\ &\quad \frac{(\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{\gamma_n^{(PAS)}} \frac{1}{P_r} + \\ &\quad \gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \frac{(\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{\gamma_n^{(PAS)}} \\ &= \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 + \\ &\quad \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \frac{\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}}{\gamma_n^{(PAS)}} \frac{1}{P_r} + \\ &\quad \gamma_n^{(SD)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2, \end{aligned} \quad (5.18)$$

o que pode ser reescrito como:

$$\begin{aligned} SNR_{NUM} &= \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \\ &\quad \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \frac{\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}}{P_r} + \\ &\quad \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)}. \end{aligned} \quad (5.19)$$

Por outro lado, o denominador pode ser expresso como:

$$\begin{aligned} SNR_{DEN} &= \frac{\gamma_n^{(RD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \gamma_n^{(SD)}}{\gamma_n^{(PAS)}} + \frac{(\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2)}{(\gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)}) \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2} \frac{(\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{\gamma_n^{(PAS)}} \frac{1}{P_r} \\ &\quad + \gamma_n^{(SD)} \frac{(\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{\gamma_n^{(PAS)} / \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2} \frac{1}{\gamma_n^{(PAS)}} + \gamma_n^{(RD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 + \\ &\quad \frac{(\gamma_n^{(RD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2)}{\gamma_n^{(PAR)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2} \frac{(\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{\gamma_n^{(PAS)}} \frac{1}{P_r} + \\ &\quad \frac{\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}}{\gamma_n^{(PAS)} / \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2} + \frac{\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2}{\gamma_n^{(PAS)}}. \end{aligned} \quad (5.20)$$

A expressão (5.20) pode ser reescrita do seguinte modo:

$$\begin{aligned}
SNR_{DEN} &= \gamma_n^{(RD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \gamma_n^{(SD)} + \frac{(\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2) (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{\gamma_n^{(PAR)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \gamma_n^{(PAS)}} \frac{1}{P_r} \\
&+ \frac{\gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{\gamma_n^{(PAS)}} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 + \\
&\frac{(\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2) (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{\gamma_n^{(PAR)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \gamma_n^{(PAS)}} \frac{1}{P_r} + \\
&\sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 \\
&= \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAR)} + \frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{\gamma_n^{(PAS)}} \frac{1}{P_r} \\
&+ \frac{\gamma_n^{(SD)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)}}{\gamma_n^{(PAS)}} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)^2} \gamma_n^{(PAR)} + \\
&\frac{\gamma_n^{(RD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{P_r} + (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \\
&\gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)}, \tag{5.21}
\end{aligned}$$

o que leva a:

$$\begin{aligned}
SNR_{DEN} &= \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)} + \frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{P_r} + \\
&\gamma_n^{(SD)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \\
&\frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \sigma_{\eta_n^{(RD)}}^2 (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)})}{P_r} + \\
&(\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)}. \tag{5.22}
\end{aligned}$$

Por fim, tem-se que a expressão exata para o cálculo da SNR instantânea de um sistema OFDM cooperativo AF com amplificadores de potência não lineares na fonte e no *relay*, considerando o receptor MRC, é dada por:

$$SNR_n = \frac{SNR_{NUM}}{SNR_{DEN}}, \tag{5.23}$$

com

$$\begin{aligned}
SNR_{NUM} &= \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \\
&(\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) + \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \\
&\gamma_n^{(PAR)} \tag{5.24}
\end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
SNR_{DEN} = & \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) + \\
& \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAR)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)^2} \gamma_n^{(PAR)} + \\
& \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) + (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \\
& \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)}. \tag{5.25}
\end{aligned}$$

Note que a expressão acima desenvolvida da SNR instantânea depende unicamente das SNRs individuais dos enlaces sem fio e das SNRs dos amplificadores de potência. Na sequência, será estudada esta expressão para alguns casos particulares observando como ela pode ser vista enquanto uma generalização de alguns casos encontrados na literatura.

5.1.1 Casos Particulares para a SNR Instantânea

Para fins de análise, pode-se considerar alguns casos particulares para o cálculo da SNR instantânea do sistema. Neste estudo serão considerados os seguintes casos: ambos PAs lineares; apenas o PA da fonte linear; apenas o PA do *relay* linear; canais com altas SNRs e sistema que considera apenas o caminho passando pelo *relay*, ou seja, apenas o canal SRD é levado em consideração.

- Considerando que os PAs são lineares, i.e. $\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)} \rightarrow \infty$, tem-se que:

$$\begin{aligned}
SNR_{NUM} \cong & \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \\
& \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)}, \tag{5.26}
\end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
SNR_n \cong & \frac{SNR_{NUM}}{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)}} \\
\cong & \frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} + \gamma_n^{(SD)} (\gamma_n^{(SR)} + 1)}{\gamma_n^{(RD)} + (\gamma_n^{(SR)} + 1)}, \tag{5.27}
\end{aligned}$$

o que leva a:

$$SNR_n \cong \gamma_n^{(SD)} + \frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)}}{\gamma_n^{(RD)} + \gamma_n^{(SR)} + 1}. \tag{5.28}$$

Note que (5.28) corresponde à SNR instantânea de um sistema AF linear [1].

- Considerando o PA da origem linear, i.e. $\gamma_n^{(PAS)} \rightarrow \infty$, tem-se:

$$\begin{aligned}
SNR_{NUM} &\cong \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \\
&\quad (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(PAS)}) + \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)}, \\
&\cong \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(RD)} (\gamma_n^{(SR)} + 1) + \\
&\quad \gamma_n^{(SD)} (\gamma_n^{(SR)} + 1) \gamma_n^{(PAR)}, \tag{5.29}
\end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
SNR_{DEN} &\cong \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(PAS)}) + \\
&\quad (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)}, \\
&= \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} (\gamma_n^{(SR)} + 1) + (\gamma_n^{(SR)} + 1) \gamma_n^{(PAR)}, \tag{5.30}
\end{aligned}$$

o que leva a:

$$\begin{aligned}
SNR_n &\cong \frac{SNR_{NUM}}{SNR_{DEN}} \\
&\cong \frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(RD)} (\gamma_n^{(SR)} + 1) + \gamma_n^{(SD)} (\gamma_n^{(SR)} + 1) \gamma_n^{(PAR)}}{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} (\gamma_n^{(SR)} + 1) + (\gamma_n^{(SR)} + 1) \gamma_n^{(PAR)}} + \\
&\quad \frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAR)}}{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} (\gamma_n^{(SR)} + 1) + (\gamma_n^{(SR)} + 1) \gamma_n^{(PAR)}}. \tag{5.31}
\end{aligned}$$

Por fim, tem-se que a SNR do sistema proposto, considerando apenas o PA do *relay* como não linear, pode ser aproximada por:

$$SNR_n \cong \gamma_n^{(SD)} + \frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAR)}}{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} + \gamma_n^{(PAR)}}. \tag{5.32}$$

O resultado apresentado na equação (5.32) é idêntico ao resultado apresentado em [21] para um sistema com um PA linear na fonte e um PA no *relay* não linear. Isto permite concluir que (5.23) pode ser vista como uma generalização da SNR instantânea apresentada em [21].

- Considerando o amplificador de potência do *relay* linear, i.e., $\gamma_n^{(PAR)} \rightarrow \infty$, obtém-se:

$$\begin{aligned}
SNR_{NUM} &\cong \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \\
&\quad \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)}, \\
&\cong \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{2(PAS)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{2(PAS)} + \\
&\quad \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \tag{5.33}
\end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned}
SNR_{DEN} &\cong \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SD)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)} + \\
&\quad \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \\
&\quad \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)} \\
&\cong \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SD)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{2(PAS)} + \\
&\quad (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)}. \tag{5.34}
\end{aligned}$$

• Considerando que os canais sem fio possuem altas SNRs, i.e. assumindo $\gamma^{(Link-min)} = \min(\gamma_n^{(SD)}, \gamma_n^{(SR)}, \gamma_n^{(RD)})$ e fazendo com que $\gamma^{(Link-min)} \gg 1, \gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)}$, obtém-se:

$$SNR_n \cong \frac{\gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)})}{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SD)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)})} = \gamma_n^{(PAS)}. \tag{5.35}$$

Para este caso, pode-se notar que o sistema fica limitado apenas por $\gamma_n^{(PAS)}$.

• Considerando o sistema sem o enlace direto, ou seja, considerando apenas o enlace passando pelo repetidor (SRD), tem-se:

$$\begin{aligned}
SNR_{DEN} &\cong \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{2(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) + \\
&\quad (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)} \gamma_n^{(PAS)}, \\
&\cong \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) + \\
&\quad (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)}, \tag{5.36}
\end{aligned}$$

o que leva a:

$$SNR_n \cong \frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)}}{SNR_{DEN}}. \tag{5.37}$$

Neste caso, e ainda considerando altas SNRs, pode-se fazer uma aproximação que simplificará a expressão. Assim a equação definida em (5.37) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned}
SNR_n &\cong \frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)}}{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)}} \\
&\cong \frac{1}{\frac{1}{\gamma_n^{(SR)}} + \frac{1}{\gamma_n^{(RD)}} + \frac{1}{\gamma_n^{(PAS)}} + \frac{1}{\gamma_n^{(PAR)}}}}. \tag{5.38}
\end{aligned}$$

A expressão apresentada em (5.38) corresponde a um limitante superior

(*upper bound*) da SNR instantânea de um sistema cooperativo com quatro saltos em séries (4-hop relaying) [24], em que ambos os amplificadores são vistos como enlaces lineares. Além disso, em sistemas *multihop*, este limitante superior é próximo do valor exato da SNR instantânea, podendo ser usado como uma aproximação desta [24].

A equação (5.38) pode ainda ser expressa usando-se a seguinte aproximação comumente utilizada na literatura:

$$\gamma_n \approx \min(\gamma_n^{(SR)}, \gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(RD)}). \quad (5.39)$$

A aproximação utilizada na equação acima, apesar de também corresponder a um limitante superior, tem sido adotada como uma aproximação precisa de γ_n [21, 24, 49, 50].

- Considerando o sistema sem o enlace passando pelo *relay*, ou seja, considerando apenas o canal SD, tem-se:

$$SNR_n \cong \frac{\gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)}}{\gamma_n^{(SD)} + \gamma_n^{(PAS)}}. \quad (5.40)$$

Neste caso, e ainda considerando altas SNRs, pode-se fazer novamente a aproximação:

$$SNR_n \cong \frac{1}{\frac{1}{\gamma_n^{(SD)}} + \frac{1}{\gamma_n^{(PAS)}}}. \quad (5.41)$$

De forma similar a (5.38), a expressão (5.41) corresponde a um limitante superior (*upper bound*) da SNR instantânea de um sistema cooperativo com dois saltos em séries (2-hop relaying) [24].

Assim como feito em (5.39), a equação (5.41) pode ser expressa usando-se a seguinte aproximação:

$$\gamma_n \approx \min(\gamma_n^{(SD)}, \gamma_n^{(PAS)}). \quad (5.42)$$

5.2 Probabilidade de Outage

Nesta seção será desenvolvida uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema cooperativo OFDM AF com PAs não lineares apresentado na Seção 4.1. Tal análise será realizada assumindo que os canais possuem desvanecimento Rayleigh e considerando o receptor MRC desenvolvido na Seção 4.2. O sistema será analisado considerando o caso em que tem-se um único *relay*. Os sistemas com múltiplos *relays* e os casos que

consideram outras estratégias de recepção de diversidade serão analisados em capítulos posteriores.

A probabilidade de *outage* da n -ésima subportadora pode ser definida como a probabilidade da SNR fim-a-fim (γ_n) permanecer abaixo de um determinado limiar, definido por γ_{th} , i.e., $P_n^{(out)}(\gamma_{th}) = Prob(\gamma_n < \gamma_{th})$.

Quando os ruídos associados aos caminhos SD e SRD são descorrelacionados, tem-se que:

$$\gamma_n = \gamma_n^{(SRD)} + \gamma_n^{(SD)}, \quad (5.43)$$

onde, $\gamma_n^{(SRD)}$ e $\gamma_n^{(SD)}$ representam as SNRs instantâneas dos enlaces SRD e SD, respectivamente. Assim, a igualdade apresentada é verdadeira para o caso em que o PA da fonte é linear.

No entanto, sabe-se que no sistema considerado, tanto a fonte quanto o *relay* possuem PAs não lineares. Sendo assim, a igualdade apresentada em (5.43) não é válida para o sistema considerado. Neste caso, a soma $\gamma_n^{(SRD)} + \gamma_n^{(SD)}$ se torna um limitante superior (*upper bound*) para a SNR instantânea na saída do MRC, ou seja:

$$\gamma_n \leq \gamma_n^{(SRD)} + \gamma_n^{(SD)}. \quad (5.44)$$

Entretanto, como será verificado nas simulações computacionais, este limitante superior ($\gamma_n^{(SRD)} + \gamma_n^{(SD)}$) é bastante próximo aos valores simulados de γ_n . Sendo assim, este limitante superior será então usado como uma aproximação de γ_n daqui em diante.

Agora, usando as aproximações para $\gamma_n^{(SD)}$ e $\gamma_n^{(SRD)}$ dadas por (5.42) e (5.39) e definindo $\gamma_n^{(min1)}$ e $\gamma_n^{(min2)}$ como as aproximações para os canais SD e SRD, respectivamente, pode-se escrever:

$$\gamma_n \leq \gamma_n^{(min1)} + \gamma_n^{(min2)}. \quad (5.45)$$

em que $\gamma_n^{(min1)} = \min(\gamma_n^{(SD)}, \gamma_n^{(PAS)})$ e $\gamma_n^{(min2)} = \min(\gamma_n^{(SR)}, \gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(RD)})$.

É importante dizer que aproximações semelhantes às que foram feitas para se chegar em (5.42) e (5.39) foram também utilizadas em vários trabalhos anteriores que investigam o desempenho de sistemas *multihop* [24], [49] e em trabalhos onde apenas o PA do *relay* é definido como não linear [21]. Como será mostrado nos resultados de simulação deste capítulo, esta aproximação é razoavelmente precisa para a maioria dos casos testados.

Na sequência, denota-se por $f_X(\cdot)$ e $F_X(\cdot)$ a função densidade de probabilidade (*Probability Density Function* - PDF) e a função distribuição

cumulativa (*Cumulative Distribution Function* - CDF) da variável aleatória X , respectivamente.

Utilizando o limitante superior definido em (5.45), tem-se que a probabilidade de *outage* do sistema pode ser definida como:

$$\begin{aligned}
 P_n^{(out)}(\gamma_{th}) &= P(\gamma_n^{(min1)} + \gamma_n^{(min2)} < \gamma_{th}), \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} f_{\gamma_n^{(min1)}}(x) \left[\int_{-\infty}^{\gamma_{th}-x} f_{\gamma_n^{(min2)}}(y) dy \right] dx, \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} f_{\gamma_n^{(min1)}}(x) F_{\gamma_n^{(min2)}}(\gamma_{th} - x) dx.
 \end{aligned} \tag{5.46}$$

Para $\gamma_{th} \geq x$, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 F_{\gamma_n^{(min2)}}(\gamma_{th}) &= P(\gamma_n^{(min2)} < \gamma_{th}) \\
 &= 1 - P(\gamma_n^{(min2)} > \gamma_{th}) \\
 &= 1 - P(\gamma_n^{(SR)} > \gamma_{th})P(\gamma_n^{(PAR)} > \gamma_{th})P(\gamma_n^{(RD)} > \gamma_{th})P(\gamma_n^{(PAS)} > \gamma_{th}).
 \end{aligned} \tag{5.47}$$

Sendo assim, a CDF de $\gamma_n^{(min2)}$ pode ser expressa como:

$$F_{\gamma_n^{(min2)}}(\gamma_{th}) = 1 - [1 - F_{\gamma_n^{(SR)}}(\gamma_{th})][1 - F_{\gamma_n^{(PAR)}}(\gamma_{th})][1 - F_{\gamma_n^{(RD)}}(\gamma_{th})][1 - F_{\gamma_n^{(PAS)}}(\gamma_{th})]. \tag{5.48}$$

Considerando constantes as SNRs instantâneas dos PAs da fonte e do *relay* e definindo $\bar{\gamma}^{(PAS)}$ e $\bar{\gamma}^{(PAR)}$, respectivamente, como as médias das SNRs dos PAs da origem ($\gamma_n^{(PAS)}$) e do *relay* ($\gamma_n^{(PAR)}$), tem-se que: $\gamma_n^{(PAS)} = \bar{\gamma}^{(PAS)}$ e $\gamma_n^{(PAR)} = \bar{\gamma}^{(PAR)}$. Com isso, pode-se definir $\bar{\gamma}^{(PAS)} = |\alpha_s|^2 P_s / \sigma_{d_n^{(S)}}^2$ e $\bar{\gamma}^{(PAR)} = |\alpha_r|^2 P_r / \sigma_{d_n^{(R)}}^2$.

Assim, as CDFs dos PAs não lineares da origem e do *relay* podem ser representadas, respectivamente, por $F_{\gamma_n^{(PAS)}}(\gamma_{th}) = u(\gamma_{th} - \bar{\gamma}^{(PAS)})$ e $F_{\gamma_n^{(PAR)}}(\gamma_{th}) = u(\gamma_{th} - \bar{\gamma}^{(PAR)})$, onde $u(\cdot)$ representa a função degrau. Além disso, tem-se que, $1 - F_{\gamma_n^{(PA)}}(\gamma_{th}) = 1 - u(\gamma_{th} - \bar{\gamma}^{(PA)}) = u(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PA)})$.

Ainda considerando que os enlaces sem fio possuem desvanecimento Rayleigh, pode-se definir, respectivamente, as CDFs das SNRs dos sinais provenientes dos canais SD e SRD como $F_{\gamma_n^{(SR)}}(\gamma_{th}) = [1 - \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(SR)})]u(\gamma_{th})$ e $F_{\gamma_n^{(RD)}}(\gamma_{th}) = [1 - \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(RD)})]u(\gamma_{th})$, sendo $\bar{\gamma}^{(SR)}$ e $\bar{\gamma}^{(RD)}$ as médias de $\gamma_n^{(SR)}$ e $\gamma_n^{(RD)}$.

Dessa forma, a equação (5.48) pode ser reescrita como:

$$F_{\gamma_n}^{(min2)}(\gamma_{th}) = 1 - [u(-\gamma_{th}) + \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(SR)})u(\gamma_{th})] [(-\gamma_{th}) + \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(RD)})u(\gamma_{th})] \\ [(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAS)})] [(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAR)})]. \quad (5.49)$$

De modo equivalente,

$$F_{\gamma_n}^{(min2)}(\gamma_{th}) = 1 - \left[(-\gamma_{th}) + \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SR)}} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right) u(\gamma_{th}) \right] [(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAS)})] \\ \times [(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAR)})] \\ = 1 - u(-\gamma_{th}) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SR)}} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right) u(\gamma_{th}) u(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAS)}) \\ \times u(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAR)}) \\ = u(\gamma_{th}) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SR)}} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right) u(\gamma_{th}) u(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAS)}) u(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAR)}), \quad (5.50)$$

o que leva finalmente a

$$F_{\gamma_n}^{(min2)}(\gamma_{th}) = u(\gamma_{th}) - \exp\left[-\gamma_{th} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SR)}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right)\right] u(\gamma_{th}) \\ \times u(-\gamma_{th} + \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)})). \quad (5.51)$$

Nota-se que a equação (5.51) representa a probabilidade de *outage* do sistema considerando-se apenas o canal SRD. Sendo assim, substituindo (5.51) em (5.46), tem-se:

$$P_n^{(out)}(\gamma_{th}) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{\gamma_n}^{(min1)}(x) \left[u(\gamma_{th} - x) - e^{-\left(\frac{\gamma_{th}-x}{\bar{\gamma}^{(SR)}} + \frac{\gamma_{th}-x}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right)} \right. \\ \left. \times u(\gamma_{th} - x) u(-\gamma_{th} + x + \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)})) \right] dx. \quad (5.52)$$

Definindo $\Upsilon = \gamma_{th} - \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)})$, a equação anterior pode ser representada da seguinte forma:

$$P_n^{(out)}(\gamma_{th}) = \int_{-\infty}^{\gamma_{th}} f_{\gamma_n}^{(min1)}(x) dx - \int_{\Upsilon}^{\gamma_{th}} f_{\gamma_n}^{(min1)}(x) \exp\left(-\frac{\gamma_{th}-x}{\bar{\gamma}^{(SR)}} - \frac{\gamma_{th}-x}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right) dx \\ = F_{\gamma_n}^{(min1)}(\gamma_{th}) - \int_{\Upsilon}^{\gamma_{th}} f_{\gamma_n}^{(min1)}(x) \exp\left(-\frac{\gamma_{th}-x}{\bar{\gamma}^{(SR)}} - \frac{\gamma_{th}-x}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right) dx. \quad (5.53)$$

De forma similar a (5.51), pode-se definir a CDF de $\gamma_n^{(min1)}$ para $\gamma_{th} \geq x$, como:

$$F_{\gamma_n}^{(min1)}(\gamma_{th}) = P(\gamma_n^{(min1)} < \gamma_{th}), \quad (5.54)$$

o que leva a

$$\begin{aligned} F_{\gamma_n^{(min1)}}(\gamma_{th}) &= 1 - P(\gamma_n^{(min1)} > \gamma_{th}) \\ &= 1 - P(\gamma_n^{(SD)} > \gamma_{th})P(\gamma_n^{(PAS)} > \gamma_{th}) \end{aligned} \quad (5.55)$$

e, finalmente

$$F_{\gamma_n^{(min1)}}(\gamma_{th}) = 1 - [1 - F_{\gamma_n^{(SD)}}(\gamma_{th})][1 - F_{\gamma_n^{(PAS)}}(\gamma_{th})]. \quad (5.56)$$

em que $F_{\gamma_n^{(SD)}}(\gamma_{th}) = [1 - \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(SD)})]u(\gamma_{th})$, e sendo $\bar{\gamma}^{(SD)}$ o desvio padrão de $\gamma_n^{(SD)}$.

Assim, pode-se reescrever a equação (5.56), como:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_n^{(min1)}}(\gamma_{th}) &= 1 - [1 - F_{\gamma_n^{(SD)}}(\gamma_{th})][1 - F_{\gamma_n^{(PAS)}}(\gamma_{th})], \\ &= 1 - [u(-\gamma_{th}) + \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(SD)})u(\gamma_{th})][u(\bar{\gamma}^{(PAS)} - \gamma_{th})], \\ &= 1 - u(-\gamma_{th}) - \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(SD)})u(\gamma_{th})u(\bar{\gamma}^{(PAS)} - \gamma_{th}), \\ &= u(\gamma_{th}) - \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SD)}})u(\gamma_{th})u(\bar{\gamma}^{(PAS)} - \gamma_{th}). \end{aligned} \quad (5.57)$$

Sendo $f_{\gamma_n^{(min1)}}(x)$ a função densidade de probabilidade de $\gamma_n^{(min1)}$, em que $f_X(\cdot)$ é obtida calculando-se a derivada de $F_X(\cdot)$. Com $\gamma_{th} > 0$, pode-se desconsiderar a componente $u(\gamma_{th})$ de (5.57). Dessa forma tem-se que:

$$f_{\gamma_n^{(min1)}}(\gamma_{th}) = \frac{1}{\bar{\gamma}^{(SD)}} \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SD)}}\right) u(-\gamma_{th} + \gamma_n^{(PAS)}) + \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SD)}}\right) \delta(-\gamma_{th} + \gamma_n^{(PAS)}). \quad (5.58)$$

Agora, definindo $\Psi = \max(\gamma_{th} - \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)}), 0)$ e substituindo (5.58) em (5.53), tem-se que:

$$\begin{aligned} P_n^{(out)}(\gamma_{th}) &= F_{\gamma_n^{(min1)}}(\gamma_{th}) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SR)}} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right) \\ &\quad \int_{\Psi}^{\gamma_{th}} \left[\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SD)}} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}^{(SD)}}\right) u(-x + \gamma_n^{(PAS)}) + \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}^{(SD)}}\right) \delta(-x + \gamma_n^{(PAS)}) \right] \\ &\quad \exp\left(\frac{x}{\bar{\gamma}^{(SR)}} + \frac{x}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right) dx. \end{aligned} \quad (5.59)$$

Note agora que a equação (5.57) representa a probabilidade de *outage* do sistema considerando-se apenas o caminho direto entre a fonte e o destino.

Substituindo (5.57) em (5.59), tem-se que:

$$\begin{aligned}
P_n^{(out)}(\gamma_{th}) &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SD)}\right) u(\gamma_n^{(PAS)} - \gamma_{th}) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SR)} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(RD)}\right) \\
&\quad \left[\int_{\Psi}^{\gamma_{th}} \frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} \exp\left(x \left[-\frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(SR)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(RD)}\right]\right) u(-x + \gamma_n^{(PAS)}) dx \right. \\
&\quad \left. + \int_{\Psi}^{\gamma_{th}} \exp\left(x \left[-\frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(SR)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(RD)}\right]\right) \delta(-x + \gamma_n^{(PAS)}) dx \right]. \quad (5.60)
\end{aligned}$$

Definindo $\bar{\gamma}^M = \left(-\frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(SR)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(RD)}\right)^{-1}$ e supondo que $-\frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(SR)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(RD)} \neq 0$, tem-se que a probabilidade de *outage* de um sistema cooperativo OFDM AF com receptor MRC, com PAs não lineares e considerando um único *relay*, é dada por:

- Se $\gamma_n^{(PAS)} \geq \gamma_{th}$:

$$\begin{aligned}
P_n^{(out)}(\gamma_{th}) &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SD)}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SR)} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(RD)}\right) \\
&\quad \left[\int_{\Psi}^{\gamma_{th}} \frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} \exp\left(x \left[-\frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(SR)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(RD)}\right]\right) dx \right], \quad (5.61)
\end{aligned}$$

o que leva finalmente a

$$\begin{aligned}
P^{(out)}(\gamma_{th}) &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SD)}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SR)} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(RD)}\right) \frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} \int_{\Psi}^{\gamma_{th}} \exp\left(\frac{x}{\bar{\gamma}^M}\right) dx \\
&= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SD)}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SR)} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(RD)}\right) \frac{\bar{\gamma}^M}{\bar{\gamma}(SD)} \left[\exp\left(\frac{x}{\bar{\gamma}^M}\right) \Big|_{\Psi}^{\gamma_{th}} \right] \\
&= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SD)}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SR)} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(RD)}\right) \frac{\bar{\gamma}^M}{\bar{\gamma}(SD)} \left[\exp\left(\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^M}\right) - \exp\left(\frac{\Psi}{\bar{\gamma}^M}\right) \right]. \quad (5.62)
\end{aligned}$$

- Se $\Psi < \gamma_n^{(PAS)} < \gamma_{th}$:

$$\begin{aligned}
P_n^{(out)}(\gamma_{th}) &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(SR)} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}(RD)}\right) \\
&\quad \left[\int_{\Psi}^{\gamma_n^{(PAS)}} \frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} \exp\left(x \left[-\frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(SR)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(RD)}\right]\right) dx \right. \\
&\quad \left. + \exp\left(\gamma_n^{(PAS)} \left[-\frac{1}{\bar{\gamma}(SD)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(SR)} + \frac{1}{\bar{\gamma}(RD)}\right]\right) \right], \quad (5.63)
\end{aligned}$$

ou de forma similar

$$\begin{aligned}
 P_n^{(out)}(\gamma_{th}) &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SR)}} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right) \left[\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SD)}} \int_{\Psi}^{\gamma_n^{(PAS)}} \exp\left(\frac{x}{\bar{\gamma}^M}\right) dx + \exp\left(\frac{\gamma_n^{(PAS)}}{\bar{\gamma}^M}\right) \right] \\
 &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SR)}} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right) \left[\frac{\bar{\gamma}^M}{\bar{\gamma}^{(SD)}} \exp\left(\frac{x}{\bar{\gamma}^M}\right) \Big|_{\Psi}^{\gamma_n^{(PAS)}} + \exp\left(\frac{\gamma_n^{(PAS)}}{\bar{\gamma}^M}\right) \right]. \quad (5.64)
 \end{aligned}$$

Finalmente, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 P^{(out)}(\gamma_{th}) &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SR)}} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right) \left[\frac{\bar{\gamma}^M}{\bar{\gamma}^{(SD)}} \left(\exp\left(\frac{\gamma_n^{(PAS)}}{\bar{\gamma}^M}\right) - \exp\left(\frac{\Psi}{\bar{\gamma}^M}\right) \right) + \right. \\
 &\quad \left. + \exp\left(\frac{\gamma_n^{(PAS)}}{\bar{\gamma}^M}\right) \right]. \quad (5.65)
 \end{aligned}$$

- Se $\gamma_n^{(PAS)} \leq \Psi$:

$$P^{(out)}(\gamma_{th}) = 1 \quad (5.66)$$

As expressões para a probabilidade de *outage* apresentadas em (5.62), (5.65) e (5.66) não dependem da subportadora, por isso, o índice n , foi omitido em $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$.

Com o intuito de prover uma análise mais detalhada dos resultados apresentados nesta seção, a Tabela 5.1 apresenta a probabilidade de *outage* em função do valor de limiar de SNR (γ_{th}).

Tabela 5.1: Probabilidade de *outage* em função de γ_{th}

Condições para limiar de SNR	Probabilidade de <i>Outage</i>
$\min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)}) > \gamma_{th}$	$1 - e^{-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SD)}}} - \frac{\bar{\gamma}^M}{\bar{\gamma}^{(SD)}} e^{-\gamma_{th} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SR)}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(RD)}} \right)}$ $\times \left(e^{\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^M}} - 1 \right)$
$\bar{\gamma}^{(PAS)} > \gamma_{th} > \bar{\gamma}^{(PAR)}$	$1 - e^{-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SD)}}} - \frac{\bar{\gamma}^M}{\bar{\gamma}^{(SD)}} e^{-\gamma_{th} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SR)}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(RD)}} \right)}$ $\times \left(e^{\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^M}} - e^{\frac{\gamma_{th} - \bar{\gamma}^{(PAR)}}{\bar{\gamma}^M}} \right)$
$\gamma_n^{(PAS)} + \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)}) > \gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)}$	$1 - e^{-\gamma_{th} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SR)}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(RD)}} \right)}$ $e^{\frac{\gamma_{th} - \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)})}{\bar{\gamma}^M}}$ $\left[\frac{\bar{\gamma}^M}{\bar{\gamma}^{(SD)}} \left(e^{\frac{\gamma_n^{(PAS)}}{\bar{\gamma}^M}} - \right. \right.$ $\left. \left. + e^{\frac{\gamma_n^{(PAS)}}{\bar{\gamma}^M}} \right) \right]$
$\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)} + \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)})$	1

As expressões apresentadas nesta seção são de grande relevância visto que revelam informações importantes a respeito do comportamento do sistema considerado. Viu-se que as expressões de probabilidade de *outage* se dividem em quatro casos, dependendo dos valores de γ_{th} , $\gamma_n^{(PAS)}$ e $\gamma_n^{(PAR)}$. Como será visto na próxima seção, do ponto de vista da diversidade viu-se que o sistema apresenta ordem de diversidade 2 para os casos em que $\min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)}) > \gamma_{th}$ (linha 1 da Tabela 5.1), a ordem de diversidade diminui de 2 para 1 nos casos em que $\bar{\gamma}^{(PAS)} > \gamma_{th} > \bar{\gamma}^{(PAR)}$ ou $\gamma_n^{(PAS)} + \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)}) > \gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)}$ (linhas 2 e 3 da Tabela 5.1) e finalmente o sistema entra em *outage* para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)} + \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)})$ (linha 4 da Tabela 5.1).

5.3 Resultados e Simulações

As simulações computacionais que serão apresentadas, além de validar os resultados obtidos, buscam avaliar o comportamento do sistema proposto sob diversos aspectos, isto é, as expressões serão avaliadas sob diversas óticas e ambientes de análise. Para tal, considera-se um sistema cooperativo OFDM seletivo em frequência com desvanecimento Rayleigh para todos os canais. Parte-se do princípio que os amplificadores de potência da fonte e do *relay* são limitados em potência usando *soft-clipping*, com potência de saturação igual a 1. Os resultados das simulações foram obtidos com os parâmetros do sistema inspirados no padrão 802.11a. Utilizou-se um grande número de realizações, empregando-se 10^6 simulações de Monte Carlo. Serão utilizadas 256 subportadoras e transmissão de sinais modulados em 16-QAM com tamanho de prefixo cíclico igual a 16 períodos de amostragem. Assume-se que o destino conhece perfeitamente todos os canais e que o *relay* conhece perfeitamente o canal SR, permitindo a utilização do ganho variável definido em 4.5. Além disso, quando não indicado de outra forma, será definido $\bar{\gamma}^{(SD)} = \bar{\gamma}^{(SR)} = \bar{\gamma}^{(RD)} = \bar{\gamma}$.

A Figura 5.1 mostra a probabilidade de *outage* em relação à SNR média para diversos valores de limiar de SNR (γ_{th}), considerando que os PAs da fonte e do *relay* possuem recuo de entrada (*Input Back-Off* - IBO) igual a 0dB, o que resulta em $P_s = P_r = 1$ e em $\gamma_n^{(PAS)} = \gamma_n^{(PAR)} = 12,08dB$. É válido salientar que a IBO é definida como a razão entre a potência de saturação e a potência média na entrada do PA, sendo assim, quanto menor a IBO maior será a potência na saída do PA. Observa-se que as curvas teóricas e simuladas são muito próximas, validando os resultados obtidos pelas expressões para a probabilidade de *outage* apresentadas na Seção 5.2.

Definindo $\gamma_n^{(PA)} = \gamma_n^{(PAS)} = \gamma_n^{(PAR)} = 12,08dB$, pode ser verificado que para $\gamma_n^{(PA)} \geq \gamma_{th}$ as curvas fornecem ordem de diversidade do sistema

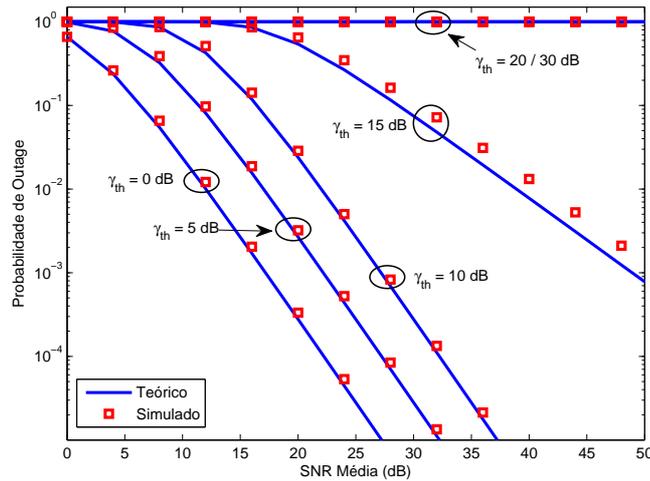


Figura 5.1: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 0dB$

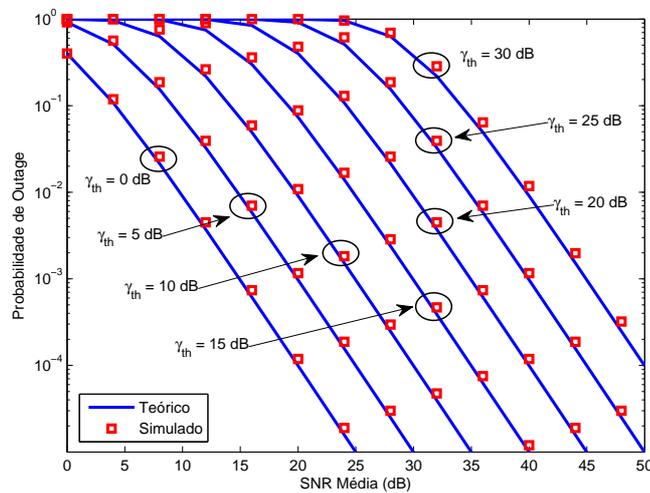


Figura 5.2: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 10dB$

igual a 2, pode-se verificar que este caso corresponde à linha 1 da Tabela 5.1. Empregando o limitante de diversidade Ψ apresentado na Seção 5.2, verifica-se que para $\Psi < \gamma_n^{(PA)} < \gamma_{th}$ o sistema sofre mudança na ordem de diversidade de 2 para 1, caso que corresponde à linha 3 da Tabela 5.1. Nesta simulação a referida mudança pode ser verificada para $\gamma_{th} = 15dB$. Por fim, verifica-se que para os casos em que $\gamma_n^{(PA)} \geq \Psi$ o sistema considerado entra em *outage*, ou seja, possui uma ordem de diversidade igual a zero, como apresentado na linha 4 da Tabela 5.1.

A Figura 5.2 apresenta a probabilidade de *outage* em relação à SNR média para diversos valores de γ_{th} , considerando que os PAs da fonte e do *relay* possuem $IBO = 10dB$, o que resulta em $P_s = P_r = 0,1$ e em $\gamma_n^{(PAs)} = \gamma_n^{(PAR)} = \gamma_n^{(PA)} = 57,00dB$. Como se percebe, a equação teórica mais uma vez aproxima-se dos resultados simulados. Nota-se que, para todos os valores

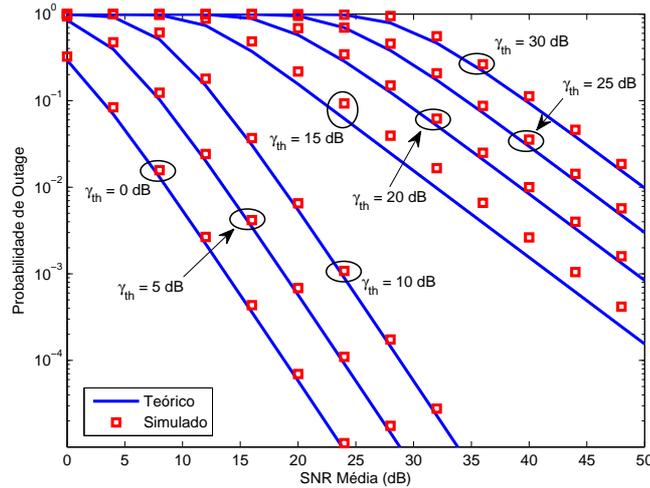


Figura 5.3: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} , com $IBO_S = 10dB$ e $IBO_R = 0dB$

de limiares de SNR testados, as curvas apresentam ordem de diversidade igual a 2, indicando que quando $\gamma_{th} < \gamma_n^{(PA)}$, todo o sistema possui ganho de diversidade, não apresentando *outage* para nenhum valor de γ_{th} .

Na Figura 5.3, é apresentada a probabilidade de *outage* em relação à SNR média para diversos valores de γ_{th} , considerando que o PA da fonte possui $IBO = 10dB$ e o PA do *relay* $IBO = 0dB$, o que resulta em $P_s = 0,1$, $P_r = 1$, $\gamma_n^{(PAS)} = 57,00dB$ e $\gamma_n^{(PAR)} = 12,08dB$. Observa-se que para $\min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)}) > \gamma_{th}$ as curvas apresentam ordem de diversidade igual a 2, caso que corresponde à primeira linha da Tabela 5.1, por outro lado, para $\gamma_n^{(PAS)} > \gamma_{th} > \gamma_n^{(PAR)}$, a ordem de diversidade das curvas passa a ser 1, correspondendo ao caso apresentado na linha 2 da Tabela 5.1. Observa-se também que o sistema não entra em *outage* em nenhum momento. Este comportamento era esperado, já que todos os valores de γ_{th} testados são menores que $\gamma_n^{(PAR)} + \min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)})$ (linha 4 da Tabela 5.1). Os resultados apresentados permitem concluir que, do ponto de vista da diversidade, as potências de transmissão na saída do amplificador de potência da fonte e do *relay*, deverão ser definidas de tal modo que satisfaçam a condição: $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$.

A Figura 5.4 apresenta a probabilidade de *outage* em relação à SNR média para diversos valores de γ_{th} , considerando que o PA da fonte possui $IBO = 0dB$ e o PA do *relay* $IBO = 10dB$, o que resulta em $P_s = 1$, $P_r = 0,1$, $\gamma_n^{(PAS)} = 12,08dB$ e $\gamma_n^{(PAR)} = 57,00dB$. Observa-se que para $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)})$ (linha 1 da Tabela 5.1) o sistema apresenta ordem de diversidade igual a 2; para $\gamma_n^{(PAS)} + \min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)}) > \gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)}$ (linha 3 da Tabela 5.1) a ordem de diversidade do sistema é igual a 1 e, finalmente, para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)} + \min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)})$ (linha

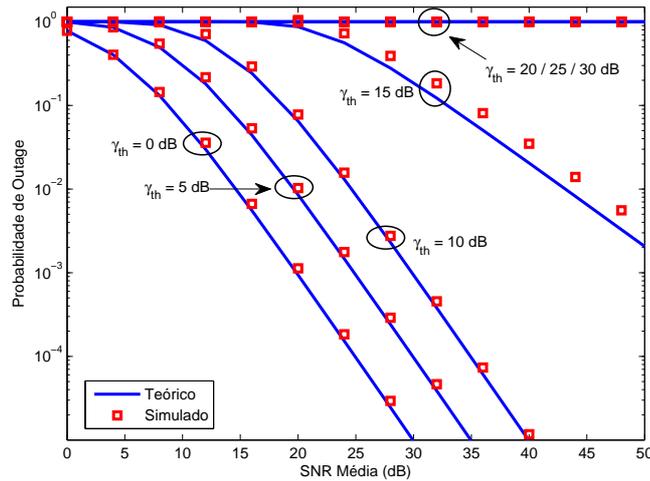


Figura 5.4: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} , com $IBO_S = 0dB$ e $IBO_R = 10dB$

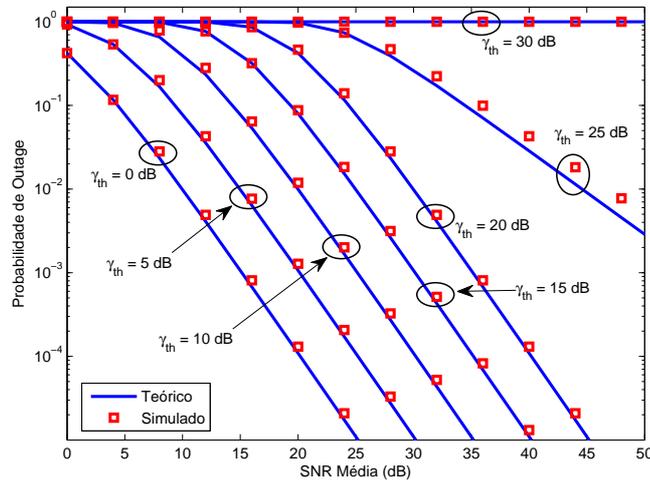


Figura 5.5: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 5dB$

4 da Tabela 5.1) sistema entra em *outage*. É interessante notar que todas as observações feitas para esta figura assemelham-se às considerações feitas para a Figura 5.1, salientando o caráter relevante da SNR do PA da fonte no desempenho do sistema.

A Figura 5.5 mostra a probabilidade de *outage* em relação à SNR média para diversos valores de limiar de SNR, considerando os PAs da fonte e do *relay* com $IBO = 5dB$, o que resulta em $P_s = P_r = 0,31$ e em $\gamma_n^{(PAS)} = \gamma_n^{(PAR)} = \gamma_n^{(PA)} = 23,51dB$. Os resultados apresentados nesta figura ratificam os resultados apresentados nas figuras anteriores. Nota-se mais uma vez que as curvas teóricas e simuladas são muito próximas. Verifica-se novamente que a ordem de diversidade do sistema é igual 2 para $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)})$ (linha 1 da Tabela 5.1); para $\gamma_n^{(PAS)} + \min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)}) > \gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)}$ (linha 3 da Tabela

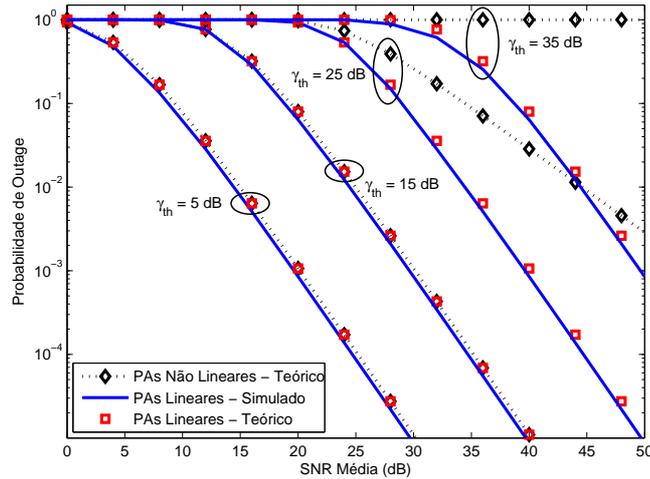


Figura 5.6: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} , com PAs lineares e não lineares, com $IBO = 5dB$

5.1) a ordem de diversidade é igual a 1 e, para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)} + \min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)})$ (linha 4 da Tabela 5.1) o sistema encontra-se em *outage*.

Com o intuito de avaliar os efeitos das não linearidades da fonte e do *relay*, a Figura 5.6 apresenta a probabilidade de *outage* em relação à SNR média considerando os PAs da fonte e do *relay* lineares e não lineares, assumindo diversos valores para γ_{th} e $IBO = 5dB$. Sabendo que a definição de IBO não se aplica aos casos em que os PAs são considerados lineares, a potência de transmissão destes foi obtida calculando-se a potência de transmissão na saída de um amplificador não linear com amplitude de saturação também igual a 0 dB e IBO igual a 5 dB. Tal procedimento teve como objetivo promover um comparativo mais “justo” entre os sistemas propostos.

Observa-se que os sistemas que consideram os PAs lineares apresentam ordem de diversidade igual a 2, independentemente do valor de limiar de SNR assumido. Para $\gamma_{th} < \gamma_n^{(PA)} = 23,51dB$ as probabilidades de *outage* obtidas com PAs lineares e não lineares são bastante próximas. No entanto, para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PA)}$ os efeitos das não linearidades dos PAs da fonte e o *relay* provocam probabilidades de *outage* significativamente maiores. Diferença esta, que se torna ainda mais significativa para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)} + \min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)})$ (linha 4 da Tabela 5.1), visto que a partir deste ponto o sistema que considera os PAs não lineares entram em *outage*.

Os resultados apresentados permitem afirmar que a não linearidade dos PAs afeta a probabilidade de *outage* do sistema apenas para $\gamma_{th} > \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$.

5.4 Conclusões

Considerando sistemas OFDM cooperativos AF com amplificadores de potência não lineares na fonte e no *relay*, este capítulo propõe expressões para o cálculo da SNR instantânea e da probabilidade de *outage* do sistema.

Verificou-se que as expressões de probabilidade de *outage* se dividem em quatro casos, dependendo dos valores de γ_{th} , $\gamma_n^{(PAS)}$ e $\gamma_n^{(PAR)}$. Os resultados de simulação apresentados validaram as expressões desenvolvidas e mostraram que a não linearidade dos PAs afeta a probabilidade de *outage* somente para valores de limiar de SNR maiores que a SNR de pelo menos um dos PAs, i.e., $\gamma_{th} > \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$. Assim, pode-se concluir que do ponto de vista da diversidade, as potências de transmissão na saída do amplificador de potência da fonte e do *relay* deverão ser definidas de tal modo que satisfaçam a condição: $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$. Caso contrário, as distorções não lineares limitarão o desempenho do sistema, fazendo com que pouca ou nenhuma vantagem de diversidade seja obtida, ou ainda, no pior caso, levando o sistema a entrar em *outage*.

Os modelos analíticos apresentados mostraram ainda que a não linearidade do amplificador de potência da fonte exerce maior influência na probabilidade de *outage* do sistema do que a não linearidade do amplificador de potência do *relay*, visto que a ordem de diversidade sofre alteração de 2 para 1 quando o valor da SNR do PA da fonte é maior ou igual ao limiar de SNR, i.e., $\gamma_n^{(PAS)} \geq \gamma_{th}$, e no caso em que o limiar de SNR se encontre acima do limiar de diversidade estabelecido, i.e., $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)} + \min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)})$, um evento de *outage* sempre ocorrerá. Por outro lado, é importante salientar que a não linearidade do PA do *relay* também possui influência na probabilidade de *outage* do sistema, diminuindo a ordem de diversidade do sistema quando $\bar{\gamma}^{(PAS)} > \gamma_{th} > \bar{\gamma}^{(PAR)}$.

No próximo capítulo será apresentada uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema considerando-se o receptor MRC com múltiplos *relays* dispostos em série. Serão propostas ainda expressões para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema, utilizando *Selection Combining*, considerando um e múltiplos *relays* em paralelo.

Análise de Desempenho para Sistemas com Múltiplos *Relays*, MRC e *Selection Combining*

Este capítulo apresentará uma expressão “fechada” para o cálculo da probabilidade de *outage* em um sistema com multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM) não linear considerando que o destino utiliza um algoritmo de combinação de razão máxima (*Maximum Ratio Combining* - MRC), com múltiplos *relays* do tipo amplifica e encaminha (*Amplify-and-Forward* - AF) dispostos em série. Este tipo de sistema também é conhecido como sistema *multi-hop*.

Propõe-se ainda uma fórmula para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema considerado, utilizando o algoritmo *Selection Combining* na recepção do sinal transmitido. O *Selection Combining* é uma técnica de recepção de diversidade que considera apenas a componente do sinal com melhor razão sinal ruído (*Signal-to-Noise Ratio* - SNR).

De forma similar ao desenvolvimento da expressão apresentada para o cálculo da probabilidade de *outage* MRC, a fórmula apresentada para o cálculo da probabilidade de *outage* utilizando o receptor *selection combining* foi realizada, inicialmente, assumindo o sistema com um único repetidor e, posteriormente, assumindo o sistema com múltiplos *relays*, no entanto, para este último, assume-se que os repetidores estão dispostos paralelamente.

O restante deste capítulo está organizado da seguinte forma: na Seção 6.1, uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* é desenvolvida considerando o receptor MRC e múltiplos *relays* em série. Na Seção 6.2 será apresentada uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema, utilizando como estratégia de recepção a técnica *Selection Combining*

para um único *relay*. A Seção 6.3 define uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* de sistema *Selection Combining* considerando múltiplos *relays* dispostos paralelamente. Resultados por simulação serão apresentados na Seção 6.4, validando os resultados das expressões propostas e, finalmente, a Seção 6.5 sintetiza as conclusões deste capítulo.

6.1 MRC com múltiplos relays em série

Complementando os resultados obtidos na Seção 5.2, esta seção propõe o desenvolvimento de uma expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema proposto na Seção 4.1, considerando múltiplos *relays* em série. Tal análise será realizada assumindo que os canais sem fios possuem desvanecimento Rayleigh e considerando o receptor MRC desenvolvido na Seção 4.2.

A utilização de *relays* dispostos em série tem como principal motivação o aumento do alcance. Será assumido que os P relays dispostos em série possuem amplificadores de potência (*Power Amplifier* - PA) não lineares, como mostrado na Fig. 6.1.

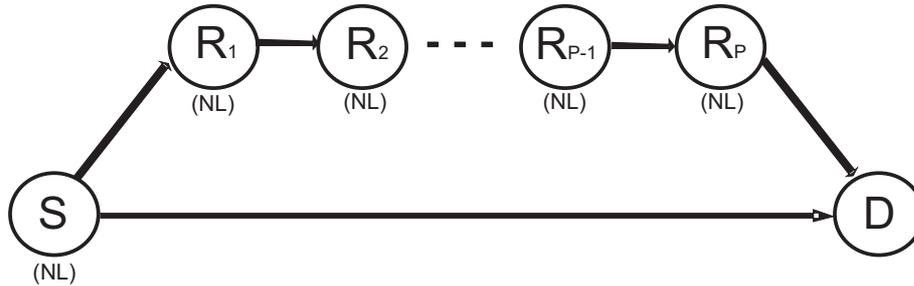


Figura 6.1: Modelo de transmissão com múltiplos *relays* em série

Será utilizada aqui a aproximação apresentada em (5.45), que considera o limitante superior (*upper bound*) $\gamma_n^{(SRD)} + \gamma_n^{(SD)}$ como uma aproximação para a SNR instantânea na saída do MRC [21, 24, 49], ou seja:

$$\gamma_n = \gamma_n^{(SRD)} + \gamma_n^{(SD)}. \quad (6.1)$$

Para o caso de múltiplos *relays* dispostos em série, a SNR do caminho passando pelos *relays*, $\gamma_n^{(SRD)}$, pode ser aproximada como o mínimo entre as SNRs dos PAs e dos enlaces de todo o percurso, i.e.:

$$\gamma_n^{(SRD)} = \gamma_n^{(\min 2)} = \min \left(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(SR_1)}, \gamma_n^{(PAR_1)}, \gamma_n^{(R_1R_2)}, \gamma_n^{(PAR_2)}, \dots, \gamma_n^{(R_{P-1}R_P)}, \gamma_n^{(PAR_P)}, \gamma_n^{(RPD)} \right), \quad (6.2)$$

em que P representa o número de *relays* e $\gamma_n^{(SR_1)}$, $\gamma_n^{(R_{p-1}R_p)}$, $\gamma_n^{(PAR_p)}$ e $\gamma_n^{(RPD)}$ representam, respectivamente, as SNRs instantâneas: do caminho entre a

origem e o primeiro *relay*, do *link* entre o $(p - 1)$ -ésimo e o p -ésimo *relay*, do PA do p -ésimo *relay* e do *link* entre o último *relay* e o destino, para $p = 1, 2, \dots, P$.

Em (6.2) foi aplicada a mesma aproximação usada para se chegar em (5.39), com os $(P + 1)$ PAs não lineares sendo vistos como enlaces lineares. De fato, (6.2) corresponde a um limitante superior para $\gamma_n^{(SRD)}$. Entretanto, como evidenciado em alguns trabalhos que usam múltiplos *relays* em série [24, 38, 49, 50], este limitante superior é uma aproximação bastante precisa do valor exato da SNR instantânea. Assim, pode-se redefinir a função distribuição cumulativa (*Cumulative Distribution Function* - CDF) de $\gamma_n^{(min2)}$, como sendo:

$$F_{\gamma_n^{(min2)}}(\gamma_{th}) = 1 - [1 - F_{\gamma_n^{(SR1)}}(\gamma_{th})] \prod_{p=1}^{P-1} [1 - F_{\gamma_n^{(R_p R_{p+1})}}(\gamma_{th})] [1 - F_{\gamma_n^{(R_P D)}}(\gamma_{th})] [1 - F_{\gamma_n^{(PAS)}}(\gamma_{th})] \prod_{p=1}^P [1 - F_{\gamma_n^{(PAR_p)}}(\gamma_{th})], \quad \gamma_{th} > 0 \quad (6.3)$$

Considerando constantes as SNRs instantâneas dos PAs da fonte e dos *relays* e definindo $\bar{\gamma}^{(PAS)}$ e $\bar{\gamma}^{(PAR_p)}$, respectivamente, como as médias das SNRs dos PAs da origem e do p -ésimo *relay*, tem-se que: $\gamma_n^{(PAS)} = \bar{\gamma}^{(PAS)}$ e $\gamma_n^{(PAR_p)} = \bar{\gamma}^{(PAR_p)}$. Com isso, pode-se definir

$$\bar{\gamma}^{(PAS)} = |\alpha_s|^2 P_s / \sigma_{d_n^{(S)}}^2 \quad (6.4)$$

e

$$\bar{\gamma}^{(PAR_p)} = |\alpha_r|^2 P_{R_p} / \sigma_{d_n^{(Rp)}}^2, \quad (6.5)$$

em que P_{R_p} e $d_n^{(Rp)}$ denotam, respectivamente, a potência na saída do amplificador e a distorção proveniente da não linearidade do p -ésimo *relay*.

Utilizando a função densidade de probabilidade (*Probability Density Function* - PDF) exponencial do desvanecimento Rayleigh e definindo $\bar{\gamma}^{(SR1)}$, $\bar{\gamma}^{(R_p R_{p+1})}$, $\bar{\gamma}^{(R_P D)}$, respectivamente, como as SNR médias: do caminho entre a origem e o primeiro *relay*, do enlace entre o $(p - 1)$ -ésimo e o p -ésimo *relay* e do enlace entre o último *relay* e o destino. A equação (6.3) pode ser reescrita do seguinte modo:

$$F_{\gamma_n^{(min2)}}(\gamma_{th}) = 1 - \left[u(-\gamma_{th}) + \exp \left(-\gamma_{th} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SR1)}} + \sum_{p=1}^{P-1} \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R_p R_{p+1})}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R_P D)}} \right) \right) u(\gamma_{th}) \right] u(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAS)}) \prod_{p=1}^P u(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}_n^{(PAR_p)}) \quad (6.6)$$

A equação anterior pode ser reescrita do seguinte modo:

$$F_{\gamma_n^{(min2)}}(\gamma_{th}) = u(\gamma_{th}) - \exp\left(-\gamma_{th}\left(\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SR_1)}} + \sum_{p=1}^{P-1} \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R_p R_{p+1})}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R_P D)}}\right)\right) u(\gamma_{th}) \prod_{p=1}^P u(-\gamma_{th} + \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR_1)}, \gamma_n^{(PAR_2)}, \dots, \gamma_n^{(PAR_P)})) \quad (6.7)$$

o que leva a

$$F_{\gamma_n^{(min2)}}(\gamma_{th}) = u(\gamma_{th}) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(R)}}\right) u(\gamma_{th}) \prod_{p=1}^P u(-\gamma_{th} + \gamma^{(PA_{min})}), \quad (6.8)$$

em que, $\gamma^{(PA_{min})} = \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR_1)}, \gamma_n^{(PAR_2)}, \dots, \gamma_n^{(PAR_P)})$ e

$$\bar{\gamma}^{(R)} = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SR_1)}} + \sum_{p=1}^{P-1} \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R_p R_{p+1})}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R_P D)}}\right)^{-1}, \quad (6.9)$$

supondo que

$$\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SR_1)}} + \sum_{p=1}^{P-1} \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R_p R_{p+1})}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R_P D)}} \neq 0. \quad (6.10)$$

Substituindo (6.8) e (5.58) em (5.46), pode-se expressar a probabilidade de *outage* de um sistema com receptor MRC para P relays em série, como:

$$P_n^{(out)}(\gamma_{th}) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SD)}}\right) u(\gamma_n^{(PAS)} - \gamma_{th}) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(R)}}\right) \left[\int_{\Psi}^{\gamma_{th}} \frac{1}{\bar{\gamma}^{(SD)}} \exp\left(x \left[-\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SD)}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R)}}\right]\right) u(-x + \gamma_n^{(PAS)}) dx + \int_{\Psi}^{\gamma_{th}} \exp\left(x \left[-\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SD)}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R)}}\right]\right) \delta(-x + \gamma_n^{(PAS)}) dx. \right] \quad (6.11)$$

em que $\Psi = \max(\gamma_{th} - \gamma^{(PA_{min})}, 0)$.

Definindo $\bar{\gamma}^M = \left(-\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SD)}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R)}}\right)^{-1}$ e supondo que $-\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SD)}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R)}} \neq 0$, tem-se que a probabilidade de *outage* de um sistema cooperativo OFDM AF empregando receptor MRC, com PAs não lineares e considerando P relays dispostos em série, é dada por:

- Se $\gamma_n^{(PAs)} \geq \gamma_{th}$:

$$P^{(out)}(\gamma_{th}) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SD)}}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(R)}}\right) \frac{\bar{\gamma}^M}{\bar{\gamma}^{(SD)}} \left[\exp\left(\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^M}\right) - \exp\left(\frac{\Psi}{\bar{\gamma}^M}\right) \right]. \quad (6.12)$$

- Se $\Psi < \gamma_n^{(PAs)} < \gamma_{th}$:

$$P^{(out)}(\gamma_{th}) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(R)}}\right) \left[\frac{\bar{\gamma}^M}{\bar{\gamma}^{(SD)}} \left(\exp\left(\frac{\gamma_n^{(PAs)}}{\bar{\gamma}^M}\right) - \exp\left(\frac{\Psi}{\bar{\gamma}^M}\right) \right) + \exp\left(\frac{\gamma_n^{(PAs)}}{\bar{\gamma}^M}\right) \right]. \quad (6.13)$$

- Se $\gamma_n^{(PAs)} \leq \Psi$:

$$P^{(out)}(\gamma_{th}) = 1. \quad (6.14)$$

Assim como nas expressões, para um *relay* único, as expressões para a probabilidade de *outage* do sistema com P relays, apresentadas em (6.12), (6.13) e (6.14), não dependem da subportadora, por isso, o índice n foi omitido em $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$.

As expressões apresentadas nesta seção revelam informações importantes a respeito do comportamento do sistema com múltiplos relays em série. Verificou-se que o canal SRD passou ser limitado pela pior SNR dos links sem fio e PAs. Assim, a probabilidade do sistema considerando é obtida em função da SNRs dos PAs da fonte e dos relays e dos links SD, SR, RD e RR, sendo $\gamma^{(PA_{min})}$ um importante parâmetro de definição do grau de diversidade do sistema.

6.2 Selection Combining com um único relay

A utilização do receptor *Selection Combining* na recepção do sinais ao invés do MRC traz como principal vantagem a diminuição da complexidade de implementação, visto que este não necessita da estimação de todos os canais. Contudo, apresenta um desempenho pior que o MRC, já que neste método de diversidade o receptor apenas seleciona o canal que possui a SNR instantânea mais alta.

Assim, para o sistema com um único *relay*, o receptor fará a seleção entre os sinais provenientes dos canais SD e SRD. Assumindo que os sinais recebidos nos caminhos são estatisticamente independentes e possuem desvanecimento Rayleigh. Tem-se que a SNR da n -ésima subportadora do sistema proposto utilizando-se o receptor do tipo *selection combining* pode ser

definida como:

$$SNR_n = \max(\gamma_n^{(SD)}, \gamma_n^{(SRD)}). \quad (6.15)$$

Unindo a equação da SNR instantânea de um sistema de dois *hop* e quatro *hop* em função das SNRs dos enlaces individuais apresentados, respectivamente, em (5.40) e em (5.37), tem-se que:

$$SNR_n = \max\left(\frac{\gamma_n^{(SD)} \gamma_n^{(PAS)}}{\gamma_n^{(SD)} + \gamma_n^{(PAS)}}, \frac{\gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)}}{SNR_{DEN(SRD)}}\right), \quad (6.16)$$

em que,

$$SNR_{DEN(SRD)} = \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAS)} \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(RD)} (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) + (\gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(PAS)} + \gamma_n^{(SR)} + \gamma_n^{(PAS)}) \gamma_n^{(PAR)} + \gamma_n^{(SR)} \gamma_n^{(RD)} \gamma_n^{(PAR)}. \quad (6.17)$$

Usando as equações (5.42) e (5.39), o resultado apresentado na equação (6.16) pode ser aproximado para:

$$SNR_n = \max(\min(\gamma_n^{(SD)}, \gamma_n^{(PAS)}), \min(\gamma_n^{(RD)}, \gamma_n^{(SR)}, \gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})). \quad (6.18)$$

Sendo assim, é possível definir a CDF do sistema proposto como:

$$F_{\gamma_n}(\gamma_{th}) = F_{\gamma_n^{(min1)}}(\gamma_{th}) F_{\gamma_n^{(min2)}}(\gamma_{th}). \quad (6.19)$$

Pode-se reescrever de (6.19) como:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_n}(\gamma_{th}) &= \left[1 - \left(1 - F_{\gamma_n^{(SD)}}(\gamma_{th}) \right) \left(1 - F_{\gamma_n^{(PAS)}}(\gamma_{th}) \right) \right] \\ &\quad \left[1 - \left(1 - F_{\gamma_n^{(SR)}}(\gamma_{th}) \right) \left(1 - F_{\gamma_n^{(RD)}}(\gamma_{th}) \right) \left(1 - F_{\gamma_n^{(PAR)}}(\gamma_{th}) \right) \right] \\ &= \left[1 - \left(u(-\gamma_{th}) + \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(SD)})u(\gamma_{th}) \right) \left(u(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAS)}) \right) \right] \\ &\quad \left[1 - \left(u(-\gamma_{th}) + \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(SR)})u(\gamma_{th}) \right) \left(u(-\gamma_{th}) + \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(RD)})u(\gamma_{th}) \right) \right. \\ &\quad \left. \left(u(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAR)}) \right) \right], \end{aligned} \quad (6.20)$$

o que leva a,

$$\begin{aligned} F_{\gamma_n}(\gamma_{th}) &= \left[1 - u(-\gamma_{th}) - \exp(-\gamma_{th}/\bar{\gamma}^{(SD)})u(\gamma_{th})u(\bar{\gamma}^{(PAS)} - \gamma_{th}) \right] \\ &\quad \left[1 - \left[u(-\gamma_{th}) + \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SR)}} - \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(RD)}}\right)u(\gamma_{th}) \right] \left[u(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAS)}) \right] \right. \\ &\quad \left. \left[(-\gamma_{th} + \bar{\gamma}^{(PAR)}) \right] \right]. \end{aligned} \quad (6.21)$$

Finalmente, tem-se que a probabilidade de *outage* do sistema utilizando-se

o receptor *Selection Combining* é dada por:

$$P^{(out)}(\gamma_{th}) = \left[u(\gamma_{th}) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SD)}}\right) u(\gamma_{th}) u(\bar{\gamma}^{(PAS)} - \gamma_{th}) \right] \left[u(\gamma_{th}) - \exp\left[-\gamma_{th} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SR)}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(RD)}} \right)\right] u(\gamma_{th}) u(-\gamma_{th} + \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)})) \right] \quad (6.22)$$

Mais uma vez a expressão definida para o cálculo da probabilidade de *outage* não depende da subportadora, por isso, o índice n foi omitido em $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ da equação (6.22).

A equação (6.22) revela importantes características do sistema considerado. Observa-se que para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)}$ os canais SD e SRD entram em *outage*, o que conseqüentemente leva o sistema a entrar também em *outage*, i.e., $P_n^{(out)}(\gamma_{th}) = 1$. Neste caso deve-se esperar ordem de diversidade igual a 0. Por outro lado, para $\gamma_{th} > \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$ e $\gamma_{th} < \gamma_n^{(PAS)}$ (ou seja $\gamma_n^{(PAR)} < \gamma_{th} < \gamma_n^{(PAS)}$) o enlace SRD entra em *outage*, deixando disponível apenas o canal direto entre a fonte e do destino. Para este caso espera-se ordem de diversidade igual a 1. Finalmente, quando $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$ nenhum dos dois enlaces entra em *outage*. Este se configura como o melhor caso do sistema, visto que probabilidade de *outage* no *Selection Combining* se configura como o produto das probabilidades de *outage* dos enlaces disponíveis. Assim, neste último caso aguarda-se ordem de diversidade igual a 2.

6.3 Selection Combining com Múltiplos Relays em Paralelo

Em sistemas cooperativos a utilização de diversos *relays* dispostos paralelamente tem como principal objetivo aumentar a ordem de diversidade do sistema. Pode-se estender a expressão para a probabilidade de *outage* do sistema com receptor *Selection Combining*, apresentada em (6.22) para o caso em que existem P *relays* dispostos em paralelo, assumindo que todos os PAs são não lineares, como mostrado na Fig. 6.2. Neste caso, a SNR da n -ésima subportadora é dada por:

$$SNR_n = \max\left(\gamma_n^{(SD)}, \gamma_n^{(SR_1D)}, \gamma_n^{(SR_2D)}, \dots, \gamma_n^{(SR_{P-1}D)}, \gamma_n^{(SR_PD)}\right), \quad (6.23)$$

com P representando o número de *relays* e $\gamma_n^{(SR_PD)}$ representando a SNR instantânea do canal entre a origem e o destino passando pelo p -ésimo *relay*.

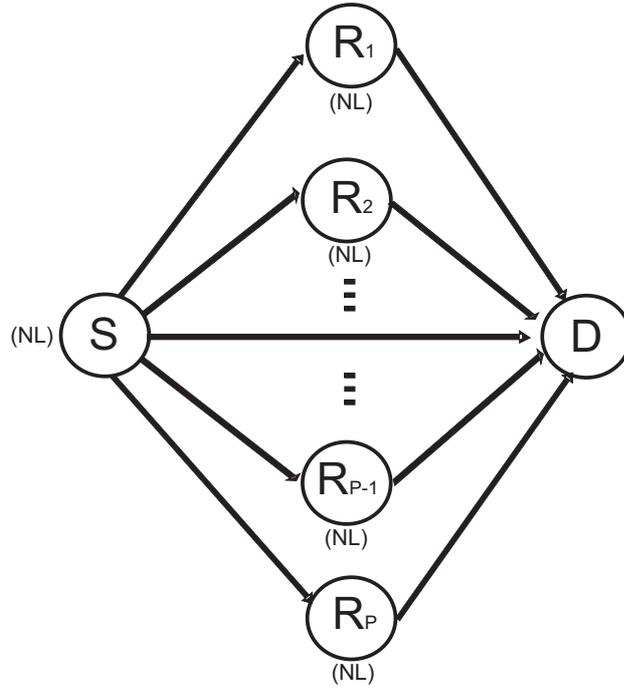


Figura 6.2: Modelo de transmissão com múltiplos *relays* em paralelo

Usando (5.42) e (5.39), (6.23) pode ser reescrita como:

$$SNR_n = \max \left[\begin{aligned} & \min (\gamma_n^{(SD)}, \gamma_n^{(PAS)}), \min (\gamma_n^{(SR_1)}, \gamma_n^{(R_1D)}, \gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR_1)}), \\ & \min (\gamma_n^{(SR_2)}, \gamma_n^{(R_2D)}, \gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR_2)}), \dots, \min (\gamma_n^{(SR_{P-1})}, \gamma_n^{(R_{P-1}D)}, \\ & \gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR_{P-1})}), \min (\gamma_n^{(SR_P)}, \gamma_n^{(R_PD)}, \gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR_P)}) \end{aligned} \right], \quad (6.24)$$

Sendo assim, tem-se que a CDF do sistema pode ser expressa como:

$$F_{\gamma_n}(\gamma_{th}) = F_{\gamma_n^{(SD)}}(\gamma_{th}) \prod_{p=1}^P F_{\gamma_n^{(SR_pD)}}(\gamma_{th}).$$

Finalmente, usando (5.51) e (5.57) em (6.25), tem-se que a probabilidade de *outage* do sistema com receptor *selection combining* com P relays em paralelo é dada por:

$$P^{(out)}(\gamma_{th}) = \left[u(\gamma_{th}) - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}^{(SD)}}\right) u(\gamma_{th}) u(-\bar{\gamma}^{(PAS)} + \gamma_{th}) \right] \prod_{p=1}^P \left[u(\gamma_{th}) - \exp\left[-\gamma_{th} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}^{(SR_p)}} + \frac{1}{\bar{\gamma}^{(R_pD)}} \right)\right] u(\gamma_{th}) u(-\gamma_{th} + \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR_p)})) \right]. \quad (6.25)$$

Assim como na expressão definida em (6.22), a expressão para a probabilidade de *outage* do sistema com receptor *selection combining* com P relays, definida em (6.25) não depende da subportadora, por isso, o índice n foi omitido em $F_n^{(out)}(\gamma_{th})$.

As considerações que podem ser feitas para a equação (6.25) são bastante

similares as que foram apresentadas para (6.22). Observa-se que para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)}$ os canais SD e SRD entram em *outage*, o que conseqüentemente leva o sistema a entrar também em *outage*, i.e., $P_n^{(out)}(\gamma_{th}) = 1$. Neste caso deve-se esperar ordem de diversidade igual a 0. Por outro lado, quando $\gamma_{th} < \gamma_n^{(PAS)}$, os *relays* para os quais $\gamma_n^{(PARp)} < \gamma_{th}$ entram em *outage*, deixando disponível apenas o canal direto entre a fonte e os restantes dos canais passando pelos *relays*. Para este caso espera-se ordem de diversidade entre a 1 e P, dependendo do número de *relays* que entram em *outage*. Considerando $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PARp)})$ para todos os *relays*, observa-se que nenhum dos enlaces do sistema entra em *outage*. Neste caso aguarda-se ordem de diversidade igual a $P + 1$. É importante salientar que, para este último caso, uma análise isolada dever ser considerada para cada *relay* do sistema.

6.4 Resultados e Simulações

Com o intuito de promover uma avaliação completa das expressões desenvolvidas durante todo o capítulo, resultados de simulações computacionais serão mostradas nesta seção. As simulações computacionais que serão apresentadas, além de validar as expressões propostas, buscam avaliar o comportamento do sistema proposto sob diversos aspectos, ou seja, as expressões serão avaliadas sob diversas óticas e ambientes de análise.

Nas simulações desta seção, quando não indicado de outra forma, considera-se um sistema cooperativo OFDM seletivo em frequência e com desvanecimento Rayleigh para todos os canais. Assume-se que os PAs, da fonte e dos *relays*, são limitados em potência usando *soft-clipping*, com potência de saturação igual a 1. Utilizou-se 10^6 simulações de Monte Carlo. Serão utilizadas 256 subportadoras e transmissão de sinais modulados em 16-QAM e tamanho de prefixo cíclico igual a 16 períodos de amostragem. Assume-se que o destino conhece perfeitamente todos os canais e que os *relays* conhecem perfeitamente o canal SR e/ou RR, permitindo a utilização do ganho variável dado em (4.5). Para as simulações desta seção, quando não indicado de outra forma, considera-se $\bar{\gamma}^{(SD)} = \bar{\gamma}^{(SR)} = \bar{\gamma}^{(RR)} = \bar{\gamma}^{(RD)} = \bar{\gamma}$.

O restante desta seção está organizado da seguinte forma: na Subseção 6.4.1 é apresentada a análise da expressão do cálculo da probabilidade de *outage* do sistema com receptor MRC tendo P *relays* dispostos em série; na Subseção 6.4.2 é analisada a expressão do cálculo da probabilidade de *outage* para o sistema com receptor *Selection Combining* possuindo um *relay* e, finalmente, a Subseção 6.4.3 apresenta a análise da expressão para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema com receptor *Selection Combining* que possui P *relays* dispostos paralelamente.

6.4.1 MRC com Múltiplos Relays em Série

Nesta subsecção será avaliada a expressão desenvolvida para a probabilidade de *outage*, descrita durante a Seção 6.1, do sistema que emprega receptor MRC com múltiplos *relays* dispostos em série.

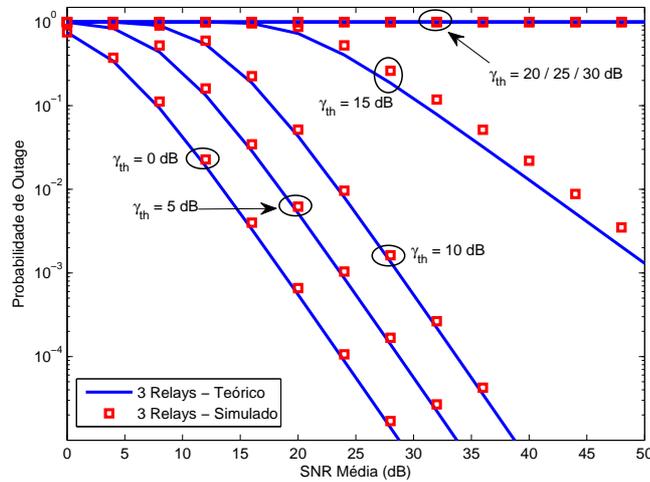


Figura 6.3: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} e 3 *relays* em série, com $IBO = 0dB$

A Figura 6.3 mostra a probabilidade de *outage* em função da SNR média para diversos valores de limiar de SNR (γ_{th}), empregando receptor MRC e considerando 3 *relays* dispostos em série. Considera-se que os PAs da fonte e dos *relays* possuem recuo de entrada (*Input Back-Off* - IBO) igual a $0dB$, o que resulta em $P_s = P_{r1} = P_{r2} = P_{r3} = 1$ e em $\gamma_n^{(PA_s)} = \gamma_n^{(PA_{R1})} = \gamma_n^{(PA_{R2})} = \gamma_n^{(PA_{R3})} = \gamma_n^{(PA)} = 12,08dB$, com $\gamma_n^{(PA)}$ denotando a SNR instantânea dos amplificadores de potência. Pode se observar que as curvas teóricas e simuladas são muito próximas, validando os resultados obtidos pelas expressões apresentadas na Seção 6.1.

Observa-se que para $\gamma_{th} < \gamma^{(PA_{min})}$, a ordem de diversidade do sistema é igual a 2. Verifica-se ainda que, para $\gamma_n^{(PA_s)} + \gamma^{(PA_{min})} < \gamma_{th} < \gamma_n^{(PA_s)}$ o sistema apresenta ordem de diversidade igual a 1 e, finalmente, para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PA_s)} + \gamma^{(PA_{min})}$ o sistema entra em *outage*.

A Figura 6.4 apresenta a probabilidade de *outage* em função da SNR média para diversos valores de γ_{th} , empregando receptor MRC e considerando 3 *relays* dispostos em série. Assume-se que os PAs da fonte e dos *relays* possuem $IBO = 10dB$, o que resulta em $P_s = P_{r1} = P_{r2} = P_{r3} = 0,1$ e em $\gamma_n^{(PA_s)} = \gamma_n^{(PA_{R1})} = \gamma_n^{(PA_{R2})} = \gamma_n^{(PA_{R3})} = 57,00dB$. Mais uma vez as curvas teóricas e práticas aproximam-se bastante em todos os casos testados. Nota-se que todas as curvas apresentam ordem de diversidade igual a 2, indicando que para $\gamma_{th} < \gamma^{(PA_{min})}$, o sistema apresenta o melhor caso do ponto

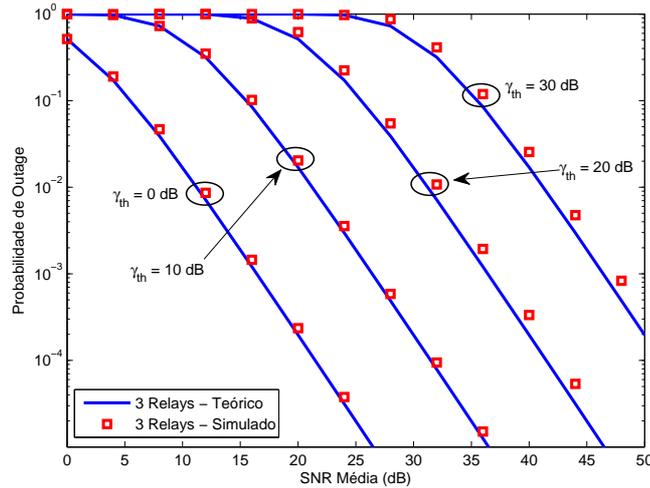


Figura 6.4: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} e 3 relays em série, com $IBO = 10dB$

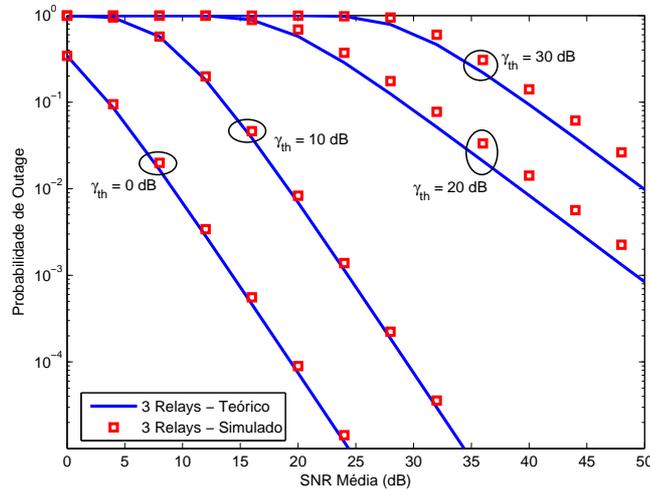


Figura 6.5: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} e 3 relays em série, com $IBO_S = 10dB$ e $IBO_R = 0dB$

de vista da diversidade, reafirmando a importância do parâmetro $\gamma^{(PA_{min})}$ no sistema considerado.

Na Figura 6.5 estudou-se a $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ em relação à SNR média para diversos valores de γ_{th} , assumindo 3 relays dispostos em série. Considera-se que o PA da fonte possui $IBO = 10dB$ e que os PAs dos relays possuem $IBO = 0dB$, o que resulta em $\gamma_n^{(PA_S)} = 57,00dB$, $\gamma_n^{(PA_{R_1})} = \gamma_n^{(PA_{R_2})} = \gamma_n^{(PA_{R_3})} = 12,08dB$, $P_s = 0,1$ e $P_{r1} = P_{r2} = P_{r3} = 1$.

Observa-se que para $\gamma_{th} < \gamma^{(PA_{min})}$ as curvas apresentam ordem de diversidade igual a 2, por outro lado, para $\gamma^{(PA_{min})} > \gamma_{th} > \gamma_n^{(PA_S)} + \gamma^{(PA_{min})}$, a ordem de diversidade das curvas passa a ser 1. Observa-se também que o sistema não entra em *outage* em nenhum momento. Comportamento esperado, já que todos os valores de γ_{th} testados são menores $\gamma_n^{(PA_S)} + \gamma^{(PA_{min})}$.

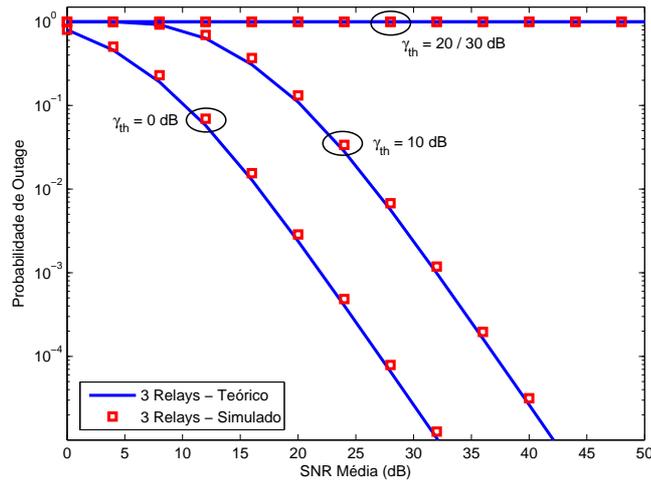


Figura 6.6: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR para diversos valores de γ_{th} e 3 relays em série, com $IBO_S = 0dB$ e $IBO_R = 10dB$

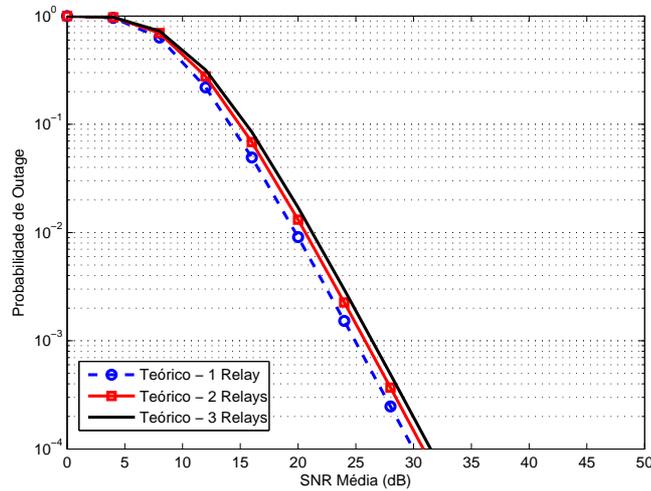


Figura 6.7: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Comparação de receptores MRC com 1, 2 e 3 relays, para $\gamma_{th} = 10dB$, com $IBO = 10dB$

A Figura 6.6 apresenta a $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ em função da SNR média para diversos valores de γ_{th} , assumindo receptor MRC e considerando 3 relays dispostos em série. Considera-se que o PA da fonte possui $IBO = 0dB$ e que os PAs dos relays possuem $IBO = 10dB$, o que resulta em $\gamma_n^{(PA_S)} = 12,08dB$, $\gamma_n^{(PA_{R_1})} = \gamma_n^{(PA_{R_2})} = \gamma_n^{(PA_{R_3})} = 57,00dB$, $P_s = 1$ e $P_{r1} = P_{r2} = P_{r3} = 0,1$.

Observa-se que para valores de $\gamma_{th} < \gamma^{(PA_{min})}$ o sistema apresenta ordem de diversidade igual a 2 e para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PA_S)} + \gamma^{(PA_{min})}$ o sistema encontra-se em outage.

Buscando realizar uma análise ainda mais detalhada dos efeitos da inserção de relays em série em um sistema OFDM cooperativo com PAs não lineares, a Figura 6.7 apresentada a comparação da probabilidade de outage em função da SNR média para sistemas com 1, 2 e 3 relays, considerando

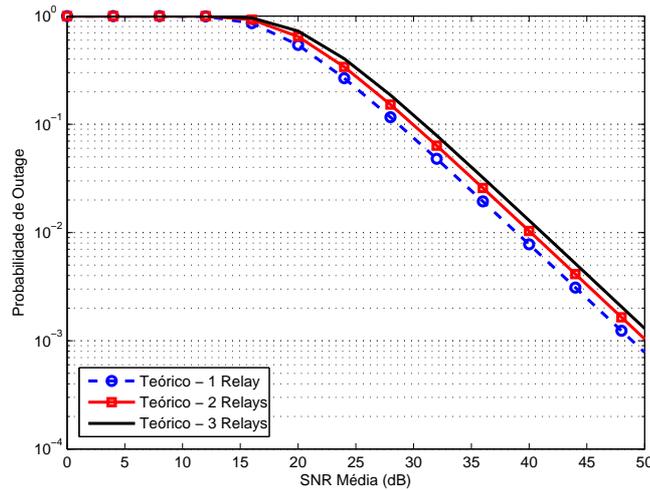


Figura 6.8: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Comparação de receptores MRC com 1, 2 e 3 relays, para $\gamma_{th} = 0dB$, com $IBO_S = IBO_R = 0dB$

$\gamma_{th} = 10dB$ e assumindo $IBO = 10dB$. As simulações apresentadas por esta figura, demonstram que existe uma pequena perda de desempenho a medida em que são adicionados novos relays em série.

A fim de ratificar os resultados apresentados pela Figura 6.7, a Figura 6.8 apresentada a comparação da probabilidade de *outage* em função da SNR média para sistemas com 1, 2 e 3 relays, para $\gamma_{th} = 0dB$ e assumindo que o PA da fonte possui $IBO = 0dB$ e que os PAs dos relays possuem $IBO = 10dB$. Verifica-se novamente que a adição de novos relays dispostos em série aumentam probabilidade de *outage* do sistema.

É importante salientar que neste trabalho assumiu-se que todos os canais sem fio possuem a mesma variância. Uma comparação mais “justa”, que será deixada para trabalhos futuros, seria considerar a distância entre os nós do sistema. Neste caso, um sistema *multihop* teria canais com variâncias maiores, o que supostamente fará com que o sistema *multihop* se torne melhor que o sistema com apenas 1 salto.

6.4.2 Selection Combining com um único relay

Nesta subseção será avaliada a expressão, descrita durante a Seção 6.2, desenvolvida para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema considerando o receptor *Selection Combining* e assumindo que existe um único relay, utilizando para isso simulações computacionais.

A Figura 6.9 apresenta a probabilidade de *outage* em relação à SNR para diversos valores de γ_{th} , considerando $IBO = 10dB$ nos PAs da fonte e do relay o que resulta em $\gamma_n^{(PAS)} = \gamma_n^{(PAR)} = 57,00dB$ e em $P_s = P_r = 0,1$. Pode-se verificar que as curvas teóricas e simuladas apresentam valores próximos,

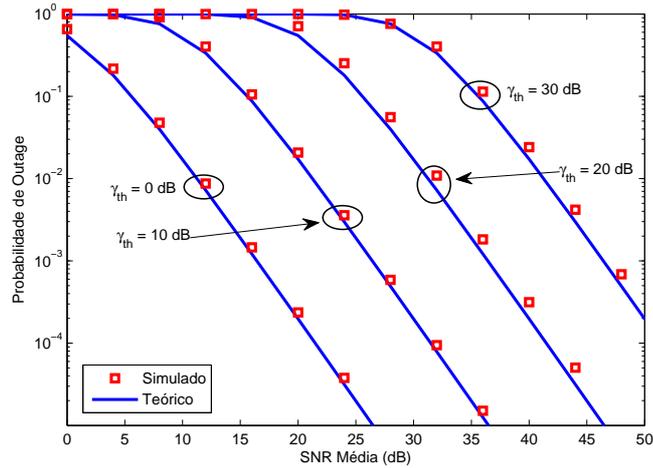


Figura 6.9: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptor *Selection Combining* para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 10dB$

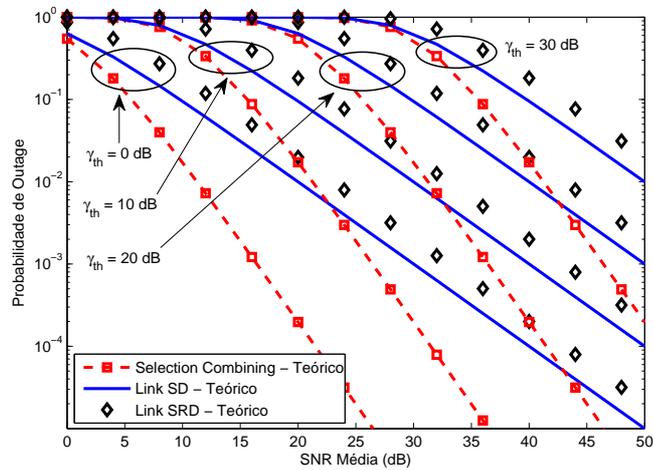


Figura 6.10: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Comparando receptor *Selection Combining*, *link SD* e *link SRD*, para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 10dB$

validando os resultados das expressões propostas. Além disso, como era de se esperar, o sistema apresenta ordem de diversidade igual a 2, uma vez que $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$ para todos os casos testados.

Buscando elucidar os resultados apresentados pela Figura 6.9, a Figura 6.10 apresenta uma análise comparativa entre as curvas teóricas das probabilidades de *outage* em função SNR média do receptor *Selection Combining*, do receptor que considera apenas o canal SD e o canal SRD, utilizando os mesmo valores de IBO consideradas na Fig. 6.9. Os resultados apresentados demonstram que a probabilidade de *outage* do receptor selection combining trata-se do produto entre as probabilidades de *outage* dos canais SD e SRD, evidenciando a existência de um ganho devido à implantação do *relay*.

A Figura 6.11 apresenta a probabilidade de *outage* em função SNR média

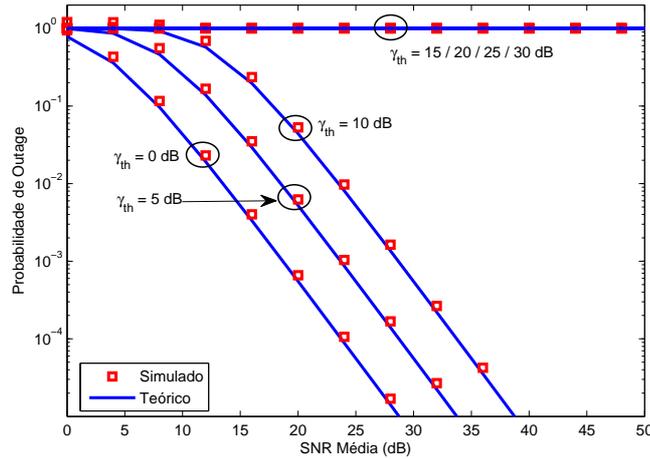


Figura 6.11: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptor Selection Combining para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 0dB$

para diversos valores de γ_{th} , considerando que os PAs da fonte e do *relay* possuem $IBO = 0dB$, o que resulta em $\gamma_n^{(PAS)} = \gamma_n^{(PAR)} = 12,08dB$. Pode-se observar novamente que as curvas teóricas e práticas são próximas, validando os resultados das expressões apresentadas. Verifica-se que para $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$ o sistema apresenta ordem de diversidade igual a 2 e que para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)}$ o sistema entra em *outage* para todos os valores de limiar de SNR testados, tal como comentado na Seção 6.2. Novamente fica evidenciado que o valor apresentado para a probabilidade de *outage* do receptor selection combining trata-se do produto entre as probabilidades de *outage* dos canais SD e SRD. O que permite concluir que se um dos canais do sistema estiver em *outage* a probabilidade de interrupção do sistema será igual a probabilidade do *link* que não apresentou *outage*.

Novamente fica evidenciado que o valor apresentado para a probabilidade de *outage* do receptor selection combining trata-se do produto entre as probabilidades de *outage* dos *links* SD e SRD. Isto permite concluir que se um dos canais do sistema estiver em *outage* a probabilidade de interrupção do sistema será igual a probabilidade do *link* que não apresentou *outage*.

A Figura 6.12 apresentada a $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ em relação à SNR média para vários valores de γ_{th} , considerando que o PA da fonte possui $IBO = 10dB$ e o que o PA do *relay* possui $IBO = 0dB$, o que resulta em $P_s = 0,1$, $P_r = 1$, $\gamma_n^{(PAS)} = 57,00dB$ e $\gamma_n^{(PAR)} = 12,08dB$. Verifica-se que para $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAR)}, \gamma_n^{(PAS)})$ nenhum dos enlaces entra em *outage*, fazendo com que o sistema apresente ordem de diversidade igual a 2, por outro lado, para $\gamma_{th} > \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$ e $\gamma_{th} < \gamma_n^{(PAS)}$ (ou seja $\gamma_n^{(PAR)} < \gamma_{th} < \gamma_n^{(PAS)}$) o enlace SRD entra em *outage*, deixando disponível apenas o link direto entre a fonte e do destino, fazendo

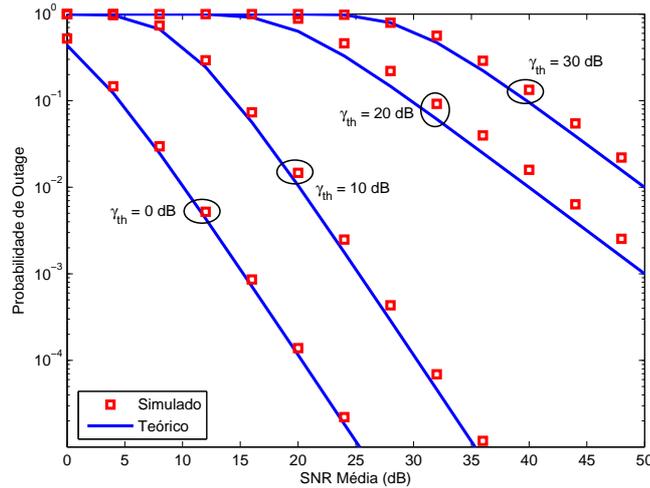


Figura 6.12: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptor *Selection Combining* para diversos valores de γ_{th} , com $IBO_s = 10dB$ e $IBO_r = 0dB$

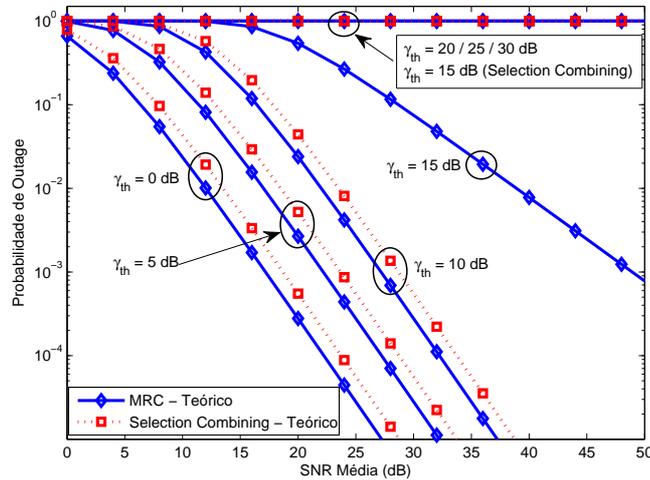


Figura 6.13: Comparação da $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptores *Selection Combining* e MRC, para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 0dB$

com que a ordem de diversidade do sistema passe a ser 1. Observa-se também que o sistema não entra em *outage* em nenhum momento. Comportamento esperado, já que todos os valores de γ_{th} testados são menores $\gamma_n^{(PAS)}$.

No intuito de promover uma análise comparativa entre as técnicas de recepção MRC e *Selection Combining*, a Figura 6.13 apresenta entre as $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ teóricas das duas técnicas em função da SNR média para diversos valores de γ_{th} , com $IBO = 0dB$ nos PAs da fonte e do *relay*. O valor de IBO considerado para os amplificadores de potência resultam em $\gamma_n^{(PAS)} = \gamma_n^{(PAR)} = 12,08dB$. Observa-se que o receptor MRC apresenta probabilidade de *outage* melhor que o receptor *Selection Combining* para a maioria dos valores de γ_{th} testados, sendo iguais apenas quando os dois estão em *outage*.

Observa-se que para $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$ os dois sistemas apresentam

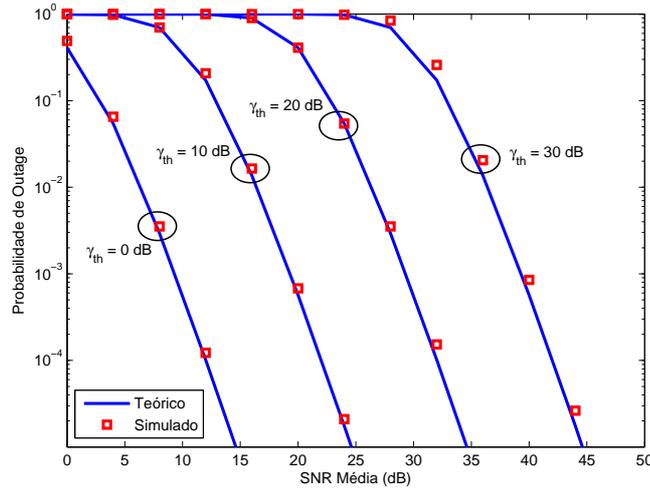


Figura 6.14: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptor *Selection Combining* para diversos valores de γ_{th} , com 3 relays e $IBO_S = IBO_R = 10dB$

ordem de diversidade igual a 2, sendo que o MRC apresenta probabilidade de *outage* levemente melhor. No receptor *selection combining* quando $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PA_S)}$ o sistema entra em *outage* para todos os valores de limiar de SNR testados, tal como comentado na Seção 6.2. Como esperado, verificou-se que para $\gamma_n^{(PA_S)} + \min(\bar{\gamma}^{(PA_S)}, \bar{\gamma}^{(PA_R)}) > \gamma_{th} > \gamma_n^{(PA_S)}$ o receptor MRC sofre mudança na ordem de diversidade de 2 para 1 (linha 3 da Tabela 5.1). Por fim, verifica-se que para os casos em que $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PA_S)} + \min(\bar{\gamma}^{(PA_S)}, \bar{\gamma}^{(PA_R)})$ o receptor MRC entra em *outage* (linha 4 da Tabela 5.1).

6.4.3 Selection Combining com Múltiplos Relays em Paralelo

Nesta subseção será avaliada a expressão desenvolvida para o cálculo da probabilidade de *outage* do sistema proposto, descrita durante a Seção 6.3, assumindo que os receptores empregam o algoritmo de diversidade *Selection Combining* e considerando múltiplos *relays* dispostos em paralelo, utilizando para isso simulações computacionais.

Na Figura 6.14, é apresentada a $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ em função da SNR média considerando 3 *relays*, para vários valores de γ_{th} . Assume-se que os PAs da fonte e dos *relays* possuem $IBO = 10dB$, o que resulta em $\gamma_n^{(PA_S)} = \gamma_n^{(PA_{R_1})} = \gamma_n^{(PA_{R_2})} = \gamma_n^{(PA_{R_3})} = 57,00dB$ e em $P_s = P_{r_1} = P_{r_2} = P_{r_3} = 0,1$. Mais uma vez as curvas teóricas e práticas aproximam-se bastante em todos os casos testados, validando as expressões apresentadas na Seção 6.3.

Uma vez que a $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ de um sistema com receptor *Selection Combining* assumindo que os *relays* estão dispostos em paralelo, trata-se do produto entre as probabilidades de *outage* dos canais e sabendo que, quando $\gamma_{th} < \gamma_n^{(PA)}$ todos os canais que formam o sistema encontram-se disponíveis, as

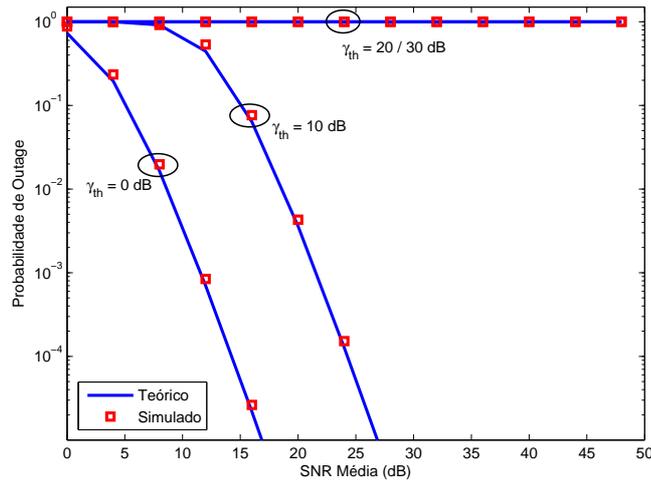


Figura 6.15: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Receptor *Selection Combining* para diversos valores de γ_{th} , com 3 relays e $IBO_S = IBO_R = 0dB$

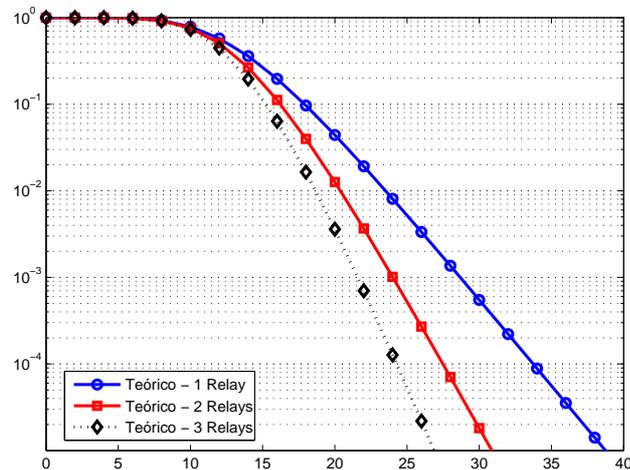


Figura 6.16: $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ versus SNR - Comparação de receptores *Selection Combining* com 1, 2 e 3 relays, para $\gamma_{th} = 10dB$, com $IBO = 0dB$

curvas que representam a probabilidade de *outage* apresentam ganho de diversidade igual a 4 para todos os valores de γ_{th} testados.

A Figura 6.15 estuda a probabilidade de *outage* em função da SNR média de um receptor *Selection Combining* considerando 3 relays dispostos em paralelo, para diversos valores de limiar de SNR. Considera-se que os PAs da fonte e dos relays possuem $IBO = 0dB$, o que resulta em $\gamma_n^{(PA_S)} = \gamma_n^{(PA_{R_1})} = \gamma_n^{(PA_{R_2})} = \gamma_n^{(PA_{R_3})} = 12,08dB$ e em $P_s = P_{r_1} = P_{r_2} = P_{r_3} = 1$. Assim como no ambiente em que tem-se um único *relay*, definindo $p = 1, 2$ e 3 , verifica-se que para $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PA_S)}, \gamma_n^{(PA_{R_p})})$ o sistema apresenta ganho de diversidade igual a 4 e que para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PA_S)}$ o sistema entra em *outage* para todos os valores de limiar de SNR testados. Tal como indicado na Seção 6.3.

Com o intuito de avaliar de forma ainda mais conclusiva os efeitos

da utilização de múltiplos *relays* dispostos paralelamente em um sistema cooperativo OFDM AF com PAs não lineares e receptor *Selection Combining*, a Figura 6.16 apresentada a comparação da $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ em relação à SNR média para sistemas com 1, 2 e 3 *relays*, assumindo que os PAs da fonte e dos *relays* possuem $IBO = 10dB$ e $\gamma_{th} = 10dB$. Conforme esperado, verifica-se que a medida em que se aumenta o número de *relays* a probabilidade de *outage* diminui. Fato facilmente explicado pois, no caso estudado, a medida em que adicionam mais *relays* ao sistema, mais percursos estão sendo inseridos e maior será a probabilidade de sucesso, ou seja, menor probabilidade de *outage*. Como esperado, os sistemas que empregam 1, 2 e 3 *relays* em paralelo possuem, respectivamente, ordem de diversidade iguais a 2, 3 e 4.

6.5 Conclusões

Neste capítulo foram propostas expressões fechadas para o cálculo da probabilidade de *outage* de sistemas OFDM cooperativos AF com PAs não lineares na fonte e nos *relays*, para os seguintes casos: receptor MRC com múltiplos *relays* dispostos em série; receptor *Selection Combining* com um único *relay* e, finalmente, receptor *Selection Combining* com múltiplos *relays* dispostos paralelamente.

Os resultados de simulação apresentados validaram os modelos analíticos desenvolvidos e mostraram que, para o sistema que considera o receptor MRC, a medida em que se adicionam *relays* em série a probabilidade de *outage* aumenta levemente. Neste caso, considerou-se que todos os canais possuem a mesma SNR média. Este aumento na $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ deve-se ao fato de que mais distorções não lineares estão sendo adicionadas ao canal *source-relays-destination*, deixando o canal direto como principal meio para a transmissão. Observou-se também que o sistema apresenta comportamento semelhante ao caso em que um único *relay* é considerado. Verificou-se que o valor de SNR mínimo entre as SNR dos PAs da fonte e dos *relays*, neste trabalho denominado de $\gamma^{(PA_{min})}$, possui importante influência sobre a ordem de diversidade do sistema.

Analisando os sistemas que utilizam receptor *Selection Combining* e assumido a existência de um único *relay*. Observou-se que, quando comparada com sistemas que empregam receptores MRC, a probabilidade de *outage* aumenta. Este comportamento é esperado visto que a $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ no *Selection Combining* é feita simplesmente multiplicando-se a $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ dos *links*, enquanto que no MRC existe uma combinação entre as componentes do sinal.

Ainda considerando que a recepção dos sinais é feita empregando-se

Selection Combining, verificou-se que à medida em que adicionam-se novos *relays* dispostos em paralelo a $P_n^{(out)}(\gamma_{th})$ diminui, fato também esperado, já que estamos inserindo novos canais de comunicação ao sistema.

Para todos os casos considerados, os modelos analíticos desenvolvidos mostraram que o PA não linear da fonte exerce maior influência na probabilidade de *outage* do sistema do que os PAs dos *relays*, pois quando sua SNR instantânea encontra-se abaixo de um dado limiar de diversidade estabelecido, um evento de *outage* sempre ocorrerá. O PA não linear do *relay* também possui influência na probabilidade de *outage*, principalmente quando sua SNR instantânea encontra-se abaixo do limiar de SNR assumido.

Conclusões e Perspectivas

Este capítulo apresentará as conclusões extraídas no decorrer deste trabalho, destacando os principais resultados obtidos e propondo alguns trabalhos futuros.

Nos primeiros capítulos foram introduzidos conceitos e referenciais teóricos acerca dos sistemas e modelos utilizados nesta dissertação. Inicialmente, foram expostos conceitos básicos da técnica de transmissão multiportadora OFDM, apresentando as principais características dos processos de transmissão e de recepção dos dados. Aspectos como a ortogonalidade, o uso das transformadas rápidas de Fourier na transmissão e recepção e a utilização do prefixo cíclico foram analisados. Essas características atribuem ao OFDM três vantagens: maior robustez aos efeitos dos multipercursos, melhor eficiência espectral e baixa complexidade de implementação. Posteriormente foram expostos conceitos básicos sobre os PAs, reafirmando a linearidade como requisito crítico. Em geral, a partir de um dado limiar de potência de entrada, distorções não lineares são inseridas ao sinal, eliminando os benefícios alcançados com o aumento da potência. Finalizando a etapa de revisão de literatura, foram apresentados conceitos, características, componentes, vantagens e desvantagens dos sistemas cooperativos, permitindo-nos concluir que a correta aplicação da diversidade de cooperação possibilita a ampliação da cobertura, da eficiência espectral e da capacidade dos sistemas de comunicação. Isto é possível devido à exploração da diversidade espacial distribuída, sem a necessidade de utilizar múltiplas antenas em um mesmo terminal.

A contribuição inicial desta dissertação deu-se com a proposta de um receptor ótimo, em relação à SNR, para um sistema de comunicação cooperativo AF OFDM com PAs não lineares, utilizando a técnica MRC para tratar os sinais recebidos. Contudo, antes da aplicação do MRC, fez-se necessário o pré-branqueamento dos sinais recebidos, pois os ruídos

provenientes das distorções não lineares adicionados aos dois sinais recebidos no destino são correlacionados, fato que faz com que o receptor MRC na sua forma clássica tenha ganhos menos expressivos. Os resultados das simulações realizadas mostraram que o sistema proposto apresenta um valor ótimo de IBO e que, a partir desse ponto, há uma deterioração do sinal recebido, devido ao fato de que para IBOs baixas o sinal sofre com a inserção de distorção não lineares e para IBOs altas a potência do sinal recebido é reduzida, tornando o ruído uma grande fonte de degradação do sinal. Observou-se também que a não linearidade aplicada ao PA da fonte possui a maior influência sobre a taxa de erro de símbolo do sistema do que a não linearidade do PA do *relay*.

Ainda considerando sistemas OFDM cooperativos AF com PAs não lineares e receptor MRC, e assumindo a existência de um único *relay*, esta dissertação propôs expressões para o cálculo da SNR instantânea (γ_n) e para a probabilidade de *outage*. As simulações mostraram que as expressões de probabilidade de *outage* se dividem em três casos, dependendo dos valores de γ_{th} , $\gamma_n^{(PAS)}$ e $\gamma_n^{(PAR)}$. No primeiro caso, para $\min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)}) > \gamma_{th}$, a ordem de diversidade do sistema é 2 (linha 1 da Tabela 5.1), no segundo caso a ordem de diversidade diminui de 2 para 1 quando $\bar{\gamma}^{(PAS)} > \gamma_{th} > \bar{\gamma}^{(PAR)}$ ou $\gamma_n^{(PAS)} + \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)}) > \gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)}$ (linhas 2 e 3 da Tabela 5.1) e, finalmente no terceiro caso o sistema entra em *outage* quando $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)} + \min(\bar{\gamma}^{(PAS)}, \bar{\gamma}^{(PAR)})$ (linha 4 da Tabela 5.1). Deste modo, conclui-se que a não linearidade dos PAs afeta a probabilidade de *outage* somente para valores de limiar de SNR maiores que a SNR de pelo menos um dos PAs, i.e., $\gamma_{th} > \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$. Assim, do ponto de vista da diversidade, a potência de transmissão na saída dos amplificadores de potência da fonte e do *relay* deverão ser definidas de tal modo que satisfaçam a condição: $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$. Caso contrário, as distorções não lineares limitarão o desempenho do sistema, fazendo com que pouca vantagem de diversidade seja obtida, ou ainda, no pior caso, levando o sistema a entrar em *outage*.

Finalmente, esta dissertação propôs expressões para o cálculo da probabilidade de *outage* de sistemas cooperativos OFDM AF com PAs não lineares na fonte e nos *relays*, assumindo: receptor MRC com múltiplos *relays* dispostos em série; receptor *Selection Combining* com um único *relay* e, por fim, receptor *Selection Combining* com múltiplos *relays* dispostos paralelamente.

Analisando o sistema que considera o receptor MRC, foi possível concluir que a medida em que se adicionam *relays* em série a probabilidade de *outage* aumenta levemente, contudo o sistema *multi-hop* apresentou comportamento

semelhante ao apresentado pelos sistemas com *relay* único. O aumento da probabilidade de *outage* deve-se ao fato de que mais distorções não lineares estão sendo adicionadas, fazendo com que o canal SD seja o principal meio para a transmissão.

Investigando os sistemas que consideram o receptor do tipo *Selection Combining*, observou-se que quando comparada com os sistemas que empregam receptores MRC, a probabilidade de *outage* é maior. Notou-se também que o receptor *Selection Combining*, para o sistema considerado, apresenta características fortemente definidas, podendo ser dividido em 3 casos específicos. No primeiro caso, para $\gamma_{th} > \gamma_n^{(PAS)}$ os enlaces SD e SRD entram em *outage*, o que leva o sistema a entrar também em *outage*. No segundo caso, considerando $\gamma_{th} > \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$ e $\gamma_{th} < \gamma_n^{(PAS)}$ (ou seja $\gamma_n^{(PAR)} < \gamma_{th} < \gamma_n^{(PAS)}$) o enlace SRD entra em *outage*, deixando disponível apenas o canal SD e, finalmente, no terceiro caso quando $\gamma_{th} < \min(\gamma_n^{(PAS)}, \gamma_n^{(PAR)})$ nenhum dos dois enlaces entra em *outage*. Este último se configura como o melhor caso, visto que a probabilidade de *outage* no *Selection Combining* é dada pelo produto das probabilidades de *outage* dos canais disponíveis. Sendo assim, torna-se fácil concluir que os casos 1, 2 e 3 apresentados indiquem, respectivamente, ordem de diversidade do sistema iguais a 0, 1 e 2.

Ainda considerando receptor *Selection Combining*, agora assumindo o emprego de múltiplos *relays* dispostos em paralelo. Observou-se um comportamento bastante similar ao apresentado no modelo de *relay* único. As principais divergências apresentadas devem-se ao fato de que no sistema com múltiplos *relays* existem $P + 1$ canais de comunicação, com P representando o número de *relays*. Esse fato faz com que a análise tenha que ser feita considerando cada enlace separadamente, o que acarreta em mudança direta no grau de diversidade do sistema. Como esperado, verificou-se que à medida em que adicionam-se novos *relays* a probabilidade de *outage* diminui, já que foram inserindo novos canais e conseqüentemente aumentando a grau de diversidade do sistema.

Para todos os casos considerados, os resultados de simulação apresentados durante toda a dissertação demonstraram proximidade entre as curvas teóricas e práticas, validando os modelos analíticos desenvolvidos. As simulações apresentadas mostraram ainda que o PA não linear da fonte exerce maior influência na probabilidade de *outage* do sistema que a não linearidade do PA do *relay*.

7.1 Propostas para Trabalhos Futuros

A continuidade do trabalho apresentado nesta dissertação pode ser contemplada com a realização de novas análises comparativas, aplicando variações e aprimoramentos nos modelos apresentados e implementação de novas simulações. Além disso, visando um maior enriquecimento do trabalho, sugere-se também, a incorporação de novas técnicas de diversidade. São indicados a seguir algumas propostas para trabalhos futuros:

- ▶ Otimização da potência dos PAs da fonte e do *relay*;
- ▶ Proposta de expressões para o cálculo da taxa de erro de símbolo média (*Symbol Error Ratio* - SER);
- ▶ Incorporação de técnicas de rádio cognitivo no modelo de sistema utilizado;
- ▶ Proposta de técnicas de cancelamento de distorções não lineares na fonte e no *relay*;
- ▶ Implementação de diferentes protocolos de cooperação nos amplificadores de potência, promovendo uma análise comparativa com o AF;
- ▶ Implementação de algoritmos adaptativos de alocação de recursos.

Referências Bibliográficas

- [1] LIU, K. J. R.; SADEK, A. K.; Su, W.; KWASINSKI, A., *Cooperative Communications and Networking*. Cambridge University Press, 2009.
- [2] HWANG, T.; YANG, C.; WU, G.; LI, S.; LI, G. Y., “OFDM and its wireless applications: a Survey,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 4, pp. 1673–1694, 2009.
- [3] CIOCHINA, C.; BUDA, F.; SARI H., “An Analysis of OFDM Peak Power Reduction Techniques for WiMAX Systems,” *IEEE International Conference on Communications*, vol. 10, pp. 4676–4681, 2006.
- [4] NEE, V. R.; WILF, A., “Reducing the peak to average power ratio of OFDM,” *IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, May 1998.
- [5] CHI, D. W.; DAS, P., “Effect of nonlinear amplifier in companded OFDM with application to 802.11n WLAN,” in *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1–6, 2009.
- [6] PRASAD R., “OFDM for Wireless Communications Systems,” *Artech House*, vol. 1th Edition, 2004.
- [7] SOUSA, D. A.; FERNANDES, C. A. R.; FERNANDES, C. E. R.; CARDOSO, L. S., “Análise de PAPR em sistemas VFDM para Rádio Cognitivo,” *Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2011.
- [8] BLETSAS, A.; SHIN, H.; WIN, M. Z., “Cooperative Communications with Outage-Optimal Opportunistic Relaying,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 9, 2007.
- [9] LANEMAN, J. N.; TSE, D. N. C.; WORNELL, G. W., “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, 2004.

- [10] COVER, T.; GAMAL, A. E., “Capacity Theorems for Relay Channel,” *IEEE Transactions of Information Theory*, vol. 25, no. 5, pp. 572–584, 1979.
- [11] LANEMAN, J.N. , “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 60–67, 2004.
- [12] FALK, H, “Prolog to Multi-User MIMO-OFDM for Next-Generation Wireless,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 7, pp. 1428–1429, 2007.
- [13] ZHANG, C.; REN, P.; PENG, J.; WEI, G.; DU, Q.; WANG, Y., “Optimal relay power allocation for amplify-and-forward relay networks with non-linear power amplifiers,” *CoRR*, pp. 1428–1429, 2011.
- [14] ZHANG, C.; DU, Q.; WANG, Y.; WEI, G., “Optimal relay power allocation for amplify-and-forward OFDM relay networks with deliberate clipping,” *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, p. 381–386, 2012.
- [15] YANG, Q.; HO, P., “Cooperative transmission with constant envelope modulations and phase-only forward relays,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 10, p. 114–123, 2011.
- [16] LIU, Q.; ZHANG, W.; MA X.; ZHOU, G., “Designing peak power constrained amplify-and-forward relay networks with cooperative diversity,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 11, p. 1733–1743, 2012.
- [17] ISHIBASHI, K.; ONO, F., “Performance analysis of amplify and forward cooperation over peak-power limited channels,” *International Conference on Communications (ICC)*, p. 1–5, 2011.
- [18] —, “Analysis of instantaneous power distributions for non-regenerative and regenerative relaying signals,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 1, no. 10, p. 258–265, 2012.
- [19] RAZO, V. del; RIIHONEN, T.; GREGORIO, F. H.; WERNER, S.; WICHMAN, R., “Nonlinear amplifier distortion in cooperative amplify-and-forward OFDM systems,” in *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 1–5, 2009.
- [20] KETSEOGLOU, T., “Cooperation diversity for clipped OFDM with iterative reception,” *Signals, Systems and Computers, Asilomar Conference on*, p. 1025–1029, 2008.

- [21] FERNANDES, C. A. R., “Outage performance of cooperative amplify-and-forward OFDM systems with nonlinear power amplifiers,” *IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, pp. 459 – 463, 2012.
- [22] RIIHONEN, T.; WERNER, S.; GREGORIO, F.; WICHMAN, R.; HAMALAINEN, J., “BEP analysis of OFDM relay links with non-linear power amplifiers,” in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 1–6, Abril 2010.
- [23] AHMED, H.A.; SULYMAN, A.I.; HASSANEIN, H. S., “Bit error rate performance of orthogonal frequency-division multiplexing relaying systems with high power amplifiers and Doppler effects,” *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 13, no. 8, p. 734–744, Junho 2013.
- [24] HASNA, M. O.; ALOUINI, M. S., “Outage probability of multihop transmission over nakagami fading channels,” *IEEE Communications Lett.*, vol. 5, no. 7, pp. 1089–1780, Maio 2003.
- [25] BAHAI, A. R.; SALTZBERG, B. R.; ERGEN, M., *Multi-Carrier Digital Communications - Theory and Applications of OFDM*. Kluwer Academic, 2004.
- [26] CHAKRAVARTHY, V.; NUNEZ, A. S.; STEPHENS, J. P.; SHAW, A. K.; TEMPLE, M. A., “TDCS, OFDM, and MC-CDMA: A Brief Tutorial,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, no. 9, pp. 11–16, September 2005.
- [27] CHANG, R. W., “Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission,” *Bell System Technical Journal*, vol. 45, pp. 1775–1796, Dec. 1966.
- [28] SALTZBERG, B. R., “Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System,” *IEEE Transactions on Communication Technology*, no. 6, pp. 805–811, Dec. 1967.
- [29] WEINSTEIN, S. B.; ERBERT, P. M., “Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Fourier Transform,” *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, no. 5, pp. 628–634, October 1971.
- [30] PELED, A.; RUIZ, A., “Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computation Complexity Algorithms,” in *IEEE Int. Conf. Acoustic, Speech, Ed.*, Denver-CO, 1980, pp. 964–967.

- [31] POSEGA, R., “Advanced OFDM Systems for Terrestrial Multimedia Link,” Tese de doutorado, School of Engineering, 2005.
- [32] EDFORS, O.; CIMINI, L.J., Jr; WILSON, S.K., “An Introduction to Orthogonal Frequency Division Multiplexing,” *Luleu University of Technology*, Sept 1996.
- [33] GOLDSMITH, A., *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [34] OPPENHEIM, A. V; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R., *Discrete-time signal processing*. NJ, USA: Prentice-Hall, 1999.
- [35] NEE, R. V.; PRASAD, R. , *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, 2000.
- [36] HANZO, L.; WEBB, W.; KELLER, T., *Single and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation*. New York: John Wilay, 2000.
- [37] ABURAKHIA, S. A.; BRADAN, E. F.; MOHAMED, D. A., “Distribution of the PAPR for Real-Valued OFDM Signals,” in *Proceedings of the 4th International Conference on Information Technology (ICIT 2009)*. Jordan: Al-Zaytoonah University, June 2009.
- [38] TELLADO, J., *Multicarrier Modulation with Low PAR: Applications to DSL and Wireless*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [39] DARDARI, D.; TRALLI, V.; VACCARI, A., “A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in OFDM systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 10, pp. 1755–1764, Outubro 2000.
- [40] JIANG, T.; YANG, Y.; SONG, H., “Companding Technique for PAPR Reduction in OFDM Systems Based on An Exponential Function,” in *Proceeding of the conference*, Saint Louis, USA, 2005.
- [41] YANG, K.; CHANG, S., “Peak to Average Power Control in OFDM using standard arrays of Linear Block Codes,” *IEEE Communications Letters*, vol. 7, no. 4, pp. 174–176, 2003.
- [42] SALEH, A. A. M., “Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of twt amplifiers,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, no. 11, p. 1715–1720, 1981.

- [43] COSTA, E.; PUPOLIN, S., “M-QAM-OFDM system performance in the presence of a nonlinear amplifier and phase noise,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 3, p. 462–472, 2002.
- [44] GIBILISCO, S., *Manual de Eletrônica e de Telecomunicações*. Reichmann Affonso, 2002.
- [45] RAPP, C., “Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal,” *Tech. Conf. ECSC Special Publication*, vol. 332, p. 179–184, Oct 1991.
- [46] BUSSGANG, J. J., “Crosscorrelation functions of amplitude-distorted gaussian signals,” Massachusetts Institute of Technology,” Technical Report, 1952, Research Laboratory of Electronics.
- [47] WINTERS, J.H., “Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 33, no. 3, pp. 144–155, Agosto 1994.
- [48] LOUIE, R. H. Y.; LI, Y.; SURAWEERA, H. A.; VUCETIC, B., “Performance analysis of beamforming in two hop amplify and forward relay networks with antenna correlation,” *IEEE Transactions Wireless Communications*, vol. 8, no. 6, p. 3132–3141, Junho 2009.
- [49] IKKI, S.; AHMED, M. A., “Performance analysis of cooperative diversity wireless networks over nakagami-m fading channel,” *IEEE Communications Letters*, vol. 11, no. 4, pp. 334–336, Abril 2007.
- [50] WANG, T.; A. CANO.; GIANNAKIS, G.; LANEMAN, J., “High-performance cooperative demodulation with decode-and-forward relays,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no. 7, p. 1427–1438, 2007.