

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

UFCCG
Tese de Doutorado

**Técnicas de Diversidade Aplicadas
a Sistemas θ -QAM para Canais com
Desvanecimento**

Rafael Fernandes Lopes

Orientador: Marcelo Sampaio de Alencar

SUPRA OMNES LUX LUCES

Campina Grande – PB

Março – 2013

Técnicas de Diversidade Aplicadas a Sistemas θ -QAM para Canais com Desvanecimento

Rafael Fernandes Lopes

Tese de Doutorado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Marcelo Sampaio de Alencar, Ph.D., UFCG
Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil
©Rafael Fernandes Lopes, Março de 2013

Técnicas de Diversidade Aplicadas a Sistemas θ -QAM para Canais com Desvanecimento

Rafael Fernandes Lopes

Tese aprovada em 26.03.2013

Marcelo Sampaio de Alencar, Ph.D., UFCG
Orientador

Cecilio José Lins Pimentel, Ph.D., UFPE
Componente da Banca

José Cândido Silveira Santos Filho, D.Sc., Unicamp
Componente da Banca

Wamberto José Lira de Queiroz, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

Waslon Terllizzie Araújo Lopes, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Março de 2013

*Aos meus pais, Edmilson e Engracia,
à minha esposa Alionália, à nossa filha
que ela carrega no ventre e
ao meu filho Andrei.*

Agradecimentos

A Deus, que me guia e me ilumina. Aos meus pais, Edmilson e Engracia, pela confiança e carinho. À minha irmã e aos meus familiares que sempre torceram por mim, especialmente aos meus padrinhos e avós Rafael Fernandes (*in memorian*) e Alda Maria Fernandes (*in memorian*).

À minha esposa Alionália e ao meu filho Andrei, em reconhecimento aos muitos momentos roubados do nosso convívio durante a realização deste trabalho. Muito obrigado pela compreensão e apoio.

Ao meu orientador Marcelo Sampaio de Alencar pela dedicação na orientação deste trabalho. Obrigado pelas experiências proporcionadas e pelas lições aprendidas: elas serão de extrema importância por toda a minha vida. Em especial, também agradeço pela grande amizade.

Aos professores Cecilio Pimentel e José Cândido por terem aceito o convite para participação em minha banca de tese e pelas excelentes contribuições a ela.

Aos professores Wamberto Queiroz e Waslon Lopes pelas boas discussões que tivemos durante o desenvolvimento deste trabalho e pelas contribuições nesta tese. Que no futuro possamos continuar interagindo e trabalhando juntos.

Aos amigos do Iecom: Daniel Martins, Danilo Regis, Évio Rocha, Fausy Solino, Felipe Correia, Jerônimo Rocha, Marcelo Portela, Michael Taynnan, Paulo Ribeiro, Raissa Rocha, Raphael Tavares e Ajey Kumar. Agradeço pelo incentivo e apoio prestados durante todo este trabalho. O caminho foi árduo mas valeu a pena.

Aos amigos do IFMA: André Santos, Antônio Luna, Carla Farias, Eva Moreira, Eveline Sá, Hélder Borges, Jeane Teixeira, João Carlos, Josenildo Costa, Karla Fook, Maria de Lourdes, Omar Carmona, Raimundo Osvaldo, Regina Muniz, Santiago Sinézio, Simone Santos, entre outros, pelo apoio, pelos conselhos e por acreditarem neste trabalho.

À FAPEMA por financiar este trabalho, ao Iecom por fornecer a infra-estrutura necessária, ao IFMA por possibilitar o meu afastamento para a realização do trabalho e à CAPES.

A todos que fazem a PPgEE, em especial, a Ângela Mathias, pelo apoio constante. Agradeço também à UFCG. Por fim, agradeço a todos que direta ou indiretamente contribuíram para a elaboração deste trabalho.

“O cientista não é o homem que fornece as verdadeiras respostas; é quem faz as verdadeiras perguntas”.

Claude Lévi-Strauss

Resumo

Técnicas de diversidade têm sido propostas para melhorar o desempenho dos sistemas de comunicações, com diferentes características em termos de complexidade e desempenho. Esta tese de doutorado contempla a utilização de técnicas de diversidade combinadas com a adoção do esquema de modulação θ -QAM (*Theta Quadrature Amplitude Modulation*).

As constelações θ -QAM representam uma família de esquemas paramétricos de modulação em quadratura, em que os símbolos adjacentes são vértices de triângulos isósceles com ângulo de parametrização θ . A mudança do ângulo θ produz diferentes constelações de sinais, uma característica que pode ser explorada para melhorar o desempenho de diferentes técnicas de diversidade. Adicionalmente, constelações θ -QAM são utilizadas para aumentar o ganho de desempenho dos esquemas de modulação adaptativa, pois além da mudança dinâmica na densidade das constelações é realizada a mudança de sua estrutura interna.

Nesta tese, as técnicas de diversidade de modulação e cooperativa são analisadas, e seus desempenhos são avaliados considerando o uso de esquemas θ -QAM. Além disso, analisa-se a otimização da estrutura interna da constelação (ângulo θ) e dos parâmetros de operação de cada técnica. Aproximações adequadas para o cálculo das taxas de erro de símbolo e de *bit* dos esquemas propostos são obtidas. As avaliações são feitas considerando os modelos de desvanecimento Nakagami- m e κ - μ para o canal de comunicações.

Entre as principais contribuições obtidas, merecem destaque as seguintes: desenvolvimento de uma expressão para avaliação do valor ótimo do ângulo θ em função da SNR; desenvolvimento e avaliação de um sistema de modulação adaptativa baseado no uso dos esquemas θ -QAM em diferentes condições de desvanecimento, utilizando o modelo de desvanecimento κ - μ ; avaliação de desempenho da técnica de diversidade de modulação e de seus parâmetros de operação em canais Nakagami- m e κ - μ usando diferentes expressões analíticas propostas nesta tese; combinação dos esquemas de modulação adaptativa e de diversidade de modulação a fim de melhorar o desempenho do sistema; avaliação do desempenho de técnica de diversidade de modulação, em canais sujeitos à correlação temporal e aos erros de estimação do canal; avaliação da técnica de diversidade de modulação em canais κ - μ combinada com um esquema de diversidade espacial baseado em um combinador de razão máxima (Maximum-ratio Combining – MRC); desenvolvimento de uma expressão para avaliar a probabilidade de erro de símbolos de sistemas θ -QAM com diversidade cooperativa em canais κ - μ ; e otimização de sistemas de diversidade cooperativa por meio da técnica de rearranjo de constelações.

Palavras-chave: Constelações θ -QAM; Desvanecimento Nakagami- m ; Desvanecimento κ - μ ; Modulação adaptativa; Diversidade de modulação; Diversidade cooperativa.

Abstract

Diversity techniques have been proposed in order to improve the performance of communication systems, with different characteristics in terms of complexity and performance. This thesis presents the use of diversity techniques combined with the adoption of the θ -QAM (Theta Quadrature Amplitude Modulation) scheme.

The θ -QAM constellations represent a family of parametric quadrature modulation schemes, in which the adjacent symbols are vertices of isosceles triangles with the angle parameter θ . The change of the angle θ produces different signal constellations, a feature that can be exploited to improve the performance of different diversity techniques. In addition, θ -QAM constellations are used to increase the performance gain of the adaptive modulation schemes by the dynamic change of the constellation density and of its internal structure

In this thesis, the modulation and the cooperative diversity techniques are analyzed and their performance is evaluated considering the use of the θ -QAM schemes. Additionally, the optimization of the internal constellation structure (angle θ) and the operating parameters of each technique is performed. Suitable approximations for the symbol and bit error rates of the proposed schemes are derived. Evaluations are conducted considering the Nakagami- m and κ - μ fading models for the communication channel.

Among the main contributions obtained, the following are noteworthy: development of an expression to evaluate the optimal value of the angle θ as a function of SNR; development and evaluation of an adaptive modulation system based on the use of the θ -QAM schemes in different fading conditions, using the κ - μ fading model; performance evaluation of the modulation diversity technique and its operating parameters in Nakagami- m e κ - μ fading channels using different analytical expressions proposed in this thesis; combination of the adaptive modulation and modulation diversity schemes in order to improve system performance; performance evaluation of the modulation diversity technique in channels subject to temporal correlation and estimation errors; evaluation of the modulation diversity technique in κ - μ channels combined with a spatial diversity scheme based on a Maximum-Ratio Combining (MRC) receiver; development of an expression to evaluate the symbol error probability of θ -QAM systems with cooperative diversity subject to κ - μ fading channels; and optimization of cooperative diversity systems using the constellation rearrangement technique.

Keywords: θ -QAM constellations; Nakagami- m fading; κ - μ fading; Adaptive modulation; Modulation diversity; Cooperative diversity.

Lista de Símbolos

$\alpha(t)$	Variável que modela a envoltória do desvanecimento do canal
B	Largura de banda dos sinais
$B(\cdot)$	Função Beta
d_I	Distância euclidiana entre dois símbolos na direção da componente em fase
d_Q	Distância euclidiana entre dois símbolos na direção da componente em quadratura
$E[\cdot]$	Valor esperado de uma variável aleatória
E_{AV}	Energia média por símbolo de constelações θ -QAM
$\text{erfc}(\cdot)$	Função erro complementar gaussiana
ϕ	Ângulo de rotação da constelação relativo à técnica de diversidade de modulação
$F_1(\cdot)$	Função hipergeométrica de Appell
γ	Relação sinal-ruído instantânea do canal
$\bar{\gamma}$	Relação sinal-ruído média do canal
γ_S	Valor de relação sinal-ruído a partir da qual as constelações SQAM deixam de ser ótimas
κ	Razão entre a potência total das componentes dominantes e potência total das componentes espalhadas dos sinais transmitidos
K	Parâmetro da distribuição de desvanecimento Rice
$I_\nu(\cdot)$	Função de Bessel modificada de primeiro tipo e ordem ν
μ	Extensão real do número total de <i>clusters</i> das ondas transmitidas
M	Número de pontos de uma constelação de sinais
m	Parâmetro da distribuição de desvanecimento Nakagami- m

η	Representa a razão entre a potência das componentes em fase e em quadratura dos sinais (Formato 1), ou o coeficiente de correlação entre as potências das componentes em fase e em quadratura dos sinais (Formato 2) do desvanecimento η - μ
$n(t)$	Ruído aditivo do canal
N_0	Densidade espectral de potência do ruído
ρ	Envoltória normalizada das distribuições de desvanecimento do canal
p_i	Valor médio da componente em fase do i -ésimo <i>cluster</i> das ondas transmitidas
P_0	Probabilidade de bloqueio
P_S	Probabilidade de erro de símbolo
P_B	Probabilidade de erro de <i>bit</i>
P_T	Potência média transmitida
P_R	Potência média recebida
q_i	Valor médio da componente em quadratura do i -ésimo <i>cluster</i> das ondas transmitidas
$r(t)$	Sinal recebido
R	Envoltória das distribuições de desvanecimento do canal
\hat{r}	Raiz do valor médio quadrático da envoltória do desvanecimento do canal
$R_B(t)$	Taxa de transmissão de um sistema de modulação adaptativa
$s(t)$	Sinal transmitido
θ	Ângulo desigual das constelações θ -QAM
t_A	Tempo de atraso do canal de retorno
T_S	Tempo de símbolo
$V[\cdot]$	Variância de uma variável aleatória
ξ	Eficiência espectral instantânea do sistema
$\bar{\xi}$	Eficiência espectral média do sistema

Lista de Siglas e Abreviaturas

AF	Amplifique e encaminhe (<i>Amplify-and-Forward</i>)
AG	Algoritmos genéticos
AWGN	Ruído aditivo gaussiano branco (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
AH	Algoritmo híbrido
BEP	Probabilidade de erro de <i>bit</i> (<i>Bit Error Probability</i>)
BER	Taxa de erro de <i>bit</i> (<i>Bit Error Rate</i>)
BS	Estação base (<i>Base Station</i>)
CoRe	Rearranjo de constelações (<i>Constellation Rearrangement</i>)
CRC	Verificação de redundância cíclica (<i>Cyclic Redundancy Check</i>)
DF	Decodifique e encaminhe (<i>Decode-and-Forward</i>)
DM	Diversidade de modulação
Fapema	Fundação de Amparo ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico do Maranhão
fdp	Função densidade de probabilidade
GCP	Penalidade de codificação gray (<i>Gray Coding Penalty</i>)
I	Componente em fase (<i>In-Phase</i>)
Iecom	Instituto de Estudos Avançados em Comunicações
IFMA	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Maranhão
LMS	Mínima média quadrática (<i>Least Mean Square</i>)
MILC	Mapeamento interativo de linhas e colunas
MRC	Combinação por Razão Máxima (<i>Maximum-Ratio Combining</i>)
NN	Probabilidade de erro dos vizinhos mais próximos (<i>Nearest Neighbor Error Probability</i>)
PAM	Modulação por amplitude de pulso (<i>Pulse Amplitude Modulation</i>)
PEP	Probabilidade de erro par-a-par (<i>Pairwise Error Probability</i>)
PPgEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

PSK	Modulação por deslocamento de fase (<i>Phase Shift Keying</i>)
PLL	Malha de captura de fase (<i>Phase-Lock Loop</i>)
RMS	Raiz do valor médio quadrático (<i>Root Mean Square</i>)
RMSE	Raiz do erro médio quadrático (<i>Root Mean Square Error</i>)
RS	Estação de retransmissão (<i>Relay Station</i>)
SEP	Probabilidade de erro de símbolo (<i>Symbol Error Probability</i>)
SER	Taxa de erro de símbolo (<i>Symbol Error Rate</i>)
SNR	Relação sinal ruído (<i>Signal-to-Noise Ratio</i>)
SQAM	Constelações quadradas de modulação de amplitude em quadratura (<i>Square Quadrature Amplitude Modulation</i>)
UFCG	Universidade Federal de Campina Grande
Q	Componente em quadratura (<i>Quadrature</i>)
QAM	Modulação de amplitude em quadratura (<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)
TQAM	Constelações triangulares de modulação de amplitude em quadratura (<i>Triangular Quadrature Amplitude Modulation</i>)
UB	Limitante da união (<i>Union Bound</i>)
UT	Terminal de usuário (<i>User Terminal</i>)

Lista de Figuras

2.1	Exemplo de constelação θ -QAM. O ângulo θ dos triângulos isósceles formados pela constelação é apresentado.	9
2.2	Regiões de decisão de uma constelação θ -QAM [21].	10
2.3	Curvas dos valores ótimos do ângulo θ (considerando a SER do sistema) para vários valores de SNR e de ordem de modulação em canais AWGN.	13
2.4	Curvas de SER de uma constelação θ -QAM para vários valores de SNR em função do ângulo θ em um canal AWGN.	14
2.5	Constelação θ -QAM com $M = 16$ e $\theta = \pi/3$, suas regiões de decisão e mapeamento de símbolos de acordo com o método MILC.	16
2.6	BER aproximada de uma constelação θ -QAM para vários valores do ângulo θ e $M = 16$ em um canal AWGN.	17
2.7	Curvas para obtenção dos valores ótimos do ângulo θ (considerando a BER do sistema) para vários valores de SNR e de ordem de modulação em canais AWGN.	18
2.8	Aproximações das curvas que representam os valores ótimos do ângulo θ em função da SNR do canal.	21
2.9	Comparativo entre a BER dos sistemas θ -QAM com o ângulo ótimo, com $\theta = \pi/3$ e $\theta = \pi/2$	21
3.1	Função densidade de probabilidade da envoltória normalizada da distribuição κ - μ para diferentes valores de μ e κ	27
3.2	Função cumulativa de probabilidade da envoltória normalizada da distribuição κ - μ para diferentes valores de μ e κ	28
3.3	Curvas da SER do sistema θ -QAM ($\theta = \pi/3$) e $M = 16$, sob desvanecimento κ - μ	31

3.4	Gráficos de caixa relativos aos valores estimados dos parâmetros do canal κ e μ	32
4.1	Diagrama de blocos do sistema de modulação adaptativa baseado em constelações θ -QAM.	35
4.2	Comparativo entre a BER dos sistemas θ -QAM adaptativo, TQAM e SQAM em função da SNR do canal e da ordem das constelações, em canais AWGN.	41
4.3	Desempenho do sistema de modulação adaptativa sem indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 0, 0$, $\mu = 1, 0$, equivalente a um canal Rayleigh).	44
4.4	Desempenho do sistema de modulação adaptativa com indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 0, 0$, $\mu = 1, 0$, equivalente a um canal Rayleigh).	46
4.5	Desempenho do sistema de modulação adaptativa sem indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 0, 1$, $\mu = 0, 25$).	47
4.6	Desempenho do sistema de modulação adaptativa com indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 0, 1$, $\mu = 0, 25$).	48
4.7	Desempenho do sistema de modulação adaptativa sem indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 1, 75$).	50
4.8	Desempenho do sistema de modulação adaptativa com indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 1, 75$).	51
5.1	Diagrama de blocos do sistema de diversidade de modulação.	56
5.2	Expansão de uma constelação 4-QAM: símbolos originais da constelação (círculos cheios) e símbolos gerados após a rotação e o entrelaçamento das componentes (círculos vazados).	57
5.3	Limitantes da união obtidos para um sistema θ -QAM com $M = 4$ e $\theta = \pi/2$	69
5.4	Curvas para a BEP do sistema θ -QAM com e sem DM, para $M = 4$ e $\theta = \pi/2$	71

5.5	Limitantes da união obtidos para um sistema θ -QAM com $M = 16$ e $\theta = \pi/3$	72
5.6	Curvas para a BEP do sistema θ -QAM com e sem DM, para $M = 16$ e $\theta = \pi/3$	74
5.7	Diagrama de blocos do sistema de diversidade de modulação combinado ao sistema de modulação adaptativa.	75
5.8	Cenário em que diferentes esquemas de modulação são selecionados em pares de símbolos entrelaçados.	76
5.9	Desempenho do sistema de modulação adaptativa com e sem o esquema de DM considerando dois perfis de desempenho projetados ($m = 2$). . .	79
6.1	Aproximação baseada em séries para a PEP considerando os símbolos aleatoriamente escolhidos $0,3162 + 0,9487j$ and $0,9487 - 0,3162j$	85
6.2	Limitantes da PEP considerando os símbolos $0,3162+0,9487j$ e $0,9487-0,3162j$	88
6.3	Curvas para a SEP de um sistema com DM em função do ângulo de rotação ϕ e $M = 4$	90
6.4	Curvas para a SEP de um sistema com DM em função do ângulo de rotação ϕ e $M = 16$	90
6.5	Ângulo ótimo de rotação ϕ do sistema de DM em função dos parâmetros do canal κ e μ e da ordem da modulação M	91
6.6	Curvas para a SER do sistema com $M = 4$, com e sem a rotação, em condições de desvanecimento severas e típicas.	94
6.7	Curvas para a SER do sistema com $M = 16$, com e sem a rotação, em condições de desvanecimento severas e típicas.	95
6.8	Diagrama de blocos do gerador da envoltória do desvanecimento κ - μ correlacionado.	98
6.9	Histogramas dos dois canais κ - μ gerados e suas fdps teóricas correspondentes (representadas por linhas tracejadas).	100
6.10	Funções de autocorrelação normalizadas calculadas a partir das amostras de desvanecimento κ - μ geradas para ambos os cenários descritos.	101

6.11	BER do sistema θ -QAM com DM em função da profundidade do entrelaçamento, considerando uma constelação com $M = 16$ e $\theta = \pi/2$, em um cenário de desvanecimento típico ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 2, 0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo e três diferentes valores de SNR (10, 15 e 20 dB).	102
6.12	BER do sistema θ -QAM com DM em função do ângulo de rotação, com $M = 16$ e $\theta = \pi/2$, em um cenário de desvanecimento típico ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 2, 0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos por segundo, uma SNR de 20 dB e diferentes valores de frequência Doppler máxima.	104
6.13	BER do sistema θ -QAM com DM em função da SNR do canal, para um sistema com $M = 16$ e $\theta = \pi/2$, sujeito a um desvanecimento típico ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 2, 0$) e uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo.	105
6.14	Curvas para a BER da técnica de DM, sujeita a erros na estimação da amplitude e da fase, em função do ângulo de rotação, com $M = 16$ e $\theta = \pi/2$, sob um desvanecimento típico ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 2, 0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo, uma SNR de 20 dB e frequência Doppler máxima de 100 Hz.	109
6.15	Curvas para a BER do sistema θ -QAM com DM e $\theta = \pi/2$, sujeito a erros de estimação de amplitude e fase do canal, em função da SNR do canal, sob um desvanecimento típico ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 2, 0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo e as frequências Doppler máximas de 100 Hz e 200 Hz.	110
6.16	Diagrama de blocos simplificado do sistema de DM sujeito ao canal seletivo em frequência.	112
6.17	Curvas para a BER do sistema de DM que utiliza um receptor MRC com $M = 16$, em função da SNR do canal, diferentes valores de L (número de ramos no receptor) em dois cenários de desvanecimento.	117
7.1	Exemplos de constelações 4-PAM combinadas com e sem o uso da técnica CoRe. Figura adaptada de [17].	121
7.2	Modelo do sistema cooperativo com um único nó <i>relay</i>	122

7.3	Curvas para a SEP do sistema θ -QAM com $M = 16$, $\theta = \pi/3$ e diversidade cooperativa em canais κ - μ (sem o uso da técnica CoRe). Avaliação com pacotes de $T = 100$ símbolos em canais simétricos e assimétricos. Parâmetros do desvanecimento: $\kappa_{\text{SR}} = 6,5$, $\mu_{\text{SR}} = 2,0$ (enlace BS-RS), $\kappa_{\text{SD}} = 0,1$, $\mu_{\text{SD}} = 0,5$ (enlace BS-UT) e $\kappa_{\text{RD}} = 0,25$, $\mu_{\text{RD}} = 1,0$ (enlace RS-UT).	129
7.4	Exemplos de constelações 16-QAM não uniformes [19].	134
7.5	Exemplo de representação de um cromossomo de uma constelação mapeada.	135
7.6	Curvas para a SER de diferentes esquemas CoRe em termos da SER do sistema ($M = 16$).	138
7.7	Curvas para a SER de diferentes esquemas CoRe em termos da SER do sistema ($M = 64$).	140

Lista de Tabelas

2.1	Valor de γ_S e dos coeficientes da aproximação de $\theta(\gamma)$	20
4.1	Parâmetros relativos aos quatro esquemas de modulação adotados.	42
4.2	Perfis de desempenho para um sistema sem indisponibilidade.	43
4.3	Perfis de desempenho para um sistema com indisponibilidade.	45
5.1	Regiões de decisão para os dois perfis de desempenho projetados para o sistema de modulação adaptativa com DM.	78
6.1	Tempo médio de execução de 900 execuções do cálculo do limitante da união considerando as diferentes aproximações da PEP propostas.	93
6.2	Valores dos passos do LMS (λ) e do PLL (ρ) para diferentes cenários.	108
7.1	Constelações CoRe M-QAM normalizadas geradas pelo processo de otimização proposto (Algoritmo Híbrido) e pelas técnicas propostas em [19] ($M = 16$).	137
7.2	Constelações CoRe M-QAM normalizadas geradas pelo processo de otimização proposto (Algoritmo Híbrido) e pelas técnicas propostas em [19] ($M = 64$).	143

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Objetivo da Tese	3
1.2	Principais Contribuições da Tese	4
1.3	Organização do Texto	5
2	Esquemas Paramétricos de Modulação em Quadratura θ-QAM	7
2.1	Constelações θ -QAM	8
2.1.1	Energia Média por Símbolo	9
2.2	Avaliação da SER em Canais AWGN	10
2.3	Otimização de Constelações θ -QAM	11
2.3.1	Mapeamento de <i>Bits</i> e Avaliação da BER de Constelações θ -QAM	15
2.4	Seleção do Valor Ótimo do Ângulo θ	19
2.5	Considerações Finais	22
3	Canais com Desvanecimento Generalizado	23
3.1	A Distribuição κ - μ	25
3.2	Avaliação de Desempenho de Sistemas de Comunicações Sujeitos ao Des- vanecimento κ - μ	29
3.3	Estimadores dos Parâmetros κ e μ	30
3.4	Considerações Finais	33
4	Um Esquema de Modulação Adaptativa Baseado em Constelações θ-QAM	34
4.1	Modelo do Sistema	35
4.2	Esquema de Modulação Adaptativa Baseado em Constelações θ -QAM .	37
4.2.1	BER de Sistemas θ -QAM com Adaptação Dinâmica do Ângulo θ	40

4.2.2	Avaliação de Desempenho e Resultados	41
4.3	Considerações Finais	51
5	Diversidade de Modulação em Canais com Desvanecimento Nakagami- <i>m</i>	53
5.1	Diversidade de Modulação	54
5.2	Seleção do Valor Ótimo do Ângulo de Rotação ϕ em Canais Nakagami- <i>m</i>	58
5.2.1	Fórmula exata da PEP	61
5.2.2	Fórmula aproximada da PEP utilizando a técnica de quadratura gaussiana	62
5.2.3	Fórmula aproximada da PEP com o limitante de Chernoff . . .	63
5.2.4	Fórmula aproximada da PEP com um limitante exponencial . .	64
5.2.5	Análise de Desempenho de Sistemas θ -QAM com DM em Canais Nakagami- <i>m</i>	68
5.3	Aplicação da Expressão da PEP Proposta: Utilização da Técnica de DM em Sistemas de Modulação Adaptativa	74
5.4	Considerações Finais	79
6	Diversidade de Modulação em Canais com Desvanecimento κ-μ	81
6.1	Seleção do Valor Ótimo do Ângulo de Rotação ϕ em Canais κ - μ	82
6.1.1	Fórmula Exata da PEP	83
6.1.2	Fórmula Baseada em Séries	84
6.1.3	Limitantes Inferiores	86
6.1.4	Limitantes Superiores	87
6.1.5	Avaliação de Desempenho dos Limitantes da PEP	88
6.2	Análise de Desempenho de Sistemas de DM em Canais κ - μ	89
6.2.1	Avaliação do Tempo de Execução das Aproximações da PEP para Canais κ - μ	92
6.2.2	Avaliação da SER do Sistema de DM em Canais κ - μ	93
6.3	Avaliação de Desempenho da Técnica de DM em Canais com Correlação Temporal	95
6.3.1	Geração de um Canal com Desvanecimento κ - μ com Correlação Temporal	96
6.3.2	Desempenho do Sistema em Canais com Correlação Temporal .	100

6.4	Avaliação de Desempenho da Técnica de DM Sujeita a Erros de Estimaco de Canal	105
6.4.1	Algoritmos de Estimaco	106
6.4.2	Avaliaco do Ângulo Ótimo de Rotaco Considerando Erros de Estimaco de Canal	107
6.5	Avaliaco de Desempenho da Técnica de Diversidade de Modulaco em Canais Seletivos em Frequncia Utilizando Receptores MRC	111
6.6	Consideraces Finais	118
7	Otimizaco de Sistemas de Diversidade Cooperativa	120
7.1	Modelo do Sistema	122
7.2	SEP dos Sistemas θ -QAM Cooperativos em Canais κ - μ	125
7.3	Otimizaco do Mapeamento de Constelaes de Sinais em Sistemas Cooperativos	130
7.3.1	Avaliaco de Desempenho das Constelaes Otimizadas	136
7.4	Consideraces Finais	141
8	Concluso e Propostas para Continuaco do Trabalho	144
8.1	Principais Contribuies	145
8.2	Propostas para Continuaco do Trabalho	148
8.3	Lista de Publicaces	149

Capítulo 1

Introdução

Os efeitos do desvanecimento provocado por múltiplos percursos de propagação de sinais eletromagnéticos levam à degradação do desempenho dos sistemas de comunicações digitais sem fio. Diversas técnicas têm sido propostas para combater o desvanecimento, melhorando assim o desempenho desses sistemas. Entre elas merecem destaque as técnicas de diversidade [1–4], por sua eficiência e baixo custo.

A recepção em diversidade consiste em aproveitar a redundância do sinal transmitido de forma que múltiplas cópias do sinal original sejam transmitidas por percursos independentes e assim experimentem diferentes níveis de desvanecimento e interferência. Quando combinadas apropriadamente na recepção, as diversas réplicas do sinal original geram um sinal cujos efeitos do desvanecimento podem ser amenizados. Exemplos clássicos dessas técnicas incluem a diversidade temporal [5], a diversidade em frequência [6] e a diversidade espacial [3].

Uma das principais formas de se obter diversidade temporal é a transmissão do mesmo sinal em intervalos de tempo diferentes, em que a diferença temporal é maior que o tempo de coerência do canal. A diversidade temporal não requer um incremento na potência de transmissão do sinal, mas causa a redução da taxa de transmissão do sistema, uma vez que utiliza diversos intervalos de tempo para transmitir uma única informação [7]. A diversidade temporal pode ainda ser alcançada por meio do uso de codificadores e entrelaçadores.

Na diversidade em frequência o mesmo sinal de banda estreita é transmitido por meio de portadoras que operam em diferentes frequências. As frequências dessas portadoras são separadas pela largura de banda de coerência do canal. Assim, os sinais transmitidos são menos afetados por algumas intempéries dos canais sem fio, como o

efeito de seletividade em frequência.

A diversidade espacial combina múltiplas antenas de transmissão ou de recepção, formando arranjos de antenas [8–10]. Os elementos do arranjo são dispostos de forma que fiquem separados por uma distância suficiente para tornar os sinais captados descorrelacionados. Esse esquema não requer acréscimos na potência de transmissão ou na largura de banda utilizada pelo sistema.

A combinação dos diversos sinais recebidos aumenta a relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise Ratio* – SNR) no receptor em comparação aos sistemas com uma única antena, levando à redução da probabilidade de erro de *bit* (*Bit Error Probability* – BEP) do sistema. Esse incremento na SNR é denominado ganho de diversidade e seu valor depende da técnica de combinação utilizada. Diversas técnicas de combinação estão disponíveis na literatura [7], como as baseadas na seleção dos sinais recebidos (*e.g.*, seleção pura e por limiar), as que realizam uma soma ponderada dos sinais recebidos com base nos ganhos dos canais (*e.g.*, ganho igual e máxima razão), além dos esquemas híbridos que utilizam diferentes técnicas em conjunto. Além disso, códigos espaço-temporais podem também ser aplicados para permitir a transmissão e a combinação de múltiplas cópias redundantes do mesmo sinal de forma a compensar os efeitos destrutivos do desvanecimento e do ruído contidos nos canais de comunicações [3].

A diversidade espacial pode ainda ser alcançada por meio da cooperação entre múltiplos terminais espacialmente distribuídos, emulando um arranjo virtual de antenas [11]. Esse esquema é denominado diversidade cooperativa [12], pois diversos terminais de uma rede cooperam uns com os outros para melhorar o desempenho global das transmissões. Assim, um nó origem que deseje transmitir dados para um nó destino pode se beneficiar de outros nós em sua vizinhança (nós *relays*) para realizar o reencaminhamento de cópias do sinal original ao destino [13,14]. O nó destino então realiza a combinação apropriada de todos os sinais recebidos para obter um ganho de diversidade.

Em [12] diversos protocolos para diversidade cooperativa são propostos. Entre eles merecem destaque os protocolos amplifique e encaminhe (*Amplify-and-Forward* – AF) [12, 15] e decodifique e encaminhe (*Decode-and-Forward* – DF) [12, 16]. No protocolo AF os nós *relay* recebem os sinais transmitidos, os amplificam (de acordo com restrições de potência) e os retransmitem. Por outro lado, no protocolo DF os sinais são decodificados e recodificados antes da retransmissão. Nesse caso, um esquema de detecção de erros precisa estar disponível nos *relays* (*e.g.*, *Cyclic Redundancy Check*

– CRC) de forma que não ocorra a propagação de erros ao nó destino. Assim, caso um erro seja detectado, o nó origem precisa ser informado sobre esse fato para que possa proceder a retransmissão dos dados.

Algumas pesquisas constataram que a mudança no mapeamento de símbolos das constelações de sinais [11, 17], ou a mudança da estrutura das constelações [18, 19], pode melhorar significativamente o desempenho dos sistemas de comunicação cooperativos. Dessa forma, torna-se necessário realizar a investigação de outras técnicas que permitam otimizar a estrutura das constelações de sinais e seu mapeamento.

O esquema de modulação θ -QAM [20, 21] (*Theta Quadrature Amplitude Modulation*) representa uma família de esquemas de modulação em quadratura, parametrizada pelo parâmetro θ , cujos símbolos adjacentes são vértices de triângulos isósceles (com o ângulo desigual θ podendo assumir diferentes valores). A mudança do ângulo θ permite gerar diferentes constelações de sinais. Essa característica pode ser aproveitada para melhorar o desempenho das técnicas de diversidade. Adicionalmente, o esquema de modulação θ -QAM é utilizado como base para aumentar os ganhos de desempenho obtidos com esquemas de modulação adaptativa, criando uma nova dimensão no processo de adaptação, pois além da mudança dinâmica da densidade das constelações, é realizada a mudança de sua estrutura interna.

Por fim, outra importante técnica de diversidade utilizada consiste em introduzir redundância pela escolha criteriosa de um ângulo de rotação (denominado ϕ), combinado com o entrelaçamento independente das componentes dos símbolos transmitidos [22, 23]. O entrelaçamento das componentes cria uma independência entre as componentes do sinal, fazendo com que o desvanecimento as afete de forma desigual. Além disso, a rotação da constelação faz com que as projeções dos sinais não colidam quando eles estão sujeitos ao desvanecimento, minimizando o número de detecções erradas de símbolos. A técnica apresenta um bom desempenho quando o canal de comunicações está sujeito aos efeitos do desvanecimento plano [22, 23]. Essa técnica é denominada diversidade de modulação (DM) [24–26], porém ela também é conhecida como rotação de constelações [27–29] e diversidade de espaço de sinais [30–32].

1.1 Objetivo da Tese

Cada técnica de diversidade possui diferentes características em termos de complexidade, desempenho e ganho. Nesta tese, as técnicas de diversidade de modulação e

de diversidade cooperativa são exploradas.

O desempenho das técnicas de diversidade é avaliado considerando a utilização do esquema parametrizado de modulação θ -QAM, bem como é realizada a otimização da estrutura interna da constelação (ângulo θ) e de parâmetros de operação do sistema, como o ângulo de rotação da constelação e o mapeamento dos símbolos. Além disso, aproximações adequadas para o cálculo das taxas de erro de símbolo e de *bit* desses esquemas são deduzidas. As avaliações são realizadas considerando os modelos de desvanecimento Nakagami- m e κ - μ [33] para o canal de comunicações.

Adicionalmente, o desempenho de sistemas de modulação adaptativa baseados em constelações θ -QAM é avaliado. Nesse sistema a ordem das constelações de sinais e o valor do ângulo θ são modificados dinamicamente de acordo com as condições do canal. Além disso, esse sistema é combinado com o sistema de diversidade de modulação, visando potencializar os ganhos fornecidos pelo uso dos esquemas de modulação adaptativa, da diversidade de modulação e das constelações θ -QAM.

1.2 Principais Contribuições da Tese

Entre as principais contribuições obtidas merecem destaque as seguintes: desenvolvimento de uma expressão para avaliação do valor ótimo do ângulo θ em função da SNR; desenvolvimento e avaliação de um sistema de modulação adaptativa baseado no uso dos esquemas θ -QAM em diferentes condições de desvanecimento, utilizando o modelo de desvanecimento κ - μ ; avaliação de desempenho da técnica de diversidade de modulação e de seus parâmetros de operação em canais Nakagami- m e κ - μ usando diferentes expressões analíticas propostas nesta tese; combinação dos esquemas de modulação adaptativa e de diversidade de modulação a fim de melhorar o desempenho do sistema; avaliação do desempenho de técnica de diversidade de modulação, em canais sujeitos à correlação temporal e aos erros de estimação do canal; avaliação da técnica de diversidade de modulação em canais κ - μ combinada com um esquema de diversidade espacial baseado em um receptor de razão máxima de combinação (*Maximum-ratio Combining* – MRC); desenvolvimento de uma expressão para avaliar a probabilidade de erro de símbolos de sistemas θ -QAM com diversidade cooperativa em canais κ - μ ; e otimização de sistemas de diversidade cooperativa por meio da técnica de rearranjo de constelações.

1.3 Organização do Texto

O texto está organizado em oito capítulos que apresentam aspectos teóricos de tópicos relacionados aos assuntos da tese bem como os resultados obtidos.

O Capítulo 2 aborda os principais aspectos das constelações θ -QAM, uma família de esquemas de modulação em quadratura parametrizado. O θ -QAM representa uma generalização dos esquemas de modulação em quadratura, que inclui as constelações quadradas (*Square Quadrature Amplitude Modulation* – SQAM) e triangulares (*Triangular Quadrature Amplitude Modulation* – TQAM) como casos especiais. As expressões analíticas para o cálculo das taxas de erro de símbolo (*Symbol Error Rate* – SER) e de *bit* (*Bit Error Rate* – BER) em canais com ruído aditivo gaussiano branco (*Additive White Gaussian Noise* – AWGN) são apresentadas. É realizada uma avaliação dos valores ótimos do ângulo θ de acordo com a SNR do canal, bem como é proposta uma expressão analítica para a obtenção destes valores dinamicamente, de acordo com a SNR. Um comparativo entre o uso de esquemas de adaptação dinâmica de θ e de constelações TQAM e SQAM também é realizado.

No Capítulo 3 são apresentados conceitos relativos à distribuição de desvanecimento κ - μ , bem como sua formulação matemática. Essa distribuição é completamente caracterizada em termos de parâmetros físicos mensuráveis, além de permitir uma maior flexibilidade na modelagem das flutuações do desvanecimento em canais sem fio. Além disso, essa distribuição permite modelar o comportamento de campos de espalhamento não homogêneos, provendo um bom ajuste aos dados experimentais (particularmente para valores baixos da amplitude do desvanecimento). Nesse capítulo foi ainda realizada a avaliação de um estimador baseado em momentos dos parâmetros do desvanecimento do canal κ - μ . Esses estimadores são importantes para permitir aos sistemas de comunicações ter ciência sobre as condições do canal, adaptando assim suas configurações.

Um esquema de modulação adaptativa baseado em constelações θ -QAM é descrito no Capítulo 4. Os esquemas de modulação adaptativa são uma alternativa para aumentar a eficiência espectral dos sistemas de comunicações, considerando restrições na taxa de erro de *bit* média do sistema. No capítulo são discutidos aspectos do projeto do sistema proposto e de seus parâmetros de operação. Com o uso desse sistema, ganhos no desempenho do sistema foram obtidos em altos valores de relação sinal-ruído. O sistema é avaliado considerando canais com desvanecimento κ - μ em diferentes cenários

de desvanecimento.

Nos Capítulos 5 e 6 a técnica de diversidade de modulação em canais com desvanecimento Nakagami- m e κ - μ , respectivamente, é descrita e avaliada utilizando constelações θ -QAM . O desempenho da técnica de diversidade de modulação é avaliado com o uso de simulações de Monte Carlo e com diferentes expressões analíticas propostas nesta tese. Os parâmetros de operação do sistema são otimizados utilizando as expressões propostas. Além disso, o desempenho da técnica foi avaliado em canais sujeitos a correlação temporal, a erros de estimação de canal e a canais seletivos em frequência, cujos efeitos são mitigados com o uso de um receptor MRC.

O Capítulo 7 discute a otimização de sistemas de diversidade cooperativa com a técnica de rearranjo de constelações utilizando canais κ - μ . Uma fórmula para o cálculo da SER de sistemas de diversidade cooperativa baseados no esquema DF sem rearranjo de constelações é deduzida. Além disso, um algoritmo híbrido de busca é utilizado para realizar a otimização do sistema cooperativo, proporcionando uma redução na taxa de erro de símbolos do sistema quando comparada com outras abordagens apresentadas na literatura, sem aumentar a complexidade do sistema cooperativo.

Por fim, no Capítulo 8 são apresentadas as conclusões do trabalho, sendo destacadas as principais contribuições da tese. Além disso, são discutidos alguns trabalhos a serem desenvolvidos como continuação desta pesquisa. Uma lista de publicações oriundas deste trabalho também é apresentada.

Capítulo 2

Esquemas Paramétricos de Modulação em Quadratura θ -QAM

O uso de esquemas de modulação de ordem elevada é um dos métodos mais comuns para aumentar a taxa de transmissão em sistemas de comunicações sem impor novos requisitos em relação à largura de banda utilizada. Consideráveis esforços têm sido empregados com o intuito de estabelecer constelações para esquemas de modulação em quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation* – QAM) com probabilidade de erro mínima e com restrições na potência média de transmissão [19, 34–36].

Por meio do uso de técnicas de otimização e de simulações, foi demonstrado que constelações QAM formadas por grades de triângulos equiláteros (TQAM) apresentam ganhos de até 0,5 dB em termos da SER em relação às constelações QAM convencionais em canais AWGN [34, 37–39]. Entretanto, constelações triangulares apresentam uma importante desvantagem: o mapeamento ótimo de sequências binárias e de símbolos da constelação não pode ser realizado, como ocorre em constelações quadradas (SQAM), resultando em uma penalidade de codificação Gray (deteriorando a BER média do sistema).

No entanto, em [20, 21], os autores verificaram que, para valores específicos de SNR, as menores taxas de erro nas transmissões são obtidas por estruturas diferentes de constelações triangulares. Dessa forma, uma generalização dos esquemas de modulação em quadratura (que inclui as constelações SQAM e TQAM como casos especiais) foi proposta por esses autores, gerando uma família de esquemas paramétricos de modulação em quadratura, chamada θ -QAM. Este capítulo apresenta informações sobre os esquemas de modulação θ -QAM, suas expressões analíticas e uma análise relativa aos seus

parâmetros ótimos de configuração.

2.1 Constelações θ -QAM

Assim como ocorre nas demais constelações de sinais, as constelações θ -QAM são representações geométricas formadas por M pares (x_i, y_j) dispostos em um plano cartesiano cujos eixos ortogonais representam as componentes em fase e em quadratura do sinal transmitido. Especificamente cada par representa um símbolo transmitido $s_{i,j}$. A distância euclidiana entre os símbolos vizinhos mais próximos é $2d$, com o valor de d dependendo da ordem da modulação M e da energia média da constelação E_{AV} .

Na família de constelações θ -QAM os símbolos são vértices de triângulos isósceles. O ângulo desigual dos triângulos isósceles, denominado θ , afeta a distância euclidiana de símbolos não adjacentes. Por exemplo, para o caso da constelação TQAM (que pertence à família θ -QAM, com $\theta = \pi/3$) a energia média por símbolo é menor que em constelações SQAM ($\theta = \pi/2$), levando à redução da SER para um mesmo valor de E_{AV} (por conta do incremento na distância euclidiana entre os símbolos).

A Figura 2.1 ilustra uma constelação θ -QAM ($M = 16$), com os símbolos posicionados de acordo com um valor arbitrário de θ . Na figura, os círculos cheios representam os símbolos da constelação e as linhas tracejadas indicam os triângulos isósceles formados por esses símbolos. A localização do ângulo θ também é apresentada.

As coordenadas (x_i, y_j) dos símbolos de uma constelação θ -QAM M -ária (denotados $s_{i,j}$) são obtidas com a seguinte expressão [21]

$$s_{i,j} = (x_i, y_j) = \left(\left[2(j-1) + 1 - \sqrt{M} \right] d + [2 \bmod(i, 2) - 1] \frac{a}{2}, \right. \\ \left. - \left[2(i-1) + 1 - \sqrt{M} \right] \frac{b}{2} \right), \quad (2.1)$$

em que $i = 1, \dots, \sqrt{M}$, $j = 1, \dots, \sqrt{M}$, com $M = 4^k$ e $k \in \mathbb{Z}^+$, $\bmod(a, b)$ representa o resto da divisão inteira de a por b , $2d$ é a distância euclidiana entre símbolos vizinhos mais próximos, $a = 2d \cos \theta$ e $b = 2d \sin \theta$. O ângulo θ pode assumir valores no intervalo $(0, \pi)$. Entretanto, de forma a manter a simetria da constelação, somente ângulos até o valor $\pi/2$ são considerados.

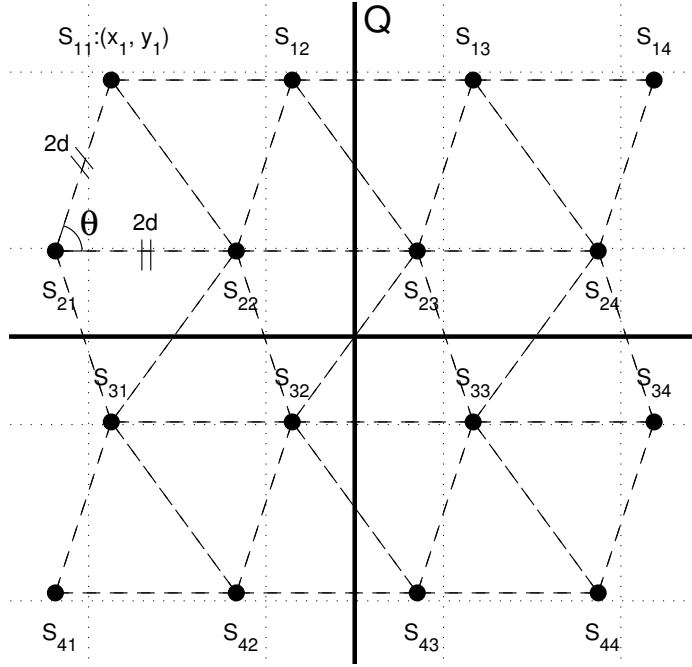


Figura 2.1: Exemplo de constelação θ -QAM. O ângulo θ dos triângulos isósceles formados pela constelação é apresentado.

2.1.1 Energia Média por Símbolo

Tomando por base a Fórmula 2.1, é possível calcular a energia média por símbolo de constelações θ -QAM usando [21]:

$$E_{AV} = \frac{2}{M} \sum_{i=0}^{\sqrt{M}-1} \sum_{j=0}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \left\{ \left[\left(2i + 1 - \sqrt{M} \right) d - \frac{a}{2} \right]^2 + \left[(2j + 1) \frac{b}{2} \right]^2 \right\}. \quad (2.2)$$

Após as simplificações, a Fórmula 2.2 é reduzida a

$$E_{AV} = [3M + (4 - M) \cos(2\theta)] d^2 / 6, \quad (2.3)$$

que pode ser solucionada em relação a d , obtendo-se

$$d = \sqrt{6E_{AV} / [3M + (4 - M) \cos(2\theta)]}. \quad (2.4)$$

Com a Fórmula 2.4 é possível definir a distância entre símbolos vizinhos mais próximos em constelações θ -QAM para um dado valor de energia média igual a E_{AV} , necessária para definir a posição dos pontos da constelação.

2.2 Avaliação da SER em Canais AWGN

A análise da SER de constelações θ -QAM demanda o estudo de suas regiões de decisão. Em constelações θ -QAM existem sete diferentes tipos de regiões de decisão [40]. Essas regiões são denotadas R_1, R_2, \dots, R_7 . As formas dessas regiões independem da ordem da modulação (somente o número de repetições muda com o valor de M). O número de repetições de cada região de decisão N_{R_i} para a i -ésima região, é dado por [40]: $N_{R_1} = (\sqrt{M} - 2)^2$, $N_{R_2} = 2(\sqrt{M} - 2)$, $N_{R_3} = \sqrt{M} - 2$, $N_{R_4} = N_{R_5} = N_{R_6} = 2$ e $N_{R_7} = \sqrt{M} - 4$. A Figura 2.2 apresenta um exemplo de constelação θ -QAM ($M = 16$) e de suas regiões de decisão (na figura, apenas seis regiões de decisão são apresentadas, visto que $N_{R_7} = \sqrt{M} - 4 = 0$).

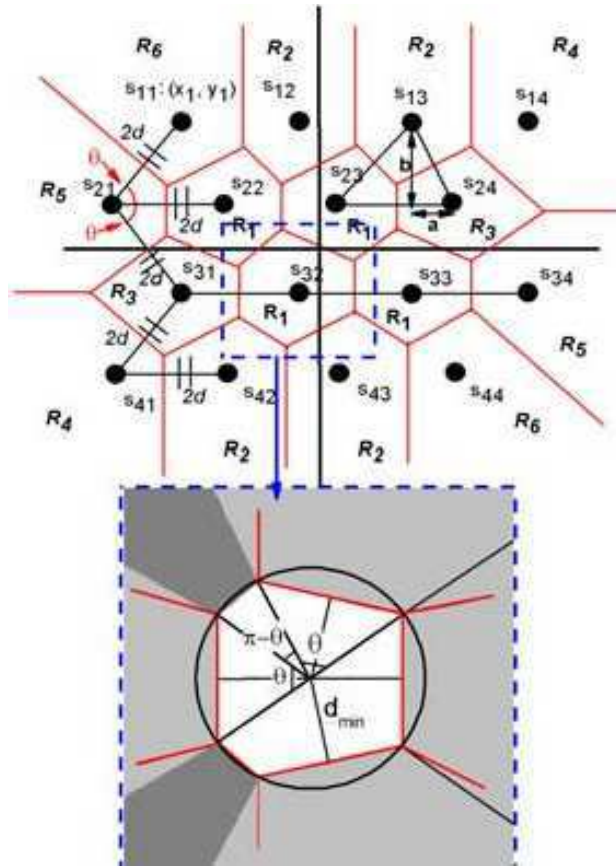


Figura 2.2: Regiões de decisão de uma constelação θ -QAM [21].

A SER das constelações θ -QAM pode ser avaliada pelo cálculo da média das probabilidades de ocorrência de erros de símbolo em cada região de decisão R_p . Um erro de símbolo ocorre quando o símbolo recebido \mathbf{r} não está contido na região de decisão

do símbolo transmitido \mathbf{s}_p . Logo,

$$P_e = \frac{1}{M} \sum_{p=1}^M \left(\int_{\overline{R}_p} f(\mathbf{r}|\mathbf{s}_p) d\mathbf{r} \right), \quad (2.5)$$

em que $f(\mathbf{r}|\mathbf{s}_p)$ representa a função densidade de probabilidade (fdp) do sinal recebido \mathbf{r} condicionado ao símbolo transmitido \mathbf{s}_p e \overline{R}_p representa o complemento da região de decisão R_p em relação a \mathbb{R}^2 .

Em [21] a probabilidade de erro para cada região foi calculada com o uso de coordenadas cilíndricas. Por exemplo, a região \overline{R}_1 foi dividida em setores (conforme apresentado na Figura 2.2) que são utilizados como parâmetros para o cálculo da probabilidade de erro. Assim, a probabilidade de erro total para essa região é

$$P_{R_1} = 4 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} \int_{\frac{d}{\sin \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + 2 \int_{\theta}^{\pi-\theta} \int_{\frac{d \sin \theta}{\sin \Phi \cos \frac{\theta}{2}}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi, \quad (2.6)$$

em que $g(r) = \frac{1}{\pi N_0} e^{-\frac{1}{N_0} r^2}$, com N_0 representando a densidade espectral de potência unilateral do ruído em canais AWGN.

As demais regiões de decisão podem ser avaliadas de forma análoga. No entanto, o cálculo do número de regiões de decisão realizado em [21] foi revisto em [40]. A Fórmula 2.7 mostra o cálculo da probabilidade de erro relativa a cada uma das regiões de decisão das constelações θ -QAM. Além disso, após todas as manipulações matemáticas, a expressão para o cálculo da SER $P_S(\gamma, \theta, M)$ pode ser reescrita conforme a Fórmula 2.8, em que $\gamma = E_{AV}/N_0$ é a SNR média, $\delta = d/\sqrt{E_{AV}}$, $\csc(\cdot) = 1/\sin(\cdot)$, $c_1 = 1/(2\pi M)$, $c_2 = 4(\sqrt{M} - 2)(\sqrt{M} - 1)$, $c_3 = \sqrt{2}(\sqrt{M} - 1)$, $c_4 = 4\sqrt{M}$, $c_5 = 4(\sqrt{M} - 2)$ e $c_6 = 2(\sqrt{M} - 2)$.

2.3 Otimização de Constelações θ -QAM

Em sistemas de comunicações, a configuração ótima das constelações de sinais (em termos da eficiência de transmissão) é normalmente desconhecida. Nesse contexto, foi realizada uma análise do desempenho da família de constelações θ -QAM para diferentes valores de SNR e ordem de modulação. Essa análise visa obter os valores ótimos para

$$\begin{aligned}
P_{R_2} &= \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + \int_{\theta}^{\pi-\theta} \int_{\frac{d \text{ sen } \theta}{\text{sen } \Phi \cos \frac{\theta}{2}}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + 2 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi, \\
P_{R_3} &= \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + 2 \int_{\theta}^{\pi-\theta} \int_{\frac{d \text{ sen } \theta}{\text{sen } \Phi \cos \frac{\theta}{2}}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + 2 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+2\theta}{2}} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi, \\
P_{R_4} &= \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+2\theta}{2}} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + \int_{2\theta}^{\pi} \int_{\frac{2d \text{ sen } \theta}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi, \\
P_{R_5} &= \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+2\theta}{2}} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + \int_{2\theta}^{\pi} \int_{\frac{2d \text{ sen } \theta}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi, \\
P_{R_6} &= \int_{\theta}^{\pi-\theta} \int_{\frac{d \text{ sen } \theta}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + 2 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi, \\
P_{R_7} &= \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + 2 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+2\theta}{2}} \int_{\frac{d}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi + 2 \int_{2\theta}^{\pi} \int_{\frac{2d \text{ sen } \theta}{\text{sen } \Phi}}^{\infty} g(r) r dr d\Phi \tag{2.7}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_S(\gamma, \theta, M) &= \frac{1}{M} (N_{R_1} P_{R_1} + N_{R_2} P_{R_2} + N_{R_3} P_{R_3} + N_{R_4} P_{R_4} + N_{R_5} P_{R_5} + N_{R_6} P_{R_6} + N_{R_7} P_{R_7}), \\
&= c_1 \left\{ c_2 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} \exp(-\gamma \delta^2 \csc^2 \Phi) d\Phi + c_3^2 \int_{\theta}^{\pi-\theta} \exp\left(-\gamma \delta^2 \csc^2 \Phi \sec^2 \frac{\theta}{2} \text{sen}^2 \theta\right) d\Phi \right. \\
&\quad + c_4 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} \exp(-\gamma \delta^2 \csc^2 \Phi) d\Phi + c_5 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+2\theta}{2}} \exp(-\gamma \delta^2 \csc^2 \Phi) d\Phi \\
&\quad \left. + c_6 \int_{2\theta}^{\pi} \exp(-4\gamma \delta^2 \csc^2 \Phi \text{sen}^2 \theta) d\Phi \right\}. \tag{2.8}
\end{aligned}$$

o ângulo θ por meio do processo de minimização da Fórmula 2.8. O algoritmo de busca *Simplex* de Nelder-Mead [41] foi utilizado na minimização. Os resultados obtidos coincidem com os apresentados em [21].

Os valores ótimos do ângulo θ (considerando a SER do sistema), para vários valores de SNR e de ordem de modulação ($M = 16, 64, 256$ e 1024) em canais AWGN são apresentados na Figura 2.3. A curva para $M = 4$ foi omitida porque a diferença entre

a SER de seus ângulos ótimos e das constelações SQAM é desprezível (logo, quando esta ordem de modulação é utilizada, o uso de esquemas SQAM é mais vantajoso).

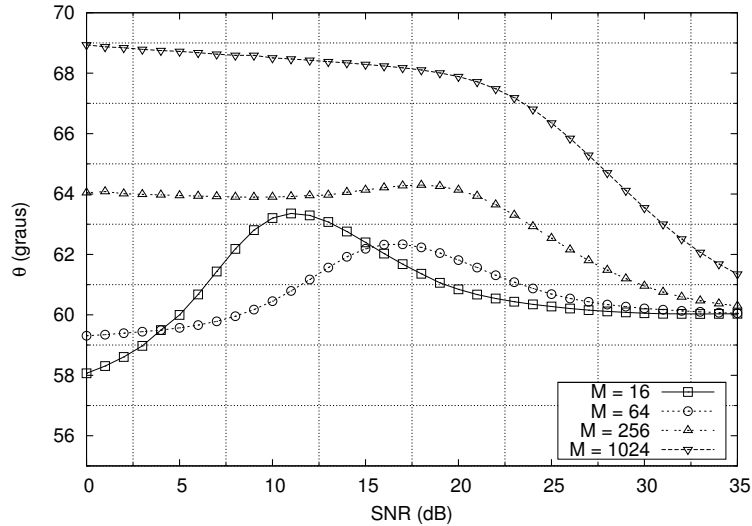
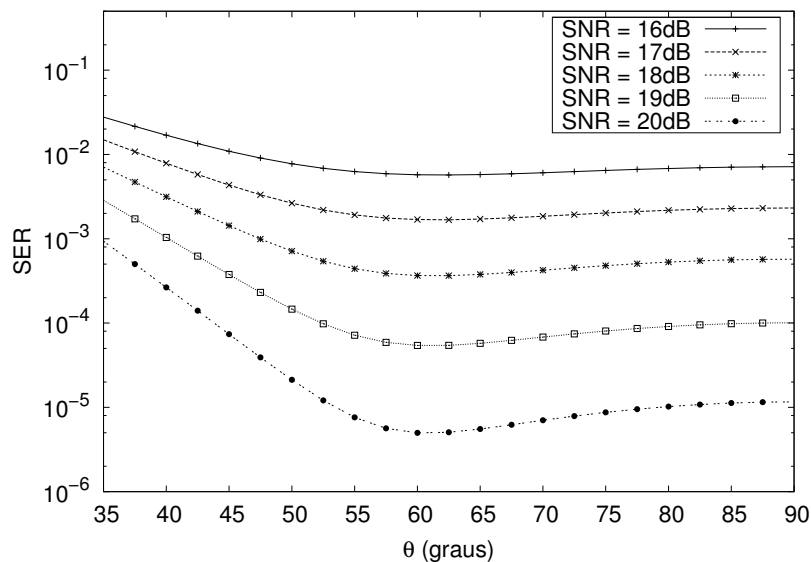


Figura 2.3: Curvas dos valores ótimos do ângulo θ (considerando a SER do sistema) para vários valores de SNR e de ordem de modulação em canais AWGN.

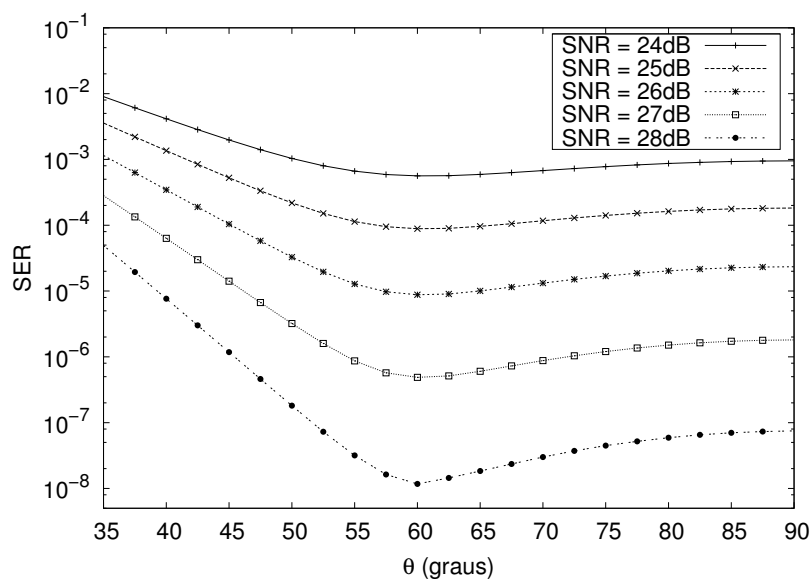
Como pode ser observado na Figura 2.3, quanto maior a ordem M da modulação, maior também é a variação dos valores ótimos de θ . Além disso, o ângulo ótimo tende a $\pi/3$ (TQAM) em altos valores de SNR, independentemente da ordem da modulação. Isso ocorre porque, para constelações TQAM, as regiões de decisão da parte interna da constelação formam hexágonos regulares, o que provê uma cobertura ótima da área da constelação. Por outro lado, as regiões de decisão localizadas nas bordas da constelação não formam hexágonos regulares, levando a um incremento na SER quando a SNR é baixa (pois as regiões de decisão não incluem a maior parte da distribuição gaussiana).

A Figura 2.4 apresenta a SER para diversos valores do ângulo θ . Como pode ser visto, o valor de θ exerce uma influência significativa nos sistemas de comunicações em altos valores de SNR. Por exemplo, para $M = 16$ (Figura 2.4(a)) e uma SNR de 20 dB, a SER do sistema varia entre 10^{-3} e 4×10^{-6} de acordo com o valor de θ . Entretanto, em baixos valores de SNR (como, por exemplo, com uma SNR de 16 dB) a variação se torna menos significativa (a SER varia entre aproximadamente 3×10^{-2} e 6×10^{-3}). Esse mesmo fenômeno pode ser observado em sistemas que utilizam constelações de ordem elevada, como $M = 64$ (Figura 2.4(b)), em que a influência do parâmetro θ se torna mais significativa em elevados valores de SNR (como com uma SNR de 28 dB) do que em baixos valores de SNR (como com uma SNR de 24 dB). Em ambas as Figuras 2.4(a)

e 2.4(b), é possível verificar que, considerando os valores de SNR avaliados, o ângulo ótimo tende ao valor de $\theta = \pi/3$ (60°), conforme pode ser confirmado pela observação da Figura 2.3.



(a) $M=16$



(b) $M=64$

Figura 2.4: Curvas de SER de uma constelação θ -QAM para vários valores de SNR em função do ângulo θ em um canal AWGN.

2.3.1 Mapeamento de *Bits* e Avaliação da BER de Constelações θ -QAM

Apesar de algumas constelações da família θ -QAM exibirem, sob ruído AWGN, valores de SER inferiores aos dos sistemas SQAM clássicos, o mesmo fenômeno não ocorre em todos os casos na avaliação da BER. Isso ocorre porque em constelações θ -QAM a codificação Gray não é possível para qualquer θ , uma vez que existem mais de quatro vizinhos em torno de cada símbolo em esquemas com regiões hexagonais. Na codificação Gray, a associação dos símbolos às sequências binárias da constelação é realizada de forma que os *bits* associados a símbolos vizinhos localizados a uma distância $2d$ apresentem uma distância de Hamming unitária, criando uma equivalência entre a ocorrência de um erro de símbolo e de *bit* para símbolos vizinhos. Qualquer outro esquema de mapeamento gera um número de erros de *bits* maior que o número de erros de símbolos para regiões vizinhas. Dessa forma, a codificação Gray é o esquema de mapeamento ótimo em termos de BER para constelações de sinais SQAM [42].

Um esquema de mapeamento de *bits* para constelações TQAM foi proposto em [39], e é intitulado nesta tese Mapeamento Iterativo de Linhas e Colunas (MILC). Esse esquema também pode ser aplicado a constelações θ -QAM e apresenta desempenho ótimo para $\theta > \pi/3$.

Nesse método, os símbolos da constelação são agrupados de forma que o conjunto de símbolos mais à esquerda da constelação (denotados coluna 1) têm seus *bits* mais significativos igualmente definidos. O mesmo ocorre para seus vizinhos à direita (coluna 2) e assim o processo continua sucessivamente até que não restem mais símbolos sem os *bits* mais significativos mapeados. O mesmo processo ocorre para o mapeamento dos *bits* menos significativos dos símbolos situados na parte superior da constelação (linha 1) até os símbolos da parte inferior. Dessa forma, o mapeamento dos símbolos ocorre de forma similar ao agrupamento de uma tabela, organizados em forma de linhas e colunas. A Figura 2.5 apresenta um exemplo de mapeamento realizado com o uso da técnica MILC em uma constelação θ -QAM com $M = 16$ e $\theta = \pi/3$.

Como pode ser visto na figura, os *bits* menos significativos estão associados às linhas e os mais significativos às colunas. É possível ainda verificar na figura que o mapeamento ilustrado não é perfeito (*i.e.*, a distância de Hamming entre os pares de símbolos vizinhos não é unitária).

Dado que a codificação Gray não é possível para constelações θ -QAM, há uma

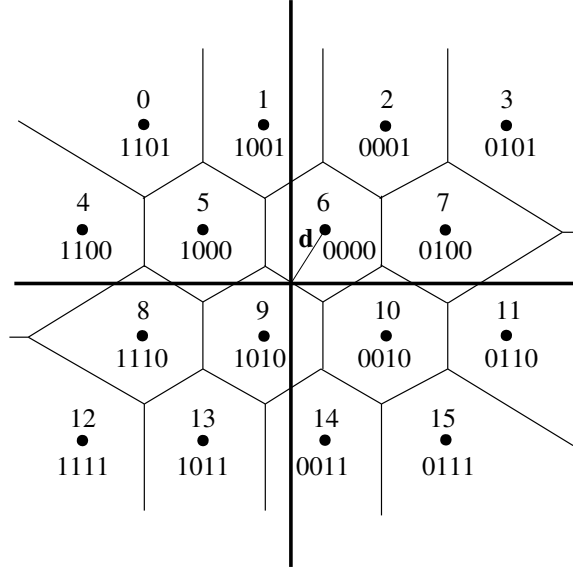


Figura 2.5: Constelação θ -QAM com $M = 16$ e $\theta = \pi/3$, suas regiões de decisão e mapeamento de símbolos de acordo com o método MILC.

penalidade na BER do sistema. De forma a medir o grau de eficiência dos mapeamentos em constelações de símbolos, Smith [43] propôs uma métrica para representar a penalidade causada pelo mapeamento dos *bits* em constelações de sinais, chamada de penalidade de codificação Gray (*Gray Coding Penalty* – GCP).

A GCP pode ser definida como o número médio de *bits* diferentes entre símbolos vizinhos, definido por [38]

$$G_P = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M G_P^{s_i} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \frac{\sum_{j=1}^{N(s_i)} B_d(s_i, s_j)}{N(s_i)}, \quad (2.9)$$

em que s_i denota o i -ésimo símbolo da constelação, $G_P^{s_i}$ representa a GCP do símbolo s_i , $N(s_i)$ é o número de símbolos vizinhos a s_i e $B_d(s_i, s_j)$ é o número de *bits* diferentes entre s_i e seu vizinho s_j . Uma constelação SQAM com mapeamento Gray perfeito apresenta $G_P = 1$.

Dado um valor de GCP (G_P) e o valor da SER do sistema (P_S), a BER do sistema pode ser avaliada aproximadamente por [38]

$$P_B \simeq \frac{G_P}{\log_2 M} P_S, \quad (2.10)$$

em que P_S é a SER e P_B é a BER do sistema. No entanto, nem sempre é possível utilizar a Equação 2.9 para avaliar a penalidade sofrida (em termos de BER) para qualquer constelação θ -QAM, uma vez que os símbolos vizinhos não contribuem da mesma forma para a GCP (devido ao fato de os símbolos vizinhos estarem localizados a diferentes distâncias de um mesmo símbolo).

Em [21] os autores apresentaram uma técnica alternativa para obter a aproximação da BER para constelações θ -QAM, no qual consideraram que em altos valores de SNR os erros ocorrem muito próximos aos limiares de cada região de decisão do receptor. Assim, cada uma das integrais geradas para a avaliação da SER foi multiplicada (como uma aproximação) pelo número correspondente de *bits* diferentes entre regiões de decisão adjacentes. Dessa forma, esse método foi adaptado nesta tese considerando os coeficientes revisados, apresentados em [40]. Portanto, a BER de sistemas θ -QAM em canais AWGN (e considerando o uso do esquema de mapeamento MILC) pode ser calculada por meio da Fórmula 2.8 com a mudança dos seguintes coeficientes: $c_1 = 1/(2\pi M \log_2 M)$, $c_3 = 2(\sqrt{M} - 1)$ e $c_6 = 4(\sqrt{M} - 2)$. Os demais coeficientes (c_2 , c_4 e c_5), apresentados na Seção 2.2, permanecem inalterados.

Na Figura 2.6, a BER do esquema θ -QAM é apresentada. Como pode ser visto na figura, a aproximação é precisa, mesmo para valores médios e baixos de SNR (apesar da aproximação ser mais adequada para o uso com valores de SNR superiores a 15 dB). Na avaliação foi utilizado o esquema de mapeamento MILC [39].

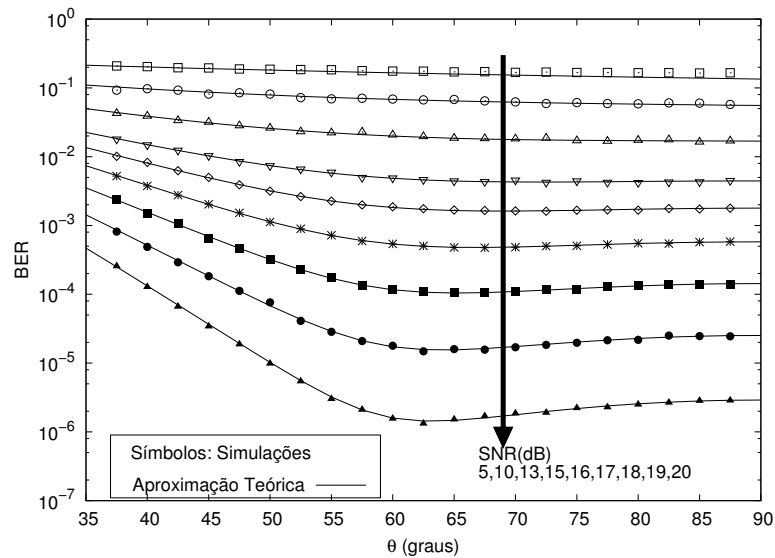


Figura 2.6: BER aproximada de uma constelação θ -QAM para vários valores do ângulo θ e $M = 16$ em um canal AWGN.

É possível verificar que o esquema TQAM ($\theta = \pi/3$) nem sempre atinge uma BER menor que aquela do esquema SQAM, como ocorre com a SER (o uso de constelações TQAM só se torna mais vantajoso a partir de uma SNR em torno de 15 dB). Para baixos valores de SNR (menores ou iguais a 10 dB) os esquemas SQAM apresentam valores de BER menores que os obtidos com os outros esquemas θ -QAM, exibindo diferenças da ordem de 10^{-2} , como apresentado nas curvas relativas aos valores de SNR de 5 e 10 dB na Figura 2.6 (Simulações). No entanto, é possível verificar que a diferença entre os valores de BER obtidos para diferentes valores de θ nas curvas de 5 e 10 dB não é significativa (só podendo ser verificada numericamente), permitindo que qualquer outro valor do parâmetro θ seja adotado nesses casos (como $\theta = \pi/3$).

Dessa forma, as constelações SQAM são ótimas quando os valores de SNR do canal são baixos. Esse fato pode ser confirmado na Figura 2.7, que apresenta os valores ótimos do ângulo θ (considerando a BER do sistema) para vários valores de SNR e de ordem de modulação em canais AWGN. Pela figura é possível verificar que os ângulos ótimos dos sistemas (em relação à SER) sempre tendem a 60° ($\pi/3$), fazendo com que as constelações TQAM sejam ótimas em elevados valores de SNR.

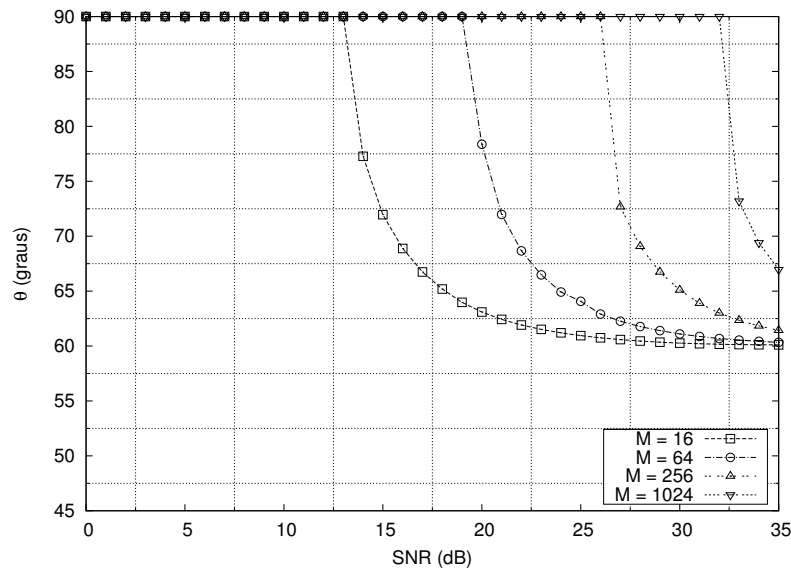


Figura 2.7: Curvas para obtenção dos valores ótimos do ângulo θ (considerando a BER do sistema) para vários valores de SNR e de ordem de modulação em canais AWGN.

Por possibilitarem o uso de codificação Gray perfeita, as constelações SQAM levam vantagem sobre diversas constelações θ -QAM em termos de BER. No entanto, conforme pode ser observado na Figura 2.7, para altos valores de SNR, a BER mínima

corresponde a um ângulo θ que tende a 60° , enquanto que para baixos valores de SNR a constelação ótima é a SQAM. Por outro lado, em valores intermediários de SNR, o valor ótimo de θ deve ser selecionado com vistas a fornecer um melhor desempenho ao sistema. Dessa forma, a seção a seguir apresenta uma nova expressão para a seleção dinâmica do ângulo θ , a ser utilizada na adaptação dinâmica de θ .

2.4 Seleção do Valor Ótimo do Ângulo θ

Para obter o valor do ângulo ótimo a ser adotado é necessário empregar algoritmos que determinem o valor de θ que minimize a BER do sistema. No entanto, o sistema proposto precisa determinar o valor de θ periodicamente durante as transmissões, inviabilizando a utilização de algoritmos de otimização para esse fim (por conta de seu longo tempo de execução). Por isso a obtenção do ângulo ótimo deve ser realizada com técnicas mais eficientes. Assim, uma nova expressão para a obtenção do valor ótimo de θ em função da SNR do canal é proposta.

Para estabelecer modelos que permitam obter o valor ótimo de θ é necessário utilizar como base os valores obtidos pelo processo de otimização. Diversas técnicas de interpolação e de ajuste de curvas podem ser adotadas para esse fim [44].

No entanto, aproximações para as curvas que representam o valor ótimo de θ em termos da BER do sistema (Figura 2.7), em geral, podem ser bastante complexas. Isso ocorre por conta da mudança brusca no valor do ângulo θ quando as constelações SQAM deixam de ser ótimas.

Dessa forma, a função $\theta(\gamma)$, que representa o valor ótimo do ângulo θ para uma dada SNR, é dividida em dois intervalos: (a) o primeiro, que se refere aos valores de SNR cuja constelação SQAM é ótima; e (b) o segundo, representado por uma aproximação analítica dos valores ótimos de θ . Dessa forma, diferentes expressões foram avaliadas com o intuito de obter uma aproximação adequada.

Diferentes classes de funções transcendentais foram verificadas, mas não apresentaram um ajuste adequado em relação às curvas apresentadas na Figura 2.7. Assim, polinômios e razões polinomiais de diferentes ordens foram avaliados para o ajuste de curvas utilizando a técnica dos mínimos quadrados não lineares [45], obtendo-se a

seguinte a expressão geral:

$$\theta(\gamma) \cong \begin{cases} \pi/2, & \gamma \leq \gamma_S \\ \frac{a_1\gamma^3 + a_2\gamma^2 + a_3\gamma + a_4}{\gamma^3 + b_1\gamma^2 + b_2\gamma + b_3} \cdot \frac{\pi}{180}, & \gamma > \gamma_S, \end{cases} \quad (2.11)$$

em que γ_S representa o valor de SNR a partir do qual as constelações SQAM deixam de ser ótimas, e $a_1, a_2, a_3, a_4, b_1, b_2$ e b_3 são os coeficientes da aproximação, obtidos por meio da técnica dos mínimos quadrados. A Tabela 2.1 apresenta os valores desses coeficientes, bem como do valor de γ_S obtidos para cada ordem de modulação.

Tabela 2.1: Valor de γ_S e dos coeficientes da aproximação de $\theta(\gamma)$.

M	γ_S	a_1	a_2	a_3	a_4	b_1	b_2	b_3
16	13,7	60,89	-2070	26310	-125100	-33,12	399,1	-1782
64	19,8	59,24	-3951	90560	-691100	-67,09	1551	-12010
256	26,0	65,33	-1340	-77,5	-2,634	-14,39	-181,4	-73,71
1024	32,1	64,41	-1751	-81,19	-2,042	-20,96	-227,8	-55,67

No processo de obtenção dos coeficientes foi utilizado como critério a minimização da raiz do erro médio quadrático (*Root Mean Square Error* – RMSE) [46]. Dessa forma, foi possível gerar boas aproximações para as curvas de $\theta(\gamma)$, confirmadas pelos baixos valores de RMSE obtidos: 0,01861, 0,06662, 0,01089 e 0,02192, para $M = 16, 64, 256$ e 1024, respectivamente. A Figura 2.8 ilustra as aproximações obtidas.

Como pode ser visto na figura, a aproximação é precisa e, portanto, adequada para utilização no sistema. Assim, com o uso da expressão proposta, é possível obter o valor ótimo do ângulo θ dinamicamente ao custo de um pequeno tempo de execução. Uma avaliação foi conduzida para verificar qual o custo computacional relativo ao cálculo da expressão e foi verificado que sua execução consome aproximadamente 0,73 microssegundos (o desempenho foi medido considerando 10^8 execuções, com o código escrito em linguagem C e em um computador com processador *Intel Core i7* com 6 GB de memória RAM).

A Figura 2.9 apresenta um comparativo entre a BER do sistema θ -QAM que utiliza a Fórmula 2.11 para a obtenção do valor ótimo de θ e a BER de sistemas TQAM ($\theta = \pi/3$) e SQAM ($\theta = \pi/2$). Conforme pode ser observado na figura, em baixos valores de SNR, os três sistemas apresentaram desempenho similares, enquanto que em altos valores de SNR a BER do sistema TQAM foi menor que a do SQAM (ganho de

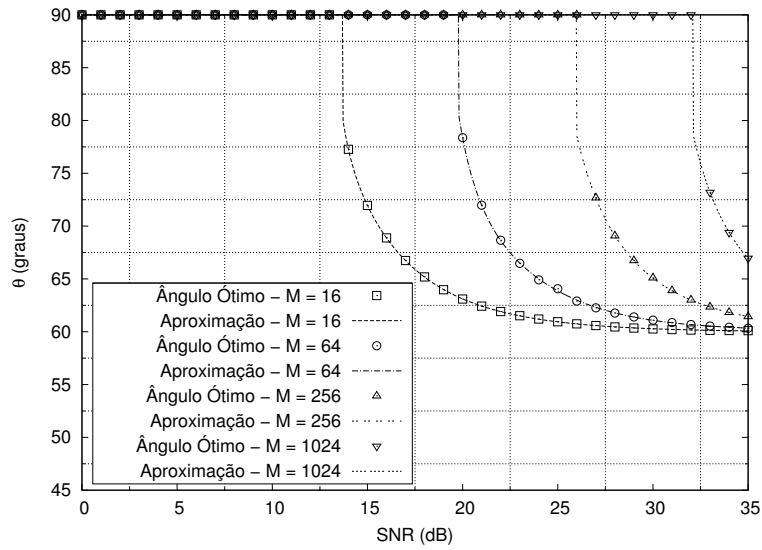


Figura 2.8: Aproximações das curvas que representam os valores ótimos do ângulo θ em função da SNR do canal.

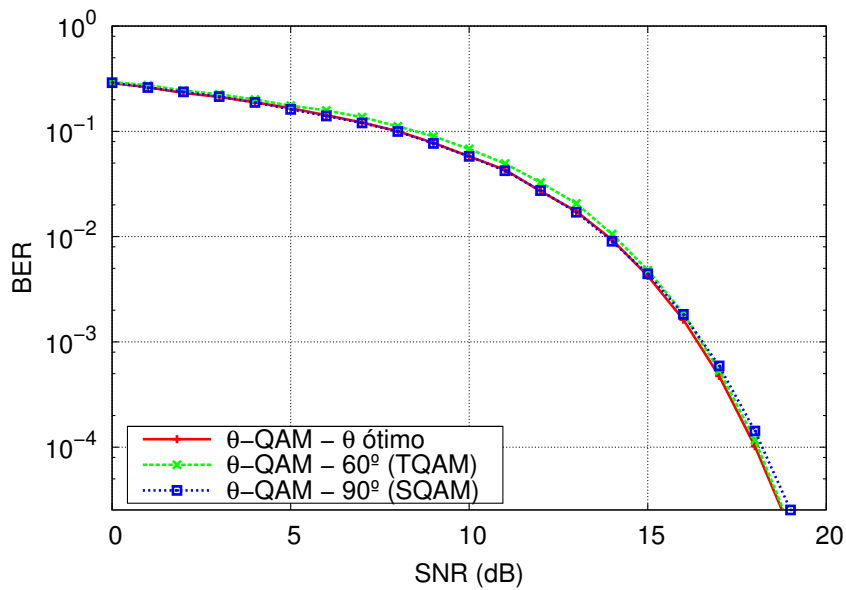


Figura 2.9: Comparativo entre a BER dos sistemas θ -QAM com o ângulo ótimo, com $\theta = \pi/3$ e $\theta = \pi/2$.

0,25 dB para uma BER de $2,5 \times 10^{-5}$), e similar ao uso do ângulo ótimo. Além disso, a curva do ângulo ótimo tende ao mesmo valor de BER do sistema TQAM em valores elevados de SNR (visto que o ângulo ótimo se aproxima de $\pi/3$ com o aumento da SNR). Por outro lado, em valores médios de SNR, os sistemas TQAM apresentaram uma BER superior às demais. Para uma BER de $6,82 \times 10^{-2}$, o sistema TQAM

apresentou uma perda de aproximadamente 0,6 dB em relação aos outros sistemas. Por fim, o uso do valor ótimo do ângulo θ no sistema gerou uma BER menor que os demais esquemas, visto que a constelação ótima para cada valor de SNR é utilizada pelo sistema. De modo geral, o ganho gerado pelo uso do ângulo ótimo foi pequeno, fazendo com que todos os esquemas apresentassem desempenhos similares.

2.5 Considerações Finais

Este capítulo discutiu os principais aspectos relativos às constelações θ -QAM, uma família de esquemas paramétricos de modulação em quadratura. O θ -QAM representa uma generalização dos esquemas de modulação em quadratura, que inclui as constelações SQAM e TQAM como casos especiais.

As expressões analíticas para o cálculo da SER e da BER de constelações θ -QAM em canais AWGN também foram apresentadas neste capítulo. O estudo do desempenho das constelações θ -QAM em canais AWGN constitui um requisito essencial para a análise de desempenho desses sistemas em canais com desvanecimento, visto que as expressões de SER e BER para este tipo de canal podem ser estendidas realizando suas médias pela distribuição de probabilidade da SNR instantânea relativa ao modelo de desvanecimento considerado.

Foi verificado que o uso do valor de $\theta = \pi/3$ (TQAM) é adequado em altos valores de SNR, enquanto que o valor de $\theta = \pi/2$ (SQAM) apresenta um melhor desempenho em baixos valores de SNR. Por outro lado, em valores intermediários de SNR, o valor ótimo do ângulo θ varia no intervalo de $\pi/3$ a $\pi/2$.

O uso de constelações θ -QAM aumenta a flexibilidade dos sistemas de comunicações, uma vez que fornece um novo parâmetro de configuração aos esquemas de modulação em quadratura: o ângulo θ . A reconfiguração dinâmica do valor de θ de acordo com a SNR do canal pode ser combinada com a utilização de sistemas adaptativos de forma a reduzir as taxas de erro nas transmissões.

A obtenção do valor do ângulo ótimo das constelações θ -QAM pode ser feita por adoção de algoritmos de otimização. Entretanto, esses algoritmos não podem ser empregados durante a operação do sistema, por conta de seu elevado tempo de execução. Assim, foi proposta neste capítulo uma expressão analítica aproximada que pode ser utilizada para obter o valor do ângulo ótimo das constelações θ -QAM com base no valor da SNR média estimada.

Capítulo 3

Canais com Desvanecimento Generalizado

O desvanecimento é um fenômeno que ocorre em canais de comunicação sem fio devido aos múltiplos percursos que os sinais eletromagnéticos experimentam ao serem transmitidos. Esse fenômeno causa flutuações na amplitude e na fase dos sinais de rádio transmitidos, levando ao aumento da taxa de erro nos sistemas de comunicações e à conseqüente redução de seu desempenho [7].

Diversas pesquisas foram desenvolvidas na área de comunicações com o intuito de mitigar os efeitos do desvanecimento, como as técnicas de diversidade e de estimação de canais. Dessa forma, modelos matemáticos que descrevam o comportamento e os efeitos do desvanecimento em canais de comunicações móveis são necessários.

Diferentes modelos analíticos foram propostos na literatura para caracterizar estatisticamente as variações de amplitude dos sinais que trafegam em canais de comunicações móveis, como os modelos Rayleigh, Hoyt, Rice, Weibull e Nakagami- m [42]. Cada um descreve, de forma suficientemente precisa, o comportamento estatístico do canal de comunicações sob determinadas circunstâncias.

A distribuição Rayleigh é frequentemente utilizada para modelar as variações na amplitude do sinal quando não existe linha de visada direta entre o transmissor e o receptor. Essa distribuição também se aplica à caracterização da propagação de sinais refletidos e refratados na troposfera, ionosfera e enlaces de rádio entre embarcações [42, 47]. O modelo Hoyt (também conhecido como Nakagami- q) é utilizado para representar os efeitos de enlaces de satélite sujeitos a fortes cintilações ionosféricas [47], podendo também ser usado para representar enlaces em ambientes móveis. A distribuição Rice

é adequada para modelar enlaces em que há uma componente de visada entre o transmissor e o receptor. Pode ainda ser utilizada para representar o desvanecimento em microcélulas de ambientes urbanos e suburbanos e no interior de picocélulas [47]. Enlaces de satélite e de rádio entre embarcações podem também ser modelados com a distribuição Rice.

O modelo Weibull é adequado para descrever o desvanecimento por múltiplos percursos em sistemas de rádio móvel, particularmente os que operam na faixa de 800 a 900 MHz. Por fim, a distribuição Nakagami- m foi proposta como um modelo de desvanecimento generalizado para caracterizar o efeito dos múltiplos percursos em canais móveis, apresentando um bom ajuste para dados coletados em ambientes prediais e externos [48].

No entanto, em algumas circunstâncias, nenhuma das distribuições discutidas se ajusta adequadamente aos dados experimentais (especialmente a cauda das distribuições), embora algumas possam apresentar um ajuste moderado [33]. Essa característica resulta do fato de que as distribuições de probabilidade citadas foram desenvolvidas admitindo um espalhamento homogêneo da energia das ondas no ambiente em que se propagam, que resulta da difusão aleatória dos sinais transmitidos.

A suposição de um espalhamento homogêneo é uma aproximação, uma vez que as superfícies são espacialmente correlacionadas, caracterizando um ambiente não homogêneo. A análise das características dos campos de espalhamento homogêneos geralmente assume as seguintes premissas [49]:

- Um grande número de ondas parciais;
- As amplitudes das ondas parciais são idênticas;
- Não há correlação entre diferentes ondas parciais;
- Não há correlação entre a fase e a amplitude das ondas parciais;
- A distribuição de fase é homogênea no intervalo $[0, 2\pi]$.

Assim, de acordo com o Teorema Central do Limite, para um número suficiente de ondas espalhadas, a resposta do canal no tempo pode ser modelada por um processo gaussiano complexo, em que as componentes do sinal são independentes entre si. O conjunto de ondas que chega ao receptor é chamado *cluster* e suas características definem o comportamento da distribuição de probabilidade do desvanecimento.

Com o intuito de caracterizar estatisticamente os ambientes de propagação não homogêneos e de permitir uma maior flexibilidade na modelagem das flutuações do desvanecimento em canais sem fio, Yacoub [33] propôs as distribuições κ - μ e η - μ , que são completamente caracterizadas por parâmetros físicos mensuráveis. Além disso, conforme discutido em [33], a versatilidade oferecida pelo uso dessas distribuições provê um bom ajuste aos dados experimentais (particularmente para valores baixos da amplitude do desvanecimento).

Nas distribuições κ - μ e η - μ os sinais recebidos são compostos por n *clusters* de ondas se propagando em um ambiente não homogêneo. As fases das ondas espalhadas dentro de cada *cluster* são aleatórias, com atrasos semelhantes. Entretanto, os atrasos temporais entre ondas localizadas em diferentes *clusters* são considerados grandes. Nesta tese, é dada ênfase à utilização da distribuição κ - μ . Uma descrição mais detalhada dessa distribuição é apresentada a seguir.

3.1 A Distribuição κ - μ

A distribuição κ - μ é um modelo de desvanecimento generalizado que pode ser utilizado para representar a variação em pequena escala do desvanecimento em condições de linha de visada entre o transmissor e o receptor [33]. Nesse modelo é admitido que os diversos *clusters* são compostos por ondas espalhadas com potências idênticas, porém com cada *cluster* contendo uma componente dominante de potência arbitrária [33].

Com base na descrição do modelo físico da distribuição, a envoltória R da distribuição κ - μ pode ser definida em termos de suas componentes em fase e em quadratura como a seguir [33]

$$R^2 = \sum_{i=1}^n (X_i + p_i)^2 + \sum_{i=1}^n (Y_i + q_i)^2, \quad (3.1)$$

em que X_i e Y_i são processos aleatórios gaussianos independentes com médias $E[X_i] = E[Y_i] = 0$ e variâncias $\text{Var}[X_i] = \text{Var}[Y_i] = \sigma^2$, p_i e q_i são os valores médios das componentes em fase e em quadratura do i -ésimo *cluster*, respectivamente, e n representa o número de *clusters*.

A fdp da envoltória R do desvanecimento κ - μ é dada por

$$f_R(r) = \frac{2\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\hat{r}\kappa^{\frac{\mu-1}{2}}\exp[\kappa\mu]} \left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^\mu \exp\left[-\mu(1+\kappa)\left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^2\right] I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\left(\frac{r}{\hat{r}}\right)\right], r \geq 0 \quad (3.2)$$

em que $\hat{r} = \sqrt{E[R^2]}$ representa a raiz quadrada do valor médio quadrático (*Root Mean Square* – RMS) de R e $I_\nu(\cdot)$ denota a função de Bessel modificada de primeiro tipo e ordem ν [50, 8.431]. Os parâmetros κ e μ são responsáveis por definir o formato da distribuição, com κ representando a razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das componentes espalhadas, ou seja

$$\kappa = \frac{\sum_{i=1}^n (p_i^2 + q_i^2)}{2\mu\sigma}, \quad (3.3)$$

e μ representando uma versão da variável n que assume valores reais, dada por

$$\mu = \frac{E^2[R^2]}{\text{Var}[R^2]} \frac{1+2\kappa}{(1+\kappa)^2}. \quad (3.4)$$

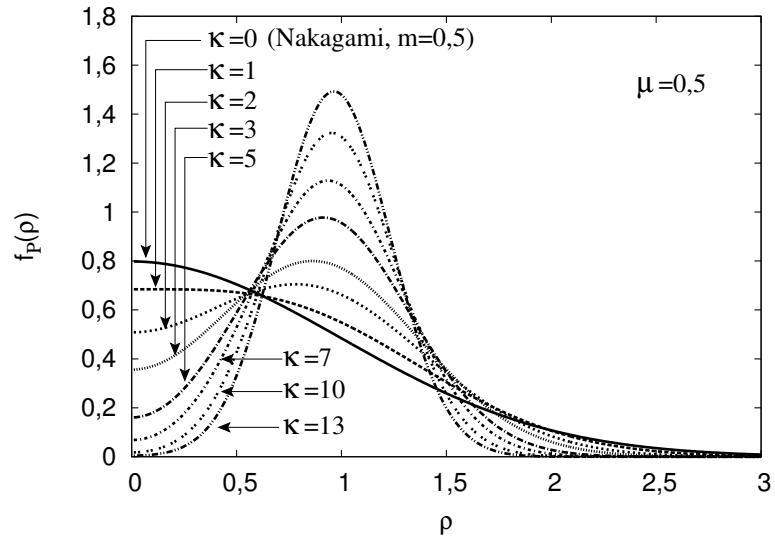
Diversos fatores estão relacionados à obtenção de valores não inteiros da variável μ , entre os quais destacam-se [33]: (a) correlação não nula entre os *clusters* de componentes de multipercurso; (b) correlação não nula entre as componentes em fase e em quadratura dentro de um *cluster*; e (c) a natureza não gaussiana das componentes em fase e em quadratura da envoltória do desvanecimento em cada *cluster*.

Definindo $\rho = \frac{r}{\hat{r}}$, a fdp da envoltória normalizada da distribuição κ - μ pode ser escrita como

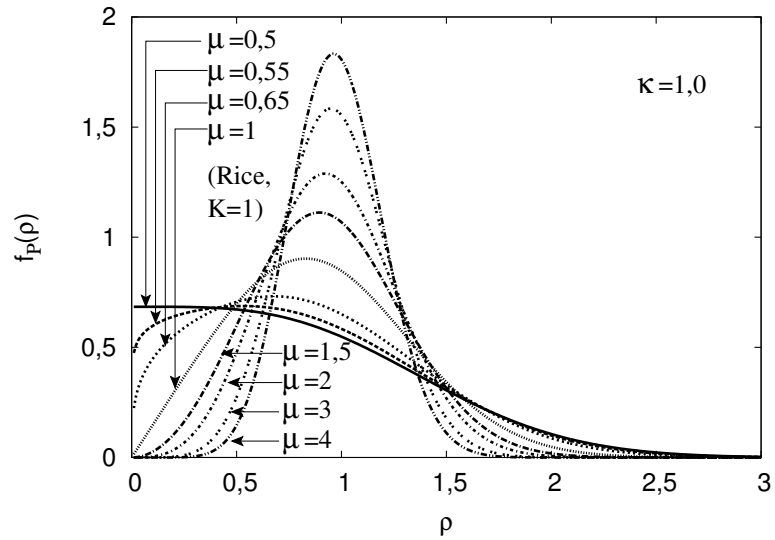
$$f_P(\rho) = \frac{2\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}}\exp[\kappa\mu]} \rho^\mu \exp\left[-\mu(1+\kappa)\rho^2\right] I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\rho\right], \rho \geq 0. \quad (3.5)$$

A distribuição κ - μ , como um modelo de desvanecimento generalizado, inclui alguns dos principais modelos clássicos de desvanecimento, como as distribuições Rayleigh ($\kappa \rightarrow 0, \mu = 1$), Rice ($\kappa = K, \mu = 1$), Nakagami- m ($\kappa \rightarrow 0, \mu = m$) e Semi-Gaussiana ($\kappa \rightarrow 0, \mu = 0,5$). As Figuras 3.1(a) e 3.1(b) apresentam diversos formatos da fdp da distribuição κ - μ considerando os valores fixos de $\mu = 0,5$ e $\kappa = 1,0$, respectivamente.

Na Figura 3.1(a), o caso em que $\kappa = 0$ coincide com a distribuição Nakagami- m com $m = 0,5$, em que m é o parâmetro da distribuição. Na Figura 3.1(b), o caso em que $\mu = 1$ coincide com a distribuição Rice com parâmetro $K = 1$.



(a) $\mu = 0,5$.



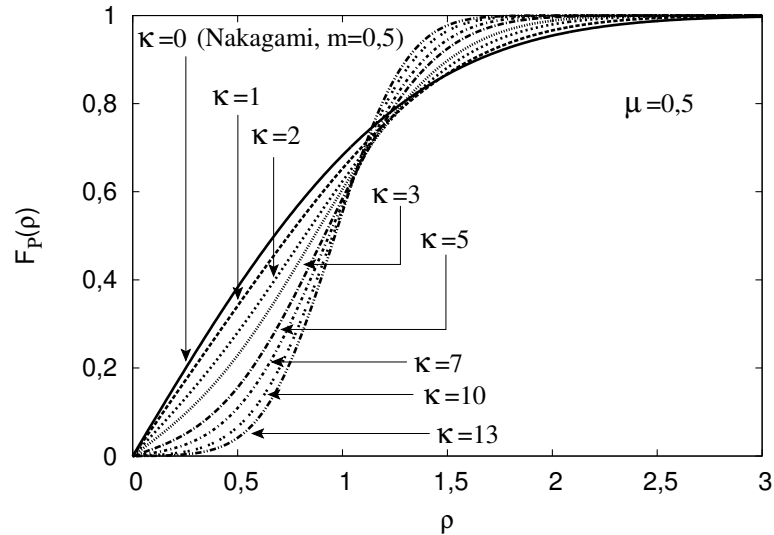
(b) $\kappa = 1,0$.

Figura 3.1: Função densidade de probabilidade da envoltória normalizada da distribuição κ - μ para diferentes valores de μ e κ .

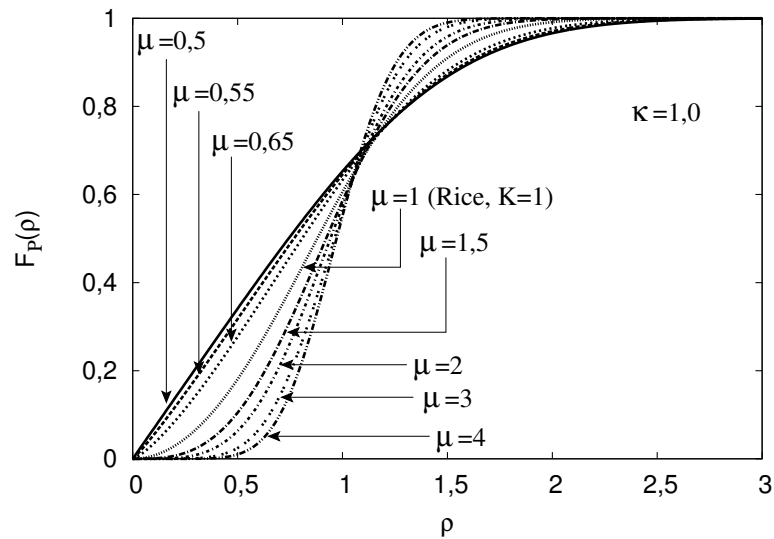
A partir da integração da fdp da distribuição κ - μ apresentada na Fórmula 3.5, é possível obter a Função Cumulativa de Probabilidade (FCP) da distribuição κ - μ , apresentada em [33]

$$F_P(\rho) = \int_0^\rho p(\zeta) d\zeta = 1 - Q_\mu \left[\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{2(1+\kappa)\mu\rho} \right], \quad (3.6)$$

em que $Q_\nu(a, b) = \int_0^\infty x^\nu \exp\left(-\frac{x^2+a^2}{2}\right) I_{\nu-1}(ax) dx$ é a função generalizada de Marcum Q [51]. As Figuras 3.2(a) e 3.2(b) ilustram a FCP da distribuição κ - μ para os valores de $\mu = 0,5$ e $\kappa = 1,0$, respectivamente.



(a) $\mu = 0,5$.



(b) $\kappa = 1,0$.

Figura 3.2: Função cumulativa de probabilidade da envoltória normalizada da distribuição κ - μ para diferentes valores de μ e κ .

Yacoub, em [33], também desenvolveu uma expressão para o cálculo dos momentos da variável aleatória ρ (que representa a amplitude do desvanecimento κ - μ normalizada). Assim, o j -ésimo momento $E[\rho^j]$ pode ser calculado utilizando a seguinte

fórmula [33]

$$E[\rho^j] = \frac{\Gamma(\mu + j/2) \exp(-\kappa\mu)}{\Gamma(\mu) [(1 + \kappa)\mu]^{j/2}} {}_1F_1(\mu + j/2; \mu; \kappa\mu), \quad (3.7)$$

em que $\Gamma(\cdot)$ é a função gamma [52, 6.1.1] e ${}_1F_1(\cdot; \cdot; \cdot)$ é a função hipergeométrica confluyente [52, 13.1.2]

3.2 Avaliação de Desempenho de Sistemas de Comunicações Sujeitos ao Desvanecimento κ - μ

A análise de desempenho dos sistemas de comunicações comumente requer a utilização da distribuição da SNR do canal. Para um canal sujeito ao desvanecimento κ - μ , a SNR do sinal varia de acordo com a seguinte distribuição [33]

$$f_{\gamma_{\kappa-\mu}}(\gamma) = \frac{\mu(1 + \kappa)^{\frac{\mu+1}{2}} \gamma^{\frac{\mu-1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp(\kappa\mu) \bar{\gamma}^{\frac{\mu+1}{2}}} \exp\left[-\frac{\mu(1 + \kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}\right] I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\frac{\kappa(1 + \kappa)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right], \gamma \geq 0, \quad (3.8)$$

em que $\bar{\gamma}$ representa a SNR média do canal e γ é a SNR instantânea dada por $\gamma = \rho^2 \frac{E_s}{N_0} = \rho^2 \frac{E_b}{N_0} \log_2 M$, com E_s e E_b representando, respectivamente, a energia média por símbolo e por *bit* da constelação de sinais utilizada na transmissão, M o número de símbolos da constelação, N_0 a densidade espectral do ruído e ρ a amplitude normalizada do desvanecimento.

Com base na distribuição da SNR do canal, Ermolova [53] desenvolveu uma expressão fechada para a função geratriz de momentos (*Moment Generating Function* – MGF) da relação sinal-ruído de um canal com desvanecimento κ - μ . A MGF é uma ferramenta útil para simplificar a análise de desempenho de sistemas de comunicações sob desvanecimento. A MGF do desvanecimento κ - μ é dada por [53]

$$M_{\gamma_{\kappa-\mu}}(s) = \left(\frac{\mu(1 + \kappa)}{\mu(1 + \kappa) + s\bar{\gamma}}\right)^\mu \exp\left(\frac{\mu^2 \kappa(1 + \kappa)}{\mu(1 + \kappa) + s\bar{\gamma}} - \kappa\mu\right). \quad (3.9)$$

Em [54] a MGF da SNR de canais κ - μ é utilizada para o cálculo da SER de sistemas SQAM, enquanto que em [55] a MGF é utilizada para o cálculo da SER e da BER de sistemas que utilizam um receptor de combinação por razão máxima (*Maximum-Ratio Combining* – MRC). Dessa forma, considerando o uso da expressão deduzida em [55]

para um receptor MRC com apenas um ramo (ou seja, sem diversidade), a SER de sistemas θ -QAM em canais κ - μ pode ser calculada com a seguinte expressão:

$$\begin{aligned}
P_s = & c_1 c_2 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} M_\gamma (\delta^2 \operatorname{cosec}^2(\Phi)) d\Phi + c_1 c_3^2 \int_{\theta}^{\pi-\theta} M_\gamma \left(\delta^2 \sec^2 \left(\frac{\theta}{2} \right) \operatorname{sen}^2(\theta) \operatorname{cosec}^2(\Phi) \right) d\Phi \\
& + c_1 c_4 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} M_\gamma (\delta^2 \operatorname{cosec}^2(\Phi)) d\Phi + c_1 c_5 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+2\theta}{2}} M_\gamma (\delta^2 \operatorname{cosec}^2(\Phi)) d\Phi \\
& + c_1 c_6 \int_{2\theta}^{\pi} M_\gamma (4\delta^2 \operatorname{sen}^2(\Phi) \operatorname{cosec}^2(\Phi)) d\Phi, \tag{3.10}
\end{aligned}$$

em que c_1 , c_2 , c_3 , c_4 , c_5 e c_6 são constantes relacionadas à geometria da constelação θ -QAM, cujos valores são apresentados na Seção 2.2.

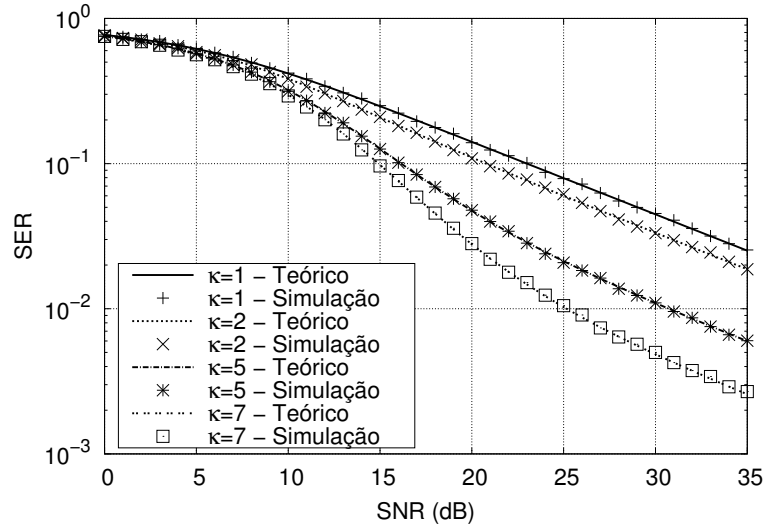
A partir da Fórmula 3.10 foram gerados os gráficos da SER para diferentes valores de κ - μ , com $M = 16$ e constelações θ -QAM ($\theta = \pi/3$, TQAM). As curvas obtidas podem ser vistas na Figura 3.3, e foram validadas com o uso de simulação de Monte Carlo.

Pela análise das curvas apresentadas na Figura 3.3 é possível notar que o aumento dos valores dos parâmetros κ e μ tornam o desvanecimento menos severo, reduzindo assim a SER do sistema. Esse fenômeno pode ser verificado quando tomada como referência a curva $\kappa = 1,0$ e $\mu = 0,5$, presente nas Figuras 3.3(a) e 3.3(b).

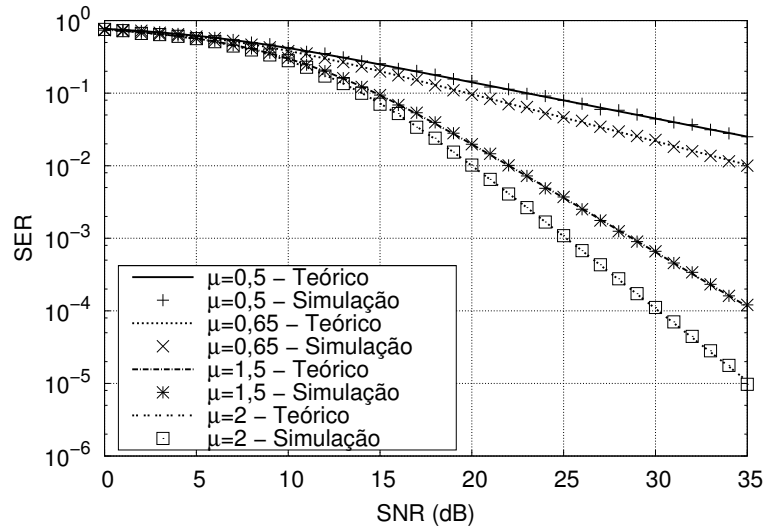
No entanto, o aumento do valor de μ causa uma maior redução na SER do sistema que um aumento equivalente no valor de κ . Por exemplo, enquanto a curva $\kappa = 1,0$ e $\mu = 0,5$ (Figuras 3.3(a) e 3.3(b)) assume uma SER de $2,51 \times 10^{-2}$, para uma SNR de 35 dB, o aumento do valor de κ para 2 (curva $\kappa = 2,0$ e $\mu = 0,5$, Figura 3.3(a)) reduz a SER do sistema para $1,87 \times 10^{-2}$. Por outro lado, o aumento de μ para 1,5 (curva $\kappa = 1,0$ e $\mu = 1,5$, Figura 3.3(b)) faz com que a SER seja reduzida para $1,15 \times 10^{-4}$. Por fim, uma outra característica a ser verificada nas curvas é que há um bom ajuste da curva teórica aos valores simulados.

3.3 Estimadores dos Parâmetros κ e μ

A estimação das características do canal é uma importante funcionalidade nos sistemas de comunicações. Com essa funcionalidade é possível adaptar o sistema ao estado



(a) $\mu = 0,5$.



(b) $\kappa = 1,0$.

Figura 3.3: Curvas da SER do sistema θ -QAM ($\theta = \pi/3$) e $M = 16$, sob desvanecimento κ - μ .

atual do canal, melhorando assim seu desempenho geral. Em [33] são apresentadas expressões para os estimadores baseados em momentos dos parâmetros κ e μ .

O estimador de κ foi obtido substituindo a Fórmula 3.4 na Fórmula 3.7 para $j = 6$ e realizando as manipulações algébricas necessárias, resultando na seguinte fórmula [33]

$$\kappa^{-1} = \frac{\sqrt{2}(E[\rho^4] - 1)}{\sqrt{2E^2[\rho^4] - E[\rho^4] - E[\rho^6]}} - 2. \quad (3.11)$$

O parâmetro μ pode ser obtido substituindo o valor estimado de κ na Fórmula 3.4.

O desempenho dos estimadores varia de acordo com o número de amostras e com os valores dos parâmetros κ e μ . Dessa forma, o desempenho dos estimadores foi avaliado utilizando os gráficos de caixa apresentados na Figura 3.4. Os gráficos de caixa são ferramentas adequadas para avaliar os estimadores, visto que eles representam graficamente o valor mínimo das amostras, o quartil inferior (a região em que os primeiros 25% dos valores ordenados das amostras se concentram), a mediana das amostras, o quartil superior (a região em que os últimos 25% dos valores ordenados das amostras se concentram – os 75% das amostras) e o valor máximo das amostras. Foram utilizadas 10^7 amostras de desvanecimento no processo de estimação, com 31 estimações realizadas com diferentes conjuntos de amostras.

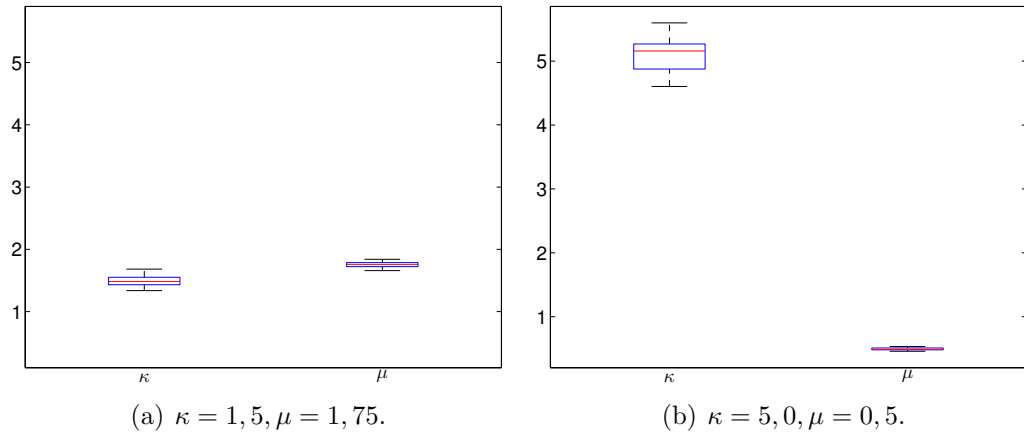


Figura 3.4: Gráficos de caixa relativos aos valores estimados dos parâmetros do canal κ e μ .

Conforme pode ser visto na Figura 3.4, as amostras estimadas do parâmetro μ apresentaram uma baixa variação, ficando a maior parte das amostras concentradas em torno das medianas (que ficaram próximas aos valores utilizados de fato do canal). Por outro lado, a variação das amostras exibida na estimação do parâmetro κ foi relativamente maior quando comparada ao parâmetro μ . Apesar disso, a maioria das amostras ficou concentrada em torno do valor original do parâmetro do canal. Dessa forma, para uma estimação mais precisa do valor de κ , um maior número de amostras é necessário. Entretanto, o erro apresentado pelo estimador é tolerável, podendo ser utilizado em um sistema de comunicações sem grandes perdas de desempenho.

3.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados conceitos relativos à distribuição de desvanecimento κ - μ . Essa distribuição é caracterizada por parâmetros físicos mensuráveis e permite uma grande flexibilidade na modelagem das flutuações do desvanecimento em canais sem fio.

A distribuição modela o comportamento de campos de espalhamento não homogêneos, provendo um bom ajuste aos dados experimentais (particularmente para valores baixos da amplitude do desvanecimento). Essa distribuição é utilizada para modelar o desvanecimento dos canais sem fio na avaliação dos sistemas propostos nesta tese.

A distribuição κ - μ modela um desvanecimento de forma generalizada e pode ser utilizada para representar a variação em pequena escala do desvanecimento em condições de linha de visada entre o transmissor e o receptor. Ela inclui diversos modelos clássicos de desvanecimento como casos especiais.

Além disso, neste capítulo foi apresentada uma análise de desempenho de sistemas de comunicações θ -QAM sujeitos ao desvanecimento κ - μ , considerando diferentes valores dos parâmetros do canal. Por fim, foram apresentados os estimadores dos parâmetros do canal e uma avaliação de seus desempenhos.

Capítulo 4

Um Esquema de Modulação Adaptativa Baseado em Constelações θ -QAM

A crescente demanda por altas taxas de transmissão em comunicações sem fio requer o desenvolvimento de técnicas que aumentem a eficiência espectral sem prejudicar a confiabilidade dos sistemas de comunicações. A modulação adaptativa é uma técnica que permite realizar transmissões robustas e espectralmente eficientes por meio da mudança de parâmetros da transmissão de acordo com as flutuações no ganho do canal [56–59].

Os parâmetros da transmissão comumente adaptados são a taxa e a potência de transmissão. Nesta tese somente a adaptação da taxa de transmissão é considerada (por meio da variação dinâmica da densidade das constelações de sinais), visto que esta técnica não requer um incremento na potência de transmissão (especialmente em canais com desvanecimento severo).

Na modulação adaptativa o receptor realiza a estimação ou a predição do valor da SNR do canal e envia a informação de volta ao transmissor. A partir dessa informação é possível selecionar os parâmetros adequados e realizar a adaptação em ambos os lados do sistema de comunicações [7]. O processo de estimação e da predição da SNR é geralmente realizado com a transmissão periódica de símbolos pilotos [60].

Em canais com desvanecimento rápido é difícil manter o transmissor e o receptor atualizados em relação à SNR do canal. Isso ocorre porque existe um atraso de propagação entre o transmissor e o receptor e, em canais com variações de amplitude muito

rápidas, muitas retransmissões das informações do canal seriam necessárias. Logo, os sistemas de modulação adaptativa são adequados para utilização em canais com desvanecimento lento [61]. É possível considerar um canal com desvanecimento lento como um canal AWGN com SNR variante no tempo de acordo com uma distribuição de probabilidade do desvanecimento.

A flexibilidade proporcionada pelos esquemas θ -QAM constitui um importante aspecto a ser explorado em sistemas de comunicações e, em especial, nos sistemas de modulação adaptativa. Este capítulo apresenta o projeto e a avaliação de um esquema de modulação adaptativa baseado em constelações θ -QAM. Nesse sistema, os esquemas de modulação em fase BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) e QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying*) são utilizados em conjunto com as demais constelações da família θ -QAM (que substituem as constelações M -QAM). Nesta proposta de tese é considerada a utilização de um canal sujeito ao desvanecimento κ - μ em diferentes condições.

4.1 Modelo do Sistema

O modelo de sistema adotado é ilustrado no diagrama de blocos apresentado na Figura 4.1. No sistema, os *bits* de entrada são modulados de acordo com um dos esquemas previamente selecionados (BPSK, QPSK, θ -QAM com $M = 16$ ou $M = 64$). A seleção desses esquemas é tomada a partir da SNR instantânea estimada do canal e enviada pelo receptor de volta ao transmissor.

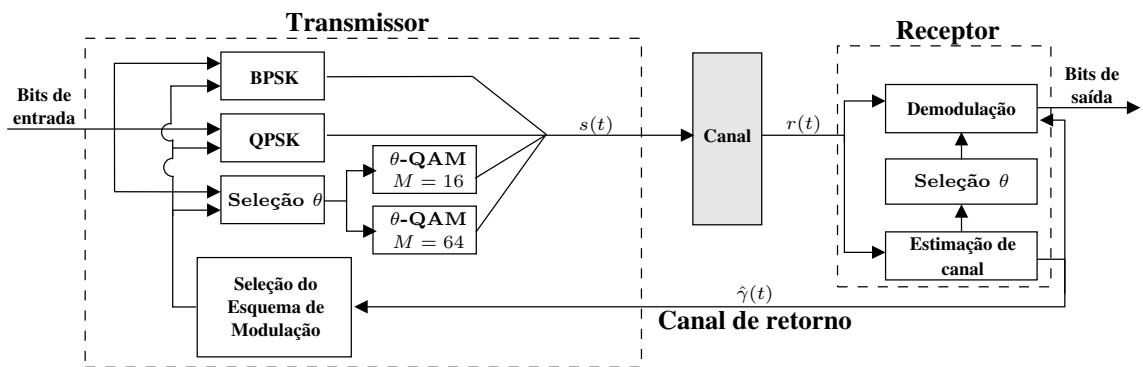


Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema de modulação adaptativa baseado em constelações θ -QAM.

Caso o esquema θ -QAM seja escolhido, o valor do ângulo θ deve ser definido pelo sistema, o que pode ser feito de duas maneiras: (1) o valor do ângulo θ pode ser fixo

e apenas um tipo de constelação θ -QAM é selecionada; ou (2) o valor ótimo de θ pode ser definido dinamicamente a partir da SNR instantânea do canal. No decorrer deste capítulo, uma avaliação do uso de ambas as alternativas é realizada com o intuito de verificar qual das duas apresenta o melhor desempenho.

No sistema é admitido que os esquemas de modulação são lineares, ou seja, a adaptação da taxa de transmissão ocorre em múltiplos de taxa de símbolo $R_S = 1/T_S$, com T_S representando o tempo de símbolo. Além disso, considera-se que a modulação utiliza pulsos de Nyquist ideais ($\text{sinc}[t/T_S]$), o que implica uma largura de banda do sinal definida por $B = 1/T_S$.

O ganho do canal $\alpha(t)$ é variante no tempo e modelado por um processo aleatório κ - μ estacionário em sentido amplo e ergódico na média. Além disso, o canal está sujeito ao ruído AWGN $n(t)$, com densidade espectral de potência $N_0/2$ por dimensão. Dessa forma, o sinal obtido no receptor pode ser expresso como

$$\begin{aligned} r(t) &= \alpha(t)s(t) + n(t), \\ r(t) &= |\alpha(t)|e^{j\phi(t)}s(t) + n(t). \end{aligned} \quad (4.1)$$

em que $|\alpha(t)|$ e $\phi(t)$ representam, respectivamente, o ganho de amplitude e o desvio de fase do canal.

Dado que o sistema considera sincronismo de fase perfeito, o modelo do canal pode ser reescrito como

$$r(t) = g(t)s(t) + n(t), \quad (4.2)$$

em que $g(t) = |\alpha(t)|$, com $g(t)$ seguindo uma distribuição de probabilidade κ - μ . Baseado nesse modelo, a SNR instantânea do canal pode ser definida por $\gamma(t) = P_R(t)/N_0B$, $\gamma(t) \geq 0$, $P_R(t) = P_T g^2(t)$ em que P_T denota a potência média transmitida do sinal (considerada unitária) e $P_R(t)$ é a potência instantânea recebida. Dado que $g(t)$ é estacionário, a distribuição de $\gamma(t)$ é independente do tempo, sendo denotada por $p(\gamma)$. Para um modelo de canal κ - μ , $p(\gamma)$ segue uma fdp dada pela Fórmula 3.8.

Após a estimação da SNR do canal $\hat{\gamma}(t)$, o receptor deve enviar o valor da SNR estimada ao transmissor. Dessa forma, existe um atraso associado ao retorno dessa informação, fazendo com que o transmissor conheça o valor estimado $\hat{\gamma}(t - t_A)$, em que t_A representa o tempo de atraso do canal de retorno. Por simplicidade, é considerado o atraso t_A desprezível (*i.e.*, $t_A \approx 0$ e, portanto, é considerado que $\hat{\gamma}(t - t_A) = \hat{\gamma}(t)$), que o canal de retorno não introduz erros no valor de $\hat{\gamma}(t)$ e que a SNR do canal

é perfeitamente estimada (*i.e.*, $\hat{\gamma}(t) = \gamma(t)$). Maiores informações sobre o impacto do atraso do retorno no desempenho da modulação adaptativa podem ser obtidas em [7, p. 300].

A partir da SNR estimada, o sistema modifica sua taxa de transmissão $R_B(t)$. Isso é realizado pela mudança da ordem da constelação de sinais em um dado instante de tempo $M(t)$. Logo, para um dado esquema de modulação M -ária selecionado no tempo t , a taxa de transmissão pode ser definida como

$$R_B(t) = [\log_2 M(t)] R_S = \frac{\log_2 M(t)}{T_S} = B \log_2 M(t) \text{ bits/s}, \quad (4.3)$$

em que $R_S = B = \frac{1}{T_S}$, dado que pulsos ideais de Nyquist foram considerados.

É possível definir a eficiência espectral de um esquema de modulação M -ária como

$$\xi = \frac{R_B(t)}{B} = \frac{B \log_2 M(t)}{B} = \log_2 M(t) \text{ bits/s/Hz}. \quad (4.4)$$

Dessa forma, na modulação adaptativa, a taxa de transmissão torna-se função da SNR do canal. Por questões de simplicidade da notação, adota-se a variável γ para representar o valor da SNR estimada em um dado instante de tempo, ou seja, $\gamma = \gamma(t)$.

4.2 Esquema de Modulação Adaptativa Baseado em Constelações θ -QAM

No esquema de modulação adaptativa, o número de símbolos binários da constelação de sinais é modificado de forma a manter a BER abaixo de um limiar máximo pré-definido. Entretanto, a mudança da densidade de pontos da constelação afeta diretamente a eficiência espectral do sistema, tornando necessária uma avaliação do desempenho do mecanismo de adaptação do esquema de modulação.

A escolha da constelação de sinais é baseada na definição de N regiões de decisão (ou regiões de desvanecimento), $R_i = [\gamma_i, \gamma_{i+1})$, $i = 0, \dots, N - 1$, em que γ_i representa os limiares das regiões de decisão definidos para atingir um determinado desempenho (em termos de BER), $\gamma_N = \infty$ e $\gamma_0 \geq 0$. Uma constelação com M_i símbolos é utilizada pelo sistema sempre que $\gamma \in R_i$ (*i.e.*, o valor da SNR instantânea esteja contido na região i), com eficiência espectral dada por $\log_2(M_i)$ bits/s/Hz. A definição das regiões de decisão deve ser baseada em limiares obtidos a partir da BER dos esquemas de

modulação em canais AWGN.

As duas medidas de desempenho mais importantes dos esquemas de modulação adaptativa são a eficiência espectral média e a BER média [62]. A eficiência espectral média é dada por [59, 63]

$$\bar{\xi} = \sum_{i=0}^{N-1} k_i \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} p(\gamma) d\gamma, \quad (4.5)$$

em que k_i representa o número de *bits* por símbolo para o i -ésimo esquema de modulação (utilizado quando $\gamma_i \leq \gamma < \gamma_{i+1}$) e $p(\gamma)$ é a fdp da SNR instantânea do canal γ , definida pela Fórmula 3.8 para o desvanecimento κ - μ .

O desempenho médio em termos da BER para o sistema proposto pode ser calculado utilizando a seguinte expressão [59, 63]

$$\overline{\text{BER}} = \frac{1}{\bar{\xi}} \sum_{i=0}^{N-1} k_i \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} \text{BER}_i(\gamma) p(\gamma) d\gamma, \quad (4.6)$$

em que $\text{BER}_i(\gamma)$ é a função de BER do i -ésimo esquema de modulação em canais AWGN e para a SNR recebida γ , ponderada pela distribuição de probabilidade do desvanecimento $p(\gamma)$.

O desempenho médio do sistema de modulação adaptativa depende da escolha dos limiares de decisão γ_i . Esses limiares devem ser cuidadosamente determinados de forma a garantir que o sistema continue operando abaixo de um determinado valor máximo de BER estabelecido. Os limiares podem ser obtidos pela inversão numérica das funções de BER dos esquemas de modulação utilizados, conforme a seguir:

$$\gamma_i = \text{BER}_i^{-1}(b_a), \quad (4.7)$$

em que $\text{BER}_i^{-1}(\cdot)$ representa a inversa da função de BER do i -ésimo esquema de modulação em canais AWGN (cujos valores podem ser obtidos numericamente) e b_a é o limiar máximo de BER para o esquema de modulação adaptativa (denotado BER alvo).

Quanto menores os valores dos limiares de decisão, maior a eficiência espectral e, conseqüentemente, a vazão do sistema (dado que esquemas de alta ordem são selecionados mais frequentemente pelo sistema). Por outro lado, valores maiores atribuídos aos

limiares de decisão implicam valores menores de BER para o esquema de modulação adaptativa, ao custo de uma menor eficiência espectral [64] (pois esquemas de baixa ordem são selecionados mais frequentemente).

A transmissão de dados durante períodos de forte desvanecimento (causando uma redução na SNR média do sistema), mesmo com uma taxa de dados reduzida, pode levar à degradação do desempenho do sistema de modulação adaptativa. Assim, o desempenho do sistema de modulação adaptativa pode ser melhorado se for permitida a ocorrência de indisponibilidade no sistema (*i.e.*, a interrupção das transmissões durante os períodos de baixos valores de SNR).

Em um sistema com indisponibilidade é definido um valor mínimo de SNR para que as transmissões ocorram com uma determinada taxa (denominada SNR de corte, γ_0). Caso o valor da SNR seja menor que γ_0 , o sistema interrompe as transmissões para evitar a ocorrência de altas taxas de erro de *bit*. No entanto, a suspensão das transmissões reduz a eficiência espectral média. Durante a indisponibilidade do sistema, símbolos pilotos continuam sendo transmitidos periodicamente a fim de permitir que o sistema continue avaliando a SNR e identifique quando as transmissões devem ser retomadas.

A probabilidade de indisponibilidade do sistema, relativa a γ_0 , pode ser definida como [7]

$$P_0 = \text{Prob}(\gamma < \gamma_0) = \int_0^{\gamma_0} p(\gamma) d\gamma, \quad (4.8)$$

$$= 1 - Q_\mu \left[\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{2(1+\kappa)\mu\gamma_0} \right], \quad (4.9)$$

em que γ_0 representa a SNR mínima necessária para um desempenho aceitável do sistema e $Q_\nu(a, b) = \int_0^\infty x^\nu \exp\left(-\frac{x^2+a^2}{2}\right) I_{\nu-1}(ax) dx$ é a função generalizada de Marcum Q [51].

No sistema proposto, com base no valor da SNR estimada $\hat{\gamma}$ (enviada pelo receptor) e nos perfis de desempenho definidos (*i.e.*, conjunto de regiões de decisão para uma dada BER alvo), o sistema determina qual esquema de modulação deve ser utilizado: BPSK, QPSK ou θ -QAM ($M = 16$ ou 64). O sinal a ser transmitido é então modulado com o esquema selecionado na etapa anterior para transmissão por meio do canal de comunicações. No entanto, caso o esquema θ -QAM seja selecionado, uma etapa adicional de seleção do valor de θ é necessária antes da transmissão (que conforme

discutido pode utilizar um valor fixo ou dinamicamente definido de acordo com a SNR). Após chegar ao receptor, o sinal segue para demodulação e posterior detecção. O demodulador utiliza a última informação de estimação de canal disponível (e, caso necessário, a última informação do ângulo θ) na recepção do sinal. A avaliação do esquema de modulação adaptativa é descrita nas seções a seguir.

4.2.1 BER de Sistemas θ -QAM com Adaptação Dinâmica do Ângulo θ

Conforme discutido na Seção 2.4, a adaptação dinâmica do ângulo θ fornece ganhos ao sistema de comunicações em valores médios e elevados de SNR, visto que o desempenho ótimo do sistema só é alcançado com o uso de diferentes valores de θ em função da SNR. Portanto, foi mostrado que os esquemas TQAM e SQAM não são ótimos para qualquer valor de SNR.

No entanto, no esquema de modulação adaptativa, os esquemas θ -QAM somente são selecionados se o valor da SNR instantânea for compatível com as regiões de decisão desses esquemas. Dessa forma, é necessário avaliar os ganhos providos pela utilização do recurso de adaptação dinâmica do ângulo θ em relação ao uso de um valor fixo de θ (no caso, 60° – TQAM).

Visto que as constelações θ -QAM são selecionadas mais frequentemente em altos valores de SNR, a avaliação de ambos os esquemas (θ -QAM adaptativa e TQAM) é realizada nessa região de decisão. As curvas de BER obtidas com o uso de constelações SQAM e θ -QAM adaptativas, para diferentes ordens de modulação ($M = 16, 64, 256$ e 1024) em canais AWGN, são ilustradas na Figura 4.2.

Como pode ser observado na Figura 4.2, o ganho proporcionado pela adaptação dinâmica do ângulo θ , quando comparado ao sistema SQAM, foi de aproximadamente 0,3 dB para todas as ordens de modulação (em relação aos maiores valores de SNR de cada gráfico). Por outro lado, o ganho do sistema adaptativo em relação ao uso de um esquema TQAM fixo foi pequeno, sendo imperceptível nos gráficos (aproximadamente 0,04 dB), e tendendo a ser reduzido ainda com o aumento da SNR (visto que o esquema θ -QAM adaptativo passa a utilizar constelações TQAM mais frequentemente em valores elevados de SNR).

Em ambos os esquemas, a técnica de mapeamento em forma de linhas e colunas proposta em [39] (e descrita na Seção 2.3.1) foi utilizada. Além disso, é importante

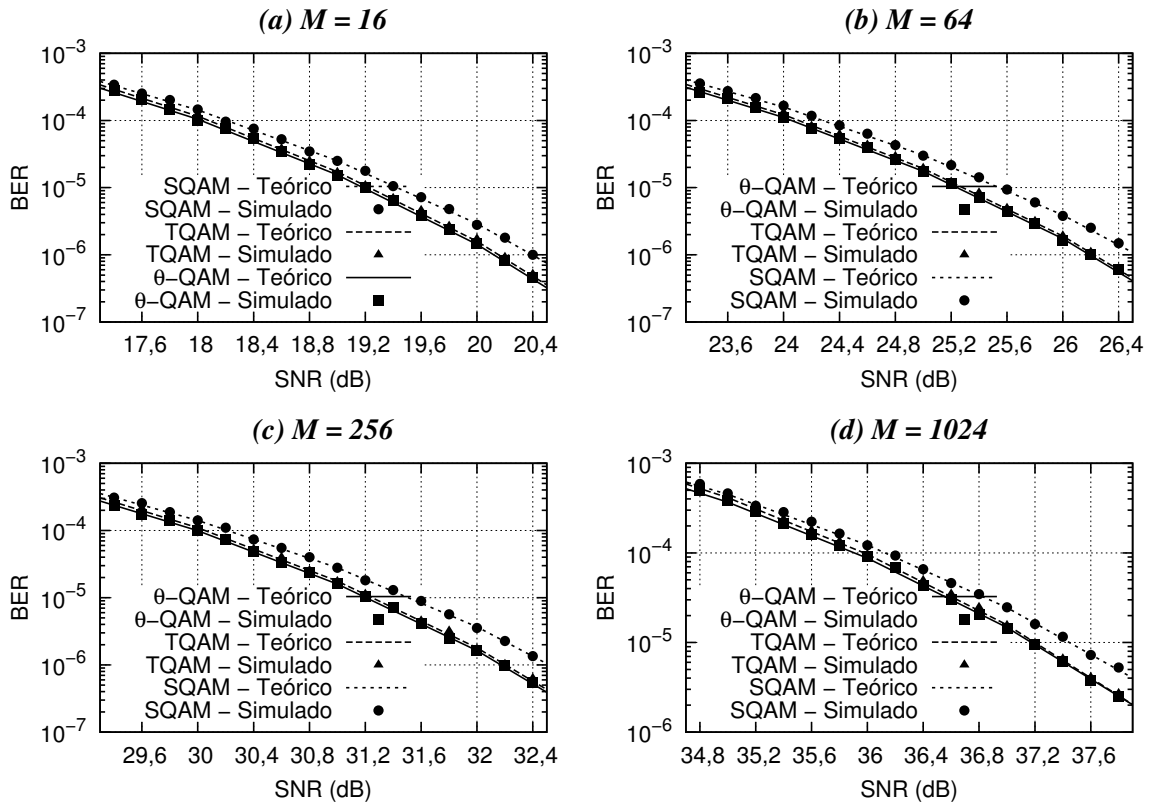


Figura 4.2: Comparativo entre a BER dos sistemas θ -QAM adaptativo, TQAM e SQAM em função da SNR do canal e da ordem das constelações, em canais AWGN.

notar que o uso do esquema θ -QAM adaptativo não afeta a eficiência espectral em relação aos esquemas sem adaptação (TQAM e SQAM).

Por fim, os esquemas θ -QAM adaptativo e TQAM foram empregados no sistema de modulação adaptativa com o intuito de avaliar os ganhos de desempenho proporcionados pelo uso dessas constelações em substituição às constelações SQAM, conforme é apresentado na seção a seguir.

4.2.2 Avaliação de Desempenho e Resultados

De forma a verificar o impacto causado pela adoção de constelações θ -QAM em sistemas de modulação adaptativa, experimentos foram conduzidos substituindo as constelações 16-QAM e 64-QAM por suas versões θ -QAM equivalentes (com a variação dinâmica do ângulo θ e com o ângulo θ fixo). Assim, foram realizadas simulações e avaliações numéricas considerando os cenários com e sem a presença de indisponibilidade no sistema.

Diferentes perfis de desempenho foram projetados para a avaliação, cada um associado a um valor máximo de BER. Os limiares de decisão foram obtidos pela inversão numérica das funções de BER dos esquemas de modulação em canais AWGN (a inversão foi realizada com o uso do algoritmo de busca *Simplex* de Nelder-Mead [41]). Em cada experimento foram obtidos os valores médios (teóricos e simulados) da BER e da eficiência espectral do sistema para transmissão em um canal sujeito a desvanecimento κ - μ plano.

Quatro esquemas de modulação foram utilizados pelo mecanismo de adaptação: BPSK, QPSK e θ -QAM com $M = 16$ e $M = 64$ (os dois últimos foram avaliados utilizando a adaptação do ângulo ótimo θ e o valor fixo de $\theta = \pi/3$ – TQAM). A Tabela 4.1 apresenta os parâmetros dos quatro esquemas de modulação adotados na análise.

Tabela 4.1: Parâmetros relativos aos quatro esquemas de modulação adotados.

Tipo de modulação	M_j	Região de decisão	Eficiência espectral
Sem transmissões	–	$0 \leq \gamma < \gamma_0$	0 <i>bit</i> /s/Hz
BPSK	2	$\gamma_0 \leq \gamma < \gamma_1$	1 <i>bit</i> /s/Hz
QPSK	4	$\gamma_1 \leq \gamma < \gamma_2$	2 <i>bits</i> /s/Hz
θ -QAM	16	$\gamma_2 \leq \gamma < \gamma_3$	4 <i>bits</i> /s/Hz
θ -QAM	64	$\gamma \geq \gamma_3$	6 <i>bits</i> /s/Hz

Os valores de γ_0 , γ_1 , γ_2 e γ_3 são definidos com base em valores máximos de BER estabelecidos para o sistema de comunicações. Além disso, o sistema também foi avaliado quando existe probabilidade de indisponibilidade (*i.e.*, $\gamma_0 > 0$). Nesse caso, sempre que a SNR estimada estiver na região $0 \leq \gamma < \gamma_0$, o sistema não realiza transmissões, mas deve continuar transmitindo símbolos pilotos periodicamente, com vistas a continuar a estimação da SNR e assim descobrir quando retomar as transmissões.

Para delimitar as regiões de decisão é necessário realizar uma análise das curvas de taxa de erro de *bit* dos esquemas de modulação adotados e sua inversão numérica. Dessa forma, assumindo um canal com desvanecimento lento (de maneira a manter uma envoltória de desvanecimento quase constante durante a transmissão de um símbolo), o desempenho médio do sistema pode ser calculado com o uso das funções de BER para canais AWGN (considerando a SNR variante no tempo) [61].

No cenário de transmissão sem indisponibilidade foram projetados três perfis de desempenho, cada um associado a um valor máximo de BER pré-definido (10^{-2} , 10^{-3} e 10^{-4}). Baseado no valor alvo de BER de cada perfil e considerando que não há

indisponibilidade (*i.e.* $\gamma_0 = 0$), os limiares de decisão apropriados foram definidos. A configuração utilizada em cada perfil é apresentada na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Perfis de desempenho para um sistema sem indisponibilidade.

Perfil	BER alvo	γ_0	γ_1	γ_2	γ_3
Perfil 1	10^{-2}	0,000	7,310	13,893	19,715
Perfil 2	10^{-3}	0,000	9,782	16,517	22,523
Perfil 3	10^{-4}	0,000	11,382	18,206	24,278

Cada perfil gera um desempenho diferente em termos de BER e eficiência espectral. A Figura 4.3(a) apresenta as curvas da BER média do sistema de modulação adaptativa que usa constelações θ -QAM, TQAM e SQAM sujeitos ao desvanecimento κ - μ , com $\kappa = 0,0$ e $\mu = 1,0$ (equivalente a um canal Rayleigh).

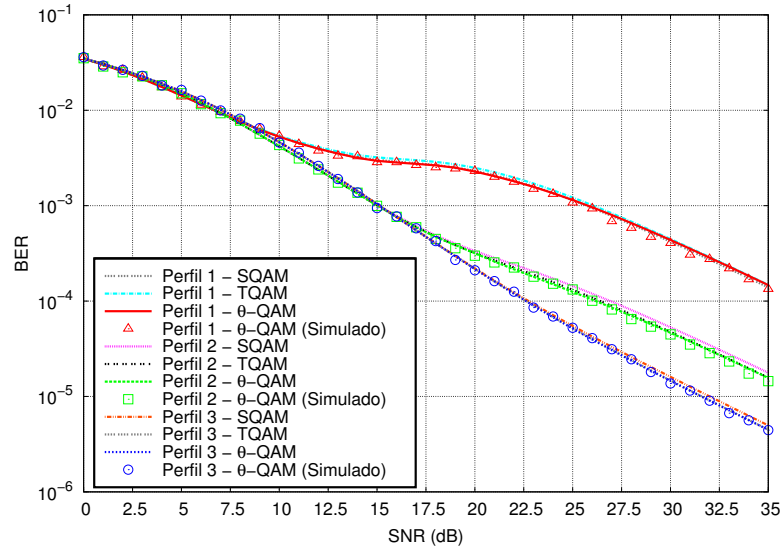
Não houve diferença significativa em termos da BER do sistema quando comparado o uso de constelações θ -QAM e TQAM. Isso se deve ao fato das constelações θ -QAM tornarem-se constelações TQAM quando considerados valores elevados de SNR (a região em que são selecionadas). No entanto, o uso de constelações θ -QAM proporcionou ganhos ao sistema quando comparado à utilização de constelações SQAM.

Pela análise da figura é possível verificar que os ganhos obtidos pelos sistemas θ -QAM e TQAM em relação ao SQAM são de 0,6081 dB (“Perfil 2”) e 0,4257 dB (“Perfil 3”), quando tomados como referência os valores de BER de $1,8 \times 10^{-5}$ e $5,0 \times 10^{-6}$, respectivamente. Por outro lado, o “Perfil 1” não apresenta ganho aparente pelo uso de constelações θ -QAM, visto que essas constelações só exibem ganhos significativos em baixos valores de BER [21].

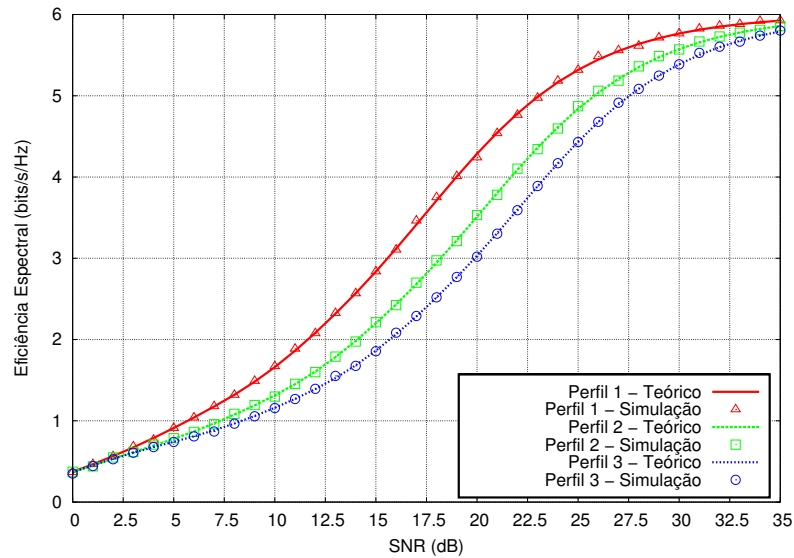
Além disso, em baixos valores de SNR, o sistema de modulação adaptativa ultrapassa os valores máximos de BER definidos para cada perfil. Isso ocorre porque o sistema projetado não considera a ocorrência de indisponibilidade, fazendo com que o sistema continue transmitindo mesmo em condições de canal muito adversas.

A variação dinâmica dos esquemas de modulação faz com que a eficiência espectral média do sistema varie de acordo com a SNR do canal, conforme as curvas relativas aos diferentes perfis de desempenho, apresentadas na Figura 4.3(b). É possível observar na figura que a eficiência espectral média nos cenários mostrados nunca é nula, visto que o sistema não interrompe suas transmissões, mesmo com condições adversas do canal (por conta da ausência de indisponibilidade no sistema).

Por outro lado, para realizar a avaliação do sistema de modulação adaptativa com



(a) Taxa de erro de *bit*.



(b) Eficiência espectral.

Figura 4.3: Desempenho do sistema de modulação adaptativa sem indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 0, 0$, $\mu = 1, 0$, equivalente a um canal Rayleigh).

indisponibilidade, foram definidos os perfis de desempenho apresentados na Tabela 4.3. É possível verificar que nenhuma transmissão ocorre quando a SNR assume valores menores que o valor de γ_0 relativo a cada perfil de desempenho.

Um importante aspecto a ser observado é que a existência de indisponibilidade no sistema aumenta os ganhos obtidos pelo uso de constelações θ -QAM (uma vez que a

Tabela 4.3: Perfis de desempenho para um sistema com indisponibilidade.

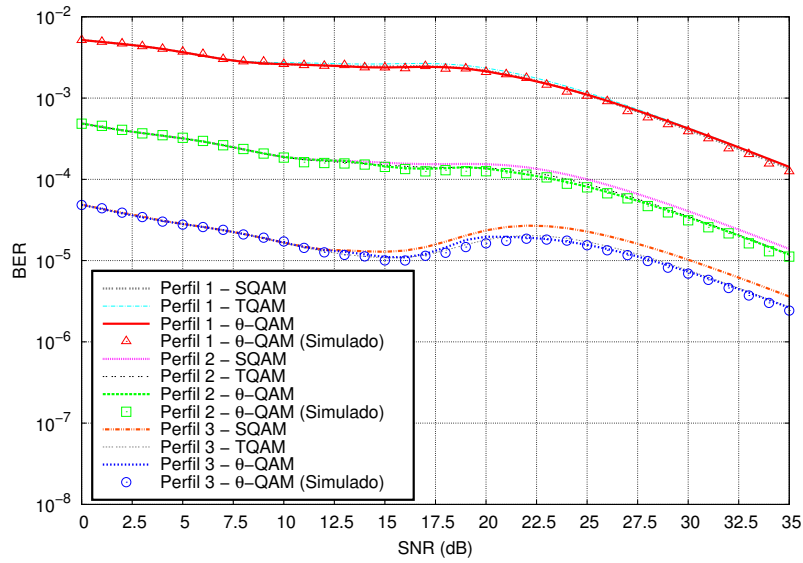
Perfil	BER alvo	γ_0	γ_1	γ_2	γ_3
Perfil 1	10^{-2}	4,3232	7,310	13,893	19,715
Perfil 2	10^{-3}	6,7895	9,782	16,517	22,523
Perfil 3	10^{-4}	8,3983	11,382	18,206	24,278

presença de indisponibilidade reduz a BER média do sistema), conforme apresentado na Figura 4.4. Dessa forma, houve um incremento nos ganhos obtidos pelo “Perfil 2” e pelo “Perfil 3”, que apresentaram ganhos de até 2,5 dB e 4,6 dB, respectivamente, em relação aos valores de BER de $1,4 \times 10^{-5}$ e $3,6 \times 10^{-6}$. Além disso, da mesma forma que ocorreu com o sistema sem indisponibilidade, o “Perfil 1” não apresentou ganhos pelo uso de constelações θ -QAM.

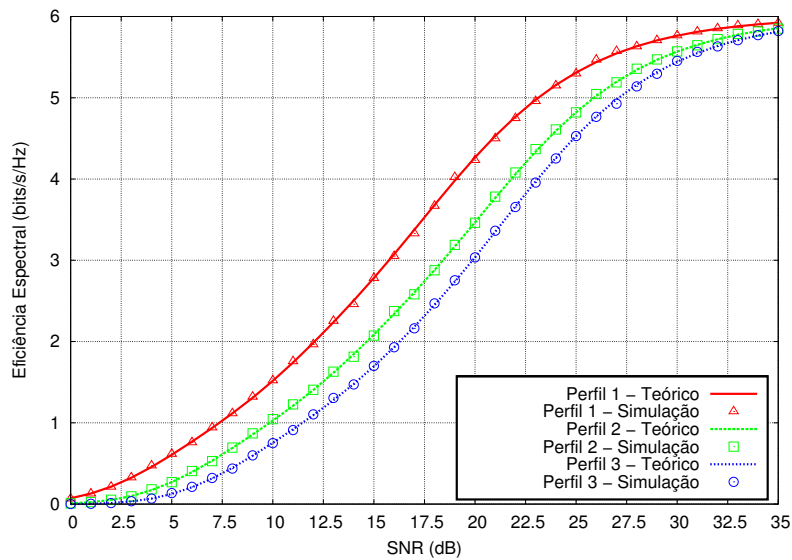
Um aspecto importante a ser observado na Figura 4.4(a) é que, devido à ocorrência de indisponibilidade no sistema, a BER média permanece sempre abaixo dos valores máximos definidos para cada perfil. Além disso, é possível verificar que as curvas apresentadas exibem um comportamento atípico para curvas de BER, pois não são monotonicamente decrescentes. Nesse caso, o crescimento na BER que ocorre no intervalo de 15 a 22,5 dB resulta do fato de que, nesses valores de SNR, o uso de constelações θ -QAM com $M = 16$ começa a se tornar mais frequente que o uso de constelações QPSK, levando a um aumento na BER média do sistema. É possível verificar ainda que a eficiência espectral do sistema é reduzida para baixos valores de SNR (causado pela presença de indisponibilidade), conforme ilustrado na Figura 4.4(b).

Os sistemas projetados foram avaliados em duas condições de desvanecimento: (a) em condições de desvanecimento típico ($\kappa = 1,5$, $\mu = 1,75$), cujos valores foram baseados nos fornecidos em [65], e (b) em condições de desvanecimento severo ($\kappa = 0,1$, $\mu = 0,25$), cujos valores dos parâmetros foram determinados a partir da redução arbitrária de κ e μ do modelo de desvanecimento típico. As curvas de BER média obtidas para o cenário de desvanecimento severo são apresentadas na Figura 4.5(a), enquanto as curvas de eficiência espectral média (neste mesmo cenário) são apresentadas na Figura 4.5(b). Ambas avaliações foram realizadas sem considerar a ocorrência de indisponibilidade no sistema. Para permitir a comparação com as curvas apresentadas anteriormente, os mesmos perfis de desempenho mostrados na Tabela 4.2 foram adotados.

A partir da análise da Figura 4.5(a) é possível verificar que não houve diferença



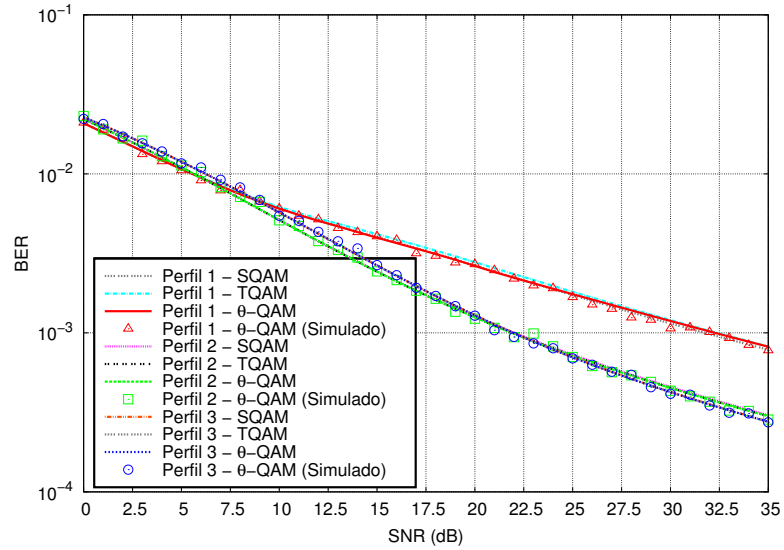
(a) Taxa de erro de *bit*.



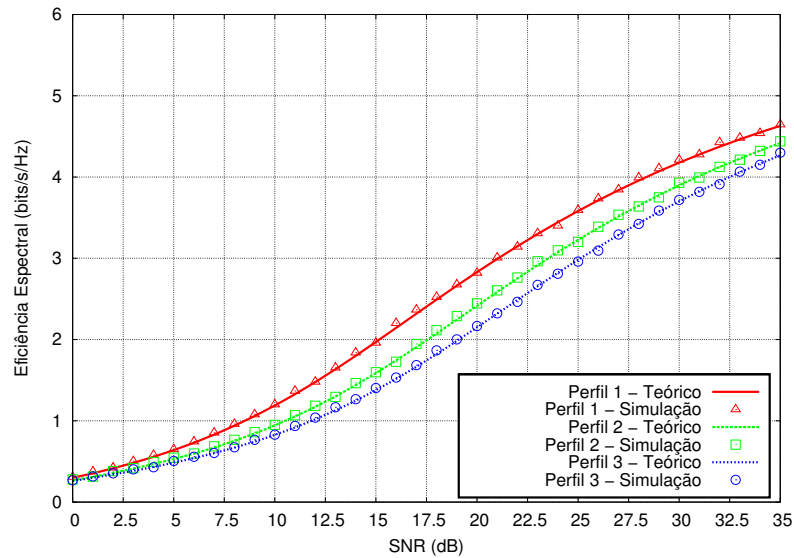
(b) Eficiência espectral.

Figura 4.4: Desempenho do sistema de modulação adaptativa com indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 0, 0$, $\mu = 1, 0$, equivalente a um canal Rayleigh).

perceptível entre o uso das constelações SQAM, TQAM e θ -QAM em nenhum dos cenários. Isso ocorre por conta do severo desvanecimento do canal, que faz com que as constelações de baixa ordem (BPSK e QPSK) sejam frequentemente selecionadas. Além disso, os perfis “Perfil 2” e “Perfil 3” apresentaram desempenho semelhante, visto que a frequência de seleção dos esquemas BPSK e QPSK foi similar.



(a) Taxa de erro de *bit*.

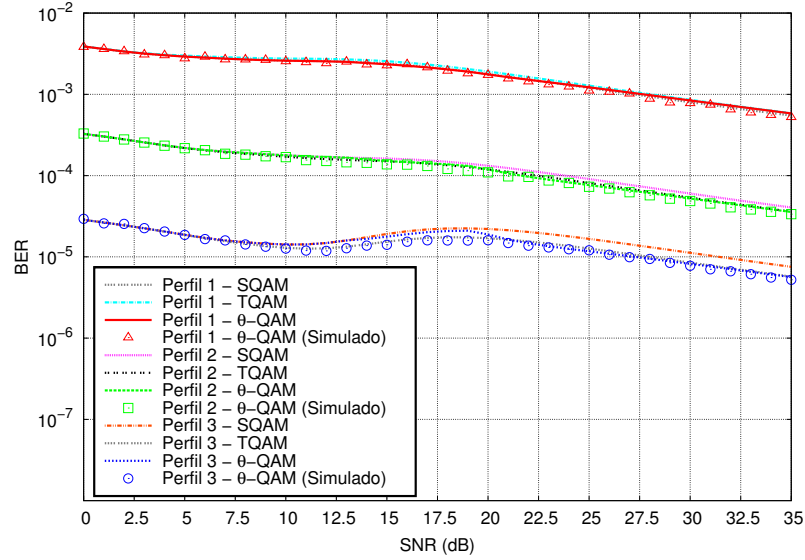


(b) Eficiência espectral.

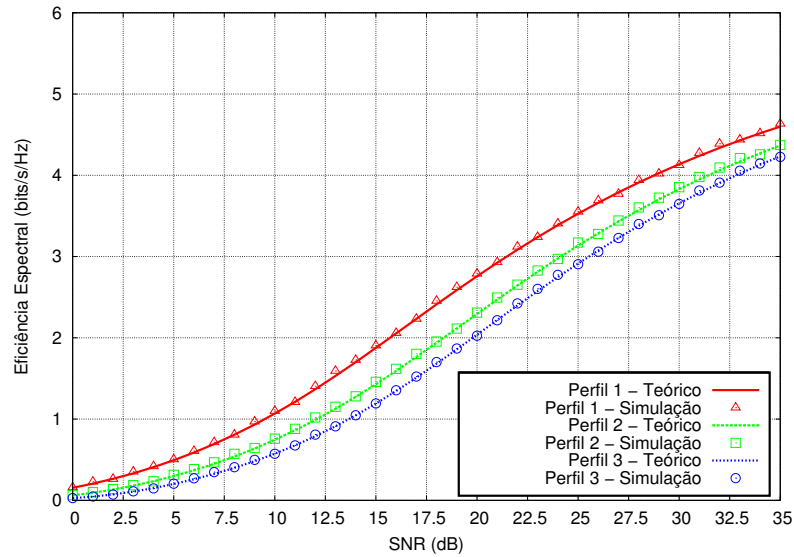
Figura 4.5: Desempenho do sistema de modulação adaptativa sem indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 0, 1$, $\mu = 0, 25$).

A seleção frequente de esquemas de baixa ordem no sistema de modulação adaptativa pode ser confirmada pela observação das curvas de eficiência espectral média do sistema (Figura 4.5(b)). Diferentemente da Figura 4.3(b), cujas curvas se aproximam da eficiência espectral máxima de 6 *bits/s/Hz* para uma SNR de 35 dB, as curvas do cenário de desvanecimento severo apresentam uma baixa eficiência espectral devido às características do canal.

A presença de indisponibilidade reduz a BER média do sistema, mas também reduz sua eficiência espectral média, especialmente em baixos valores de SNR (*i.e.*, abaixo do valor da SNR de corte), conforme pode ser observado nas Figuras 4.6(a) e 4.6(b), respectivamente.



(a) Taxa de erro de *bit*.



(b) Eficiência espectral.

Figura 4.6: Desempenho do sistema de modulação adaptativa com indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 0, 1$, $\mu = 0, 25$).

A diferença entre os valores de SNR de corte dos perfis “Perfil 2” e “Perfil 3” no cenário com indisponibilidade fez com que as curvas de BER média (apresentadas na

Figura 4.6(a)) apresentassem uma diferença maior entre si quando comparados com o cenário sem indisponibilidade (Figura 4.5(a)). Além disso, um ganho de aproximadamente 4,7 dB (para uma BER aproximada de $7,5 \times 10^{-6}$) foi obtido com o “Perfil 3”. Esse ganho se deve ao uso de constelações θ -QAM (e TQAM) em relação ao uso de constelações SQAM (ganho que fica mais significativo com a redução da BER média do sistema). Por fim, pode ser observado na Figura 4.6(b) que devido às severas características do desvanecimento o sistema de modulação adaptativa não alcança a eficiência espectral máxima de 6 *bits/s/Hz*.

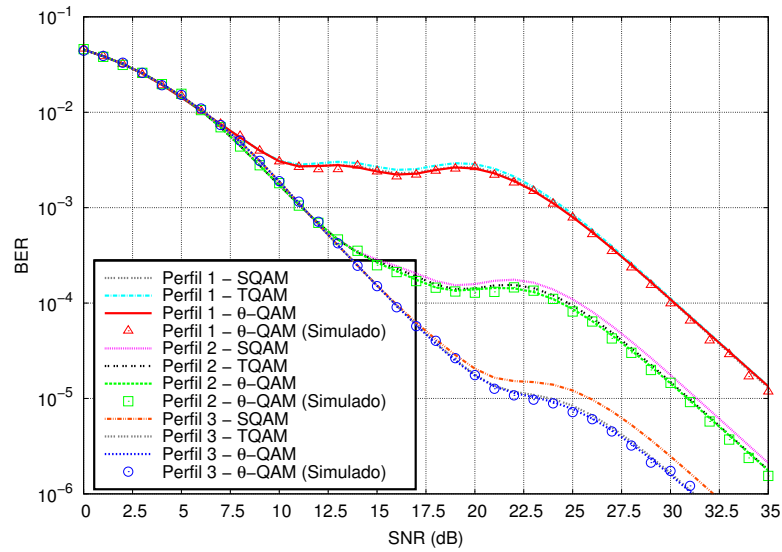
Por outro lado, em um cenário de desvanecimento típico ($\kappa = 1,5$, $\mu = 1,75$), as taxas médias de erro de *bit* do sistema são reduzidas quando comparadas a um cenário de desvanecimento severo. Além disso, a eficiência espectral média é aumentada, visto que constelações de alta ordem são selecionadas com mais frequência. As curvas da BER média do sistema sem indisponibilidade, sob desvanecimento típico, são mostradas na Figura 4.7(a), enquanto suas curvas de eficiência espectral média são apresentadas na Figura 4.7(b).

Ganhos de aproximadamente 0,6 dB e 1,2 dB, para os valores de BER de $2,1 \times 10^{-6}$ e 1×10^{-6} , respectivamente, são alcançados pelo uso de constelações θ -QAM e TQAM. Da mesma forma que ocorreu com as demais avaliações, não houve diferença significativa pelo uso do recurso de adaptação dinâmica do ângulo θ em relação ao uso do valor fixo de $\theta = \pi/3$ (TQAM).

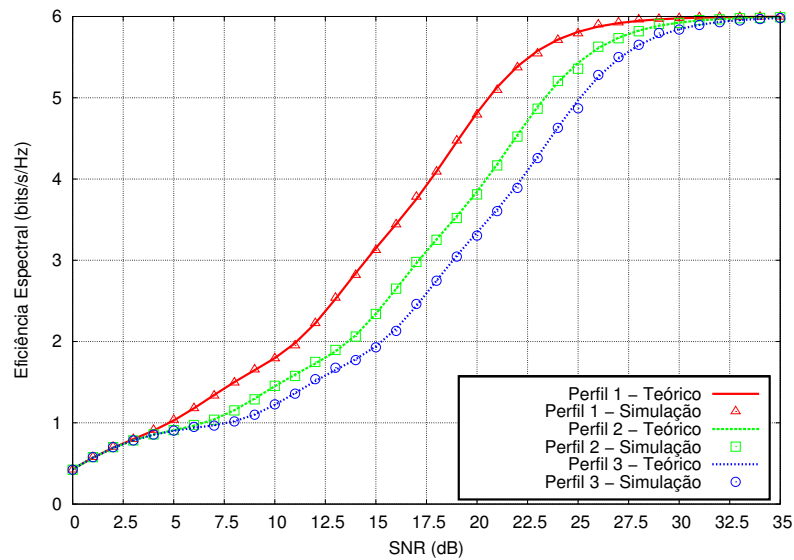
Dada a melhoria das condições do canal, o sistema de modulação adaptativa realizou um maior aproveitamento da capacidade do canal, enquanto a BER média é reduzida. No entanto, por conta da ausência de indisponibilidade, a BER média supera os valores de limiares máximos de cada perfil de desempenho. Esse problema não ocorre em sistemas com a presença de indisponibilidade, conforme pode ser visto nos gráficos ilustrados na Figura 4.8(a). A indisponibilidade no sistema reduz a eficiência espectral média (principalmente nos valores de SNR menores que o valor de corte), conforme apresentado na Figura 4.8(b).

As curvas de BER e eficiência espectral com indisponibilidade (Figura 4.8) são bastante similares às suas versões sem indisponibilidade (Figura 4.7), com exceção dos valores abaixo da SNR de corte. Além disso, os ganhos alcançados pelo uso de constelações θ -QAM e TQAM foram equivalentes aos obtidos pelo sistema sem indisponibilidade.

Por fim, é importante ressaltar que a pequena diferença existente entre os valores



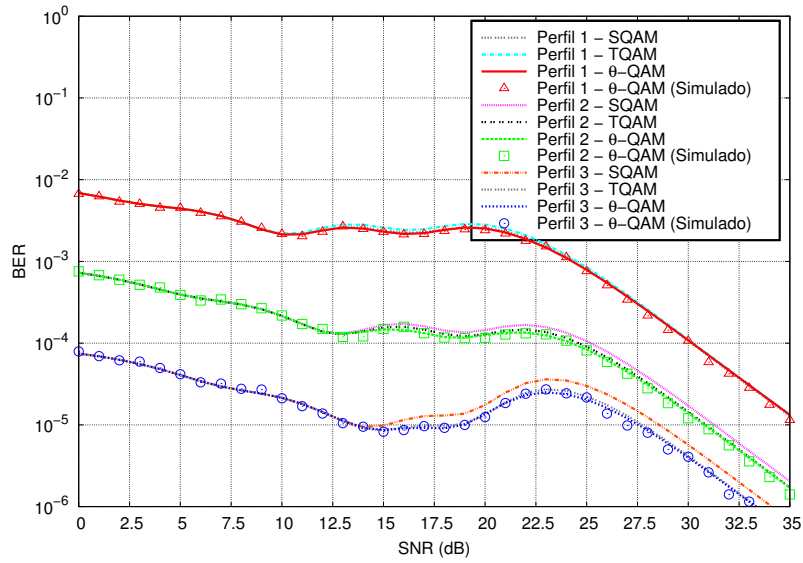
(a) Taxa de erro de *bit*.



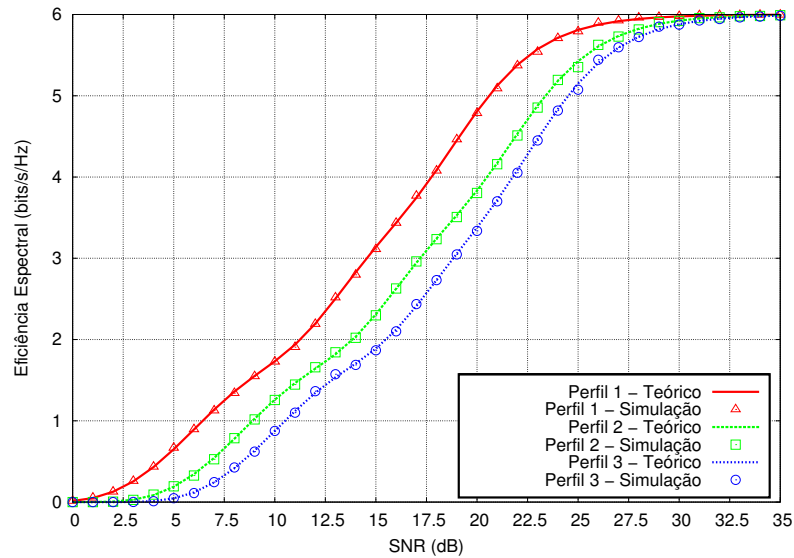
(b) Eficiência espectral.

Figura 4.7: Desempenho do sistema de modulação adaptativa sem indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 1, 75$).

simulados e teóricos presente nos gráficos relativos às constelações θ -QAM se deve ao erro de aproximação existente na expressão utilizada para o cálculo da BER desses sistemas. No entanto, ainda assim foi possível utilizar essa expressão para avaliar o desempenho obtido com o uso de constelações θ -QAM em sistemas de modulação adaptativa.



(a) Taxa de erro de *bit*.



(b) Eficiência espectral.

Figura 4.8: Desempenho do sistema de modulação adaptativa com indisponibilidade baseado em constelações SQAM e θ -QAM em canais κ - μ ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 1, 75$).

4.3 Considerações Finais

Os esquemas de modulação adaptativa são uma alternativa para aumentar a eficiência espectral dos sistemas de comunicações, considerando restrições na BER média. O desempenho do sistema está diretamente associado aos esquemas de modulação adotados e às regiões de decisão definidas para sua operação.

Este capítulo apresentou uma análise de um sistema de modulação adaptativa baseado em constelações θ -QAM. No sistema proposto, os esquemas BPSK e QPSK são utilizados em conjunto com as constelações θ -QAM (para valores de $M = 16$ e 64), podendo ser estendido para sistemas com ordens de modulação superiores (como $M = 256$ e 1024). Pela análise realizada foi constatado que as constelações θ -QAM permitem ganhos ao sistema em altos valores de SNR, que variam de acordo com a SNR média do canal e com a presença (ou ausência) de indisponibilidade.

O desempenho do sistema foi avaliado considerando a utilização de constelações θ -QAM com o θ ótimo e com um valor fixo de $\theta = \pi/3$ (TQAM). Após a avaliação, foi verificado que o uso do valor fixo de θ é mais adequado ao sistema de modulação adaptativa que a adaptação dinâmica ao valor ótimo de θ . Essa conclusão se deve a dois aspectos: (a) a complexidade extra adicionada pelo recurso de adaptação dinâmica do ângulo θ ; e (b) após a avaliação da BER do sistema, verificou-se que os ganhos proporcionados pelos dois esquemas (θ ótimo e fixo) são equivalentes.

A avaliação realizada neste capítulo considerou um canal modelado com desvanecimento κ - μ em um cenário equivalente ao desvanecimento Rayleigh ($\kappa = 0, 0, \mu = 1, 0$), um cenário de desvanecimento severo ($\kappa = 0, 1, \mu = 0, 25$) e um cenário de desvanecimento típico ($\kappa = 1, 5, \mu = 1, 75$). Foi verificado que, em cenários de desvanecimento severo, a eficiência espectral do sistema é bastante prejudicada. Ainda assim, as taxas de erro são altas quando comparadas ao cenário equivalente ao desvanecimento Rayleigh. Por outro lado, a melhoria das condições do canal (em um cenário de desvanecimento típico) não somente aumenta a eficiência espectral do sistema, como causa uma redução na sua BER média.

Uma forma de reduzir a BER média do sistema de modulação adaptativa é permitir sua indisponibilidade. Pode ser verificado que as perdas na eficiência espectral média do sistema, causadas pela presença da indisponibilidade, afetam mais significativamente baixos valores de SNR (abaixo da SNR de corte). Essa redução no desempenho do sistema é aceitável, especialmente se o sistema estiver sujeito a um desvanecimento severo ou caso os limiares de BER máxima sejam fortemente restritivos.

Capítulo 5

Diversidade de Modulação em Canais com Desvanecimento Nakagami- m

Recentemente, diversos métodos têm sido propostos com o intuito de combater os efeitos do desvanecimento nos sistemas de comunicação sem fio. Entre eles merecem destaque as técnicas de diversidade [1–4].

Basicamente, as técnicas de diversidade consistem em aproveitar a redundância do sinal transmitido para o receptor. Exemplos típicos de técnicas de diversidade são a diversidade temporal, a diversidade em frequência e a diversidade espacial [66]. Além dessas, uma outra importante técnica de diversidade proposta na literatura consiste em introduzir redundância pela escolha criteriosa do ângulo de referência de uma constelação de sinais combinada com o entrelaçamento independente das componentes dos símbolos a serem transmitidos [22,23]. Nesta tese essa técnica é denominada diversidade de modulação (DM) [24,25], porém ela também é conhecida por outras denominações, como rotação de constelações [27–29,67] e diversidade de espaço de sinais [30–32].

O esquema de DM permite melhorar o desempenho de sistemas de comunicação sujeitos ao desvanecimento, podendo ser aplicado a esquemas de modulação bidimensionais [24]. Esse esquema foi avaliado considerando o uso de constelações M -PSK [30] e M -QAM [25] com diversos modelos de canal, como Rayleigh [32], Rice [68] e Nakagami- m [67].

O cálculo aproximado da SEP e da BEP do sistema de DM e a otimização dos parâmetros da DM são normalmente baseados no cálculo da probabilidade de erro

par a par (*Pairwise Error Probability* – PEP). Expressões fechadas e exatas para a PEP de sistemas de DM em canais Nakagami- m são relatadas em [29] e [67]. No entanto, essas expressões são complexas, requerendo técnicas mais eficientes para seu cálculo (mantendo uma precisão adequada). Dessa forma, neste capítulo, uma nova aproximação para a expressão da PEP de sistemas de DM em canais Nakagami- m é proposta.

Este capítulo também aborda os principais conceitos relativos à técnica de DM, bem como são apresentadas e comparadas outras aproximações propostas na literatura. A avaliação de desempenho desse esquema é realizada considerando o uso de constelações θ -QAM com diferentes valores de θ , como $\pi/3$ (TQAM) e $\pi/2$ (SQAM), casos especiais destas constelações. Por fim, uma aplicação para a expressão da PEP proposta para sistemas de DM em canais Nakagami- m é apresentada, e um sistema híbrido que incorpora a técnica de DM ao sistema de modulação adaptativa é proposto, e seu desempenho é avaliado.

5.1 Diversidade de Modulação

O desempenho de sistemas de comunicações móveis pode ser significativamente melhorado pelo uso da técnica de diversidade de modulação. Nesta tese é considerada a utilização de esquemas de modulação QAM, cuja representação é dada por [69]

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n p(t - nT_S) \cos(2\pi f_c t) + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n p(t - nT_S) \sin(2\pi f_c t), \quad (5.1)$$

em que a_n, b_n representam os valores de amplitude das componentes em fase e em quadratura, respectivamente, dos símbolos modulados. Para constelações SQAM, $a_n, b_n = \pm d, \pm 3d, \dots, \pm(\sqrt{M} - 1)d$, com M denotando o número de símbolos da constelação de sinais, f_c é a frequência da portadora, T_S é o tempo de símbolo e $p(t)$ é a forma de pulso do sinal digital, dada por

$$p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_S, \\ 0, & \text{caso contrário.} \end{cases}$$

Com base no modelo apresentado é possível observar que os esquemas de modulação QAM podem ser vistos como duas transmissões de modulação por amplitude de pulso

(*Pulse Amplitude Modulation* – PAM) em paralelo, uma na componente em fase e outra na componente em quadratura. Os dois sinais correspondentes são ortogonais e podem ser separados no receptor.

Dado que a probabilidade de ocorrência conjunta de dois picos de desvanecimento é muito baixa em canais independentes [70], a transmissão desses sinais por meio de dois canais com desvanecimentos independentes introduz um ganho de diversidade no sistema. Essa independência pode ser obtida por meio do entrelaçamento das componentes dos sinais.

Para obter o ganho de diversidade proporcionado pelo entrelaçamento das componentes dos sinais, algum tipo de redundância entre as duas componentes é necessária. No esquema de DM essa redundância é alcançada pela rotação da constelação de sinais de um valor constante para a fase (ϕ) [22]. O resultado dessa técnica é o aumento da robustez do receptor em cenários de propagação com desvanecimento acentuado. Assim, considerando a adoção da técnica de DM, o sinal transmitido pode ser reescrito como

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n p(t - nT_S) \cos(2\pi f_c t) + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} y_{n-k} p(t - nT_S) \sin(2\pi f_c t), \quad (5.2)$$

em que k é um inteiro que representa um atraso (expresso em número de símbolos) introduzido pelo entrelaçamento entre as componentes em fase e em quadratura, também denotado por profundidade do entrelaçamento (*interleaving depth*). Além disso,

$$x_n = a_n \cos \phi - b_n \sin \phi \quad (5.3a)$$

e

$$y_n = a_n \sin \phi + b_n \cos \phi \quad (5.3b)$$

representam os novos símbolos QAM gerados para a transmissão.

O diagrama de blocos do transmissor que implementa a técnica de DM é apresentado na Figura 5.1. No sistema foi admitida estimação perfeita da amplitude e da fase do canal, ou seja, $\hat{\alpha}(t) = \alpha(t)$ e $\hat{\varphi}(t) = \varphi(t)$.

A rotação da constelação de sinais, combinada com o entrelaçamento de suas componentes, cria uma expansão da constelação original [71]. A constelação expandida é formada pelo produto cartesiano entre as componentes em fase e em quadratura da constelação rotacionada. Dessa forma, dados dois símbolos da constelação original,

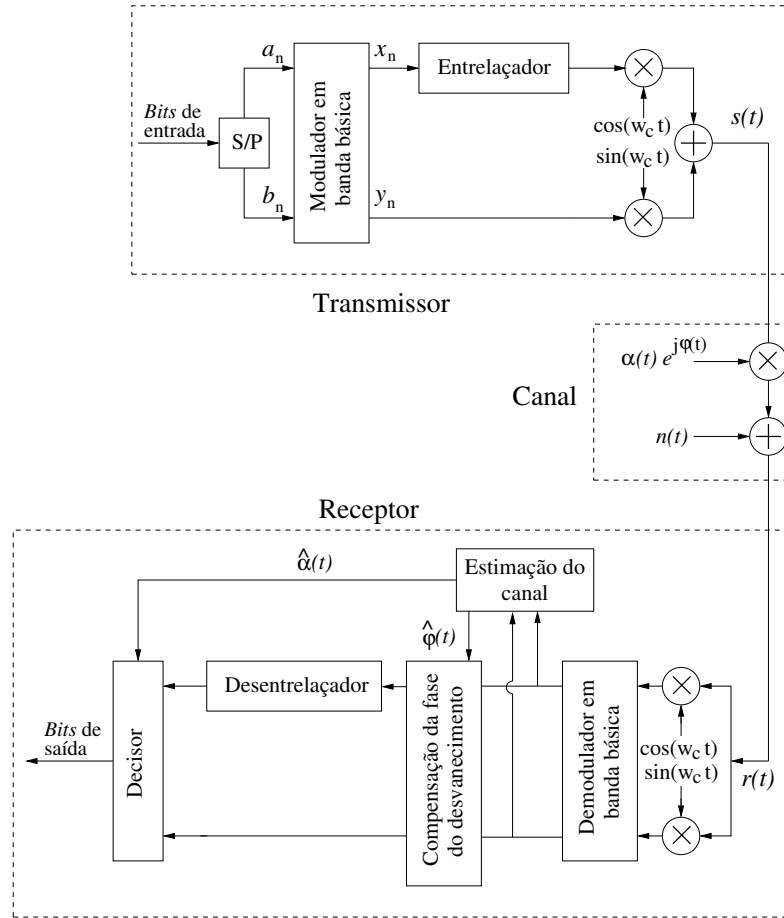


Figura 5.1: Diagrama de blocos do sistema de diversidade de modulação.

$s_1 = \Re(s_1) + j\Im(s_1)$ e $s_2 = \Re(s_2) + j\Im(s_2)$, sua rotação e o entrelaçamento de suas componentes gera dois novos símbolos, $\lambda_1 = \Re(s_1) + j\Im(s_2)$ e $\lambda_2 = \Re(s_2) + j\Im(s_1)$, pertencentes à constelação expandida, em que $\Re(\cdot)$ e $\Im(\cdot)$ representam, respectivamente, as componentes em fase e em quadratura dos símbolos da constelação. A Figura 5.2 apresenta a expansão de uma constelação 4-QAM gerada por meio da rotação e do entrelaçamento de suas componentes, em que os círculos cheios representam os símbolos da constelação original e os círculos vazados correspondem aos símbolos gerados pelo entrelaçamento das componentes da constelação. Os símbolos s_1 , s_2 , λ_1 e λ_2 são apresentados em destaque na figura.

Na Figura 5.2 é possível verificar como o sistema pode ser afetado pela escolha do ângulo de referência ϕ em canais com desvanecimento. Por exemplo, quando não é realizada a rotação da constelação (Figura 5.2(a)) os símbolos entrelaçados colidem entre si, pois apresentam projeções iguais nos eixos em fase e em quadratura [30]. Nesse

caso, quando um pico de desvanecimento ocorre em uma das componentes do símbolo original, o símbolo desentrelaçado é facilmente confundido com os demais símbolos da constelação (pois diversos símbolos da constelação compartilham projeções em comum). Por outro lado, o uso de uma constelação expandida (Figura 5.2(b)) oferece mais proteção contra os efeitos do ruído. Assim, enquanto uma das componentes do sinal é fortemente afetada pelo desvanecimento, a outra é preservada.

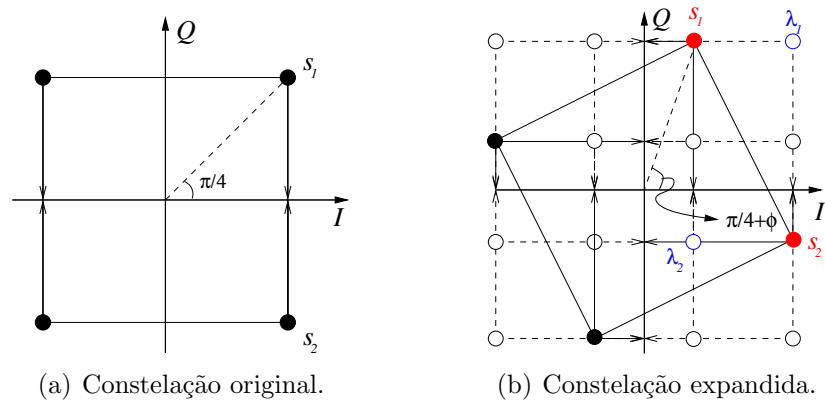


Figura 5.2: Expansão de uma constelação 4-QAM: símbolos originais da constelação (círculos cheios) e símbolos gerados após a rotação e o entrelaçamento das componentes (círculos vazados).

Portanto, é possível verificar que o desempenho do esquema de DM está diretamente relacionado à distância entre as projeções geradas na versão expandida da constelação, que é função do ângulo de rotação da constelação. Assim, a escolha do ângulo de rotação se torna um critério importante no projeto do esquema de DM.

O ângulo de rotação ótimo depende do esquema de modulação escolhido e do tipo de canal [72]. Além disso, uma característica interessante desse esquema é que o valor de ϕ não influencia o desempenho do sistema quando os sinais transmitidos são afetados apenas pelo ruído gaussiano branco (canal AWGN), pois a distância euclidiana entre os símbolos da constelação independe do ângulo ϕ [25] (em canais AWGN as componentes dos símbolos não são afetadas de forma desigual pelo ruído, como ocorre em canais sujeitos ao desvanecimento). Por fim, é importante mencionar que esse esquema não afeta a eficiência espectral do sistema.

5.2 Seleção do Valor Ótimo do Ângulo de Rotação ϕ em Canais Nakagami- m

Para obter o valor do ângulo ótimo a ser adotado no esquema de DM é necessário empregar algoritmos que determinem o valor de ϕ que minimize a probabilidade de erro de símbolo (*Symbol Error Probability* – SEP) ou a probabilidade de erro de *bit* (*Bit Error Probability* – BEP) do sistema. Além disso, a escolha do ângulo de rotação da constelação afeta diretamente o desempenho do esquema e deve ser, portanto, avaliado de forma criteriosa.

A avaliação do ângulo ótimo de rotação no esquema de DM pode ser realizada de duas formas: (a) por meio da execução de simulações com o método de Monte Carlo para diferentes valores de ϕ ; ou (b) realizando a otimização das expressões de SEP ou BEP do sistema. A primeira abordagem exige um alto custo computacional, dado que muitas simulações precisam ser executadas em diferentes cenários e com diferentes ângulos de rotação. Além disso, dependendo dos valores de ϕ avaliados e dos parâmetros da simulação, o método de Monte Carlo pode não apresentar uma precisão adequada.

Por outro lado, na segunda abordagem, a independência entre as componentes em fase e em quadratura (criada pelo processo de entrelaçamento), combinada com a rotação da constelação, dificultam a obtenção de expressões analíticas exatas para o cálculo das probabilidades de erro de símbolo e de *bit* do sistema. Uma abordagem comumente empregada para a avaliação da probabilidade de erro de uma constelação de sinais bidimensional é a utilização de limitantes superiores, como o limitante da união (*Union Bound* – UB) [42, 47]. Logo, considerando símbolos equiprováveis, a SEP do sistema é limitada por

$$P_S \leq P_S^{\text{UB}} = \frac{1}{M} \sum_{s \in \mathcal{S}} \sum_{\substack{\hat{s} \in \mathcal{S} \\ \hat{s} \neq s}} P(s \rightarrow \hat{s}), \quad (5.4)$$

em que \mathcal{S} representa uma constelação de M sinais e $P(s \rightarrow \hat{s})$ é a probabilidade de erro par-a-par (*Pairwise Error Probability* – PEP) que o símbolo \hat{s} seja estimado pelo receptor quando s foi transmitido. Além disso, caso sejam considerados apenas os vizinhos mais próximos de cada símbolo na avaliação de desempenho, o limitante da união se torna uma aproximação denominada probabilidade de erro dos vizinhos mais

próximos (*Nearest Neighbor Error Probability* – NN)

$$P_e \approx P_e^{\text{NN}} = \frac{1}{M} \sum_{s \in \mathcal{S}} \sum_{\hat{s} \in \mathcal{N}(s)} P(s \rightarrow \hat{s}), \quad (5.5)$$

em que $\mathcal{N}(s)$ é o conjunto dos vizinhos mais próximos de s em \mathcal{S} .

O limitante da união pode ainda ser modificado para avaliar a BEP, considerando um dado número de *bits* por símbolo N_B e a distância de Hamming associada a cada cálculo de PEP [73]. Assim, seja $a(s, \hat{s})$ a distância de Hamming entre as sequências binárias associadas aos símbolos s e \hat{s} , então a BEP P_B é limitada por [32]

$$P_B \leq P_B^{\text{UB}} = \frac{1}{N_B 2^{N_B}} \sum_{s \in \mathcal{S}} \sum_{\substack{\hat{s} \in \mathcal{S} \\ s \neq \hat{s}}} a(s, \hat{s}) P(s \rightarrow \hat{s}). \quad (5.6)$$

Para o cálculo dos limitantes é necessário primeiramente obter uma expressão para a PEP do sistema com rotação sujeito ao desvanecimento Nakagami- m , que pode ser calculada a partir de [47]

$$P(s \rightarrow \hat{s}) = E [P(s \rightarrow \hat{s} | \alpha_i)], \quad (5.7)$$

$$= E \left[Q \left(\sqrt{\sum_{i=1}^L \alpha_i^2 d_i^2 \frac{\bar{\gamma}_i}{2}} \right) \right], \quad (5.8)$$

em que d_i denota a distância euclidiana entre s e \hat{s} , L representa o número de componentes (ou funções base) da constelação de sinais utilizada para a representação dos símbolos em banda básica, $\bar{\gamma}_i$ é a SNR média associada a cada componente dos símbolos e α_i representa uma variável aleatória do desvanecimento que atinge a i -ésima componente dos sinais, cujo comportamento é modelado por uma distribuição de probabilidade $p(\alpha)$. Para o caso do desvanecimento Nakagami- m , $p(\alpha)$ é dada por

$$p(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp \left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega} \right), \alpha \geq 0, \quad (5.9)$$

em que $\Gamma(\cdot)$ denota a função gama completa, Ω é a potência média do sinal recebido e $m \geq 1/2$ é o parâmetro que modela a intensidade do desvanecimento Nakagami- m . O caso especial $m = 1$ reduz o desvanecimento Nakagami- m ao desvanecimento Rayleigh.

Dado que os símbolos em constelações θ -QAM apresentam duas componentes, em

fase (I) e em quadratura (Q), e que ambas estão sujeitas à mesma SNR, a Fórmula 5.8 pode ser reescrita como

$$P(s \rightarrow \hat{s}) = E \left[Q \left(\sqrt{\frac{\tilde{\gamma}}{2} (\alpha_I^2 d_I^2 + \alpha_Q^2 d_Q^2)} \right) \right], \quad (5.10)$$

em que α_I e α_Q representam o desvanecimento nas componentes I e Q, e d_I e d_Q são as distâncias euclidianas entre s e \hat{s} nas direções das componentes I e Q (considerando o uso da representação cartesiana complexa dos símbolos), dadas por

$$d_I^2 = |\Re(s) - \Re(\hat{s})|^2, \quad (5.11)$$

$$d_Q^2 = |\Im(s) - \Im(\hat{s})|^2, \quad (5.12)$$

em que $\Re(\cdot)$ e $\Im(\cdot)$ representam, respectivamente, as partes real e imaginária (equivalentes às componentes em fase e em quadratura) dos símbolos s e \hat{s} da constelação já rotacionada. Aplicando o operador esperança em relação à fdp Nakagami- m e considerando, sem perda de generalidade, $\Omega = E[\alpha^2] = 1$, chega-se a [32]

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow \hat{s}) &= \int_0^\infty \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{\tilde{\gamma}}{2} (\alpha_I^2 d_I^2 + \alpha_Q^2 d_Q^2)} \right) p(\alpha_I) p(\alpha_Q) d\alpha_I d\alpha_Q, \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{\tilde{\gamma}}{2} (\alpha_I^2 d_I^2 + \alpha_Q^2 d_Q^2)} \right) \frac{2m^m \alpha_I^{2m-1}}{\Gamma(m)} e^{-m\alpha_I^2} \\ &\quad \frac{2m^m \alpha_Q^{2m-1}}{\Gamma(m)} e^{-m\alpha_Q^2} d\alpha_I d\alpha_Q, \\ &= \frac{4m^{2m}}{\Gamma^2(m)} \int_0^\infty \int_0^\infty \alpha_I^{2m-1} \alpha_Q^{2m-1} e^{-m(\alpha_I^2 + \alpha_Q^2)} \\ &\quad Q \left(\sqrt{\frac{\tilde{\gamma}}{2} (\alpha_I^2 d_I^2 + \alpha_Q^2 d_Q^2)} \right) d\alpha_I d\alpha_Q. \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$(5.14)$$

Diferentes abordagens foram propostas na literatura para realizar o cálculo da integral apresentada na Fórmula 5.14 de forma exata ou aproximada [32, 67, 74]. A seguir são apresentadas algumas dessas abordagens. Além disso, propõe-se uma nova aproximação, simples e relativamente precisa, para o cálculo da PEP em sistemas com DM. Após a apresentação das expressões obtidas, uma análise comparativa do desempenho

das expressões é realizada.

5.2.1 Fórmula exata da PEP

Em [67] é proposta uma fórmula exata para o cálculo da PEP em sistemas com DM, sujeitos ao desvanecimento Nakagami- m . Para tanto, os autores utilizaram a fórmula proposta por Craig [75] para o cálculo da função $Q(\cdot)$, dada por

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \operatorname{sen}^2 \xi}\right) d\xi. \quad (5.15)$$

Substituindo a Fórmula 5.15 na Fórmula 5.14, chega-se a

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow \hat{s}) &= \frac{4m^{2m}}{\pi\Gamma^2(m)} \int_0^{\pi/2} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \alpha_I^{2m-1} \alpha_Q^{2m-1} e^{-m(\alpha_I^2 + \alpha_Q^2)} \\ &\quad \exp\left(-\frac{\left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{2}} (\alpha_I^2 d_I^2 + \alpha_Q^2 d_Q^2)\right)^2}{2 \operatorname{sen}^2 \xi}\right) d\alpha_I d\alpha_Q d\xi, \\ &= \frac{4m^{2m}}{\pi\Gamma^2(m)} \int_0^{\pi/2} \int_0^{\infty} \alpha_Q^{2m-1} \exp\left[-\alpha_Q^2 \left(\frac{\bar{\gamma} d_Q^2}{4 \operatorname{sen}^2 \xi} + m\right)\right] \\ &\quad \int_0^{\infty} \alpha_I^{2m-1} \exp\left[-\alpha_I^2 \left(\frac{\bar{\gamma} d_I^2}{4 \operatorname{sen}^2 \xi} + m\right)\right] d\alpha_I d\alpha_Q d\xi. \end{aligned} \quad (5.16)$$

Resolvendo as integrais em α_I e em α_Q , a expressão se reduz a

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow \hat{s}) &= \frac{4m^{2m}}{\pi\Gamma^2(m)} \int_0^{\pi/2} \left[\frac{1}{2} \left(m + \frac{\bar{\gamma} d_I^2}{4 \operatorname{sen}^2 \xi}\right)^{-m} \Gamma(m)\right] \left[\frac{1}{2} \left(m + \frac{\bar{\gamma} d_Q^2}{4 \operatorname{sen}^2 \xi}\right)^{-m} \Gamma(m)\right] d\xi, \\ &= \frac{m^{2m}}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(m + \frac{\bar{\gamma} d_I^2}{4 \operatorname{sen}^2 \xi}\right)^{-m} \left(m + \frac{\bar{\gamma} d_Q^2}{4 \operatorname{sen}^2 \xi}\right)^{-m} d\xi. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Utilizando os resultados apresentados em [50, Eq.(3.211)], os autores de [67] apre-

sentaram a seguinte fórmula para o cálculo da PEP em sistemas com DM

$$P(s \rightarrow \hat{s}) = \frac{B(2m + \frac{1}{2}, \frac{1}{2})}{2\pi(c_I + 1)^m(c_Q + 1)^m} F_1\left(\frac{1}{2}, m, m, 2m + 1, \frac{1}{c_I + 1}, \frac{1}{c_Q + 1}\right), \quad (5.18)$$

em que $F_1(a, b, c, d; e, f)$ é a função hipergeométrica de Appell [50, Eq.(9.180.1)], $B(a, b)$ é a função Beta [50, Eq.(8.380.1)], $c_I = \frac{\gamma d_I^2}{4m}$ e $c_Q = \frac{\gamma d_Q^2}{4m}$.

Apesar de a Equação 5.18 representar uma fórmula exata para o cálculo da PEP em sistemas com DM, ela não é simples de avaliar para a otimização do sistema em operação, dado que exige os cálculos de uma função hipergeométrica de Appell e de uma função Beta. Portanto, o desenvolvimento de uma expressão mais simples, e que seja suficientemente precisa, se torna apropriado.

5.2.2 Fórmula aproximada da PEP utilizando a técnica de quadratura gaussiana

Neste trabalho, o cálculo da integral apresentada na Fórmula 5.17 também foi realizado utilizando a técnica numérica de quadratura gaussiana [52]. A quadratura gaussiana é utilizada para calcular, de forma aproximada, uma integral definida, com a vantagem de produzir uma expressão analítica aproximada para ser avaliada numericamente.

Na técnica de quadratura gaussiana a integral é aproximada por um somatório ponderado do integrando, amostrado em diversos pontos específicos do domínio de integração. Tanto os fatores de ponderação, quanto os valores das abscissas utilizados na avaliação, são obtidos com o uso de diferentes polinômios ortogonais, escolhidos de acordo com o intervalo de integração. Para o cálculo de uma integral em um intervalo definido (como é o caso da Fórmula 5.17), é comum a utilização dos polinômios de Legendre [52, 25.4.29]. Entretanto, dado que os polinômios de Legendre só podem ser utilizados no intervalo $[-1, 1]$, é necessário realizar a mudança do intervalo de integração. Logo,

$$\int_a^b f(x)dx = \frac{b-a}{2} \int_{-1}^1 f\left(\frac{b-a}{2}x + \frac{b+a}{2}\right) dx \approx \frac{b-a}{2} \sum_{k=1}^N w_k f\left(\frac{b-a}{2}x_k + \frac{b+a}{2}\right), \quad (5.19)$$

em que N representa o número de amostras do domínio de integração utilizadas na aproximação, x_k representa a k -ésima raiz do polinômio de Legendre de grau N ($P_N(x)$)

e w_k é o fator de ponderação, dado por [52, p. 887]

$$w_k = \frac{2}{(1 - x_k^2)[P'_N(x_k)]^2}, \quad (5.20)$$

em que $P'_N(\cdot)$ é a derivada do polinômio de Legendre de grau N .

Assim, aplicando a transformação do intervalo de integração, realizando as manipulações algébricas necessárias e utilizando a técnica de quadratura de Gauss-Legendre (*i.e.*, o uso da técnica de quadratura gaussiana com polinômios de Legendre), a Fórmula 5.17 se torna

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \approx \frac{\pi}{4} m^{2m} \sum_{k=1}^N w_k (m + \varphi(d_I, \bar{\gamma}, \phi_k))^{-m} (m + \varphi(d_Q, \bar{\gamma}, \phi_k))^{-m}, \quad (5.21)$$

em que ϕ_k representa as raízes do polinômio de Legendre de grau N e

$$\varphi(d, \bar{\gamma}, \phi) = \frac{d^2 \bar{\gamma}}{2 [\text{sen}(\frac{\pi}{2} \phi) + 1]} \quad (5.22)$$

é uma função auxiliar utilizada para simplificar a escrita da Fórmula 5.21, com d representando a distância euclidiana entre os símbolos da constelação em relação a uma de suas componentes e $\bar{\gamma}$ a SNR média do canal.

A quadratura gaussiana é uma técnica eficiente para o cálculo numérico aproximado de integrais definidas. No entanto, algumas integrais podem não ser calculadas com uma boa precisão, por conta das funções presentes no integrando. Além disso, dependendo da precisão exigida pelo problema, um grande número de termos pode ser necessário no somatório, requerendo um grande número de operações computacionais.

5.2.3 Fórmula aproximada da PEP com o limitante de Chernoff

Um outro limitante amplamente disponível na literatura é o limitante de Chernoff [42, p. 54–57]. Em [24] e [74] é proposto o uso desse limitante para a obtenção de uma expressão para a PEP em sistemas de DM. Neste trabalho, uma fórmula aproximada para a PEP baseada nesse limitante é desenvolvida. Em [17], o limitante de Chernoff é utilizado para o cálculo da PEP em um receptor de combinação por razão máxima (*Maximum-Ratio Combining* – MRC), em que os autores obtiveram uma ex-

pressão equivalente à desenvolvida a seguir.

O limitante de Chernoff da função $Q(x)$ pode ser definido como

$$Q(x) \leq \frac{1}{2} e^{-\frac{x^2}{2}}, \quad x > 0. \quad (5.23)$$

Substituindo o limitante de $Q(x)$ na Fórmula 5.14, a expressão pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow \hat{s}) &\leq \frac{1}{2} \frac{4m^{2m}}{\Gamma^2(m)} \int_0^\infty \int_0^\infty \alpha_I^{2m-1} \alpha_Q^{2m-1} e^{-m(\alpha_I^2 + \alpha_Q^2)} \exp\left[-\frac{\bar{\gamma}}{4} (\alpha_I^2 d_I^2 + \alpha_Q^2 d_Q^2)\right] d\alpha_I d\alpha_Q, \\ &= \frac{1}{2} \frac{4m^{2m}}{\Gamma^2(m)} \int_0^\infty \alpha_Q^{2m-1} \exp\left[-\alpha_Q^2 \left(m + \frac{d_Q^2 \bar{\gamma}}{4}\right)\right] \int_0^\infty \alpha_I^{2m-1} \exp\left[-\alpha_I^2 \left(m + \frac{d_I^2 \bar{\gamma}}{4}\right)\right] d\alpha_I d\alpha_Q, \\ &= \frac{1}{2} \frac{4m^{2m}}{\Gamma^2(m)} \left\{ \left[\frac{1}{2} \left(m + \frac{d_I^2 \bar{\gamma}}{4}\right)^{-m} \Gamma(m) \right] \left[\frac{1}{2} \left(m + \frac{d_Q^2 \bar{\gamma}}{4}\right)^{-m} \Gamma(m) \right] \right\}, \\ P(s \rightarrow \hat{s}) &\approx \frac{1}{2} \left(\frac{d_I^2 \bar{\gamma}}{4m} + 1\right)^{-m} \left(\frac{d_Q^2 \bar{\gamma}}{4m} + 1\right)^{-m}. \end{aligned} \quad (5.24)$$

Com o uso do limitante de Chernoff é possível obter uma fórmula mais simples para o cálculo aproximado da PEP do sistema com DM. Entretanto, esse limitante não é preciso e, portanto, apresenta um erro considerável em relação ao valor exato da PEP. Portanto, a partir das restrições impostas por esse e os demais limitantes, uma nova expressão para a PEP do sistema com DM é proposta, conforme apresentado a seguir.

5.2.4 Fórmula aproximada da PEP com um limitante exponencial

Em [76], um limitante para a função $\operatorname{erfc}(\cdot)$, representado pela soma de funções exponenciais, é apresentado. Baseados na fórmula de Craig [75] (Fórmula 5.15) e na monotonicidade crescente de seu integrando ($\exp(-x^2/\sin^2 \xi)$) em relação a ξ (com $0 \leq \xi \leq \pi/2$), os autores verificaram que o intervalo de integração $[0, \pi/2]$ poderia ser fracionado em N intervalos, com $0 = \xi_0 \leq \xi_1 \dots \leq \xi_N = \pi/2$. Dessa maneira, os

autores do artigo propuseram o seguinte limitante exponencial [76]

$$\operatorname{erfc}(x) \leq \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^N \int_{\xi_{i-1}}^{\xi_i} \exp\left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \xi_i}\right) d\xi, \quad (5.25)$$

$$\approx \sum_{i=1}^N a_i \exp(-b_i x^2), \quad (5.26)$$

em que

$$a_i = \frac{2(\xi_i - \xi_{i-1})}{\pi}, \quad b_i = \frac{1}{\operatorname{sen}^2 \xi_i}. \quad (5.27)$$

A escolha dos valores de cada ξ_i determina o desempenho da aproximação (avaliada por meio de seu erro relativo), e os pontos intermediários ξ_1, \dots, ξ_{N-1} devem ser ajustados para melhorar o desempenho do limitante. Além disso, com o incremento de N , o limitante tende ao valor exato.

De fato, a Expressão 5.26 corresponde à avaliação numérica da integral de Craig utilizando a regra retangular [77] que, no caso, também provê um limitante superior. No entanto, os autores do artigo sugerem melhorar o desempenho do limitante com o uso da regra trapezoidal e ilustram o caso para $N = 2$. A regra trapezoidal, considerando um espaçamento desigual dos sub-intervalos, pode ser expressa como

$$\int_a^b f(x) dx \approx \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (x_k - x_{k-1}) (f(x_k) + f(x_{k-1})), \quad (5.28)$$

em que $x_1 = a$ e $x_N = b$.

Generalizando o cálculo da fórmula de Craig com a regra trapezoidal, a Inequação 5.25 se torna

$$\operatorname{erfc}(x, \xi_1, \dots, \xi_N) \approx \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^N (\xi_k - \xi_{k-1}) \left[\exp\left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \xi_k}\right) + \exp\left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \xi_{k-1}}\right) \right]. \quad (5.29)$$

Se forem considerados valores uniformemente espaçados, a expressão pode ser rees-

crita como [76]

$$\begin{aligned} \operatorname{erfc}(x) &\approx \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^N \left(\frac{k\pi}{2N} - \frac{(k-1)\pi}{2N} \right) \left[\exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \left(\frac{k\pi}{2N} \right)} \right) + \exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \left(\frac{(k-1)\pi}{2N} \right)} \right) \right], \\ \operatorname{erfc}(x) &\approx \frac{1}{2N} \sum_{k=1}^N \left[\exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \left(\frac{k\pi}{2N} \right)} \right) + \exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \left(\frac{(k-1)\pi}{2N} \right)} \right) \right], \end{aligned} \quad (5.30)$$

$$\operatorname{erfc}(x) \approx \frac{\exp(-x^2)}{N} + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} \left[\exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \left(\frac{k\pi}{2N} \right)} \right) \right]. \quad (5.31)$$

Por outro lado, se forem considerados $N = 2$ intervalos não uniformes, a Expressão 5.29 é reduzida a [76]

$$\begin{aligned} \operatorname{erfc}(x, \xi_0, \xi_1, \xi_2) &\approx \frac{1}{\pi} \left\{ (\xi_1 - \xi_0) \left[\exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \xi_1} \right) + \exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \xi_0} \right) \right] + \right. \\ &\quad \left. (\xi_2 - \xi_1) \left[\exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \xi_1} \right) + \exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \xi_2} \right) \right] \right\}. \end{aligned}$$

Dado que $\xi_0 = 0$, $\xi = \xi_1$ e $\xi_2 = \pi/2$ então [76],

$$\begin{aligned} \operatorname{erfc}(x, \xi) &\approx \frac{1}{\pi} \left\{ (\xi - 0) \left[\exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \xi} \right) + \exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2(0)} \right) \right] + \right. \\ &\quad \left. (\pi/2 - \xi) \left[\exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2 \xi} \right) + \exp \left(-\frac{x^2}{\operatorname{sen}^2(\pi/2)} \right) \right] \right\}, \\ \operatorname{erfc}(x, \xi) &\approx \left(\frac{1}{2} - \frac{\xi}{\pi} \right) e^{-x^2} + \frac{1}{2} e^{-x^2/\operatorname{sen}^2 \xi}, \end{aligned} \quad (5.32)$$

que equivale à expressão proposta pelos autores em [76, Eq. (12)]. Realizando a otimização¹ do parâmetro ξ de forma a minimizar o erro da integral em relação aos valores da função $\operatorname{erfc}(\cdot)$, os autores obtiveram o valor $\xi_{\text{opt}} \simeq \pi/3$ que, quando substituído na integral da Equação 5.32, a torna

$$\operatorname{erfc}(x) \approx \frac{1}{6} e^{-x^2} + \frac{1}{2} e^{-4x^2/3}. \quad (5.33)$$

Os autores de [76] observaram que a aproximação apresenta um bom desempenho para $\operatorname{erfc}(x)$ com $x > 0, 5$.

¹Para valores de $N > 2$ é suficiente assumir pontos igualmente espaçados para obtenção de um bom desempenho [76].

A partir da aproximação da função $\operatorname{erfc}(\cdot)$ é possível obter uma expressão equivalente para a função $Q(\cdot)$. Logo,

$$\begin{aligned} Q(x) &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right), \\ Q(x) &\approx \frac{1}{12} e^{-x^2/2} + \frac{1}{4} e^{-2x^2/3}. \end{aligned} \quad (5.34)$$

Logo, utilizando o limitante proposto em [76], uma nova fórmula aproximada para a PEP é proposta neste trabalho. Assim, a Fórmula 5.34 foi utilizada na resolução da integral da Fórmula 5.14, que pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow \hat{s}) &\approx \frac{4m^{2m}}{\Gamma^2(m)} \int_0^\infty \int_0^\infty \alpha_I^{2m-1} \alpha_Q^{2m-1} e^{-m(\alpha_I^2 + \alpha_Q^2)} \cdot \\ &\quad \left\{ \frac{1}{12} \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{2}} (\alpha_I^2 d_I^2 + \alpha_Q^2 d_Q^2)\right)^2\right] + \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{4} \exp\left[-\frac{2}{3} \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}}{2}} (\alpha_I^2 d_I^2 + \alpha_Q^2 d_Q^2)\right)^2\right] \right\} d\alpha_I d\alpha_Q, \\ P(s \rightarrow \hat{s}) &\approx \frac{4m^{2m}}{\Gamma^2(m)} \int_0^\infty \int_0^\infty \alpha_I^{2m-1} \exp(-m\alpha_I^2) \alpha_Q^{2m-1} \exp(-m\alpha_Q^2) \cdot \\ &\quad \left\{ \frac{1}{12} \exp\left[-\frac{\bar{\gamma} d_I^2}{4} \alpha_I^2\right] \exp\left[-\frac{\bar{\gamma} d_Q^2}{4} \alpha_Q^2\right] + \right. \\ &\quad \left. \frac{1}{4} \exp\left[-\frac{\bar{\gamma} d_I^2}{3} \alpha_I^2\right] \exp\left[-\frac{\bar{\gamma} d_Q^2}{3} \alpha_Q^2\right] \right\} d\alpha_I d\alpha_Q, \\ P(s \rightarrow \hat{s}) &\approx \frac{m^{2m}}{12} \left\{ \left(m + \frac{\bar{\gamma} d_I^2}{4}\right)^{-m} \left(m + \frac{\bar{\gamma} d_Q^2}{4}\right)^{-m} + 3 \left(m + \frac{\bar{\gamma} d_I^2}{3}\right)^{-m} \left(m + \frac{\bar{\gamma} d_Q^2}{3}\right)^{-m} \right\} \\ P(s \rightarrow \hat{s}) &\approx \frac{1}{12} \left[\left(1 + \frac{\bar{\gamma} d_I^2}{4m}\right) \left(1 + \frac{\bar{\gamma} d_Q^2}{4m}\right) \right]^{-m} + \frac{1}{4} \left[\left(1 + \frac{\bar{\gamma} d_I^2}{3m}\right) \left(1 + \frac{\bar{\gamma} d_Q^2}{3m}\right) \right]^{-m} \end{aligned} \quad (5.35)$$

A aproximação obtida se mostrou adequada para a obtenção de uma nova fórmula aproximada para a PEP de sistemas com DM. A expressão é relativamente simples, além de apresentar uma boa precisão. Além disso, a precisão da aproximação pode ser melhorada aumentando o número de sub-intervalos (N), ao passo que $N = 1$ a reduz ao limitante de Chernoff.

5.2.5 Análise de Desempenho de Sistemas θ -QAM com DM em Canais Nakagami- m

A partir das expressões obtidas para o cálculo da PEP em sistemas com DM, é possível calcular o limitante da união para a SEP ou a BEP do sistema (Fórmulas 5.4 e 5.6). Assim, dependendo da expressão da PEP utilizada, o limitante pode exibir diferentes desempenhos. Esta seção apresenta uma análise de desempenho de sistemas θ -QAM com DM, considerando as diferentes expressões obtidas para a PEP. As expressões receberam as seguintes denominações:

- *PEP Exata* (Fórmula 5.18) [67];
- *Quadratura gaussiana* (Fórmula 5.21);
- *Chernoff* (Fórmula 5.24) [17];
- *Proposto (exponencial)* (Fórmula 5.35).

Para a análise comparativa foi considerada a utilização de constelações θ -QAM com o ângulo θ fixo em dois cenários distintos: (a) o primeiro com $M = 4$ e $\theta = \pi/2$ (SQAM); e (b) o segundo com $M = 16$ e $\theta = \pi/3$ (TQAM). Além disso, cada um dos cenários foi avaliado para diferentes valores de intensidade de desvanecimento.

Considerando a rotação das constelações θ -QAM, as fórmulas para o cálculo das distâncias dos símbolos em relação às componentes em fase e em quadratura (d_I e d_Q) podem ser definidas como

$$d_I^2 = [(\Re(s) - \Re(\hat{s})) \cos \phi - (\Im(s) - \Im(\hat{s})) \sin \phi]^2, \quad (5.36)$$

$$d_Q^2 = [(\Re(s) - \Re(\hat{s})) \sin \phi + (\Im(s) - \Im(\hat{s})) \cos \phi]^2, \quad (5.37)$$

em que $\Re(\cdot)$ e $\Im(\cdot)$ representam, respectivamente, as componentes em fase e em quadratura dos símbolos da constelação θ -QAM, calculados conforme a fórmula apresentada no Capítulo 2 (Fórmula 2.1). Além disso, as distâncias entre as componentes dos símbolos podem também ser calculadas utilizando a forma polar, como a seguir

$$d_I^2 = (|s| \cos(\psi_s + \phi) - |\hat{s}| \cos(\psi_{\hat{s}} + \phi))^2, \quad (5.38)$$

$$d_Q^2 = (|s| \sin(\psi_s + \phi) - |\hat{s}| \sin(\psi_{\hat{s}} + \phi))^2, \quad (5.39)$$

em que $|s|$ e $|\hat{s}|$ representam a amplitude dos símbolos s e \hat{s} , e ψ_s e $\psi_{\hat{s}}$ representam a fase destes símbolos.

As fórmulas apresentadas foram utilizadas para calcular o limitante da união (UB) para a BEP do sistema θ -QAM com rotação em função do ângulo de rotação ϕ . As Figuras 5.3 (a)–(d) apresentam, respectivamente, os limitantes obtidos considerando os valores de $m = 1, 0$; $2, 5$; $5, 0$ e $10, 0$. As curvas foram geradas utilizando constelações θ -QAM com $M = 4$ e $\theta = \pi/2$ (SQAM). Dado que a técnica de DM apresenta ganhos mais significativos quando o sistema de comunicações opera em baixos valores de BEP, os valores de SNR usados nas simulações foram definidos de forma que o sistema operasse com taxas de erro abaixo de 10^{-4} , sendo estes valores ajustado de acordo com o valor de m usado. É possível verificar que o valor do ângulo ótimo varia de acordo com as características do desvanecimento (valor de m) e com a SNR do canal.

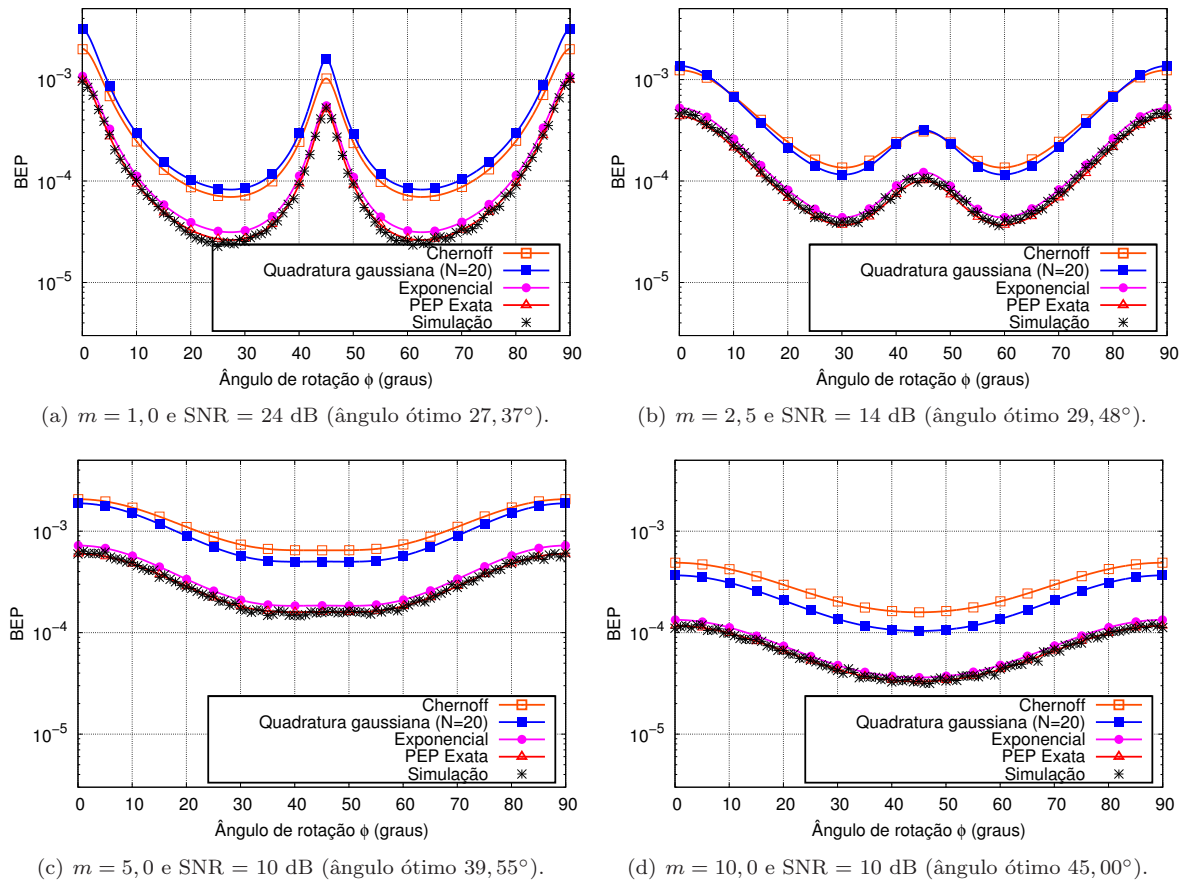


Figura 5.3: Limitantes da união obtidos para um sistema θ -QAM com $M = 4$ e $\theta = \pi/2$.

A redução no valor do parâmetro m aumenta a diferença da BEP obtida com diferentes ângulos de rotação (considerando valores elevados de SNR). Esse fenômeno

pode ser observado, por exemplo, na Figura 5.3(a) ($m = 1$) em que a diferença entre a BEP sem rotação ($0, 0^\circ$) e a BEP com rotação (usando o ângulo ótimo $27, 37^\circ$) é de aproximadamente $9, 4 \times 10^{-4}$ (considerando os valores simulados), enquanto essa mesma diferença na Figura 5.3(b) ($m = 2, 5$) é reduzida a menos da metade ($4, 2 \times 10^{-4}$). À medida que o valor de m aumenta, o desvanecimento vai diminuindo e o canal tende a um AWGN, fazendo com que a constelação se vá se tornando invariante em relação à rotação. Dessa forma, as curvas de BEP em função do ângulo de rotação tendem a se tornar constantes (para o caso $m = 10$, apresentado na Figura 5.3(d), diferença entre o valor de BEP sem rotação e com rotação pelo ângulo ótimo se reduz a $7, 7 \times 10^{-5}$).

Além disso, como pode ser observado nas figuras, o uso do limitante da união para a BEP (Fórmula 5.6) combinado com a fórmula exata da PEP (Fórmula 5.18) gera curvas precisas em relação aos resultados da simulação. Entretanto, conforme discutido na Seção 5.2.1, o cálculo da expressão exata da PEP é complexo e não permite, por exemplo, a otimização do valor de ϕ com o sistema em operação (por conta do seu elevado tempo de execução). Por outro lado, essa expressão pode ser utilizada no limitante da união para obter uma aproximação adequada da BEP do sistema em altos valores de SNR.

A técnica de quadratura gaussiana é eficaz para o cálculo de integrais numéricas aproximadas. Entretanto, seu desempenho pode ser afetado pela escolha dos polinômios utilizados, das funções presentes no integrando ou mesmo pelo número de pontos que se usa no cálculo. A avaliação realizada contou com polinômios de Legendre de grau 20. No entanto, a aproximação obtida gerou um erro significativo em relação ao valor da BEP do sistema, assumindo valores menores que os obtidos com o limitante de Chernoff para $m = 2, 5$; $5, 0$ e $10, 0$ (Figuras 5.3(b), 5.3(c) e 5.3(d)).

O limitante de Chernoff forneceu a pior aproximação para o cálculo do limitante da união relativo à BEP do sistema. Esse erro se deve à pouca precisão do limitante de Chernoff (Inequação 5.23) em relação à função $Q(\cdot)$. O limitante Chernoff representa um caso particular do limitante proposto, conforme análise realizada na Seção 5.2.4.

Portanto, o limitante exponencial proposto foi o que apresentou a melhor relação entre o erro gerado e a simplicidade da expressão final. Conforme pode ser visto nas Figuras 5.3 (a)–(d), esse limitante apresentou o menor erro entre as expressões aproximadas, perdendo em desempenho apenas para o cálculo exato da PEP.

As Figuras 5.4(a)–(d) ilustram as curvas de BEP do sistema θ -QAM com $M = 4$ e $\theta = \pi/2$ (SQAM), com e sem DM, assumindo diferentes valores do parâmetro m (em

função da SNR do canal). Conforme discutido anteriormente, o ganho do sistema com DM se reduz à medida que o valor de m aumenta. Os ganhos alcançados pelo sistema de DM com os valores de $m = 1; 2, 5; 5$ e 10 (Figuras 5.4(a)-(d)), para uma BEP de 10^{-5} , são de aproximadamente 18,3 dB, 5,5 dB, 2,3 dB e 1,1 dB, respectivamente. Apesar do valor do ângulo ótimo de rotação ser influenciado pela SNR do canal, ele foi otimizado considerando valores únicos de SNR (os valores ótimos obtidos a partir das Figuras 5.3 (a)–(d)), visando assim permitir uma comparação adequada entre as curvas de BEP de cada cenário. Além disso, o sistema não exibiu grandes diferenças na BEP pelo uso do valor de ϕ otimizado para cada SNR ou para um valor elevado de SNR.

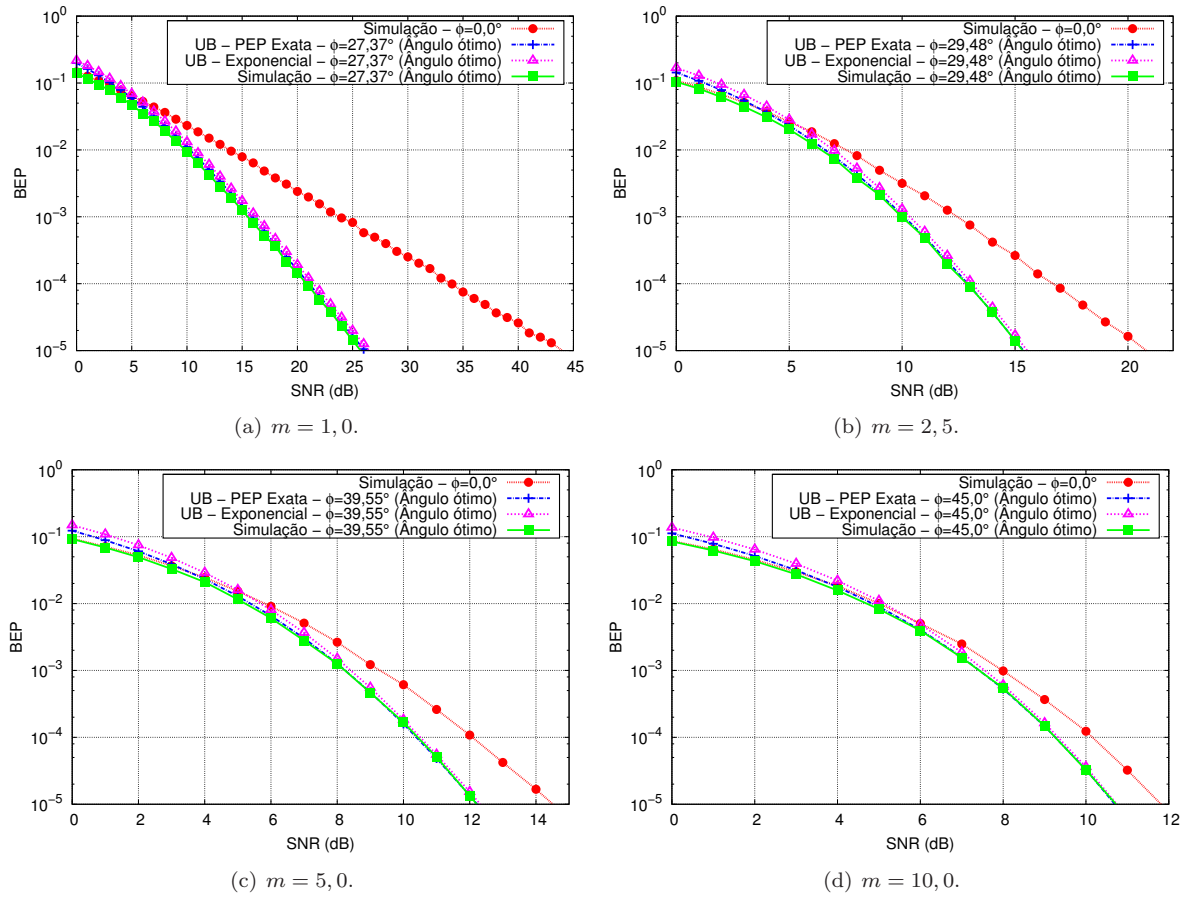


Figura 5.4: Curvas para a BEP do sistema θ -QAM com e sem DM, para $M = 4$ e $\theta = \pi/2$.

Na Figura 5.4 são apresentadas as curvas para o limitante da união (UB) da BEP (Fórmula 5.6) usando a fórmula exata da PEP (Fórmula 5.18) e a fórmula aproximada com o limitante exponencial (Fórmula 5.35). É possível verificar que a expressão

proposta (PEP exponencial) pode ser utilizada como uma aproximação adequada ao cálculo da BEP do sistema (em especial em valores elevados de SNR), reduzindo a complexidade dos cálculos gerados pelo uso da expressão exata da PEP. No entanto, o desempenho da expressão proposta pode ser melhorado se um maior número de funções exponenciais for empregado no cálculo.

As curvas relativas a um sistema θ -QAM com $M = 16$ e $\theta = \pi/3$ (TQAM) são apresentadas na Figura 5.5, cada uma relativa a um valor de m . Como pode ser observado nas figuras, as BEPs das constelações θ -QAM não quadradas (*i.e.*, $\theta \neq \pi/2$) não são simétricas em relação ao ângulo $\phi = 45^\circ$, apresentando valores levemente diferentes dependendo do sentido da rotação. Além disso, o desempenho das aproximações foi equivalente aos cenários com $M = 4$ ($\theta = \pi/2$) e $M = 16$ ($\theta = \pi/3$).

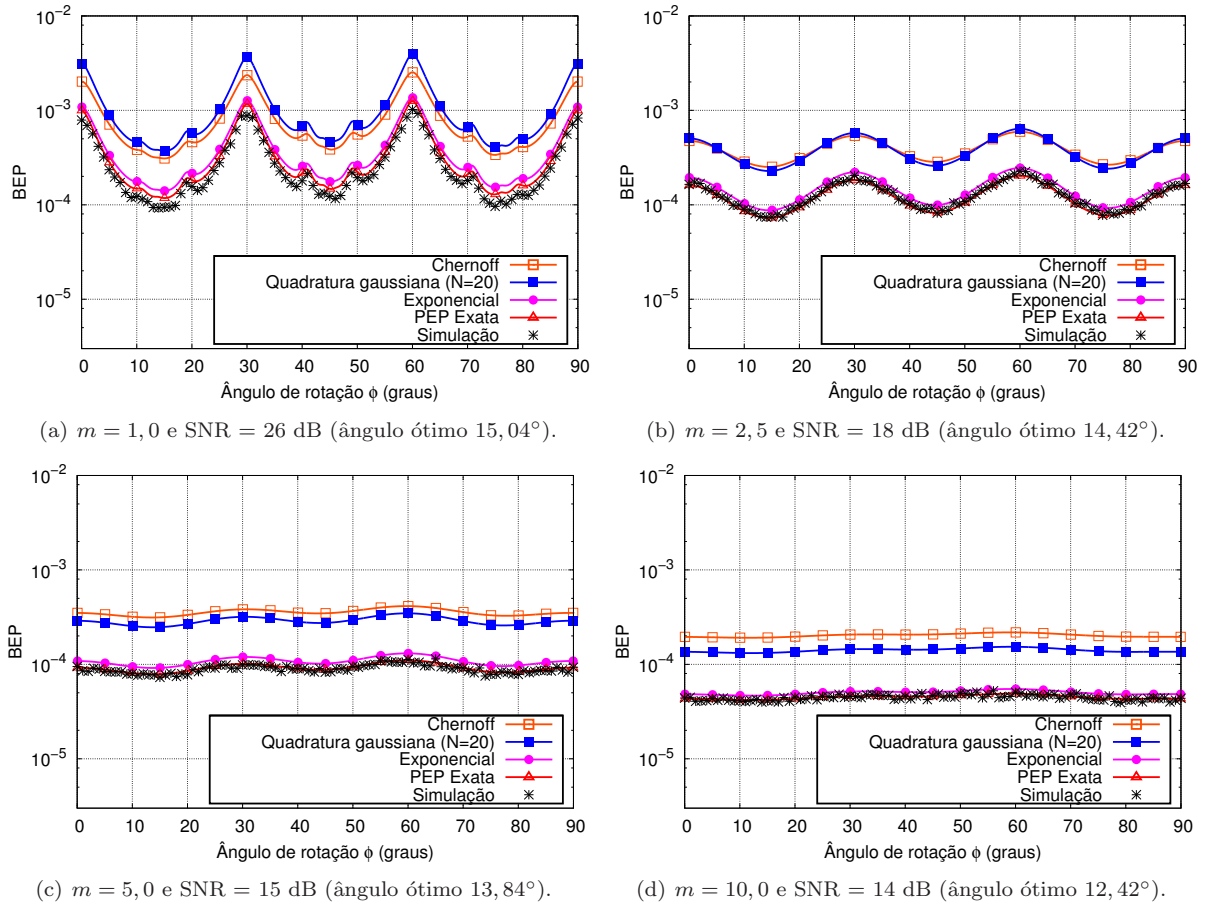


Figura 5.5: Limitantes da união obtidos para um sistema θ -QAM com $M = 16$ e $\theta = \pi/3$.

A partir da análise das Figuras 5.5(a)-(d), é possível verificar que a aproximação proposta se mostrou eficaz para modelar a BEP de sistemas QAM com rotação. Além

disso, a aproximação pode ser ainda melhorada se um maior número de funções exponenciais for usado para modelar a função $Q(\cdot)$.

O aumento do número de pontos da constelação faz com que o ganho alcançado com o uso do sistema de DM seja reduzido. Isso se deve ao fato de que, com o aumento do número de pontos da constelação, a distância média entre os pontos da constelação expandida (gerada pelo processo de rotação) é reduzida em relação às constelações de menor ordem.

Além disso, a diferença entre os valores de BEP sem rotação ($0, 0^\circ$) e com rotação pelo ângulo ótimo ($M = 16$) é menor que a obtida no sistema com $M = 4$. Enquanto na Figura 5.5(a) ($m = 1$) essa diferença é de aproximadamente 7×10^{-4} , nas outras figuras (Figuras 5.5(b)-(d), $m = 2, 5; 5$ e 10) essa diferença é reduzida para $9, 1 \times 10^{-5}$, $1, 8 \times 10^{-5}$ e $2, 7 \times 10^{-6}$, respectivamente (considerando os valores simulados). Isso significa que o ganho proporcionado pela rotação da constelação vai sendo reduzido rapidamente com o aumento de m nessa ordem de modulação. Esse fato pode ser confirmado observando a Figura 5.6, que ilustra as curvas de BEP dos sistemas com e sem DM, baseados em constelações θ -QAM, com $M = 16$ e $\theta = \pi/3$, para diferentes valores de m .

Conforme discutido, os ganhos da técnica de DM são menores em constelações de ordem elevada. Os ganhos alcançados pelo sistema com $M = 16$, assumindo diferentes valores de m para o canal (Figuras 5.6(a)-(d), $m = 1; 2, 5; 5$ e 10) e uma BEP de 10^{-5} , são de aproximadamente 13, 7 dB, 2, 4 dB, 0, 4 dB e 0, 09 dB. Assim, é possível verificar que os ganhos atribuídos à técnica de DM com $M = 16$ são menores que os obtidos com $M = 4$, e são reduzidos à medida que a ordem da constelação aumenta. Dessa forma, apesar de proporcionarem um aumento na eficiência espectral do sistema, o uso de constelações de ordem elevada reduz os ganhos proporcionados pela técnica de DM.

Da mesma forma, como ocorreu para o caso com $M = 4$, as curvas do limitante da união (UB) combinado com a aproximação da PEP proposta geraram boas aproximações para a BEP do sistema de DM em valores elevados de SNR. No entanto, uma diferença maior apareceu em baixos valores de SNR (Figuras 5.6(a)-(d)), causada pelo impacto do aumento da densidade da constelação no limitante da união.

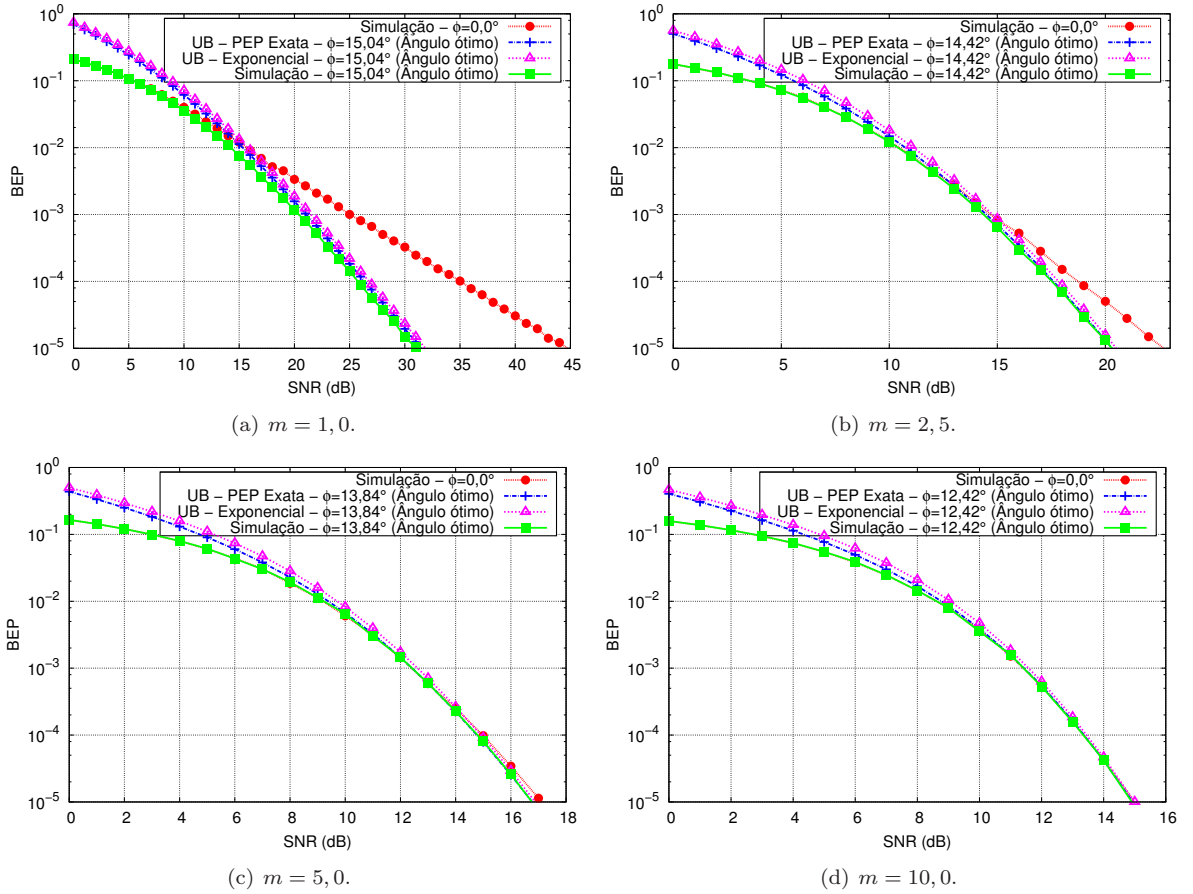


Figura 5.6: Curvas para a BEP do sistema θ -QAM com e sem DM, para $M = 16$ e $\theta = \pi/3$.

5.3 Aplicação da Expressão da PEP Proposta: Utilização da Técnica de DM em Sistemas de Modulação Adaptativa

Conforme discutido no Capítulo 4, a modulação adaptativa permite melhorar a eficiência espectral dos sistemas de comunicações, enquanto garante que a BER do sistema satisfaça os requisitos das aplicações [62]. Essa tecnologia tem sido largamente adotada em diferentes tecnologias de redes de acesso, como a IEEE 802.11 [78], WiMAX (IEEE 802.16e) e no protocolo UMTS/HSDPA (*Universal Mobile Telecommunications System/High-Speed Downlink Packet Access*) [79], e pode se beneficiar dos ganhos gerados pelo uso da técnica de DM.

Esta seção apresenta o projeto e a avaliação de um esquema de modulação adap-

tativa que utiliza a técnica de DM. Os parâmetros estimados do canal, como a SNR e a intensidade do desvanecimento, são utilizados para adaptar a ordem da constelação e o ângulo de rotação dinamicamente. Além disso, as características dinâmicas dos canais de comunicações sem fio fazem com que o desempenho ideal da DM só possa ser alcançado se o ângulo de rotação for modificado de acordo com os parâmetros do canal de comunicações. Dessa forma, a aproximação proposta da PEP, apresentada na Seção 5.2.4, é utilizada para esse fim.

Para incorporar as funcionalidades relativas ao sistema de modulação adaptativa, o diagrama de blocos da DM, apresentado na Seção 5.1 (Figura 5.1) precisa ser estendido. O diagrama de blocos do sistema proposto é apresentado na Figura 5.7.

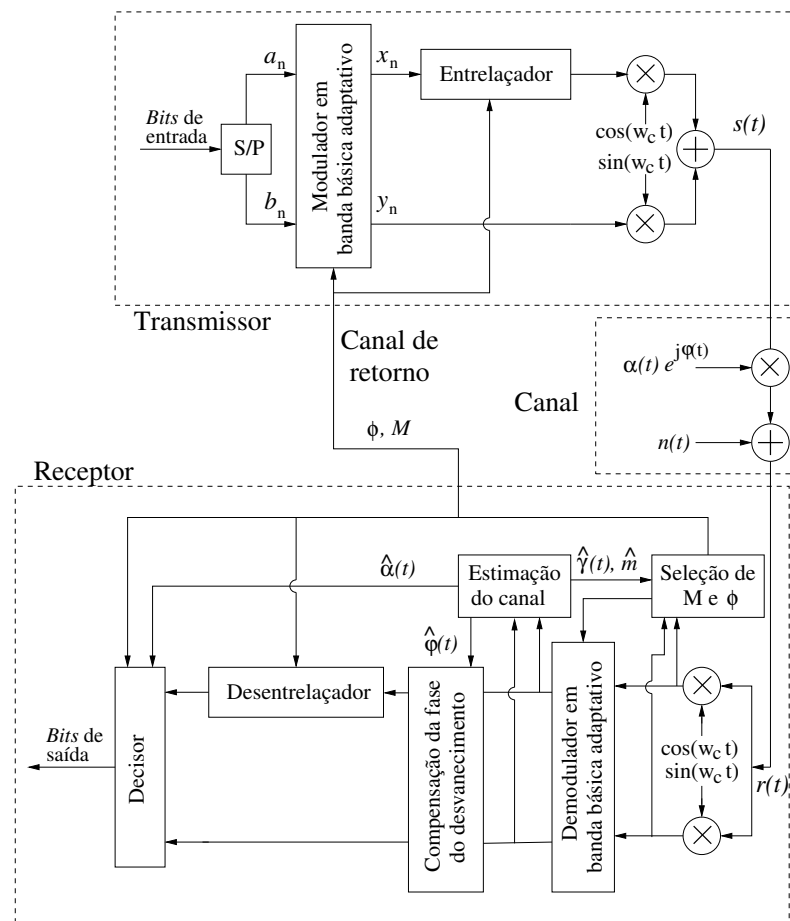


Figura 5.7: Diagrama de blocos do sistema de diversidade de modulação combinado ao sistema de modulação adaptativa.

As diferenças do diagrama do blocos do sistema proposto em relação ao sistema de DM original são os blocos de estimação dos parâmetros do canal (a SNR $\hat{\gamma}$ e a

intensidade do desvanecimento \hat{m}), a seleção dos parâmetros da constelação (ordem M e ângulo de rotação ϕ) e a capacidade de adaptação incorporada aos demais blocos do sistema (incluindo os blocos responsáveis pela modulação do sinal no transmissor, cujas informações são recebidas pelo canal de retorno).

A estimação do parâmetro m da distribuição Nakagami- m é necessária por conta de variações na configuração do canal causadas por movimentações e mudanças nos obstáculos, fazendo com que a intensidade do desvanecimento seja aumentada ou reduzida. Diversos estimadores do parâmetro m do canal foram propostos na literatura, como os descritos em [80, 81]. Além disso, os estimadores para canais κ - μ apresentados na Seção 3.3 podem ser adaptados para estimar o valor de m (visto que canais Nakagami- m representam casos particulares de canais κ - μ , com $\kappa = 0$ e $\mu = m$). Dado que o canal é modelado com uma distribuição Nakagami- m , a SNR do canal segue uma distribuição gama [7].

No sistema proposto, a profundidade do entrelaçamento (k) deve ser cuidadosamente definida para corresponder ao tempo de coerência do canal (T_c). Essa característica permite ao sistema de DM realizar o entrelaçamento das componentes em quadratura de símbolos sujeitos a amplitudes de desvanecimento descorrelacionadas.

Um importante aspecto a ser abordado no sistema proposto é a seleção de esquemas de modulação diferentes para pares de símbolos entrelaçados. Nessa situação, o sistema adaptativo pode selecionar esquemas de modulação diferentes para blocos de símbolos entrelaçados, aumentando a BER média do sistema (dado que o entrelaçamento faz com que as componentes dos símbolos estejam suscetíveis a valores de SNR diferentes daqueles para qual foram projetadas). A Figura 5.8 ilustra esse cenário, em que os símbolos modulados com diferentes esquemas são entrelaçados.

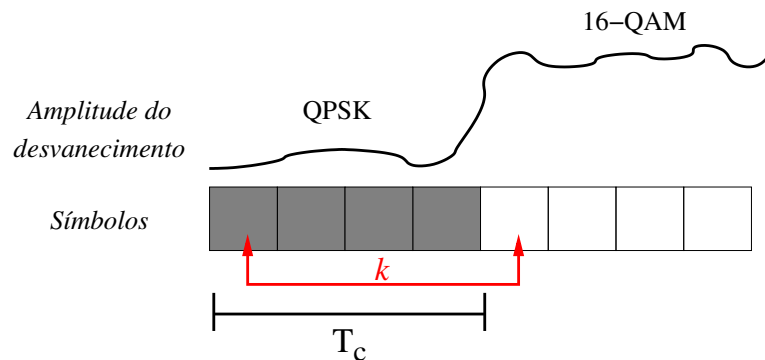


Figura 5.8: Cenário em que diferentes esquemas de modulação são selecionados em pares de símbolos entrelaçados.

No exemplo apresentado são considerados dois símbolos a serem entrelaçados (com profundidade de entrelaçamento k): o primeiro a ser modulado com o esquema QPSK e o segundo com o esquema 16-QAM. Cada símbolo está sujeito a uma SNR instantânea diferente, o que causa a seleção de esquemas diferentes. Se os dois símbolos forem entrelaçados e transmitidos, uma das componentes do símbolo 16-QAM sofrerá com condições de baixa SNR (que, em condições normais, deveria afetar apenas as componentes de símbolos QPSK).

Além disso, dado que esse esquema requer o conhecimento *a priori* do esquema de modulação a ser utilizado no próximo bloco, um preditor de canal também deve estar disponível no receptor. O uso de preditores de canais em sistemas de modulação adaptativa é uma abordagem comum [82, 83]. Dessa forma, esse requisito não aumenta significativamente a complexidade do sistema.

Os parâmetros do canal estimados e preditos (SNR $\hat{\gamma}(t)$ e o parâmetro de desvanecimento \hat{m}) são utilizados para selecionar valores apropriados para a ordem da modulação M e o ângulo de rotação ϕ para os dois blocos. Esse procedimento é realizado com o uso, respectivo, dos limiares de decisão definidos nos perfis de desempenho e a aproximação exponencial proposta na Seção 5.2.4 (Fórmula 5.35).

As variáveis M e ϕ são então enviadas de volta ao transmissor para que ele realize a adaptação da constelação de origem. O canal de retorno é considerado livre de erros e com atraso desprezível. Por fim, assume-se que os parâmetros do canal são perfeitamente estimados, ou seja, $\hat{\gamma}(t) = \gamma(t)$ e $\hat{m} = m$, denotados simplesmente γ e m .

Uma abordagem para tratar esse problema é a adaptação dinâmica da potência de transmissão por componente dos símbolos. Nesse caso, alguma política de alocação de potência, como a abordagem de “preenchimento com água” (*water-filling*) [7], em que a potência de transmissão é aumentada ou reduzida, até os limiares máximo e mínimo, de acordo com as características do canal. Uma outra possibilidade é utilizar alguma estratégia de combinação de forma a selecionar um esquema de modulação comum a ser utilizado nos símbolos a serem entrelaçados. Entretanto, no sistema proposto nesta tese uma solução mais simples foi adotada: os subsistemas do entrelaçador e do desentrelaçador são ativados somente no caso do mesmo esquema de modulação ser selecionado para ambos os símbolos entrelaçados.

O comprimento do quadro (384 símbolos) e os esquemas de modulação (QPSK, 16-QAM e 64-QAM) adotados nesse sistema foram baseados na versão 7 do protocolo

UMTS/HSDPA [84]. Nenhuma codificação de canal foi utilizada na avaliação.

Os experimentos realizados consideraram um modelo de canal Nakagami- m com $m = 2$. Dois diferentes perfis de desempenho foram projetados para os experimentos, cada um associado à BER alvo de 10^{-2} e 10^{-3} , com os limiares obtidos a partir da inversão numérica das funções de BER em canais AWGN de cada esquema de modulação utilizado. Os perfis de desempenho foram projetados conforme apresentado na Tabela 4.2.

Tabela 5.1: Regiões de decisão para os dois perfis de desempenho projetados para o sistema de modulação adaptativa com DM.

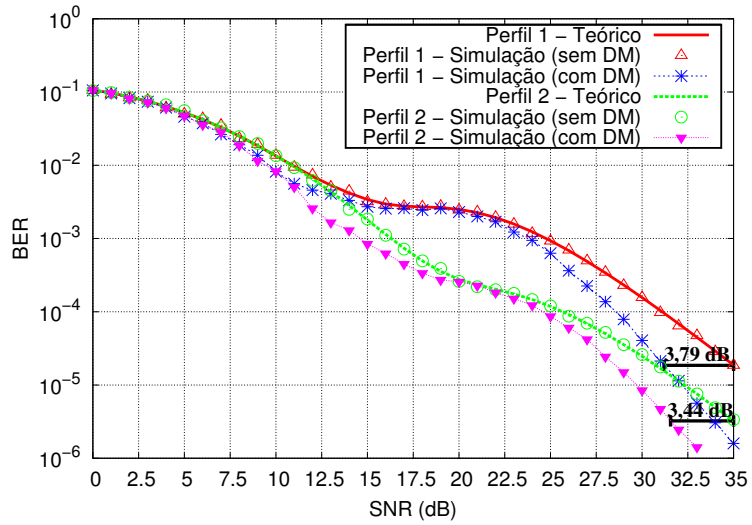
Perfil	BER alvo	γ_0	γ_1	γ_2
Perfil 1	10^{-2}	0,0	13,9	19,7
Perfil 2	10^{-3}	0,0	16,5	22,6

Os perfis de desempenho projetados não apresentam indisponibilidade. Logo, mesmo sob condições de baixa SNR, o sistema não interrompe as transmissões. Essa pode ser uma característica desejável em determinados sistemas, visto que alguns protocolos de rede ou aplicações podem ser sensíveis à latência de comunicação. Por outro lado, a ausência de indisponibilidade aumenta a BER média do sistema acima dos valores de limiares da BER alvo.

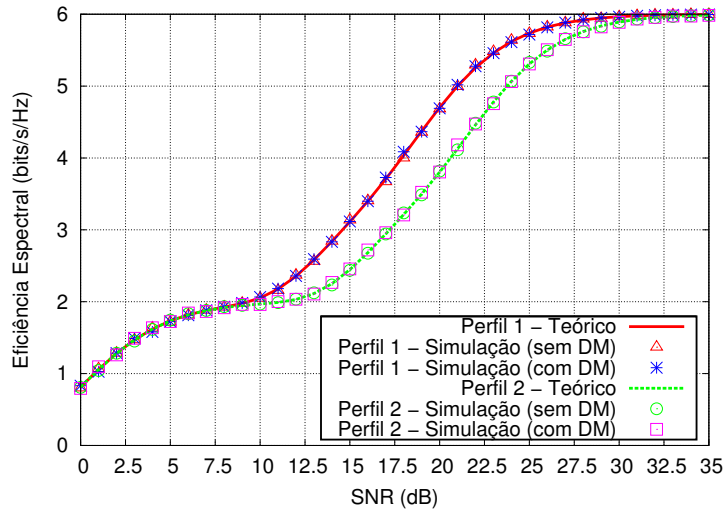
As Figuras 5.9(a) e 5.9(b) apresentam a avaliação do desempenho (em termos da BER e da eficiência espectral) do sistema de modulação adaptativa combinado com a DM e do sistema de modulação adaptativa convencional (sem DM). Ambos os valores teóricos e simulados são apresentados considerando um canal Nakagami- m com $m = 2$.

Como pode ser visto na Figura 5.9(a), o sistema proposto (com DM) apresenta um ganho significativo em termos da BER média do sistema em altos valores de SNR. Para o “Perfil 1”, o sistema proposto alcançou um ganho aproximado de 3,79 dB para um valor de BER de $1,85 \times 10^{-5}$ em relação ao sistema sem DM. Além disso, um ganho de aproximadamente 3,44 dB foi obtido para uma BER de $3,24 \times 10^{-6}$ usando o “Perfil 2”.

Além disso, a eficiência espectral do sistema não apresenta perda, como pode ser confirmado na Figura 5.9(b), dado que o sistema proposto não modifica os esquemas de modulação selecionados pelo modulador adaptativo. Em vez disso, a DM só é utilizada em pares de blocos de símbolos se os mesmos esquemas de modulação forem selecionados. Portanto o entrelaçamento, combinado com a rotação dinâmica da constelação



(a) Taxa de erro de *bit*.



(b) Eficiência espectral.

Figura 5.9: Desempenho do sistema de modulação adaptativa com e sem o esquema de DM considerando dois perfis de desempenho projetados ($m = 2$).

de sinais (baseada na aproximação da PEP proposta), melhorou o desempenho do esquema de modulação adaptativa pela redução da BER média do sistema para valores elevados de SNR.

5.4 Considerações Finais

Este capítulo abordou a técnica de diversidade de modulação e apresentou diferentes aproximações para a otimização do ângulo de rotação ϕ do esquema de DM em

canais Nakagami- m . Para aplicar a técnica de DM em sistemas QAM foi necessário realizar uma análise para identificar o valor do ângulo ótimo de rotação de acordo com a configuração da estrutura da constelação. Para tanto, diversas expressões fechadas aproximadas para a PEP de sistemas de DM foram apresentadas, numericamente avaliadas e comparadas.

A avaliação de desempenho do esquema de DM foi realizada considerando o uso de constelações θ -QAM em canais Nakagami- m utilizando simulações de Monte Carlo. Finalmente, os desempenhos de sistemas de comunicações com e sem o uso da DM foram comparados.

Foi verificado que a aproximação exponencial proposta representa uma contribuição relevante da tese, visto que permitiu a obtenção de aproximações precisas para a BEP do sistema de DM em canais Nakagami- m . Além disso, essa aproximação é simples e não apresentou diferenças significativas em relação ao uso da fórmula exata da PEP.

Por fim, uma aplicação da expressão proposta da PEP foi descrita: o utilização do esquema de DM em sistemas de modulação adaptativa. Essa aplicação combina os sistemas de modulação adaptativa, apresentados no Capítulo 4, com os conceitos do sistema de DM apresentado neste capítulo. A expressão da PEP exponencial proposta foi utilizada por esse sistema para determinar dinamicamente, a partir dos parâmetros do canal, qual o ângulo de rotação ϕ adequado a ser utilizado. O sistema mostrou que ganhos são obtidos para valores elevados de SNR.

Capítulo 6

Diversidade de Modulação em Canais com Desvanecimento κ - μ

Conforme apresentado no Capítulo 5, a técnica de diversidade de modulação (DM) pode melhorar significativamente o desempenho dos sistemas de comunicações, visto que ajuda a mitigar os efeitos do desvanecimento presente nos canais de comunicações sem fio. A técnica de DM já foi avaliada em diferentes modelos de canais como o Rayleigh [32], Rice [68] e Nakagami- m [67].

No entanto, em algumas situações específicas, as caudas das referidas distribuições de probabilidade do desvanecimento do canal não se adequam apropriadamente aos dados experimentais medidos, como discutido em [85]. Dessa forma, a técnica de DM carece de avaliação em modelos de canal que forneçam uma maior flexibilidade e uma melhor adequação a dados mensuráveis fisicamente, como a distribuição κ - μ .

Nenhuma avaliação da técnica de DM foi encontrada na literatura contemplando o modelo de desvanecimento κ - μ , o que constitui uma contribuição da tese. Além disso, novas expressões para o cálculo da PEP do sistema de DM em canais κ - μ são propostas e avaliadas.

Tendo em vista os graus de liberdade fornecidos pela distribuição, o ângulo de rotação ótimo e o desempenho do sistema são avaliados em diferentes cenários, incluindo canais com correlação temporal e sujeitos a erros de estimação. O sistema de DM é ainda combinado a um sistema de diversidade espacial que utiliza múltiplas antenas e um receptor de combinação por razão máxima (*Maximum-Ratio Combining* – MRC), que é usado para mitigar os efeitos de canais seletivos em frequência.

As avaliações realizadas consideraram o uso de constelações θ -QAM com $\theta = \pi/2$

(SQAM). O motivo da escolha desse valor de θ é permitir a comparação dos resultados da avaliação de desempenho dos sistemas de DM em canais κ - μ realizados nesta tese com os resultados obtidos com outros modelos de desvanecimento já avaliados na literatura [24, 25, 27, 28, 30–32, 67].

6.1 Seleção do Valor Ótimo do Ângulo de Rotação ϕ em Canais κ - μ

Esta seção apresenta a avaliação do ângulo ótimo de rotação da técnica de DM em canais com desvanecimento κ - μ . Da mesma forma como ocorreu com a avaliação de desempenho do sistema de DM em canais Nakagami- m , a avaliação em canais κ - μ é baseada no uso do limitante da união (UB), conforme descrito na Seção 5.2 (Fórmula 5.4). Dessa forma, expressões para o cálculo da PEP são necessárias para obter aproximações da SER e da BER do sistema.

Assim, sejam α_I e α_Q as variáveis aleatórias que representam a amplitude do desvanecimento nas componentes em fase e em quadratura, respectivamente, então a expressão da PEP para um sistema com DM sujeito ao desvanecimento κ - μ , proposta nesta tese, pode ser calculada conforme a seguir:

$$\begin{aligned}
 P(s \rightarrow \hat{s}) &= \int_0^\infty \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma} d_I^2 \alpha_I^2}{2} + \frac{\bar{\gamma} d_Q^2 \alpha_Q^2}{2}} \right) p(\alpha_I) p(\alpha_Q) d\alpha_I d\alpha_Q, & (6.1) \\
 P(s \rightarrow \hat{s}) &= \frac{4\mu^2(1+\kappa)^{\mu+1}}{\kappa^{\mu-1} \exp[2\mu\kappa]} \int_0^\infty \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma} d_I^2 \alpha_I^2}{2} + \frac{\bar{\gamma} d_Q^2 \alpha_Q^2}{2}} \right) \alpha_I^\mu \alpha_Q^\mu \\
 &\quad \exp[-\mu(1+\kappa)(\alpha_I^2 + \alpha_Q^2)] I_{\mu-1} \left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\alpha_I \right] \cdot \\
 &\quad I_{\mu-1} \left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\alpha_Q \right] d\alpha_I d\alpha_Q, & (6.2)
 \end{aligned}$$

em que $\bar{\gamma}$ é a SNR média do canal, d_I e d_Q são as distâncias euclidianas entre os símbolos s e \hat{s} em relação às componentes em fase e em quadratura, respectivamente, e $I_\nu(\cdot)$ denota a função de Bessel modificada de primeiro tipo e ordem ν [50, 8.431].

Aplicando a fórmula de Craig para a função $Q(\cdot)$ [75] (Fórmula 5.15) na Fórmula 6.2,

a expressão da PEP pode ser reescrita como

$$\begin{aligned}
P(s \rightarrow \hat{s}) &= \frac{4\mu^2(1+\kappa)^{\mu+1}}{\pi\kappa^{\mu-1}\exp[2\mu\kappa]} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty \int_0^\infty \exp\left[-\frac{\bar{\gamma}d_I^2}{4\text{sen}^2\phi}\alpha_I^2\right] \exp\left[-\frac{\bar{\gamma}d_Q^2}{4\text{sen}^2\phi}\alpha_Q^2\right] \\
&\alpha_I^\mu \exp[-\mu(1+\kappa)\alpha_I^2] I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\alpha_I\right] \alpha_Q^\mu \exp[-\mu(1+\kappa)\alpha_Q^2] \cdot \\
&I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\alpha_Q\right] d\alpha_I d\alpha_Q d\phi. \tag{6.3}
\end{aligned}$$

A Integral 6.3 pode ser calculada de diferentes maneiras. Portanto, diferentes expressões foram desenvolvidas nesta tese para o cálculo da PEP em canais κ - μ e representam novas contribuições para a área. Essas expressões são apresentadas nas seções a seguir.

6.1.1 Fórmula Exata da PEP

Diferentes técnicas de integração numérica podem ser utilizadas para o cálculo da PEP. Para tornar os cálculos mais simples, e computacionalmente eficientes, foi realizada a simplificação da Integral 6.3. Após realizar a integração em α_I e α_Q , a integral se torna

$$\begin{aligned}
P(s \rightarrow \hat{s}) &= \frac{(1+\kappa)^{2\mu}\mu^{2\mu}}{\pi\exp[2\mu\kappa]} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{\bar{\gamma}d_I^2}{4\text{sen}^2\phi} + \mu(1+\kappa)\right)^{-\mu} \left(\frac{\bar{\gamma}d_Q^2}{4\text{sen}^2\phi} + \mu(1+\kappa)\right)^{-\mu} \\
&\exp\left[\left(\frac{(\kappa(1+\kappa)\mu^2)}{\left(\frac{\bar{\gamma}d_I^2}{4\text{sen}^2\phi} + \mu(1+\kappa)\right)} + \frac{(\kappa(1+\kappa)\mu^2)}{\left(\frac{\bar{\gamma}d_Q^2}{4\text{sen}^2\phi} + \mu(1+\kappa)\right)}\right)\right] d\phi. \tag{6.4}
\end{aligned}$$

Utilizando a mudança de variável $x = \cos^2\phi$ e realizando algumas manipulações algébricas, a expressão exata da PEP proposta nesta tese se torna

$$P(s \rightarrow \hat{s}) = \frac{1}{2\pi [(1+c_I)(1+c_Q)]^\mu} \cdot \Upsilon(\kappa, \mu, c_I, c_Q), \tag{6.5}$$

em que $c_I = \frac{\bar{\gamma}d_I^2}{4\mu(1+\kappa)}$, $c_Q = \frac{\bar{\gamma}d_Q^2}{4\mu(1+\kappa)}$ e $\Upsilon(\cdot)$ é uma função especial que deve ser numerica-

mente avaliada. Essa função é definida como

$$\Upsilon(a, b, c, d) \triangleq \int_0^1 x^{-1/2} (1-x)^{2b-1/2} \left[\left(1 - \frac{x}{1+c}\right) \left(1 - \frac{x}{1+d}\right) \right]^{-b} \exp \left[-ab \left(\frac{c}{1+c-x} + \frac{d}{1+d-x} \right) \right] dx. \quad (6.6)$$

A Função 6.6 pode ser calculada utilizando diferentes pacotes de cálculos matemáticos, como o Mathematica, o Maple e o Matlab.

6.1.2 Fórmula Baseada em Séries

Uma maneira alternativa para avaliar a expressão da PEP utiliza a representação em séries para a função de Bessel modificada de primeiro tipo, presente no integrando da Integral 6.3, [50, 8.445]

$$I_\nu(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m! \Gamma(m + \nu + 1)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2m+\nu}. \quad (6.7)$$

Introduzindo a Fórmula 6.7 na Integral 6.3, realizando as integrações e outras manipulações algébricas, a expressão da PEP pode ser escrita como

$$P(s \rightarrow \hat{s}) = \frac{\exp[-2\mu\kappa]}{2\pi [(1+c_I)(1+c_Q)]^\mu} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(\mu\kappa)^{m+n} B(m+n+2\mu+\frac{1}{2}, \frac{1}{2})}{m!n!(1+c_I)^m(1+c_Q)^n} F_1\left(\frac{1}{2}, m+\mu, n+\mu, m+n+2\mu+1; \frac{1}{1+c_I}, \frac{1}{1+c_Q}\right), \quad (6.8)$$

em que $F_1(a, b, c, d; e, f)$ representa a função hipergeométrica de Appell [50, 9.180.1] e $B(a, b)$ é a função Beta [50, 8.380.1].

A Fórmula 6.8, baseada em séries, pode ser truncada para um número limitado de termos, fazendo com que a expressão da PEP baseada em séries proposta nesta tese se torne um limitante (dado que todos os termos são positivos),

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \geq \frac{\exp[-2\mu\kappa]}{2\pi [(1+c_I)(1+c_Q)]^\mu} \sum_{m=0}^{W-1} \sum_{n=0}^{W-1} \frac{(\mu\kappa)^{m+n} B(m+n+2\mu+\frac{1}{2}, \frac{1}{2})}{m!n!(1+c_I)^m(1+c_Q)^n} F_1\left(\frac{1}{2}, m+\mu, n+\mu, m+n+2\mu+1; \frac{1}{1+c_I}, \frac{1}{1+c_Q}\right). \quad (6.9)$$

O número de termos em cada série (denotado por W e admitido igual em ambos os somatórios) deve ser ajustado de acordo com a intensidade do desvanecimento. Dado que a aproximação da PEP é composta por um somatório duplo, um número de termos W^2 deve ser calculado. A Figura 6.1 ilustra algumas curvas geradas com a aproximação baseada em séries para diferentes valores de W e considerando os símbolos aleatoriamente escolhidos $0,3162 + 0,9487j$ e $0,9487 - 0,3162j$. O desempenho da aproximação é avaliado considerando dois cenários: um cenário de desvanecimento severo ($\kappa = 0,5$, $\mu = 1,5$) e outro de desvanecimento brando ($\kappa = 4,5$, $\mu = 4,5$). Os valores de κ e μ em cada cenário foram escolhidos arbitrariamente de forma a corresponder a baixos valores de κ e μ no primeiro cenário e a altos valores de κ e μ no segundo cenário.

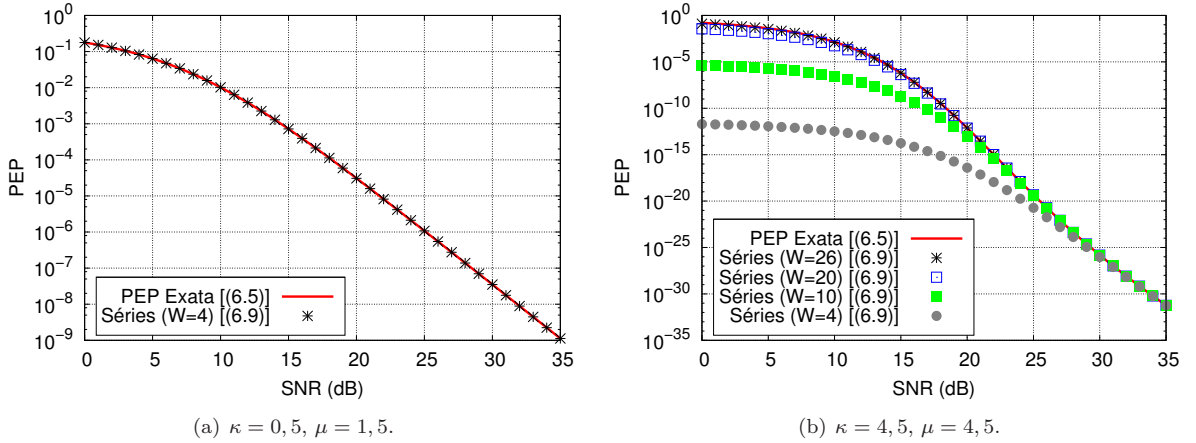


Figura 6.1: Aproximação baseada em séries para a PEP considerando os símbolos aleatoriamente escolhidos $0,3162 + 0,9487j$ and $0,9487 - 0,3162j$.

Como pode ser visto na Figura 6.1(a), um pequeno número de termos é suficiente para obter uma aproximação precisa quando o canal é caracterizado por um desvanecimento severo, neste caso, um número total de $W^2 = 16$ termos foi utilizado. Entretanto, em um cenário com um desvanecimento brando, como ilustrado na Figura 6.1(b), mais termos são necessários para uma maior precisão e, neste caso, um número total de $W^2 = 676$ termos foi utilizado. A justificativa para esse comportamento é que, em um cenário com desvanecimento brando, o decaimento das curvas da PEP se torna mais suave, requerendo um maior número de termos para modelá-lo. Além disso, uma importante característica da aproximação proposta é que ela converge para o valor exato da PEP em altos valores de SNR, mesmo utilizando um número pequeno de termos nas séries.

6.1.3 Limitantes Inferiores

Uma abordagem clássica para obter aproximações de funções analíticas é a utilização de limitantes. Foram deduzidos limitantes inferiores e superiores para a expressão da PEP com vistas à avaliação da técnica de DM sob desvanecimento κ - μ . Dessa forma, dois limitantes inferiores foram deduzidos e são propostos nesta tese. O primeiro deles é obtido truncando a fórmula da PEP baseada em séries, apresentada na Inequação 6.9, para apenas um termo (*i.e.*, $m = 0$ e $n = 0$), dando origem ao “Limitante Inferior A”, apresentado a seguir

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \geq \frac{\exp[-2\mu\kappa] \text{B}\left(2\mu + \frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right)}{2\pi [(1+c_I)(1+c_Q)]^\mu} F_1\left(\frac{1}{2}, \mu, \mu, 2\mu + 1; \frac{1}{1+c_I}, \frac{1}{1+c_Q}\right). \quad (6.10)$$

Um outro limitante inferior foi obtido substituindo as funções exponenciais da Fórmula 6.5 por suas séries de potência equivalentes [50, (1.211)]. A expressão pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow \hat{s}) &= \frac{1}{2\pi (1+c_I)^\mu (1+c_Q)^\mu} \int_0^1 x^{-1/2} (1-x)^{2\mu-1/2} \left(1 - \frac{1}{1+c_I}x\right)^{-\mu} \\ &\quad \left(1 - \frac{1}{1+c_Q}x\right)^{-\mu} \left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!} \left(\frac{\mu\kappa c_I}{1+c_I-x}\right)^n \right] \\ &\quad \left[\sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m!} \left(\frac{\mu\kappa c_Q}{1+c_Q-x}\right)^m \right] dx, \end{aligned} \quad (6.11)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2\pi (1+c_I)^\mu (1+c_Q)^\mu} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (-1)^m}{n! m!} \left(\frac{\mu\kappa c_I}{1+c_I}\right)^n \left(\frac{\mu\kappa c_Q}{1+c_Q}\right)^m \\ &\quad \int_0^1 x^{-1/2} (1-x)^{2\mu-1/2} \left(1 - \frac{1}{1+c_I}x\right)^{-(\mu+n)} \\ &\quad \left(1 - \frac{1}{1+c_Q}x\right)^{-(\mu+m)} dx. \end{aligned} \quad (6.12)$$

Aplicando na Fórmula 6.12 a seguinte relação [50, (3.211)]

$$\int_0^1 x^{\lambda-1} (1-x)^{\mu-1} (1-ux)^{-\varrho} (1-vx)^{-\sigma} dx = \text{B}(\mu, \lambda) F_1(\lambda, \varrho, \sigma, \lambda + \mu; u, v), \quad (6.13)$$

e realizando as manipulações algébricas necessárias, a expressão se torna

$$P(s \rightarrow \hat{s}) = \frac{B\left(2\mu + \frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right)}{2\pi [(1+c_I)(1+c_Q)]^\mu} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n}}{m! n!} \left(\frac{\mu\kappa c_I}{1+c_I}\right)^m \left(\frac{\mu\kappa c_Q}{1+c_Q}\right)^n F_1\left(\frac{1}{2}, \mu+m, \mu+n, 2\mu+1; \frac{1}{1+c_I}, \frac{1}{1+c_Q}\right). \quad (6.14)$$

Utilizando o fato de que a função hipergeométrica de Appell na Fórmula 6.14 converge para 1 em altos valores de SNR, a expressão pode ser reescrita como

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \geq \frac{B\left(2\mu + \frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right)}{2\pi (1+c_I)^\mu (1+c_Q)^\mu} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n+m}}{n! m!} \left(\frac{\mu\kappa c_I}{1+c_I}\right)^n \left(\frac{\mu\kappa c_Q}{1+c_Q}\right)^m. \quad (6.15)$$

Transformando as séries novamente em funções exponenciais, o outro limitante inferior da PEP proposto nesta tese (referido como “Limitante Inferior B”) é definido como

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \geq \frac{B\left(2\mu + \frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right)}{2\pi [(1+c_I)(1+c_Q)]^\mu} \exp\left[-\mu\kappa \left(\frac{c_I}{1+c_I} + \frac{c_Q}{1+c_Q}\right)\right]. \quad (6.16)$$

O limitante inferior apresentado na Inequação 6.16 é mais simples que o apresentado na Inequação 6.10, dado que não requer o cálculo da função hipergeométrica de Appell.

6.1.4 Limitantes Superiores

Dois limitantes superiores para a PEP são propostos nesta tese para a avaliação do desempenho da DM. O primeiro limitante assume que $(1+c_I)$ e $(1+c_Q)$, no denominador da Fórmula 6.14, convergem respectivamente para c_I e c_Q em altos valores de SNR, que a função $F_1(\cdot)$ converge para 1 também em altos valores de SNR e que as séries tornam-se funções exponenciais. Dado que, para baixos valores de SNR, $[(1+c_I)(1+c_Q)]^\mu \gg (c_I c_Q)^\mu$ e $\frac{[(1+c_I)(1+c_Q)]^\mu}{(c_I c_Q)^\mu} \gg F_1(\cdot)$, então a Fórmula 6.14 se torna um limitante superior e pode ser reescrita como

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \leq \frac{B\left(2\mu + \frac{1}{2}, \frac{1}{2}\right)}{2\pi c_I^\mu c_Q^\mu} \exp\left[-\mu\kappa \left(\frac{c_I}{1+c_I} + \frac{c_Q}{1+c_Q}\right)\right]. \quad (6.17)$$

Se $\kappa \rightarrow 0$ e $\mu = m$, então a Inequação 6.17 coincide com o limitante superior da PEP para canais com desvanecimento Nakagami- m apresentado em [67, Eq.(13)].

O segundo limitante superior é baseado no uso do limitante de Chernoff (Inequação 5.23). Ele é deduzido substituindo o limitante de Chernoff na Fórmula 6.2 e realizando a integração em α_I e α_Q . Finalmente, o limitante superior da PEP baseado no limitante de Chernoff, proposto nesta tese, pode ser escrito como

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \leq \frac{\mu^{2\mu}(1+\kappa)^{2\mu}}{2} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}d_I^2}{4} + \mu(1+\kappa) \right) \left(\frac{\bar{\gamma}d_Q^2}{4} + \mu(1+\kappa) \right) \right]^{-\mu} \cdot \exp \left[-\bar{\gamma}\kappa\mu \left(\frac{d_I^2}{d_I^2\bar{\gamma} + 4(1+\kappa)\mu} + \frac{d_Q^2}{d_Q^2\bar{\gamma} + 4(1+\kappa)\mu} \right) \right]. \quad (6.18)$$

6.1.5 Avaliação de Desempenho dos Limitantes da PEP

Os limitantes propostos servem como aproximações para a função da PEP e podem ser utilizados para realizar a otimização do ângulo ϕ . Entretanto, as aproximações propostas apresentam valores diferentes quando comparadas com os valores exatos da PEP, além de apresentarem diferentes níveis de complexidade. Além disso, é importante ressaltar que todas as aproximações de PEP propostas para sistemas com DM em canais κ - μ representam novas contribuições desta tese.

Dessa forma, uma comparação entre as aproximações propostas para a PEP é necessária. A Figura 6.2 apresenta a avaliação de desempenho dos limitantes inferiores e superiores da PEP considerando diferentes valores de κ e μ e os símbolos aleatoriamente escolhidos, $0, 3162 + 0, 9487j$ e $0, 9487 - 0, 3162j$.

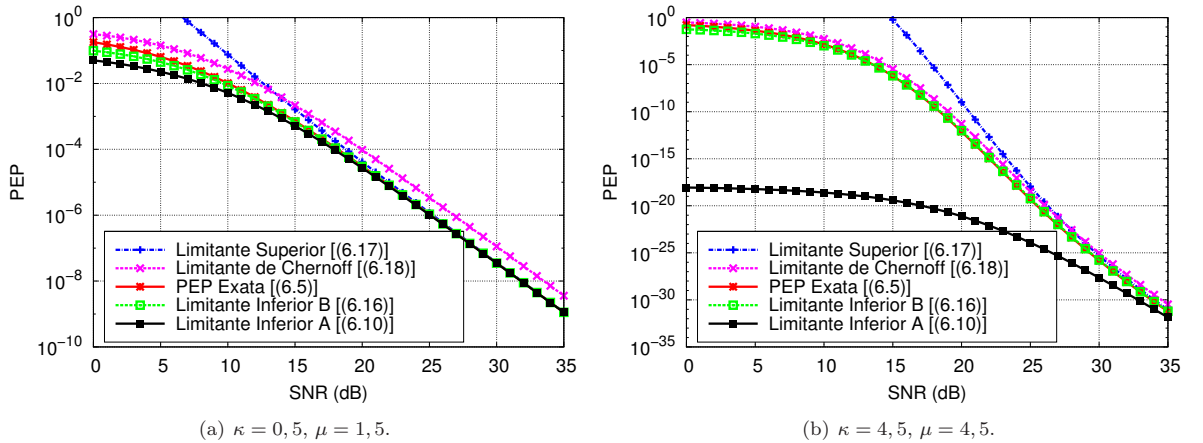


Figura 6.2: Limitantes da PEP considerando os símbolos $0, 3162 + 0, 9487j$ e $0, 9487 - 0, 3162j$.

Como pode ser visto na Figura 6.2, o “Limitante Inferior B” é mais preciso que

os demais em relação à curva “PEP Exata”. Além disso, ele é relativamente mais simples que os outros limitantes, tornando sua adoção bastante atrativa. Entretanto, um importante aspecto a ser notado é que o seu uso como uma aproximação da PEP faz com que o limitante da união (que é um limitante superior) se torne uma aproximação.

6.2 Análise de Desempenho de Sistemas de DM em Canais κ - μ

A adoção do modelo de desvanecimento κ - μ permite a avaliação de sistemas de comunicações em condições de canais não cobertas por outros modelos, como o Nakagami- m . Essa flexibilidade é adequada para realizar a avaliação da DM em diversas condições. Esta seção apresenta a análise de desempenho da técnica de DM para canais com desvanecimento κ - μ . Avaliações numéricas e simulações de Monte Carlo foram realizadas para obter o valor ótimo do ângulo ϕ e para verificar os ganhos obtidos pela técnica considerando diferentes parâmetros de canal e expressões da PEP.

A avaliação do ângulo de rotação ótimo é realizada substituindo-se as diferentes expressões de PEP na expressão do limitante da união apresentado na Inequação 5.6. A avaliação foi realizada considerando constelações θ -QAM com o valor de $\theta = \pi/2$ (SQAM), que permite a comparação de seus resultados com os outros da literatura, e com diferentes ordens de modulação ($M = 4$ e $M = 16$). Dois cenários foram considerados nos experimentos: (a) condições de desvanecimento severo ($\kappa = 0,1$, $\mu = 0,25$) e (b) condições de desvanecimento típico ($\kappa = 1,5$, $\mu = 1,75$) [65].

As Figuras 6.3 e 6.4 apresentam a SEP do sistema de DM (com $M = 4$ e 16) para um canal com desvanecimento κ - μ , em função do ângulo de rotação ϕ . O ângulo ótimo depende da ordem da constelação e das características do canal.

Comparando as Figuras 6.3 e 6.4, é possível notar que o desempenho geral das aproximações da PEP depende dos parâmetros do desvanecimento κ e μ . Em condições de desvanecimento severo (Figuras 6.3(a) e 6.4(a)), o limitante de Chernoff apresenta o pior desempenho em termos da SEP entre todos os limitantes propostos. Os demais limitantes exibem um desempenho similar ao cálculo exato da PEP. A diferença existente entre os valores simulados e as demais curvas nas Figuras 6.3(a) e 6.4(a) se deve à utilização do limitante da união na avaliação da SEP.

Por outro lado, em cenários de desvanecimento típico (Figuras 6.3(b) e 6.4(b)), o

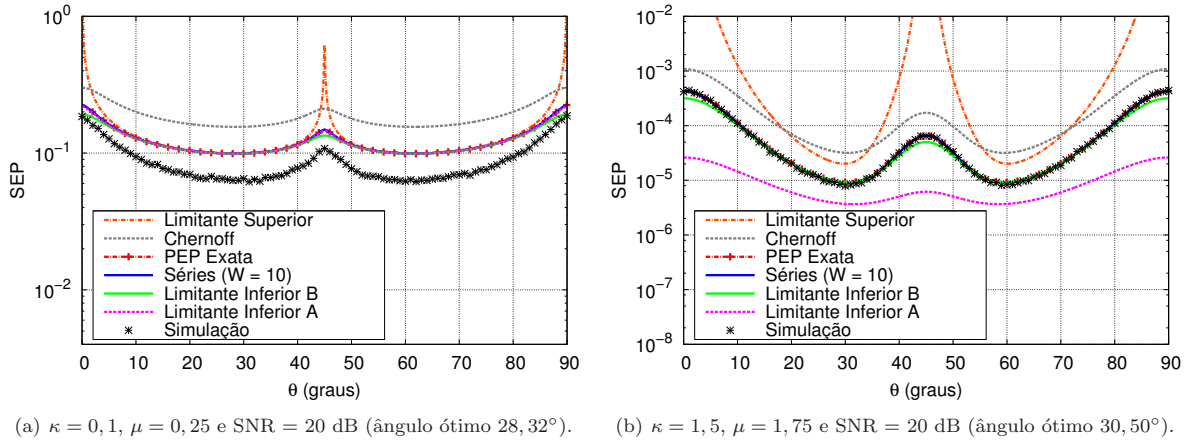


Figura 6.3: Curvas para a SEP de um sistema com DM em função do ângulo de rotação ϕ e $M = 4$.

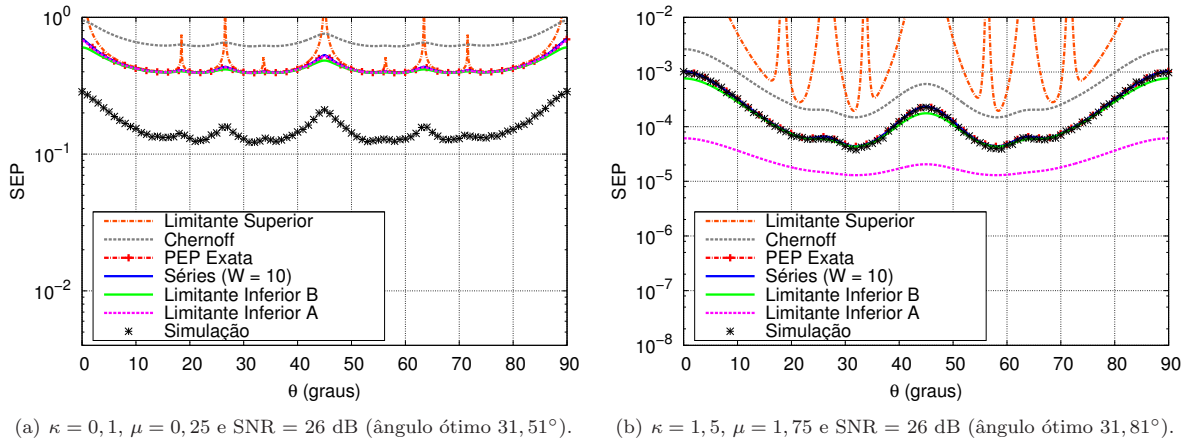


Figura 6.4: Curvas para a SEP de um sistema com DM em função do ângulo de rotação ϕ e $M = 16$.

limitante superior mostrado na Inequação 6.17 apresenta um desempenho inferior ao do limitante de Chernoff. As curvas “PEP Exata”, “Séries” e “Simulação” não apresentam distinção aparente no gráfico, enquanto que a curva do “Limitante Inferior B” encontra-se muito próxima a elas. Finalmente, a aproximação “Limitante Inferior A” tem o pior desempenho quando comparado à “PEP Exata”.

De forma a fornecer uma visão geral dos valores ótimos do ângulo de rotação em sistemas de DM em canais κ - μ , a Figura 6.5 apresenta um gráfico que ilustra os valores ótimos de ϕ em função dos parâmetros κ e μ , para constelações com $M = 4$ e $M = 16$, respectivamente.

O processo de otimização foi realizado com o uso da aproximação “Limitante Infe-

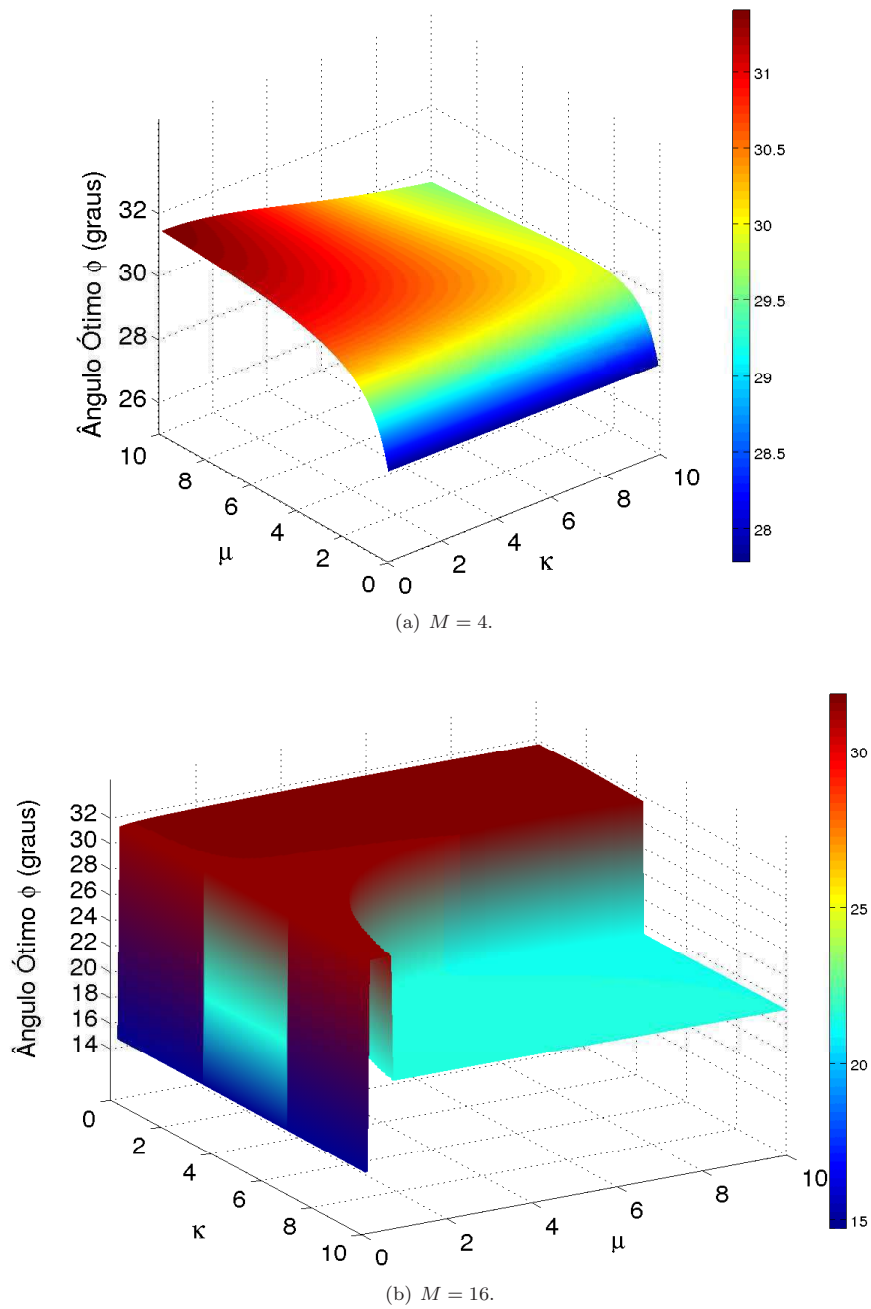


Figura 6.5: Ângulo ótimo de rotação $\hat{\phi}$ do sistema de DM em função dos parâmetros do canal κ e μ e da ordem da modulação M .

rior B”, devido à sua simplicidade e precisão. Apesar do valor do ângulo ótimo variar de acordo com a SNR do canal, por questões de simplicidade, foi assumido um valor bastante elevado de SNR (40 dB) na avaliação do ângulo de rotação, o que não gera perdas significativas em relação ao uso do ângulo ótimo $\hat{\phi}$ dinamicamente definido em

função da SNR do canal. Além disso, dado que o valor do ângulo ótimo de rotação do esquema de DM depende do valor dos parâmetros do canal κ e μ , os estimadores desses parâmetros apresentados na Seção 3.3 podem ser empregados em sistemas reais para determinar o valor de ϕ .

Como pode ser visto na Figura 6.5(a), o ângulo ótimo em constelações com $M = 4$ assume valores no intervalo de 27° a 32° . O maior valor do ângulo ótimo ($31,4^\circ$) é obtido em valores elevados de μ e valores baixos de κ (*i.e.*, em condições menos severas de desvanecimento). Por outro lado, o menor valor do ângulo ótimo ($27,8^\circ$) deve ser utilizado em baixos valores de κ e μ (*i.e.*, em condições muito severas de desvanecimento). Além disso, outros valores intermediários de ϕ devem ser selecionados de acordo com as condições do desvanecimento do canal utilizando os resultados mostrados na Figura 6.5(a).

A Figura 6.5(b) apresenta a avaliação do ângulo ótimo de rotação ϕ para constelações com $M = 16$ em função dos parâmetros do desvanecimento do canal. Como mostrado na figura, existem transições abruptas no gráfico, resultado de pequenas mudanças nos valores mínimos da SEP do sistema causadas pela alteração dos valores dos parâmetros (*i.e.*, pequenas alterações nos valores dos lóbulos das curvas da SEP, vide Figura 6.4).

Se um canal com desvanecimento Nakagami- m for considerado (*i.e.*, $\kappa \rightarrow 0$ e $\mu = m$), os valores ótimos de ϕ são confirmados pelos valores apresentados em [67, Tabela 1] (para constelações com $M = 4$), o que ilustra a precisão da aproximação utilizada (“Limitante Inferior B”).

6.2.1 Avaliação do Tempo de Execução das Aproximações da PEP para Canais κ - μ

Visando verificar o desempenho das aproximações da PEP para sistemas de DM em canais κ - μ em termos de seu tempo de execução, foi realizada a avaliação do tempo médio de 900 execuções do cálculo do limitante da união utilizando as diferentes expressões propostas. Para o cálculo, 30 realizações do experimento foram efetuadas de forma a permitir inferências estatísticas. A Tabela 6.1 mostra os tempos de execução para os limitantes da união considerando o uso de constelações com $M = 4$ e $M = 16$ e as diferentes expressões da PEP.

Como pode ser visto na Tabela 6.1, entre as aproximações mais precisas (con-

Tabela 6.1: Tempo médio de execução de 900 execuções do cálculo do limitante da união considerando as diferentes aproximações da PEP propostas.

Constelação	Desvanecimento	Expressão da PEP	Tempo de Execução (seg.)
$M = 4$	<i>Severo</i>	Limitante Superior	0,020
		Chernoff	0,022
		PEP Exata	0,922
		Séries	148,490
		Limitante Inferior A	1,064
		Limitante Inferior B	0,023
	<i>Típico</i>	Limitante Superior	0,026
		Chernoff	0,019
		PEP Exata	1,701
		Séries	168,540
		Limitante Inferior A	1,985
		Limitante Inferior B	0,031
$M = 16$	<i>Severo</i>	Limitante Superior	0,170
		Chernoff	0,124
		PEP Exata	17,924
		Séries	2956,030
		Limitante Inferior A	20,827
		Limitante Inferior B	0,167
	<i>Típico</i>	Limitante Superior	0,172
		Chernoff	0,126
		PEP Exata	30,335
		Séries	3226,570
		Limitante Inferior A	34,965
		Limitante Inferior B	0,187

forme discutido na Seção 6.2), o “Limitante Inferior B” apresentou o menor tempo de execução. Seu tempo de execução é maior que o das aproximações Chernoff e “Limitante Superior”, mas apresenta uma maior precisão que estas, sendo mais atrativa para o processo de otimização e para a aproximação da SER e da BER do sistema.

Por fim, é possível verificar que o uso da expressão “PEP Exata” (que requer o cálculo de uma integral definida) se mostra mais vantajosa que o uso da fórmula “Séries”, visto que a última apresenta um grande tempo de execução (por conta de seu elevado número de operações).

6.2.2 Avaliação da SER do Sistema de DM em Canais κ - μ

Baseado no uso da aproximação “Limitante Inferior B”, esta seção apresenta a avaliação da SER de sistemas de comunicações que utilizam a técnica de DM para canais com desvanecimento κ - μ . Simulações de Monte Carlo foram realizadas para avaliar a eficiência dessa técnica sob desvanecimentos com diferentes características.

Na avaliação, o ângulo de rotação foi dinamicamente adaptado de acordo com a SNR instantânea do canal utilizando o método de busca da seção dourada [44, Seção 10.2]. Os mesmos parâmetros de canal utilizados na Seção 6.2 foram adotados (Figuras 6.3 e 6.4).

As taxas de erro de símbolo para os sistemas com $M = 4$ e $M = 16$, com e sem o uso da DM, são apresentadas, respectivamente, nas Figuras 6.6 e 6.7. Além dos valores simulados, as curvas do limitante da união (UB) e do limitante dos vizinhos mais próximos (NN) também são ilustradas nos gráficos. A curva do limitante da união da SER (Inequação 5.4) foi calculada utilizando a expressão exata da PEP (Fórmula 6.5), enquanto a curva do limitante dos vizinhos mais próximos (Fórmula 5.5) foi calculada utilizando a aproximação da PEP “Limitante Inferior B” (Fórmula 6.16).

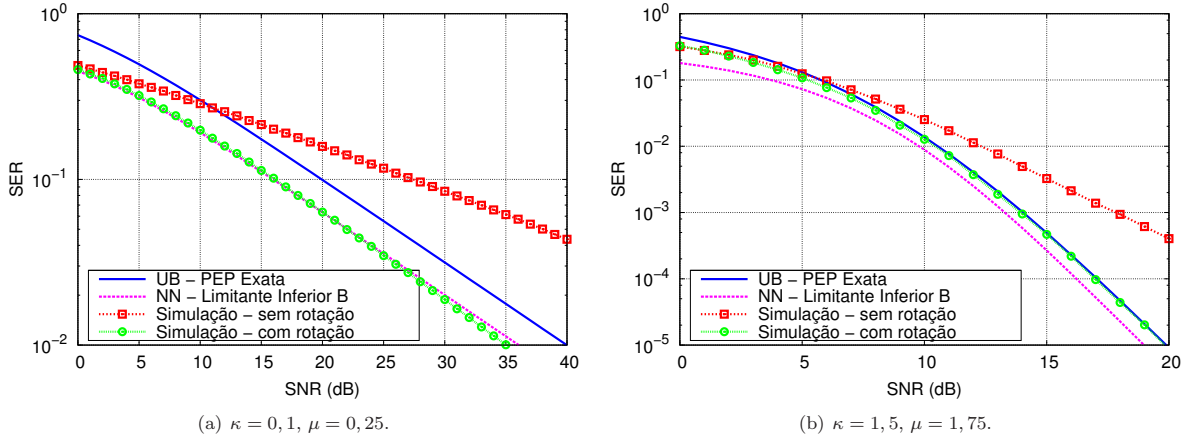


Figura 6.6: Curvas para a SER do sistema com $M = 4$, com e sem a rotação, em condições de desvanecimento severas e típicas.

Em uma transmissão convencional os picos de desvanecimento podem degradar completamente a informação contida nos símbolos transmitidos (componentes em fase e quadratura). Entretanto, com a técnica de DM, as componentes dos símbolos são transmitidas em instantes de tempos diferentes, criando uma redundância.

Assim, o ganho provido pela DM é maior sob condições severas de desvanecimento, mas não afeta o desempenho do sistema quando os sinais são transmitidos em canais AWGN, dado que a distância euclidiana entre os símbolos permanece constante independentemente do ângulo de rotação ϕ . Esse aspecto pode ser verificado nas Figuras 6.6 e 6.7, em que o desempenho da constelação rotacionada supera o desempenho do sistema de referência (sem rotação). Entretanto, é possível notar que os ganhos fornecidos por essa técnica diminuem quando o desvanecimento se torna menos severo

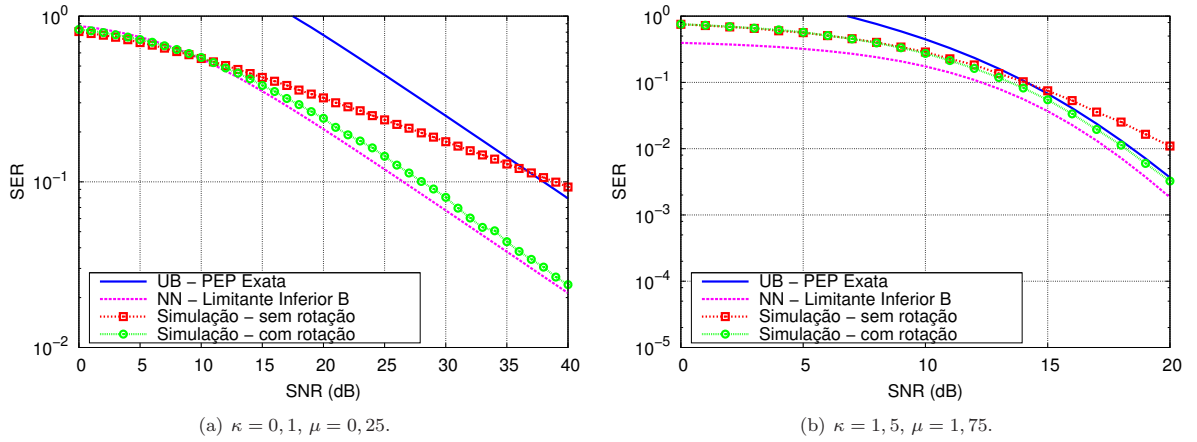


Figura 6.7: Curvas para a SER do sistema com $M = 16$, com e sem a rotação, em condições de desvanecimento severas e típicas.

(*i.e.*, à medida que os valores de κ e μ crescem).

Para o sistema com $M = 4$, o ganho da DM é 16,86 dB (para uma SER de $4,35 \times 10^{-2}$) considerando condições de desvanecimento severas ($\kappa = 0,1, \mu = 0,25$), e de 4,80 dB (para uma SER de $4,04 \times 10^{-4}$) em um cenário de desvanecimento típico ($\kappa = 1,5, \mu = 1,75$). Por outro lado, para um sistema com $M = 16$, um ganho de 11,28 dB (para uma SER de $9,30 \times 10^{-2}$) é obtido em desvanecimento severo, enquanto que em um desvanecimento típico o ganho da técnica de DM é de 3,74 dB (para uma SER de $1,34 \times 10^{-3}$).

Um outro aspecto importante a ser notado é que o limitante da união não é uma boa aproximação para canais sujeitos a severas condições de desvanecimento, mas se torna uma aproximação adequada para melhores condições de canal. Em vez disso, o limitante dos vizinhos mais próximos (com a aproximação da PEP “Limitante Inferior B”) se aproxima dos valores simulados em condições de desvanecimento severo (Figura 6.6(a)), mas se torna um limitante inferior em um cenário de desvanecimento típico (Figura 6.6(b)).

6.3 Avaliação de Desempenho da Técnica de DM em Canais com Correlação Temporal

As avaliações de desempenho apresentadas anteriormente consideraram que as componentes em fase (*In-Phase* – I) e em quadratura (*Quadrature* – Q) são afetadas in-

dependentemente pelo desvanecimento. Essa premissa é baseada no fato de que a profundidade do entrelaçamento k é maior que a largura de banda de coerência do canal.

Entretanto, em um cenário real, as condições do canal variam constantemente e as informações de estado do canal podem não ser perfeitamente estimadas, impedindo o sistema de adaptar dinamicamente a profundidade do entrelaçamento. Além disso, a largura de banda de coerência muda de acordo com a frequência Doppler, o que depende da velocidade relativa entre o transmissor e o receptor. Portanto, algum grau de correlação temporal entre os coeficientes de desvanecimento pode aparecer, afetando o desempenho da DM.

Esta seção apresenta a avaliação da DM assumindo um canal correlacionado no tempo. Uma análise da influência da correlação no ângulo de rotação e no desempenho da técnica também é apresentada.

6.3.1 Geração de um Canal com Desvanecimento κ - μ com Correlação Temporal

O primeiro desafio a ser enfrentado na avaliação proposta é a simulação de um canal κ - μ correlacionado no tempo. Dessa forma, um gerador de desvanecimento κ - μ correlacionado é proposto nesta seção como uma contribuição da tese. Ele é baseado na adaptação do gerador clássico de desvanecimento Rayleigh correlacionado, nas propriedades dos processos gaussianos e na definição do modelo físico do desvanecimento κ - μ .

De acordo com o modelo apresentado em [33], o sinal recebido é uma composição de múltiplos *clusters*, cada um consistindo de ondas espalhadas de potências idênticas e de uma componente dominante de potência arbitrária. Assim, a envoltória R da distribuição κ - μ pode ser definida em termos de suas componentes I e Q, como a seguir

$$R^2 = \sum_{i=1}^n (X_i + p_i)^2 + \sum_{i=1}^n (Y_i + q_i)^2, \quad (6.19)$$

em que X_i e Y_i são processos aleatórios gaussianos independentes com médias $E[X_i] = E[Y_i] = 0$ e variâncias $V[X_i] = V[Y_i] = \sigma^2$, p_i e q_i são, respectivamente, os valores médios das componentes I e Q do i -ésimo *cluster* e n é o número de *clusters*.

Como discutido no Capítulo 3, os parâmetros κ e μ definem a forma da distribuição,

com κ representando a razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das componentes espalhadas, analiticamente definidas conforme [33]

$$\kappa = \frac{\sum_{i=1}^n (p_i^2 + q_i^2)}{2\mu\sigma^2}, \quad (6.20)$$

e μ representa uma versão da variável n que assume valores reais, dada por [33]

$$\mu = \frac{E^2[R^2]}{V[R^2]} \frac{1 + 2\kappa}{(1 + \kappa)^2}. \quad (6.21)$$

O parâmetro μ estende o significado original do parâmetro n para valores reais de forma a representar algumas características específicas do canal, como segue [33]: (a) correlação não nula entre os *clusters* de componentes de multipercurso; (b) correlação não nula entre as componentes I e Q dentro de cada *cluster*; e (c) a natureza não gaussiana das componentes I e Q de cada *cluster* da envoltória do desvanecimento, entre outras características.

Baseado no modelo físico de um canal κ - μ , a Figura 6.8 apresenta o diagrama de blocos do gerador de desvanecimento proposto (com $p_i, q_i = m, \forall 1 \leq i \leq n$). Como pode ser visto na figura, o processo κ - μ correlacionado resultante é composto por uma soma de n processos Rice correlacionados com parâmetro K (com cada processo representando um *cluster* de ondas de multipercurso, contendo uma componente dominante). O sinal resultante representa um processo κ - μ com parâmetro $\kappa = K$ e $\mu = n$.

O primeiro passo realizado no sistema proposto é a produção de um desvanecimento Rayleigh correlacionado. Diferentes técnicas estão disponíveis na literatura para esse fim, incluindo aquelas bem conhecidas, como o espectro de Smith [86] e a soma de senóides [87]. A função de autocorrelação normalizada do processo gaussiano complexo é dada por [88]

$$R(\tau) = J_0(2\pi f_D \tau), \quad (6.22)$$

em que τ é o deslocamento temporal e f_D é a frequência Doppler máxima. A densidade espectral de potência de um canal Rayleigh com correlação temporal é dada pelo

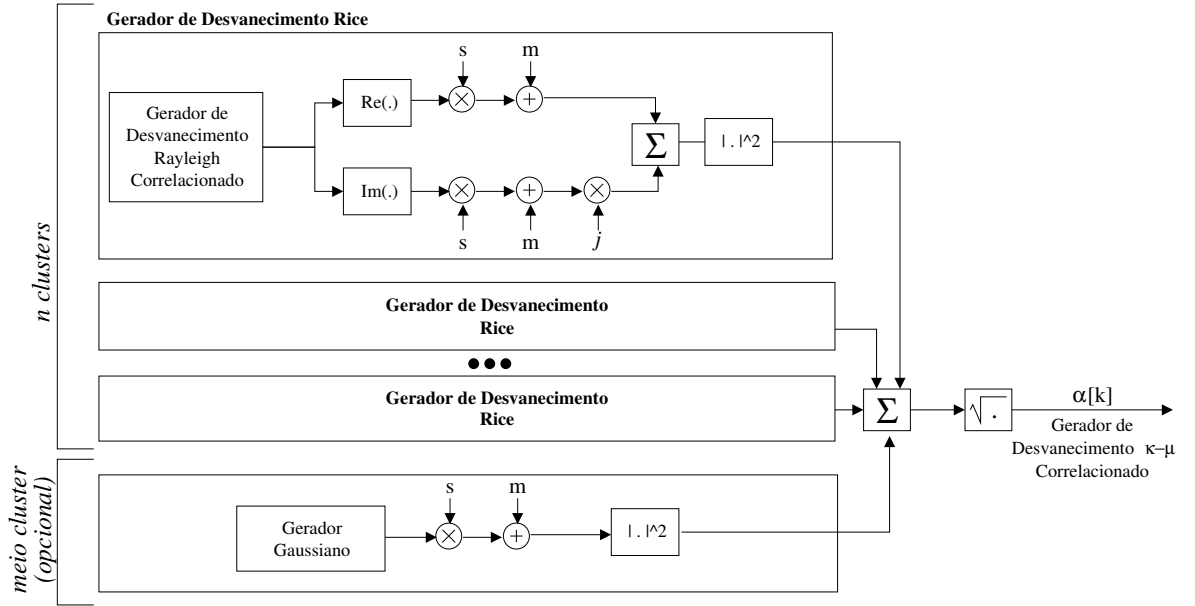


Figura 6.8: Diagrama de blocos do gerador da envoltória do desvanecimento κ - μ correlacionado.

clássico espectro de Jakes [86, 89], como a seguir

$$S(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_D \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_D}\right)^2}}, & |f| \leq f_D, \\ 0, & |f| > f_D, \end{cases} \quad (6.23)$$

em que f é o deslocamento relativo da frequência da portadora.

A variável aleatória Rayleigh é então transformada para produzir um desvanecimento Rice normalizado. Dado que o desvanecimento Rayleigh é um processo gaussiano circularmente simétrico, suas estatísticas podem ser modificadas sem a perda de suas características gaussianas. Assim, o desvanecimento Rice normalizado é obtido a partir de um processo gaussiano complexo $\alpha = X + jY$, em que as componentes real e imaginária têm média m e desvio padrão s , *i.e.*, $X, Y \sim N(m, s^2)$, dados por [90]

$$m = \sqrt{\frac{K}{2(K+1)}} \quad (6.24)$$

$$s = \sqrt{\frac{1}{(K+1)}}, \quad (6.25)$$

em que K (o fator de Rice) é a razão entre as componentes de linha de visada (*Line-Of-Sight* – LOS) e sem linha de visada (*Non-Line-Of-Sight* – NLOS), $K = 0$ corresponde ao canal com desvanecimento Rayleigh e $K \rightarrow \infty$ corresponde a um canal sem desvanecimento (AWGN). O parâmetro κ do desvanecimento resultante corresponde ao valor de K definido ao desvanecimento Rice.

O processo de geração do desvanecimento Rice deve ser repetido n vezes, com n sendo o inteiro correspondente ao valor do parâmetro μ . Um gerador gaussiano opcional pode ser utilizado para a produção de valores reais do parâmetro μ múltiplos de 0,5.

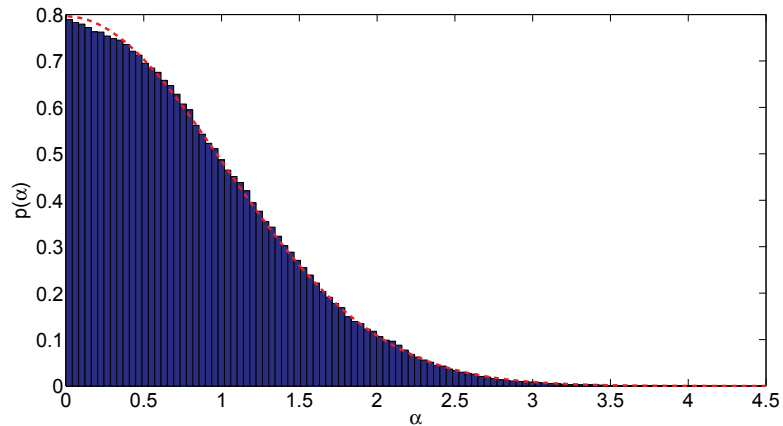
Essa limitação requer a adaptação dos cenários de canal previamente utilizados, como a seguir: (a) condições de desvanecimento severo ($\kappa = 0,1$, $\mu = 0,5$) e (b) condições de desvanecimento típico ($\kappa = 1,5$, $\mu = 2,0$).

Finalmente, a partir da soma dos quadrados dos valores absolutos dos processos Rice e da aplicação do operador raiz quadrada no processo resultante, a envoltória do desvanecimento κ - μ correlacionado é obtido. A normalização das amostras de desvanecimento também é necessária.

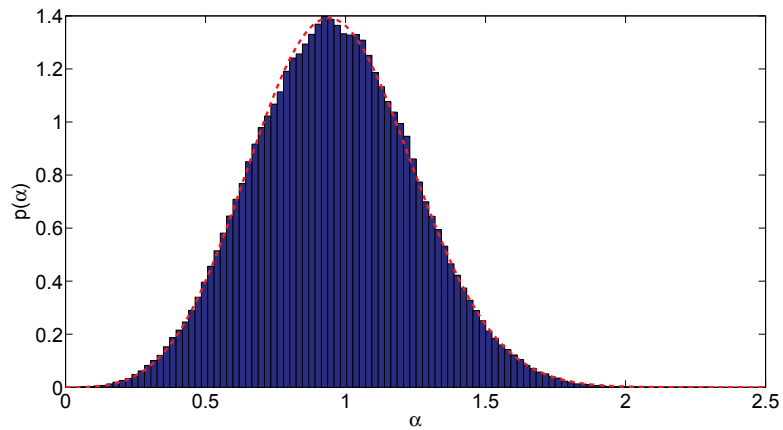
A Figura 6.9 apresenta os histogramas das envoltórias para os dois cenários de desvanecimento κ - μ (gerados pelo sistema desenvolvido) e de suas fdps teóricas correspondentes. Como pode ser visto, os histogramas se ajustam bem às fdps teóricas.

A função de autocorrelação normalizada, para ambos os cenários, foi calculada utilizando as amostras de desvanecimento geradas. A Figura 6.10 mostra a autocorrelação para os cenários de desvanecimento gerados, considerando uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo (análoga à utilizada no sistema *Global System for Mobile Communications* – GSM), e duas frequências Doppler diferentes.

Como esperado, a presença de componentes dominantes e um número de *clusters* não unitário (*i.e.*, determinado por μ), cria uma correlação entre as amostras de desvanecimento. Como resultado, o canal não se descorrelaciona (em vez disso, a correlação é reduzida ou incrementada de acordo com a separação temporal das amostras). Finalmente, as amostras de desvanecimento geradas estão prontas para serem utilizadas na avaliação da técnica de DM.



(a) $\kappa = 0, 1, \mu = 0, 5$.



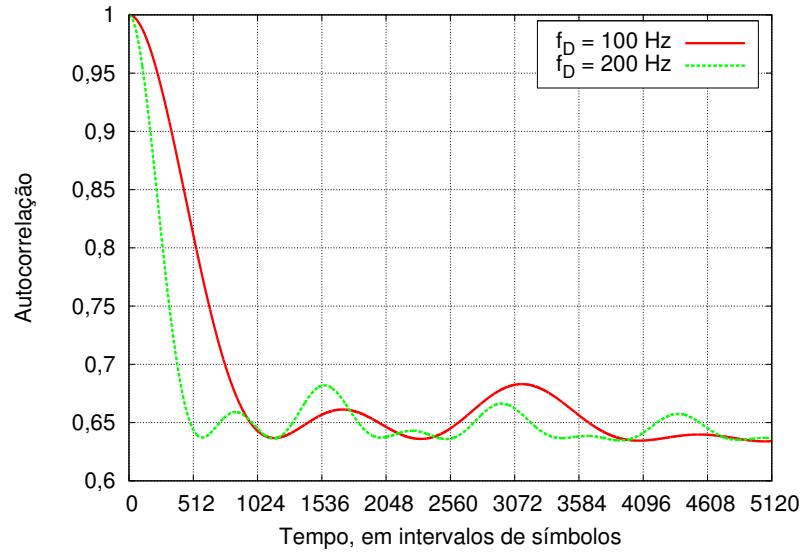
(b) $\kappa = 1, 5, \mu = 2, 0$.

Figura 6.9: Histogramas dos dois canais κ - μ gerados e suas fdps teóricas correspondentes (representadas por linhas tracejadas).

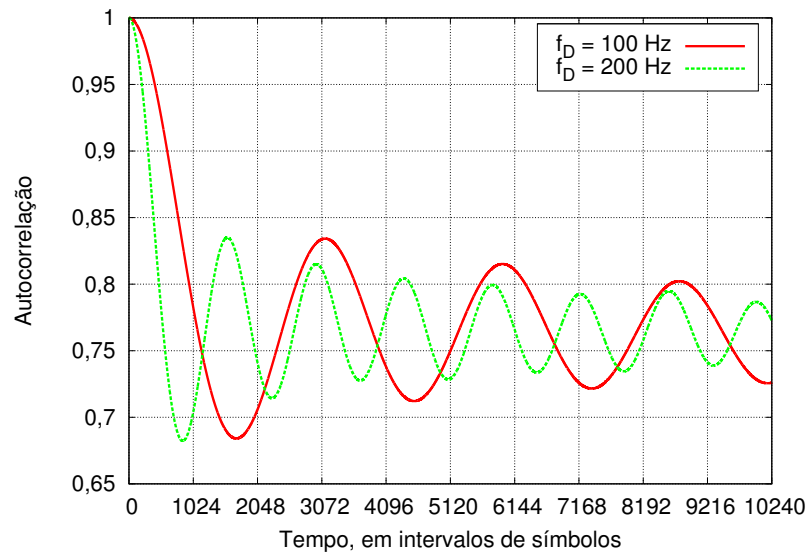
6.3.2 Desempenho do Sistema em Canais com Correlação Temporal

O desempenho geral da técnica de DM em canais descorrelacionados somente é afetado pelo ângulo de rotação da constelação de sinais (que deve ser definido de acordo com as características do canal). Canais correlacionados requerem que a profundidade do entrelaçamento k seja cuidadosamente definida, de forma a reduzir a correlação entre as amostras de desvanecimento entrelaçadas. Portanto, quanto menor for a frequência Doppler máxima f_D , maior deve ser a profundidade do entrelaçamento, requerendo a análise do efeito da mudança de k no sistema.

A Figura 6.11 apresenta as curvas de BER para um sistema θ -QAM com $\theta = \pi/2$ e $M = 16$ em função da profundidade do entrelaçamento k . A avaliação foi realizada



(a) $\kappa = 0,1$, $\mu = 0,5$.

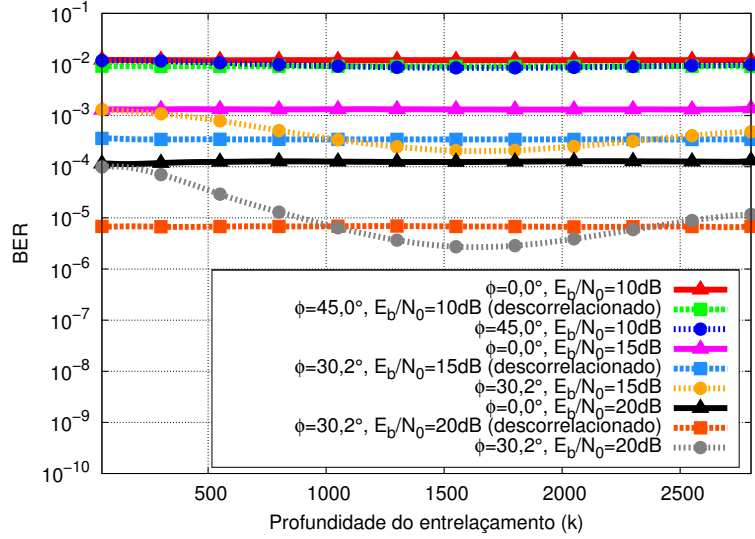


(b) $\kappa = 1,5$, $\mu = 2,0$.

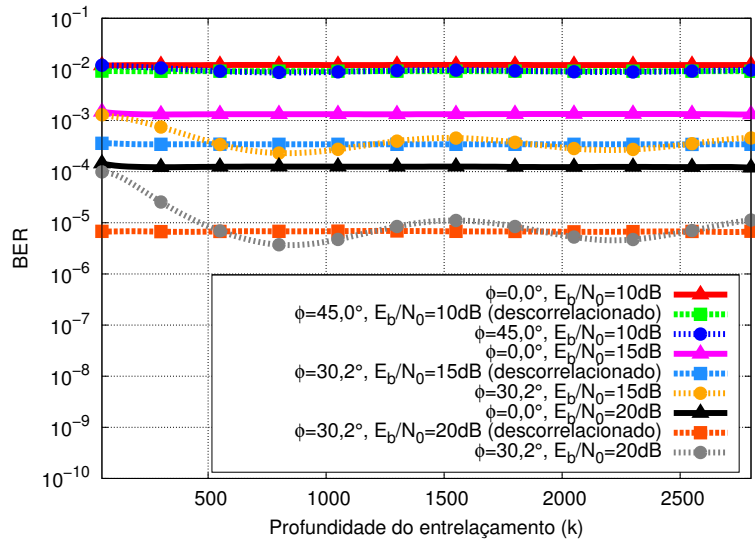
Figura 6.10: Funções de autocorrelação normalizadas calculadas a partir das amostras de desvanecimento κ - μ geradas para ambos os cenários descritos.

considerando o cenário de desvanecimento típico ($\kappa = 1,5$, $\mu = 2,0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos por segundo e três diferentes valores de SNR (10, 15 e 20 dB). Para cada SNR, três curvas de BER foram geradas: (a) de um sistema sem DM (ângulo de rotação $0,0^\circ$) em um canal correlacionado, (b) de um sistema com DM (ângulos de rotação $30,2^\circ$ e $45,0^\circ$) em um canal descorrelacionado e (c) de um sistema com DM (ângulos de rotação $30,2^\circ$ e $45,0^\circ$) em um canal correlacionado. As

frequências Doppler máximas de 100 Hz e 200 Hz foram considerados na avaliação. O ângulo de rotação para cada cenário foi otimizado utilizando o limitante da união com a aproximação da PEP proposta “Limitante Inferior B” (apresentado na Fórmula 6.16).



(a) $f_D = 100$ Hz.



(b) $f_D = 200$ Hz.

Figura 6.11: BER do sistema θ -QAM com DM em função da profundidade do entrelaçamento, considerando uma constelação com $M = 16$ e $\theta = \pi/2$, em um cenário de desvanecimento típico ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 2, 0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo e três diferentes valores de SNR (10, 15 e 20 dB).

Como pode ser visto nas figuras, em canais correlacionados, a BER do sistema com DM muda com a profundidade do entrelaçamento de acordo com o comportamento da

função de autocorrelação do canal. Assim, a BER é reduzida à medida que a correlação entre os símbolos entrelaçados também é reduzida. Por exemplo, a BER mínima na Figura 6.11(a) é alcançada quando o valor de k é aproximadamente 1.650 símbolos (que é equivalente ao menor valor de correlação na Figura 6.10(b), $f_D = 100$ Hz). De forma equivalente, na Figura 6.11(b), a BER mínima é obtida quando k é aproximadamente 825 símbolos (que é equivalente ao menor valor de correlação na Figura 6.10(b), $f_D = 200$ Hz, e o dobro que no cenário de 100 Hz).

Uma importante característica a ser verificada nas curvas apresentadas é que, para os valores de correlação mínima, a BER do sistema em canais correlacionados é menor que os valores obtidos com canais descorrelacionados. Isso ocorre porque, nos valores de correlação mínima, há uma probabilidade maior de que uma das componentes seja pouco afetada pelo desvanecimento quando ocorre um pico de desvanecimento na outra componente. Essa característica pode ser aproveitada pelo sistema de DM para reduzir a BER do sistema, demandando que a profundidade do entrelaçamento seja adequadamente definida.

Na ausência de rotação ($0, 0^\circ$) o sistema se torna invariante às mudanças na profundidade do entrelaçamento, dado que não existe redundância entre as componentes I e Q entrelaçadas dos símbolos transmitidos. Por fim, um canal sem correlação temporal (*i.e.*, quaisquer pares de símbolos entrelaçados são descorrelacionados) é equivalente a um canal com $f_D \rightarrow \infty$. Dado que a correlação entre os símbolos transmitidos é nula, a profundidade do entrelaçamento k não afeta o desempenho da DM.

A BER do sistema é avaliada em função do ângulo de rotação, de forma a verificar a influência da correlação temporal no ângulo de rotação ótimo. A Figura 6.12 ilustra as curvas obtidas para um sistema θ -QAM com $M = 16$, $\theta = \pi/2$, sujeito a um cenário de desvanecimento típico ($\kappa = 1,5$, $\mu = 2,0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo, uma SNR de 20 dB, diferentes frequências Doppler máximas e profundidades de entrelaçamento.

O desempenho do sistema para $f_D = 100$ Hz e $k = 1.650$ é equivalente ao desempenho para $f_D = 200$ Hz e $k = 825$, dado que em ambos os cenários o sistema experimenta o mesmo nível de correlação. A figura ilustra a ausência de variações significativas no valor do ângulo ótimo entre canais correlacionados e descorrelacionados. Além disso, conforme discutido anteriormente, considerando os valores de correlação mínimos, a BER do sistema para canais correlacionados no tempo é menor que os valores obtidos para canais descorrelacionados.

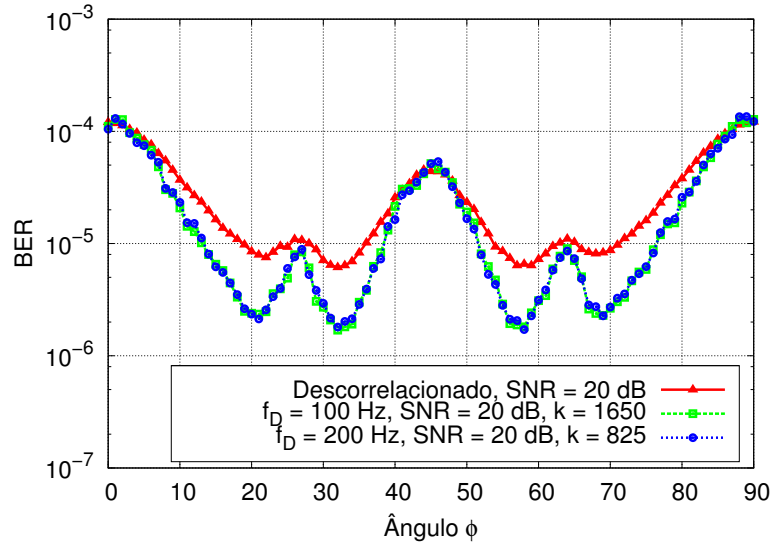


Figura 6.12: BER do sistema θ -QAM com DM em função do ângulo de rotação, com $M = 16$ e $\theta = \pi/2$, em um cenário de desvanecimento típico ($\kappa = 1,5$, $\mu = 2,0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos por segundo, uma SNR de 20 dB e diferentes valores de frequência Doppler máxima.

Finalmente, a Figura 6.13 mostra as curvas de BER da DM em função da SNR. O ângulo de rotação utilizado na avaliação foi obtido calculando a média dos valores de rotação ótimos apresentados na Figura 6.11. Nos experimentos, um sistema θ -QAM com $M = 16$ e $\theta = \pi/2$, sujeito a um desvanecimento típico ($\kappa = 1,5$, $\mu = 2,0$), e uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo (em um canal com correlação temporal) foi considerado. Resultados equivalentes foram obtidos para $f_D = 100$ Hz, $k = 1.650$ e para $f_D = 200$ Hz, $k = 825$, portanto, somente uma curva (“correlacionado”) é mostrada na figura.

A adição da técnica de DM provê um ganho adicional de 5,7 dB (para uma BER de 10^{-5}). Entretanto, o ganho do sistema aumenta quando canais correlacionados são considerados e um valor apropriado de k é definido, o que representa um ganho adicional de aproximadamente 1 dB quando comparado a cenários com canais descorrelacionados (para o mesmo valor de BER). Conforme discutido anteriormente, esse ganho se deve à definição do valor de mínimo de correlação do canal à profundidade do entrelaçamento. Assim, para os valores mínimos de correlação do canal, aumentam as chances de que uma componente dos símbolos seja pouco afetada pelo desvanecimento sempre que a outra estiver sujeita a um desvanecimento severo.

Baseado no experimentos, conclui-se que, para canais correlacionados no tempo,

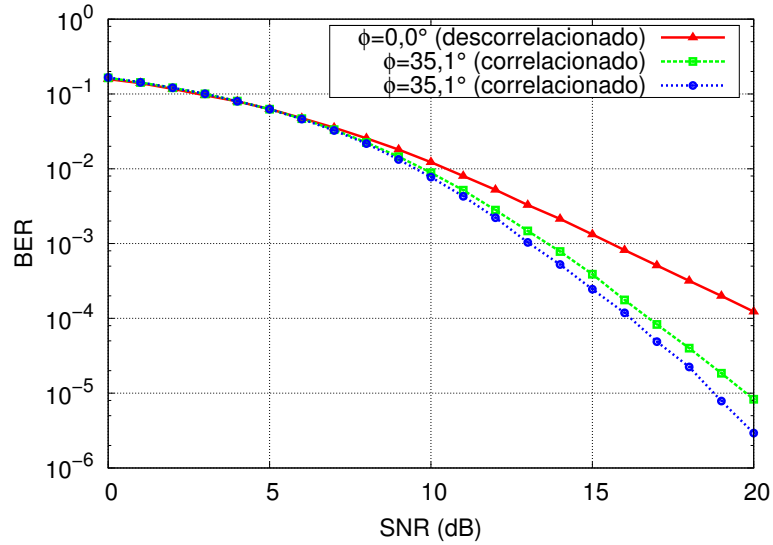


Figura 6.13: BER do sistema θ -QAM com DM em função da SNR do canal, para um sistema com $M = 16$ e $\theta = \pi/2$, sujeito a um desvanecimento típico ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 2, 0$) e uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo.

a profundidade do entrelaçamento deve ser cuidadosamente definida para melhorar o desempenho geral do sistema. A escolha adequada da profundidade do entrelaçamento reduz a BER do sistema a valores menores que os obtidos em canais descorrelacionados (*i.e.*, canais com $f_D \rightarrow \infty$). Uma outra consequência do uso da profundidade ótima de entrelaçamento é que não há mudanças significativas no ângulo ótimo de rotação.

6.4 Avaliação de Desempenho da Técnica de DM Sujeita a Erros de Estimação de Canal

Nas seções anteriores, o desempenho da técnica de diversidade de modulação foi avaliada considerando-se a existência de informações de estado do canal (*Channel State Information* – CSI) ideais, *i.e.*, o ganho do canal é perfeitamente conhecido. Em sistemas reais, o ganho do canal é desconhecido e deve ser estimado no receptor. Os valores estimados são utilizados para compensar os efeitos do desvanecimento nos símbolos recebidos. Entretanto, quanto mais erros de estimação ocorrerem no sistema, maior será a degradação de seu desempenho.

Assim, simulações de Monte Carlo foram conduzidas para verificar a influência dos erros de estimação no desempenho do sistema de DM. Esses experimentos visam

investigar o impacto do uso de algoritmos clássicos de estimação da amplitude e fase do canal no valor do ângulo ótimo de rotação e no desempenho geral do sistema.

Uma análise do impacto dos erros de estimação no sistema de DM, bem como os resultados dos experimentos são apresentados nesta seção. Os algoritmos LMS (*Least Mean Square*) e PLL (*Phase-Locked Loop*) [91] de primeira ordem, adotados para rastrear a amplitude e a fase do canal de comunicações sem fio, também são descritos.

6.4.1 Algoritmos de Estimação

Os algoritmos de estimação são utilizados nos sistemas de comunicações para obter a amplitude e a fase da resposta ao impulso dos canais sem fio. Esse recurso permite ao sistema compensar os efeitos do desvanecimento nos sinais recebidos, melhorando o desempenho geral. Esta seção apresenta dois estimadores: (a) LMS, para estimação da amplitude e (b) PLL, para estimação da fase.

Estimador de Amplitude

Na avaliação, o algoritmo LMS foi utilizado para estimar a amplitude da resposta ao impulso do canal. O algoritmo funciona por meio de uma relação recursiva, que atualiza continuamente a amplitude estimada do canal $\hat{\alpha}(n)$, conforme apresentado a seguir [91]

$$\hat{\alpha}(n+1) = \hat{\alpha}(n) + \lambda \mathbf{s}(n) \mathbf{e}^*(n), \quad (6.26)$$

em que λ é o parâmetro que define o tamanho do passo do algoritmo LMS, $(\cdot)^*$ é o operador conjugado complexo e $\mathbf{e}(n)$ é o sinal erro, dado por

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{r}(n) - \hat{\alpha}(n) \hat{\mathbf{s}}(s), \quad (6.27)$$

em que $\mathbf{r}(n)$ é a n -ésima amostra de sinal recebida, $\hat{\alpha}(n)$ é a n -ésima amostra estimada da amplitude do desvanecimento e $\hat{\mathbf{s}}(s)$ é a n -ésima amostra estimada do sinal. Durante o processo de treinamento, $\hat{\mathbf{s}}(s) = \mathbf{s}(s)$, e após o processo de treinamento a estimativa do sinal é provida pelo detector.

Estimador de Fase

Dado que o desempenho da DM é afetado pelo ângulo de rotação da constelação, a estimação de fase do canal se torna um aspecto crucial a ser tratado no sistema. Para a avaliação, o algoritmo PLL de primeira ordem foi utilizado.

De forma similar ao algoritmo LMS, o PLL utiliza um filtro recursivo na estimação. A atualização da fase é realizada por meio da seguinte fórmula

$$\hat{\phi}(n+1) = \hat{\phi}(n) + \rho u_{\phi}(n), \quad (6.28)$$

em que ρ é o passo do filtro recursivo e $u_{\phi}(n)$ é o detector de erro de fase, dado por [92]

$$u_{\phi}(n) = \text{Im}[e^{-j\hat{\phi}} s^*(n)r(n)]. \quad (6.29)$$

O algoritmo PLL visa maximizar a função de verossimilhança da fase, o que é obtido quando a saída do detector de erro de fase é zero. Uma descrição mais completa do algoritmo PLL pode ser encontrada em [92].

6.4.2 Avaliação do Ângulo Ótimo de Rotação Considerando Erros de Estimação de Canal

Em sistemas de comunicações reais, os algoritmos de estimação do desvanecimento não são capazes de rastrear perfeitamente a amplitude e a fase da resposta ao impulso do canal. No entanto, a presença de erros na estimação reduz o desempenho da DM, bem como afeta o valor do ângulo ótimo de rotação.

A estimação do desvanecimento é realizada independentemente em cada bloco de símbolos (utilizando uma sequência de treinamento transmitida no início de cada bloco). Quanto maior o tamanho da sequência de treinamento, melhor o desempenho do estimador (ao custo de uma redução na taxa de transmissão do sistema). Na avaliação realizada, 20% de cada bloco de símbolos consiste em símbolos de treinamento (próximo ao valor adotado no sistema GSM, que utiliza aproximadamente 17,6% de cada bloco para treinamento).

O desempenho dos algoritmos LMS e PLL também depende do valor dos parâmetros λ e ρ (tamanho dos passos utilizados nos algoritmos). Esses parâmetros foram definidos por meio de simulações computacionais visando reduzir a BER do sistema. Nos expe-

rimentos, a otimização de λ (LMS) foi realizada assumindo que a fase é perfeitamente estimada e a otimização de ρ (PLL) considerou que a amplitude era perfeitamente estimada. A Tabela 6.2 mostra os valores obtidos para os parâmetros de passo a serem utilizados em diferentes cenários.

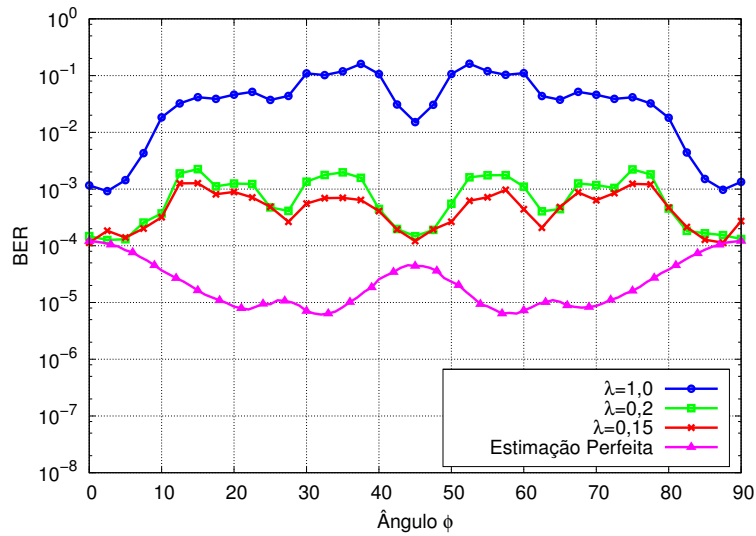
Tabela 6.2: Valores dos passos do LMS (λ) e do PLL (ρ) para diferentes cenários.

Cenário 1 ($\kappa = 0, 1, \mu = 0, 5$)			100 Hz	200 Hz
M = 4	$\phi = 0, 0^\circ$	λ	0,5	0,5
		ρ	0,5	0,5
	$\phi = 29, 2^\circ$	λ	0,25	0,25
		ρ	0,25	0,45
M = 16	$\phi = 0, 0^\circ$	λ	0,35	0,5
		ρ	0,3	0,5
	$\phi = 10, 7^\circ$	λ	0,5	0,6
		ρ	0,35	0,5
Cenário 2 ($\kappa = 1, 5, \mu = 2, 0$)			100 Hz	200 Hz
M = 4	$\phi = 0, 0^\circ$	λ	0,85	0,5
		ρ	0,3	0,8
	$\phi = 41, 0^\circ$	λ	0,1	0,2
		ρ	0,25	0,45
M = 16	$\phi = 0, 0^\circ$	λ	0,1	0,2
		ρ	0,7	0,8
	$\phi = 35, 1^\circ$	λ	0,15	0,2
		ρ	0,4	0,5

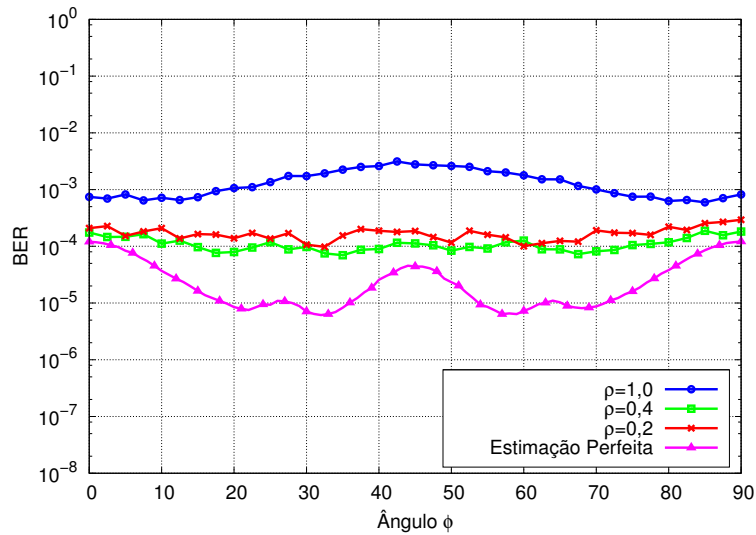
Com base nos valores otimizados de λ e ρ , simulações de Monte Carlo foram realizadas para avaliar o impacto dos erros de estimação do canal no ângulo ótimo de rotação. A Figura 6.14 apresenta as curvas de BER do sistema de DM em função do ângulo de rotação, considerando diferentes parâmetros para os algoritmos de estimação (LMS e PLL), um sistema θ -QAM com $M = 16$ e $\theta = \pi/2$ sob um desvanecimento típico ($\kappa = 1, 5, \mu = 2, 0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo, uma SNR de 20 dB e frequência Doppler máxima de 100 Hz.

Como pode ser visto na figura, a presença de erros de estimação de canal modifica significativamente o valor do ângulo de rotação ótimo, requerendo que a otimização de ϕ considere a existência destes erros no sistema. Entretanto, nos experimentos a seguir, para avaliar a eficiência da diversidade de modulação enquanto opera na presença de erros de estimação, os mesmos ângulos de rotação obtidos para canais perfeitamente estimados foram usados.

Os resultados de simulação considerando o impacto dos erros de estimação na



(a) Erros de estimação da amplitude (algoritmo LMS utilizado).

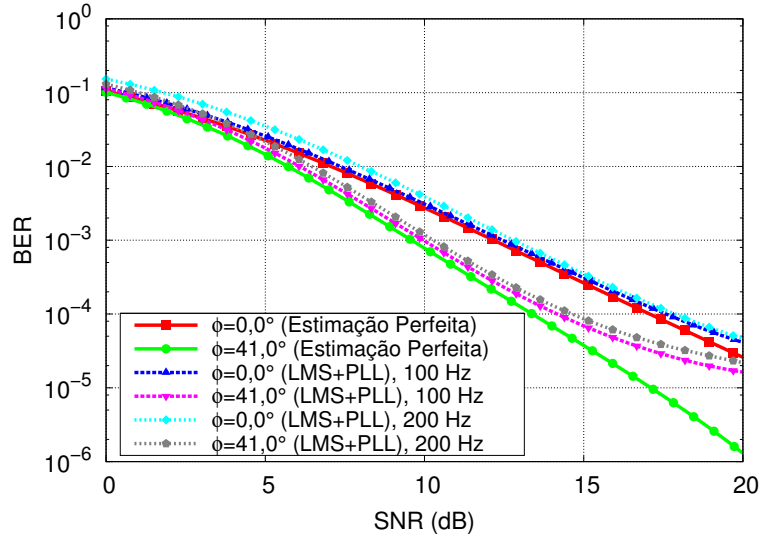


(b) Erros de estimação da fase (algoritmo PLL utilizado).

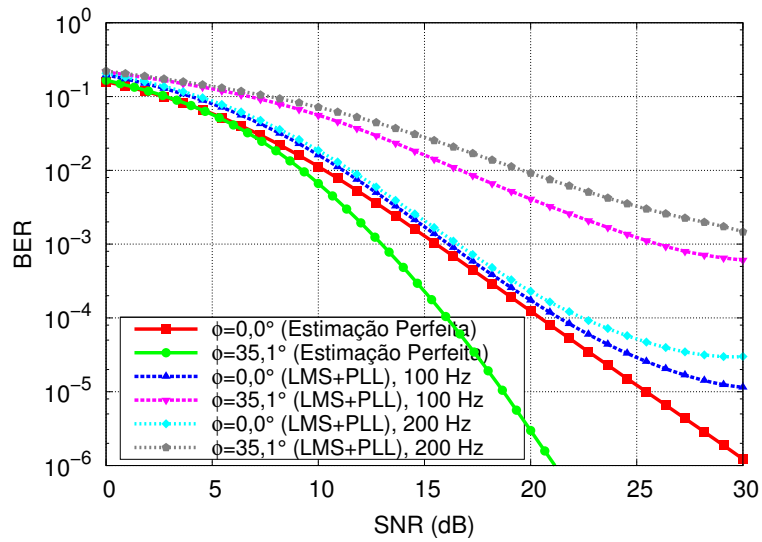
Figura 6.14: Curvas para a BER da técnica de DM, sujeita a erros na estimação da amplitude e da fase, em função do ângulo de rotação, com $M = 16$ e $\theta = \pi/2$, sob um desvanecimento típico ($\kappa = 1,5$, $\mu = 2,0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo, uma SNR de 20 dB e frequência Doppler máxima de 100 Hz.

BER do sistema (em função da SNR do canal), são apresentados na Figura 6.15. As curvas com DM foram geradas utilizando uma profundidade de entrelaçamento de 1.650 símbolos para $f_D = 100$ Hz e 825 símbolos para $f_D = 200$ Hz. As curvas de desempenho na ausência de erros de estimação também foram incluídas para comparação.

Apesar de conceitualmente haver uma equivalência entre as curvas de BER do



(a) $M = 4$.



(b) $M = 16$.

Figura 6.15: Curvas para a BER do sistema θ -QAM com DM e $\theta = \pi/2$, sujeito a erros de estimação de amplitude e fase do canal, em função da SNR do canal, sob um desvanecimento típico ($\kappa = 1,5$, $\mu = 2,0$), uma frequência de amostragem de 270.833 símbolos/segundo e as frequências Doppler máximas de 100 Hz e 200 Hz.

sistema ao dobrar a frequência Doppler máxima e reduzir a profundidade do entrelaçamento pela metade, é possível verificar nas Figuras 6.15(a) e 6.15(b) que, na presença de erros de estimação, não houve essa equivalência entre as curvas com $f_D = 100$ Hz e $f_D = 200$ Hz. Isso ocorre porque o desempenho dos algoritmos de estimação é afetado diretamente pelo valor da frequência Doppler máxima do canal

(dado que a mudança da frequência Doppler altera a taxa de variação da amplitude e da fase do canal, modificando assim a precisão do processo de estimação). Dessa forma, verifica-se que a imperfeição do processo de estimação afeta de forma desigual os sistemas sujeitos aos valores de $f_D = 100$ Hz e $f_D = 200$ Hz.

Além disso, embora os erros de estimação tenham modificado o valor ótimo de ϕ , os ganhos proporcionados pelo uso da DM superaram as perdas causadas pela presença de erros de estimação no sistema com $M = 4$, conforme pode ser visto na Figura 6.15(a). Nesse caso, o desempenho dos sistemas de DM, mesmo na presença de erros de estimação, foi melhor que o dos sistemas convencionais (*i.e.*, sistemas que não usam a técnica ou $0, 0^\circ$). Como pode ser visto na figura, o esquema de DM com erros de estimação, $M = 4$ e $f_D = 100$ Hz superou o sistema convencional por, aproximadamente, 3,65 dB para um valor de BER de $4,13 \times 10^{-5}$.

Entretanto, a mesma conclusão não foi obtida para o sistema com $M = 16$ (Figura 6.15(b)). Em vez disso, o uso de um ângulo de rotação não ótimo ($35, 1^\circ$) e os erros de estimação do canal degradaram significativamente o desempenho do sistema em relação ao sistema convencional ($0, 0^\circ$). A degradação do desempenho causada pela presença dos erros de estimação pode ser confirmada pela comparação da BER para ambos os valores de ϕ na Figura 6.14: para uma BER de $6,3 \times 10^{-4}$, uma perda de aproximadamente 12,92 dB é observada na comparação entre os sistemas rotacionados e não rotacionados.

Finalmente, como consequência da presença de erros de estimação de canal em canais com desvanecimento rápido correlacionado, um patamar irreduzível da BER aparece nas curvas. O patamar irreduzível aumenta com o valor da frequência Doppler máxima (f_D). Isso ocorre porque, para valores elevados de f_D , as variações do canal são mais rápidas, aumentando o número de erros de estimação gerados pelos algoritmos LMS e PLL.

6.5 Avaliação de Desempenho da Técnica de Diversidade de Modulação em Canais Seletivos em Frequência Utilizando Receptores MRC

As avaliações da técnica de DM realizadas até a seção anterior consideraram o uso de canais sujeitos ao desvanecimento plano, ou seja, canais cujo desvanecimento

afeta de modo uniforme toda a largura de banda do sinal (*i.e.*, $B \ll B_c$, em que B é a largura de banda do sinal e B_c é a largura de banda de coerência). Por outro lado, existem canais cujo desvanecimento afeta de forma desigual frequências diversas (*i.e.*, $B \gg B_c$) [7], denotados canais seletivos em frequência. As técnicas de diversidade utilizadas para mitigar os efeitos do desvanecimento causado pelos múltiplos percursos de propagação são chamadas de microdiversidade [7].

O desvanecimento causado pelos canais seletivos em frequência pode ser modelado por um filtro linear, caracterizado pela seguinte resposta ao impulso equivalente em banda básica [47]

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{-j\varphi_l} \delta(t - \tau_l), \quad (6.30)$$

em que L é o número de percursos (equivalente ao número de ramos do receptor), $\delta(\cdot)$ é a função delta de Dirac, α_l , φ_l e τ_l , $l = 1, \dots, L$, são as amplitudes, fases e atrasos aleatórios do l -ésimo percurso, respectivamente, todos independentes entre si. Assume-se ainda que os parâmetros dos múltiplos percursos de propagação são independentes entre si, e seus valores são considerados constantes durante o intervalo de um símbolo.

Considera-se ainda que não há interferência co-canal e que o sinal é transmitido por L percursos independentes e identicamente distribuídos com desvanecimento κ - μ lento e plano. Por fim, é assumido, sem perda de generalidade, que o primeiro atraso $\tau_1 = 0$ é o canal de referência e $\tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_L$ [47]. O diagrama simplificado que ilustra a resposta ao impulso equivalente do canal é apresentado na Figura 6.16.

Dessa forma, esta seção apresenta a avaliação de desempenho da técnica de DM em canais κ - μ seletivos em frequência. O uso desse modelo de desvanecimento na avaliação é interessante pois permite representar diversos cenários físicos não cobertos por outros modelos, além de incluir os modelos clássicos de desvanecimento (*e.g.*, Rayleigh, Rice, Nakagami- m) como casos especiais. Para compensar os efeitos destrutivos dos canais seletivos em frequência, um receptor com L ramos e um detector MRC são utilizados.

Em [93] o limitante de Chernoff foi utilizado para obter um limitante específico para a PEP de sistemas de DM em canais Rayleigh seletivos em frequência, bem como foi desenvolvido um equalizador para este modelo de canal. Por outro lado, o esquema MRC foi utilizado para a recepção de sinais em canais Rayleigh seletivos em frequência em [32] e [94]. A análise do sistema de DM combinado com um receptor MRC em

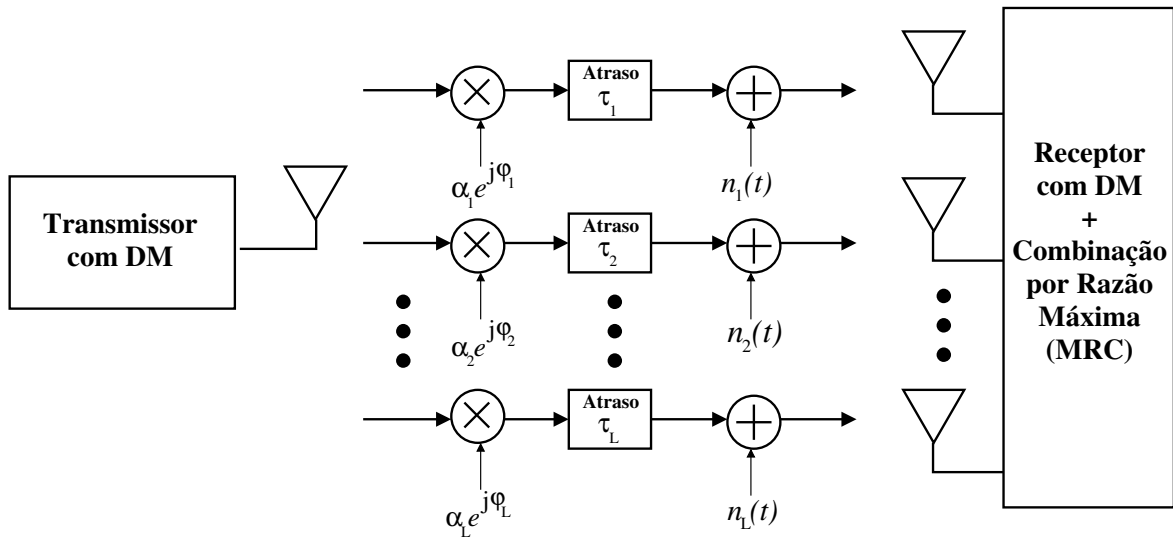


Figura 6.16: Diagrama de blocos simplificado do sistema de DM sujeito ao canal seletivo em frequência.

canais Nakagami- m é realizada em [67].

Conforme mostrado em [47], na ausência de interferência, o MRC é o esquema de combinação ótimo, independente das estatísticas do desvanecimento. Um requisito do MRC é ter o conhecimento de todos os parâmetros do desvanecimento do canal (amplitudes, fases e atrasos), o que é assumido neste trabalho. Dessa forma, após a recepção dos sinais provenientes dos múltiplos percursos de propagação pelas L antenas, o sistema realiza a compensação da fase do desvanecimento e o desentrelaçamento dos sinais recebidos para que o sistema MRC possa combinar apropriadamente estes sinais.

No esquema MRC, os sinais recebidos pelos diferentes ramos (com as fases do desvanecimento já compensadas) são combinados como uma soma ponderada, de forma a maximizar a SNR do sinal resultante. Assim, para símbolos equiprováveis, a SNR total na saída do combinador MRC γ_Σ é dada por [7, 95]

$$\gamma_\Sigma = \sum_{l=1}^L \gamma_l, \quad (6.31)$$

em que γ_l é a SNR instantânea no l -ésimo ramo do receptor MRC com L ramos. As variáveis aleatórias γ_l são modeladas de acordo com a distribuição da SNR de canais κ - μ , cuja fdp é apresentada na Fórmula 3.8.

No entanto, para a análise de desempenho do sistema de DM baseado no esquema de combinação MRC em canais κ - μ , torna-se necessário obter a fdp resultante da

SNR total na saída do detector. Essa fdp é deduzida em [96], e o desenvolvimento é apresentado a seguir.

O ponto de partida é a Fórmula 6.31, reescrita em termos de suas componentes I e Q [96]

$$\gamma_{\Sigma} = \sum_{l=1}^L \gamma_l = \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^n R_{i,l}^2, \quad (6.32)$$

em que $R_{i,l}^2$ representa a potência total do i -ésimo *cluster* manifestado no l -ésimo ramo do receptor MRC. Utilizando a definição apresentada na Fórmula 3.1, o seguinte modelo para γ_{Σ} pode ser obtido

$$\gamma_{\Sigma} = \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^n (X_{i,l} + p_{i,l})^2 + (Y_{i,l} + q_{i,l})^2. \quad (6.33)$$

A partir desse modelo, a soma das variáveis aleatórias γ_l é obtida pelo produto da transformada de Laplace da distribuição $f_{\gamma_l}(\gamma_l)$, conforme a seguir

$$\mathcal{L}\{f_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma_{\Sigma})\} = \prod_{l=1}^L \mathcal{L}\{f_{\gamma_l}(\gamma_l)\} = \frac{\exp\left(-\frac{sd^2}{(1+2s\sigma^2)}\right)}{(1+2s\sigma^2)^{Ln}}, \quad (6.34)$$

em que $d^2 = \sum_{l=1}^L d_l^2$ e $d_i^2 = p_i^2 + q_i^2$.

Realizando a transformada inversa de Laplace da Fórmula 6.34, a fdp de γ_{Σ} para L ramos identicamente distribuídos com distribuição κ - μ é obtida [96]

$$f_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma_{\Sigma}) = \frac{L\mu(1+\kappa)^{\frac{L\mu+1}{2}} \gamma_{\Sigma}^{\frac{L\mu-1}{2}}}{\kappa^{\frac{L\mu-1}{2}} \exp(L\mu\kappa)(L\bar{\gamma})^{\frac{L\mu+1}{2}}} \exp\left[-\frac{\mu(1+\kappa)\gamma_{\Sigma}}{\bar{\gamma}}\right] \cdot I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{L\frac{\kappa(1+\kappa)\gamma_{\Sigma}}{\bar{\gamma}}}\right], \gamma_{\Sigma} \geq 0. \quad (6.35)$$

Por fim, a partir da Fórmula 6.35 é possível verificar que a soma de L variáveis aleatórias da SNR do desvanecimento κ - μ resulta em uma variável aleatória do mesmo tipo, porém com os seguintes parâmetros [96]

$$\mu_L = L \cdot \mu, \quad \kappa_L = \kappa, \quad \bar{\gamma}_L = L \cdot \bar{\gamma}. \quad (6.36)$$

Para a avaliação de desempenho é necessário obter uma expressão para o cálculo da PEP do sistema de DM em canais κ - μ e um receptor MRC. A partir da propriedade da soma de variáveis aleatórias da SNR κ - μ (que faz com que as variáveis resultantes também sejam κ - μ) é possível perceber que as expressões da PEP desenvolvidas anteriormente para avaliar os sistemas de DM em canais κ - μ podem ser utilizadas também nos sistemas com MRC (adaptando-se as constantes do canal, conforme apresentado anteriormente). Assim, para certificar o uso dessa propriedade, a seguir a expressão da PEP de sistemas de DM em canais κ - μ com um receptor MRC é deduzida.

A expressão da PEP pode ser obtida a partir da seguinte expressão (usando a fdp apresentada na Fórmula 3.8 com $\bar{\gamma} = 1$ para normalizar a distribuição)

$$\begin{aligned}
P(s \rightarrow \hat{s}) &= \int_0^\infty \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_L d_I^2 \gamma_I}{2} + \frac{\bar{\gamma}_L d_Q^2 \gamma_Q}{2}} \right) p(\gamma_I) p(\gamma_Q) d\gamma_I d\gamma_Q, \quad (6.37) \\
&= \frac{\mu_L^2 (1 + \kappa_L)^{\mu_L + 1}}{\kappa_L^{\mu_L - 1} \exp[2\mu_L \kappa_L]} \int_0^\infty \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_L d_I^2 \gamma_I}{2} + \frac{\bar{\gamma}_L d_Q^2 \gamma_Q}{2}} \right) \gamma_I^{\frac{\mu_L - 1}{2}} \gamma_Q^{\frac{\mu_L - 1}{2}} \\
&\quad \exp[-\mu_L (1 + \kappa_L) (\gamma_I + \gamma_Q)] I_{\mu_L - 1} \left[2\mu_L \sqrt{\kappa_L (1 + \kappa_L) \gamma_I} \right] \cdot \\
&\quad I_{\mu_L - 1} \left[2\mu_L \sqrt{\kappa_L (1 + \kappa_L) \gamma_Q} \right] d\gamma_I d\gamma_Q. \quad (6.38)
\end{aligned}$$

Se for realizada a transformação de variáveis aleatórias $\alpha = \sqrt{\gamma}$ na Fórmula 6.38, a expressão se torna a mesma apresentada na Fórmula 6.2. Assim, confirma-se que todas as expressões da PEP já desenvolvidas para a avaliação da técnica de DM em canais κ - μ (Seção 6.1) podem ser utilizadas também para avaliar o sistema com o uso de um receptor MRC (porém contemplando a mudança dos parâmetros).

Para verificar a ordem de diversidade provida pela combinação das técnicas de DM e o receptor MRC é necessário avaliar a expressão assintótica da PEP. Essa análise é realizada a partir da expressão da PEP obtida com o limitante de Chernoff, apresentada na Inequação 6.18, e reescrita a seguir

$$\begin{aligned}
P(s \rightarrow \hat{s}) &\leq \frac{\mu_L^{2\mu_L} (1 + \kappa_L)^{2\mu_L}}{2} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_L d_I^2}{4} + \mu_L (1 + \kappa_L) \right) \left(\frac{\bar{\gamma}_L d_Q^2}{4} + \mu_L (1 + \kappa_L) \right) \right]^{-\mu_L} \cdot \\
&\quad \exp \left[-\bar{\gamma}_L \kappa_L \mu_L \left(\frac{d_I^2}{d_I^2 \bar{\gamma}_L + 4(1 + \kappa_L) \mu_L} + \frac{d_Q^2}{d_Q^2 \bar{\gamma}_L + 4(1 + \kappa_L) \mu_L} \right) \right]. \quad (6.39)
\end{aligned}$$

Da mesma forma como realizado em [71], para quaisquer pares de símbolos s e \hat{s} distintos, existem dois outros símbolos da constelação expandida com as mesmas componentes em quadratura e que herdaram as componentes em fase dos símbolos originais. Assim, a distância mínima da constelação expandida pode ser limitada como a seguir

$$d_{\min}^2 \leq (\Re(s) - \Re(\hat{s}))^2, \quad (6.40)$$

$$d_{\min}^2 \leq (\Im(s) - \Im(\hat{s}))^2. \quad (6.41)$$

Logo, a expressão apresentada na Inequação 6.39 pode ser reescrita conforme a seguir

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \leq \frac{\mu_L^{2\mu_L} (1 + \kappa_L)^{2\mu_L}}{2} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_L d_{\min}^2 + 4\mu_L(1 + \kappa_L)}{4} \right) \right]^{-2\mu_L} \cdot \exp \left[-2\bar{\gamma}_L \kappa_L \mu_L \left(\frac{d_{\min}^2}{d_{\min}^2 \bar{\gamma}_L + 4(1 + \kappa_L)\mu_L} \right) \right]. \quad (6.42)$$

Em altos valores de SNR, a função exponencial presente na Inequação 6.42 tende a $\exp[-2\kappa_L \mu_L]$. Assim,

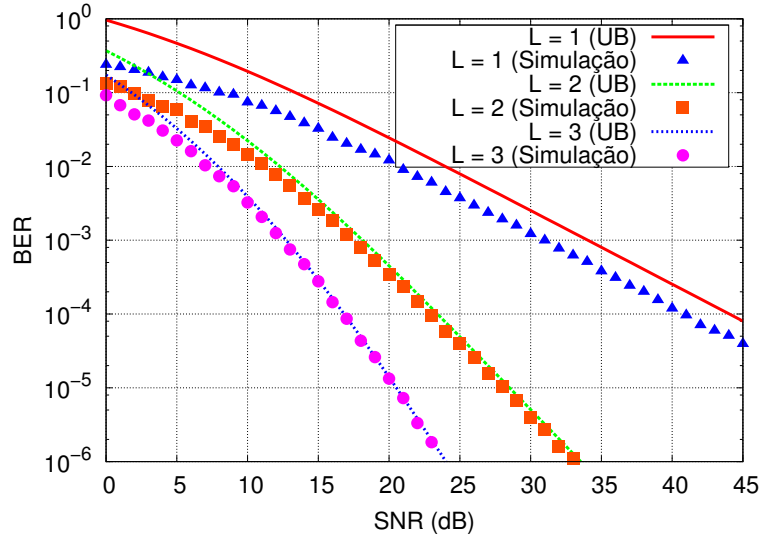
$$P(s \rightarrow \hat{s}) \leq \frac{\mu_L^{2\mu_L} (1 + \kappa_L)^{2\mu_L}}{2 e^{2\kappa_L \mu_L}} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_L d_{\min}^2 + 4\mu_L(1 + \kappa_L)}{4} \right) \right]^{-2\mu_L}, \quad (6.43)$$

$$= \frac{\mu \cdot L^{2\mu \cdot L} (1 + \kappa)^{2\mu \cdot L}}{2 e^{2\kappa \cdot \mu \cdot L}} \left[\left(\frac{\bar{\gamma} \cdot L \cdot d_{\min}^2 + 4\mu \cdot L(1 + \kappa)}{4} \right) \right]^{-2\mu \cdot L}, \quad (6.44)$$

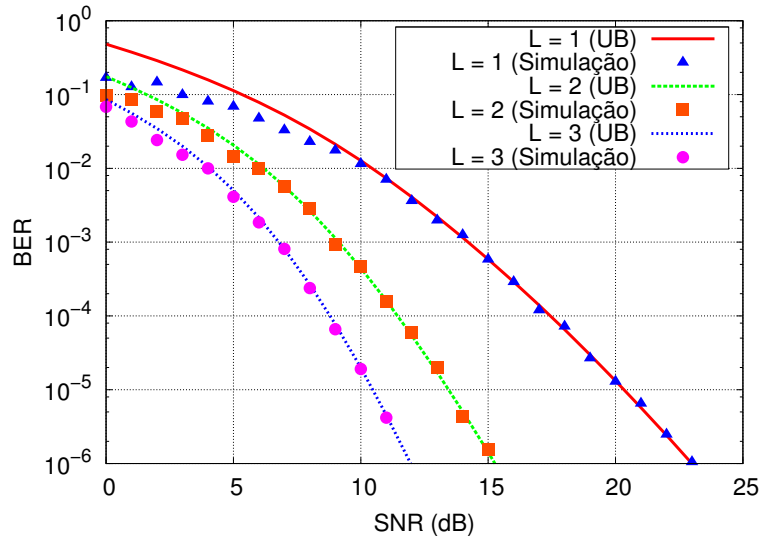
A partir da Inequação 6.43 pode ser observado que a PEP do esquema de DM decai em função de $(\bar{\gamma})^{-2\mu L}$. Essa característica indica que o sistema alcança uma ordem de diversidade $2\mu L$: a ordem de diversidade 2μ é obtida pela DM e a ordem de diversidade L é alcançada pelo uso do receptor MRC.

A Figura 6.17 apresenta curvas de BER em função da SNR para o sistema de DM baseado em um receptor MRC com $M = 16$, $\theta = \pi/2$ e $\pi/3$ e diferentes valores para o número de ramos do receptor (L), em dois cenários de desvanecimento. As curvas teóricas foram geradas com o limitante da união (UB) utilizando a expressão exata da PEP.

É possível verificar que o aumento da ordem de diversidade reduz de forma considerável a BER do sistema. No entanto, essa redução é menor à medida que a ordem de diversidade aumenta. O ganho obtido com o aumento de L é maior em sistemas



(a) $M = 16$, $\theta = \pi/2$, $\kappa = 0, 1$, $\mu = 0, 5$.



(b) $M = 16$, $\theta = \pi/3$, $\kappa = 1, 5$, $\mu = 2, 0$.

Figura 6.17: Curvas para a BER do sistema de DM que utiliza um receptor MRC com $M = 16$, em função da SNR do canal, diferentes valores de L (número de ramos no receptor) em dois cenários de desvanecimento.

com desvanecimento mais severo.

Por exemplo, para uma BER de $3,9 \times 10^{-5}$, um ganho de aproximadamente 20 dB é alcançado quando o valor de L aumenta de 1 para 2 na Figura 6.17(a) ($\kappa = 0, 1$, $\mu = 0, 5$), enquanto um ganho de apenas 6,7 dB foi obtido pelo aumento do valor de L de 2 para 3 (para o mesmo valor de BER). Por outro lado, em um cenário de desvanecimento menos severo que o anterior, como o apresentado na Figura 6.17(b) ($\kappa = 1, 5$, $\mu = 0, 5$),

para uma BER de 10^{-6} , o aumento de L de 1 para 2 foi responsável por um ganho de aproximadamente 7,8 dB, que foi reduzido para 3,3 dB com o aumento de L de 2 para 3.

6.6 Considerações Finais

O modelo κ - μ é uma distribuição de desvanecimento que permite caracterizar estatisticamente os ambientes de propagação não homogêneos, permitindo uma maior flexibilidade na modelagem dos canais sem fio em termos de seus parâmetros físicos mensuráveis. Essa distribuição pode ser utilizada para representar a variação em pequena escala do desvanecimento em condições de linha de visada. A versatilidade obtida pelo uso da distribuição κ - μ provê um bom ajuste aos dados experimentais (particularmente para baixos valores da envoltória do desvanecimento). Dessa forma, é importante avaliar o desempenho da técnica de diversidade de modulação utilizando esse modelo de canal, visto que ele permite verificar o comportamento da técnica em condições de desvanecimento não cobertas por outros modelos.

Este capítulo apresentou a avaliação de desempenho da técnica de DM para canais κ - μ . Não foi encontrada na literatura nenhuma avaliação considerando esse modelo de desvanecimento, sendo esta uma contribuição da tese. Além disso, um arcabouço analítico, composto por diferentes expressões para o cálculo da PEP em sistemas de DM sujeitos a canais com desvanecimento κ - μ , foi proposto nesta tese. As expressões e o desempenho do sistema foram avaliados e comparados.

Em sistemas reais, o desempenho da DM pode ser afetado por diferentes aspectos, como a correlação temporal e a presença de erros de estimação. O sistema também foi avaliado considerando o impacto da presença desses problemas em seu desempenho. Foi verificado que quando há a presença de correlação no canal a profundidade do entrelaçamento k deve ser apropriadamente definida de forma a melhorar o desempenho geral do sistema, porém não afeta significativamente o ângulo ótimo de rotação. A escolha correta de k reduz a BER do sistema a valores menores que os obtidos em canais descorrelacionados (*i.e.*, canais com $f_D \rightarrow \infty$).

Por outro lado, os erros de estimação modificam bastante o valor do ângulo ótimo de rotação, requerendo que a otimização de ϕ considere a presença destes erros no sistema (de forma a reduzir a BER). Em alguns experimentos (com $M = 4$), a perda causada pelos erros de estimação não excedeu os ganhos promovidos pelo uso da DM, mas isso

não ocorre em todos os cenários (como em sistemas com $M = 16$). Foi verificado que, em canais com correlação temporal, os erros de estimação criam um patamar irreduzível da BER, cujos valores aumentam com o valor da frequência Doppler máxima (f_D).

Por fim, foi avaliado o desempenho da técnica de DM em canais seletivos em frequência. Para mitigar os efeitos da seletividade em frequência, um arranjo de antenas e um receptor MRC foram combinados com a técnica de DM de forma a compensar os efeitos do canal e prover ganhos adicionais relativos à ordem de diversidade do sistema. Foi verificado analiticamente que as expressões da PEP propostas neste capítulo para canais com apenas um ramo podem ser utilizadas em sistemas MRC com a mudança de alguns parâmetros. Foi analisada ainda a ordem de diversidade do sistema, bem como foram realizados experimentos para verificar os ganhos pelo uso da combinação dos dois sistemas de diversidade.

Capítulo 7

Otimização de Sistemas de Diversidade Cooperativa

Um método importante de diversidade que vem sendo estudado nos últimos anos é a técnica de diversidade cooperativa [12]. Nessa técnica, vários terminais de uma rede combinam seus recursos para melhorar o desempenho das transmissões. Um nó origem que deseje transmitir dados para um nó destino pode se beneficiar de outros nós em sua vizinhança (nós *relays*) para realizar o reencaminhamento de cópias do sinal original ao destino. O nó destino realiza uma combinação apropriada de todos os sinais recebidos, melhorando o desempenho do sistema de comunicações.

Dessa forma, por meio da cooperação entre múltiplos terminais espacialmente distribuídos, um arranjo virtual de antenas é formado. Diversas cópias do mesmo sinal são transmitidas por canais de comunicações independentes e um ganho de diversidade é alcançado.

No esquema de diversidade cooperativa, dois modos de operação são fundamentalmente estudados na literatura: (a) amplifica-e-encaminha (*Amplify-and-Forward* – AF) e (b) decodifica-e-encaminha (*Decode-and-Forward* – DF). Na primeira abordagem, ao receber os sinais da origem, os nós *relays* amplificam o sinal recebido e os retransmitem para o destino. Na segunda abordagem, os sinais recebidos pelos *relays* são completamente decodificados e recodificados antes de serem retransmitidos ao destino. Assim, enquanto no esquema AF os nós *relays* atuam como repetidores analógicos, no esquema DF os *relays* atuam como repetidores digitais regenerativos [17].

O desempenho de sistemas cooperativos pode ser melhorado significativamente com o uso da técnica de rearranjo de constelações (*Constellation Rearrangement* –

CoRe) [11, 17, 19, 97]. A técnica CoRe pode ser aplicada a sistemas cooperativos baseados no esquema DF, em que diferentes constelações de sinais são utilizadas em diferentes retransmissões (sem mudanças na ordem de modulação). O nó origem utiliza uma constelação diferente das utilizadas pelos nós *relay* (as constelações podem diferir em relação à posição dos pontos da constelação e ao mapeamento das palavras-código). A mudança das posições dos mesmos símbolos em duas constelações distintas faz com que a distância total entre os símbolos após a combinação seja aumentada, conforme ilustrado na Figura 7.1 para duas constelações 4-PAM. A técnica CoRe também é chamada de transmodulação [11], mudança de constelação [97] e diversidade de mapeamento de símbolos [98].

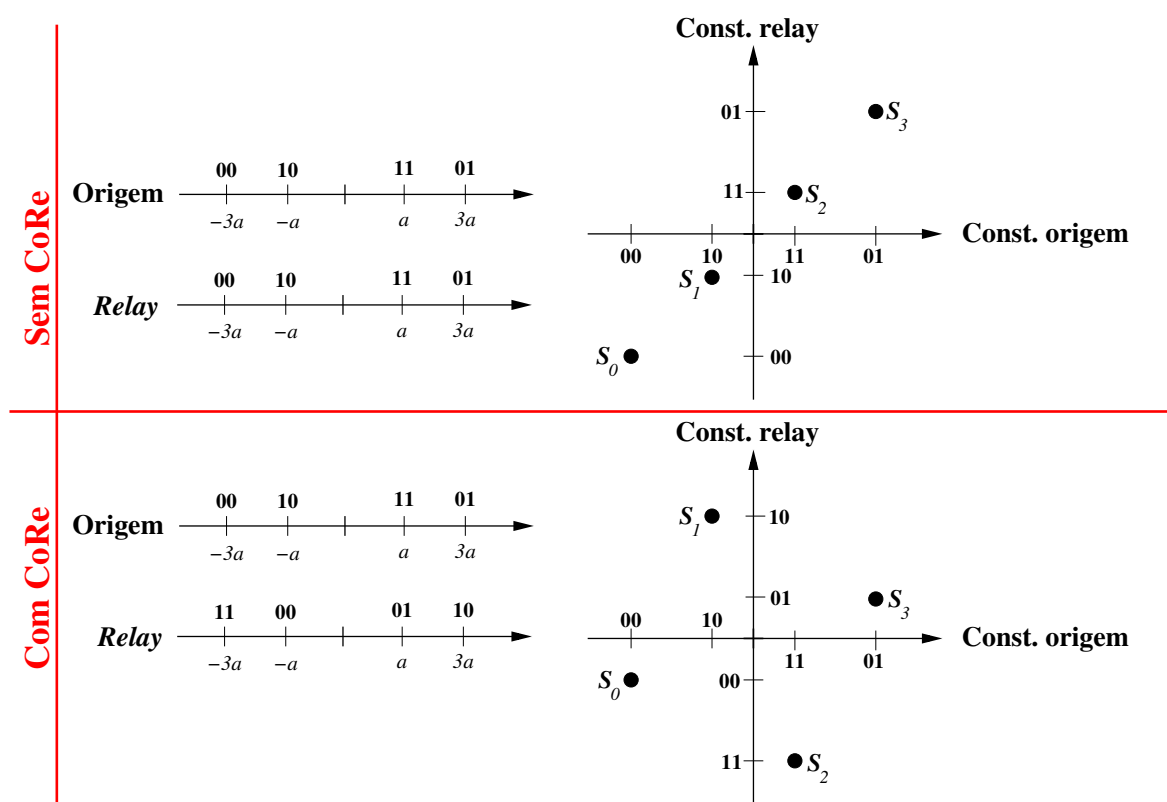


Figura 7.1: Exemplos de constelações 4-PAM combinadas com e sem o uso da técnica CoRe. Figura adaptada de [17].

O principal aspecto relacionado à utilização da técnica CoRe em sistemas cooperativos é o projeto das constelações de sinais a serem utilizadas em diferentes transmissões. A utilização de técnicas exaustivas de busca é inviável, uma vez que requer um grande número de operações. Por exemplo, para o caso de um único *relay*, o número total de constelações que podem ser geradas é obtido pela contagem do total de permutações

de seus símbolos, ou seja, é da ordem de $16! = 2,0923 \times 10^{13}$ para constelações com $M = 16$ e $64! = 1,2689 \times 10^{89}$ para constelações com $M = 64$. Com o intuito de reduzir o espaço de busca relativo ao problema da otimização das constelações de sinais, diferentes heurísticas foram propostas na literatura [11, 17, 19], contemplando constelações uniformes (*i.e.*, os pontos são igualmente espaçados) e não uniformes.

Este capítulo descreve os sistemas de diversidade cooperativa baseados no esquema de DF. Uma expressão para o cálculo da SER do sistema cooperativo que utiliza constelações θ -QAM e canais κ - μ é proposta. Além disso, um algoritmo híbrido de busca [99] é utilizado para realizar a otimização do mapeamento de constelações uniformes. A avaliação de desempenho da técnica proposta mostrou que um bom desempenho é obtido quando comparada com outras abordagens apresentadas na literatura.

7.1 Modelo do Sistema

Foi considerado um sistema composto por três nós: uma estação base (*Base-Station* – BS), uma estação *relay* (*Relay Station* – RS) e um terminal de usuário receptor (*User Terminal* – UT), que utilizam uma única antena. A RS colabora com as transmissões do BS reencaminhando cópias de seus sinais para o UT (visto que este sofre normalmente com más condições de canal). A RS utiliza a estratégia DF para colaborar com as transmissões. O *relay* não pode transmitir e receber simultaneamente e, portanto, utiliza um modo de transmissão *half-duplex* em canais ortogonais (considerando a utilização de um esquema de divisão por tempo). A Figura 7.2 ilustra o modelo do sistema considerado.

No modelo de sistema, a BS transmite para a RS um pacote contendo T símbolos de dados no primeiro intervalo de tempo. Devido à natureza de difusão dos canais de comunicações sem fio, o UT também recebe o pacote da BS. O nó RS então decodifica completamente o pacote e verifica se o pacote foi corretamente recebido com o auxílio de códigos, como o código de verificação de redundância cíclica (*Cyclic Redundancy Check* – CRC).

Caso o pacote tenha sido corretamente recebido, a RS retransmite o pacote no segundo intervalo de tempo. Caso contrário, a RS se abstém de retransmitir o pacote e envia um *bit* de confirmação negativa à BS, indicando que houve erros na recepção do pacote (considera-se que essa confirmação é sempre recebida sem erros). Nesse caso, a BS utiliza o segundo intervalo de tempo para enviar o pacote novamente ao UT.

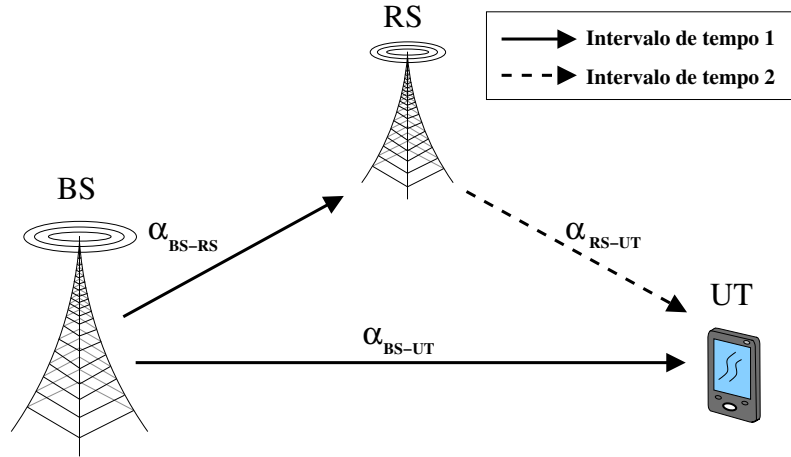


Figura 7.2: Modelo do sistema cooperativo com um único nó *relay*.

Finalmente, o UT utiliza as duas transmissões para decodificar o pacote. Com esse protocolo, os erros de detecção realizados pela RS não são propagados para o UT. Além disso, dado que a RS é fixo, ele pode ser instalado em uma posição estratégica em que exista uma linha de visada entre a BS e a RS. Todas as transmissões utilizam constelações θ -QAM normalizadas com M pontos na constelação.

Em um sistema DF convencional, ambos BS e RS utilizam as mesmas constelações para todas as transmissões. Por outro lado, em esquemas CoRe, BS e RS podem utilizar diferentes constelações de sinais nas transmissões em cada intervalo de tempo. Dessa forma, os símbolos da constelação utilizados na primeira transmissão (BS-RS e BS-UT) são $\{s_1^{(1)}, s_2^{(1)}, \dots, s_M^{(1)}\}$ e os símbolos da constelação utilizados na segunda transmissão (RS-UT) são $\{s_1^{(2)}, s_2^{(2)}, \dots, s_M^{(2)}\}$. Os pontos da constelação são representados por números complexos denotados por

$$s_k^{(1)} = x_k^{(1)} + jy_k^{(1)} \text{ e } s_k^{(2)} = x_k^{(2)} + jy_k^{(2)}, \quad (7.1)$$

em que k é o número do símbolo da constelação utilizado.

Dessa forma, o modelo para os canais BS-UT, BS-RS e RS-UT, respectivamente, podem ser escritos como

$$r_{SD} = \alpha_{SD} s^{(1)} + z_{SD}, \quad (7.2)$$

$$r_{SR} = \alpha_{SR} s^{(1)} + z_{SR}, \quad (7.3)$$

$$r_{RD} = \alpha_{RD} s^{(2)} + z_{RD}, \quad (7.4)$$

em que α_{SD} , α_{SR} e α_{RD} são os coeficientes de desvanecimento de cada enlace sem fio e z_{SD} , z_{SR} e z_{RD} representam as amostras de ruído AWGN do enlace sem fio. Por simplicidade da notação, foram omitidos os indexadores temporais das amostras.

Considera-se que os coeficientes de canal α_{SD} , α_{SR} e α_{RD} são conhecidos pelos receptores e são modelados por variáveis aleatórias κ - μ com parâmetros κ_{SD} e μ_{SD} , κ_{SR} e μ_{SR} , e κ_{RD} e μ_{RD} , respectivamente. Esse modelo de desvanecimento foi adotado por sua flexibilidade na caracterização de diferentes cenários para o desvanecimento.

As amostras de ruído z_{SD} , z_{SR} e z_{RD} são modeladas por variáveis aleatórias gaussianas complexas, circularmente simétricas, independentes e identicamente distribuídas com média zero e variância $N_0/2$ por dimensão. O valor da SNR média de cada canal é calculado como: $\bar{\gamma}_{\text{SD}} = E[|\alpha_{\text{SD}}|^2]/N_0$, $\bar{\gamma}_{\text{SR}} = E[|\alpha_{\text{SR}}|^2]/N_0$ e $\bar{\gamma}_{\text{RD}} = E[|\alpha_{\text{RD}}|^2]/N_0$ (considerando constelações com energia média normalizada).

O UT utiliza os sinais recebidos de dois ramos independentes (BS-UT e RS-UT) para alcançar a diversidade espacial, caso o sinal original de BS seja recebido corretamente no nó RS. Por outro lado, tanto na combinação dos sinais recebidos pelos ramos BS-UT e RS-UT (no caso da recepção correta dos sinais pelo nó RS), quanto na recepção de dois sinais transmitidos pelo ramo BS-UT, o receptor se beneficia da diversidade temporal.

No sistema, um detector MRC é utilizado no nó UT para combinar os sinais recebidos. Logo, a partir dos símbolos recebidos r_{SD} e r_{RD} (ou seja, caso a RS consiga receber corretamente os sinais), é realizada a estimativa do símbolo $\hat{s} = s_i^{(1)}$, de acordo com o critério de distância mínima:

$$\hat{i} = \underset{k=1, \dots, M}{\operatorname{argmin}} \left\{ \left| r_{\text{SD}}^{(1)} - \alpha_{\text{SD}}^{(1)} s_k^{(1)} \right|^2 + \left| r_{\text{RD}}^{(2)} - \alpha_{\text{RD}}^{(2)} s_k^{(2)} \right|^2 \right\}, \quad (7.5)$$

em que, para um símbolo x , $|x|^2 = xx^*$. Esse detector requer um total de M comparações para decodificar um símbolo.

Por outro lado, caso a RS não receba corretamente os símbolos transmitidos por BS, este último é então sinalizado do erro para realizar uma nova transmissão. Dessa forma, o seguinte critério deve ser adotado pelo detector MRC:

$$\hat{i} = \underset{k=1, \dots, M}{\operatorname{argmin}} \left\{ \left| r_{\text{SD}}^{(1)} - \alpha_{\text{SD}}^{(1)} s_k^{(1)} \right|^2 + \left| r_{\text{SD}}^{(2)} - \alpha_{\text{SD}}^{(2)} s_k^{(2)} \right|^2 \right\}. \quad (7.6)$$

No modelo do sistema adotado, não há diferença entre os dois critérios de decisão

apresentados (Expressão 7.5 e 7.6), visto que α_{SD} e α_{RD} são modelados estatisticamente pela mesma distribuição de probabilidade (κ - μ). Dessa forma, na avaliação realizada, é considerado o uso do critério apresentado na Expressão 7.5.

7.2 SEP dos Sistemas θ -QAM Cooperativos em Canais κ - μ

Nesta seção, uma expressão para o cálculo da SEP do sistema de diversidade cooperativa em canais κ - μ é obtida. Na seção é considerado um sistema sem o uso da técnica CoRe. A avaliação da SEP deve levar em consideração duas situações distintas do protocolo discutido na Seção 7.1: (1) caso o nó RS consiga receber corretamente os dados enviados pela BS ele então retransmite os dados para o UT; e (2) caso os dados não sejam recebidos corretamente a BS fica responsável por retransmitir os dados no segundo intervalo de tempo.

Dessa forma, a expressão geral para a SEP do esquema DF pode ser escrita como a seguir [100]

$$P_e = P_r \cdot P_f + (1 - P_r) \cdot P_{\text{coop}}, \quad (7.7)$$

em que P_r é a probabilidade de erro associada à recepção da mensagem pela RS, dado que ela foi enviada pela BS no primeiro intervalo de tempo, P_{coop} é a probabilidade de erro no UT quando a RS colabora com a transmissão (*i.e.*, quando o UT combina os sinais transmitidos pela BS e pela RS) e P_f é a probabilidade de erro no UT quando a BS realiza a retransmissão no segundo intervalo de tempo devido à recepção incorreta dos dados pela RS (*i.e.*, quando o UT combina os dois sinais transmitidos pela BS). Considerando que os três canais apresentam características distintas (valores de SNR e parâmetros de canal), as expressões de P_r , P_f e P_{coop} devem contemplar essa heterogeneidade de cenários.

A probabilidade de erro na RS (P_r) pode ser calculada considerando-se duas situações distintas. Na primeira, a RS realiza a decodificação dos símbolos recebidos individualmente, enquanto na segunda a verificação contempla um bloco de símbolos. Na decodificação símbolo a símbolo, P_r pode ser calculada realizando-se a média da expressão da probabilidade de erro de símbolo de constelações θ -QAM com a função densidade de probabilidade (fdp) da SNR para canais κ - μ , resultando na expressão

ilustrada na Fórmula 2.8 e proposta em [55] para apenas um ramo. Logo,

$$\begin{aligned}
P_r(\bar{\gamma}_{\text{SR}}) &= \int_0^{\infty} P_S(\gamma_{\text{SR}}) f_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma_{\text{SR}}; \bar{\gamma}_{\text{SR}}) d\gamma_{\text{SR}} & (7.8) \\
&= c_1 c_2 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} M_{\gamma_{\text{SR}}}(\delta^2 \operatorname{cosec}^2(\Phi)) d\Phi \\
&\quad + c_1 c_3^2 \int_{\theta}^{\pi-\theta} M_{\gamma_{\text{SR}}}\left(\delta^2 \sec^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \operatorname{sen}^2(\theta) \operatorname{cosec}^2(\Phi)\right) d\Phi \\
&\quad + c_1 c_4 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} M_{\gamma_{\text{SR}}}(\delta^2 \operatorname{cosec}^2(\Phi)) d\Phi + c_1 c_5 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+2\theta}{2}} M_{\gamma_{\text{SR}}}(\delta^2 \operatorname{cosec}^2(\Phi)) d\Phi \\
&\quad + c_1 c_6 \int_{2\theta}^{\pi} M_{\gamma_{\text{SR}}}(4\delta^2 \operatorname{sen}^2(\Phi) \operatorname{cosec}^2(\Phi)) d\Phi, & (7.9)
\end{aligned}$$

em que δ , c_1 , c_2 , c_3 , c_4 , c_5 e c_6 são constantes relacionadas à geometria da constelação θ -QAM, cujos valores são apresentados na Seção 2.2, $M_{\gamma_{\text{SR}}}(\cdot)$ é a função geratriz de momentos do desvanecimento κ - μ (proposta em [53] e apresentada na Fórmula 3.9) com os parâmetros relacionados ao enlace BS-RS ($\bar{\gamma}_{\text{SR}}$, κ_{SR} , μ_{SR}).

Por outro lado, na segunda situação, se for considerada a recepção e a verificação de blocos de símbolos de tamanho T , P_r deve ser calculada a partir da média da taxa de erros dos blocos recebidos (*i.e.*, da probabilidade de que todo o bloco seja recebido corretamente) em canais AWGN e da fdp da SNR do canal γ_{SR} (que varia de forma independente ao longo do bloco). Assim, dado que o bloco só é recebido corretamente caso todos os símbolos sejam recebidos corretamente, a nova expressão de P_r pode ser calculada conforme

$$P_r(\bar{\gamma}_{\text{SR}}) = 1 - \left(1 - \int_0^{\infty} P_S(\gamma_{\text{SR}}) f_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma_{\text{SR}}; \bar{\gamma}_{\text{SR}}) d\gamma_{\text{SR}} \right)^T, \quad (7.10)$$

em que T é o número de símbolos do bloco. Essa integral pode ser avaliada numericamente, visto que o seu desenvolvimento não é trivial. É possível verificar ainda que para o caso $T = 1$ a expressão se reduz à Fórmula 7.9.

A probabilidade de erro de símbolo do receptor MRC considerando a falha da RS (ou seja, no caso da recepção de dois sinais transmitidos pelo BS) é obtida a partir da fórmula proposta em [55], para dois ramos independentes e com os parâmetros de canal do enlace BS-UT ($\bar{\gamma}_{\text{SD}}, \kappa_{\text{SD}}, \mu_{\text{SD}}$). Dessa forma, P_f é calculado como

$$\begin{aligned}
P_f(\bar{\gamma}_{\text{SD}}) &= c_1 c_2 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} [M_{\gamma_{\text{SD}}}(\delta^2 \operatorname{cosec}^2(\Phi))]^2 d\Phi \\
&+ c_1 c_3^2 \int_{\theta}^{\pi-\theta} \left[M_{\gamma_{\text{SD}}} \left(\delta^2 \sec^2 \left(\frac{\theta}{2} \right) \operatorname{sen}^2(\theta) \operatorname{cosec}^2(\Phi) \right) \right]^2 d\Phi \\
&+ c_1 c_4 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} [M_{\gamma_{\text{SD}}}(\delta^2 \operatorname{cosec}^2(\Phi))]^2 d\Phi + c_1 c_5 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+2\theta}{2}} [M_{\gamma_{\text{SD}}}(\delta^2 \operatorname{cosec}^2(\Phi))]^2 d\Phi \\
&+ c_1 c_6 \int_{2\theta}^{\pi} [M_{\gamma_{\text{SD}}}(4\delta^2 \operatorname{sen}^2(\Phi) \operatorname{cosec}^2(\Phi))]^2 d\Phi, \tag{7.12}
\end{aligned}$$

Por fim, a expressão para o cálculo da probabilidade de erro de símbolo considerando a cooperação entre o BS e a RS (ou seja, no caso da RS decodificar corretamente os sinais transmitidos pela BS) deve considerar a heterogeneidade dos parâmetros dos enlaces BS-UT ($\bar{\gamma}_{\text{SD}}, \kappa_{\text{SD}}, \mu_{\text{SD}}$) e RS-UT ($\bar{\gamma}_{\text{RD}}, \kappa_{\text{RD}}, \mu_{\text{RD}}$). Essa expressão pode ser obtida realizando a média da fórmula da probabilidade de erro de símbolo de constelações θ -QAM em canais AWGN e da fdp conjunta da SNR dos dois canais κ - μ . Além disso, conforme discutido na Seção 6.5, a SNR resultante na saída do combinador MRC é a soma dos valores de SNR em cada ramo. Assim,

$$P_{\text{coop}}(\bar{\gamma}_{\text{SD}}, \bar{\gamma}_{\text{RD}}) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} P_S(\gamma_{\text{SD}} + \gamma_{\text{RD}}) f_{\gamma_{\text{SD}}, \gamma_{\text{RD}}}(\gamma_{\text{SD}}, \gamma_{\text{RD}}; \bar{\gamma}_{\text{SD}}, \bar{\gamma}_{\text{RD}}) d\gamma_{\text{SD}} d\gamma_{\text{RD}}. \tag{7.13}$$

Dado que os canais são independentes, então a fdp conjunta da SNR se torna o produto de suas marginais. Logo,

$$P_{\text{coop}}(\bar{\gamma}_{\text{SD}}, \bar{\gamma}_{\text{RD}}) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} P_S(\gamma_{\text{SD}} + \gamma_{\text{RD}}) f_{\gamma_{\text{SD}}}(\gamma_{\text{SD}}; \bar{\gamma}_{\text{SD}}) f_{\gamma_{\text{RD}}}(\gamma_{\text{RD}}; \bar{\gamma}_{\text{RD}}) d\gamma_{\text{SD}} d\gamma_{\text{RD}}, \tag{7.14}$$

$$\begin{aligned}
P_{\text{coop}}(\bar{\gamma}_{\text{SD}}, \bar{\gamma}_{\text{RD}}) &= \int_0^\infty \int_0^\infty \left\{ c_1 c_2 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} \exp(-\delta^2 \csc^2(\Phi)(\gamma_{\text{SD}} + \gamma_{\text{RD}})) d\Phi \right. \\
&\quad + c_1 c_3^2 \int_{\theta}^{\pi-\theta} \exp\left(-\delta^2 \csc^2(\Phi) \sec^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \text{sen}^2(\theta)(\gamma_{\text{SD}} + \gamma_{\text{RD}})\right) d\Phi \\
&\quad + c_1 c_4 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} \exp(-\delta^2 \csc^2(\Phi)(\gamma_{\text{SD}} + \gamma_{\text{RD}})) d\Phi \\
&\quad + c_1 c_5 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+2\theta}{2}} \exp(-\delta^2 \csc^2(\Phi)(\gamma_{\text{SD}} + \gamma_{\text{RD}})) d\Phi \\
&\quad \left. + c_1 c_6 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} \exp(-4\delta^2 \csc^2(\Phi) \text{sen}^2(\theta)(\gamma_{\text{SD}} + \gamma_{\text{RD}})) d\Phi \right\} \cdot \\
&\quad f_{\gamma_{\text{SD}}}(\gamma_{\text{SD}}) f_{\gamma_{\text{RD}}}(\gamma_{\text{RD}}) d\gamma_{\text{SD}} d\gamma_{\text{RD}}. \tag{7.15}
\end{aligned}$$

Realizando-se as manipulações analíticas e usando a definição de função geratriz de momentos de uma variável positiva dada por $M_X(s) = \int_0^\infty e^{-sX} p_X(x) dx$, obtém-se a seguinte expressão para P_{coop} :

$$\begin{aligned}
P_{\text{coop}}(\bar{\gamma}_{\text{SD}}, \bar{\gamma}_{\text{RD}}) &= c_1 c_2 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+\theta}{2}} [M_{\gamma_{\text{SD}}}(\delta^2 \text{cosec}^2(\Phi))] \cdot [M_{\gamma_{\text{RD}}}(\delta^2 \text{cosec}^2(\Phi))] d\Phi \\
&\quad + c_1 c_3^2 \int_{\theta}^{\pi-\theta} \left[M_{\gamma_{\text{SD}}}\left(\delta^2 \sec^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \text{sen}^2(\theta) \text{cosec}^2(\Phi)\right) \right] \cdot \\
&\quad \left[M_{\gamma_{\text{RD}}}\left(\delta^2 \sec^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \text{sen}^2(\theta) \text{cosec}^2(\Phi)\right) \right] d\Phi \\
&\quad + c_1 c_4 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} [M_{\gamma_{\text{SD}}}(\delta^2 \text{cosec}^2(\Phi))] \cdot [M_{\gamma_{\text{RD}}}(\delta^2 \text{cosec}^2(\Phi))] d\Phi \\
&\quad + c_1 c_5 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\frac{\pi+2\theta}{2}} [M_{\gamma_{\text{SD}}}(\delta^2 \text{cosec}^2(\Phi))] \cdot [M_{\gamma_{\text{RD}}}(\delta^2 \text{cosec}^2(\Phi))] d\Phi \\
&\quad + c_1 c_6 \int_{\frac{\pi-\theta}{2}}^{\pi} [M_{\gamma_{\text{SD}}}(4\delta^2 \text{sen}^2(\Phi) \text{cosec}^2(\Phi))] \cdot [M_{\gamma_{\text{RD}}}(4\delta^2 \text{sen}^2(\Phi) \text{cosec}^2(\Phi))] d\Phi \tag{7.16}
\end{aligned}$$

Com base na Equação 7.7 e nas expressões apresentadas (calculadas por meio de técnicas numéricas de integração) é possível avaliar o desempenho de sistemas θ -QAM com diversidade cooperativa em canais κ - μ . A Figura 7.3 apresenta as curvas de SEP teóricas e simuladas de um sistema θ -QAM ($M = 16$, $\theta = \pi/3$) cooperativo sem o uso da técnica CoRe.

Na avaliação foram considerados pacotes com $T = 100$ símbolos e foram definidos os seguintes parâmetros para o desvanecimento: $\kappa_{SR} = 6,5$, $\mu_{SR} = 2,0$ (enlace BS-RS), $\kappa_{SD} = 0,1$, $\mu_{SD} = 0,5$ (enlace BS-UT) e $\kappa_{RD} = 0,25$, $\mu_{RD} = 1,0$ (enlace RS-UT). Além disso, dois cenários foram utilizados: (a) o caso simétrico, em que todos os canais estão sujeitos à mesma SNR, *i.e.*, $\bar{\gamma}_{SD} = \bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_{RD}$, e (b) o caso assimétrico, em que os canais apresentam diferentes valores de SNR, *i.e.*, $\bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_{RD} + 15$ dB, $\bar{\gamma}_{SD} = \bar{\gamma}_{RD} - 15$ dB. Um codificador CRC-16 [101] [44, Seção 22.4] (que utiliza polinômios de 17 *bits* de comprimento) foi adotado nos experimentos.

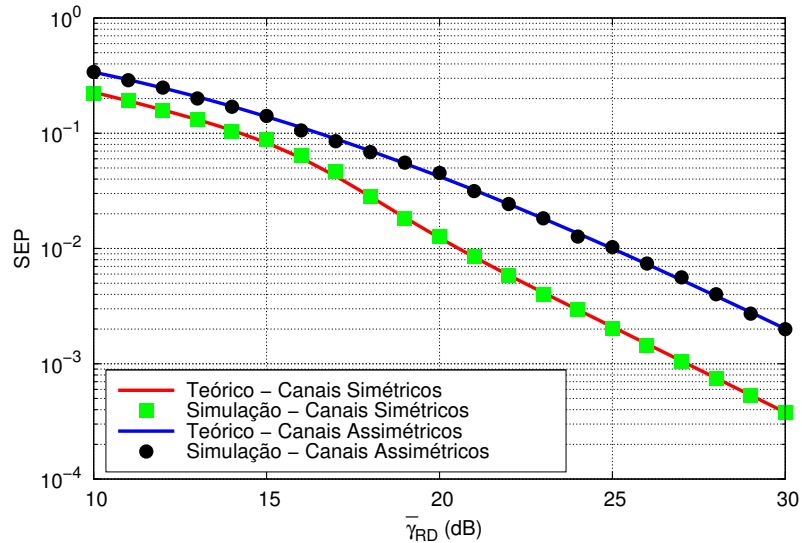


Figura 7.3: Curvas para a SEP do sistema θ -QAM com $M = 16$, $\theta = \pi/3$ e diversidade cooperativa em canais κ - μ (sem o uso da técnica CoRe). Avaliação com pacotes de $T = 100$ símbolos em canais simétricos e assimétricos. Parâmetros do desvanecimento: $\kappa_{SR} = 6,5$, $\mu_{SR} = 2,0$ (enlace BS-RS), $\kappa_{SD} = 0,1$, $\mu_{SD} = 0,5$ (enlace BS-UT) e $\kappa_{RD} = 0,25$, $\mu_{RD} = 1,0$ (enlace RS-UT).

Os valores dos parâmetros de desvanecimento foram definidos arbitrariamente de forma que o enlace BS-RS apresentasse uma forte componente de visada, o enlace BS-UT sofresse com condições severas de desvanecimento e que o enlace RS-UT fosse

modelado com um desvanecimento menos severo que o do enlace BS-UT, mas que também não tivesse uma componente de visada direta muito significativa como ocorre com BS-RS.

O aumento no declive da curva no caso simétrico, que pode ser observado na região entre 15 e 20 dB, corresponde aos valores de SNR em que a RS começa a receber com sucesso os pacotes mais frequentemente, fazendo com que o enlace RS-UT (que sofre de condições menos severas de desvanecimento) seja mais utilizado, reduzindo a SEP do sistema. Por outro lado, no caso assimétrico há um aumento considerável na SEP média do sistema (aproximadamente 5 dB para uma SEP de 2×10^{-3}), visto que as condições de enlace BS-UT (que é sempre utilizado na recepção dos sinais) pioram bastante (perde 15 dB em termos da SNR).

Para a avaliação do desempenho com o uso da técnica CoRe as expressões de P_f e P_{coop} podem ser substituídas pelas expressões do limitante da união da SEP (Fórmula 5.4) com o uso das expressões da PEP apresentadas na Seção 6.1, em que d_I e d_Q (as distâncias em relação às componentes dos símbolos da constelação rotacionada do esquema de DM em canais κ - μ) das fórmulas devem ser substituídas, respectivamente, por $d_1 = |s_i^{(1)} - s_j^{(1)}|$ e $d_2 = |s_i^{(2)} - s_j^{(2)}|$ (*i.e.*, as distâncias entre os símbolos i e j no primeiro e no segundo intervalos de tempo, utilizando uma constelação em cada fase da transmissão).

No entanto, devido à imprecisão do limitante da união para os valores de SNR considerados na avaliação, é mais vantajoso proceder a avaliação do desempenho da técnica CoRe utilizando simulações de Monte Carlo. Além disso, o desempenho da técnica CoRe pode ser ainda melhorado se o mapeamento das constelações for otimizado, conforme apresentado na seção a seguir.

7.3 Otimização do Mapeamento de Constelações de Sinais em Sistemas Cooperativos

Da mesma forma que em [19], o processo de otimização do mapeamento de constelações de sinais realizado considera a minimização do limitante da união (UB) da

probabilidade de erro de símbolo do sistema, dado por

$$P_S \leq P_S^{\text{UB}} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^M P(\mathbf{s}_i \rightarrow \mathbf{s}_j), \quad (7.17)$$

em que $\mathbf{s}_i = [s_i^{(1)} s_i^{(2)}]$, $s_i^{(k)}$ denota o i -ésimo símbolo da k -ésima constelação, M é o número de pontos das constelações e $P(\mathbf{s}_i \rightarrow \mathbf{s}_j)$ representa a PEP de que \mathbf{s}_j seja detectado quando \mathbf{s}_i foi transmitido.

Dado que um detector MRC é utilizado no nó UT, então a PEP para o sistema cooperativo pode ser calculada por meio da resolução da seguinte integral (*i.e.*, a definição da expressão da PEP):

$$\begin{aligned} P(s_i \rightarrow s_j) &= \int_0^\infty \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{\tilde{\gamma}_{\text{SD}}}{2} \alpha_{\text{SD}}^2 |s_i^{(1)} - s_j^{(1)}|^2 + \frac{\tilde{\gamma}_{\text{RD}}}{2} \alpha_{\text{RD}}^2 |s_i^{(2)} - s_j^{(2)}|^2} \right) \\ &\quad p(\alpha_{\text{SD}}) p(\alpha_{\text{RD}}) d\alpha_{\text{SD}} d\alpha_{\text{RD}}, \quad (7.18) \\ &= \frac{4\mu^2(1+\kappa)^{\mu+1}}{\kappa^{\mu-1} \exp[2\kappa\mu]} \int_0^\infty \int_0^\infty \alpha_{\text{SD}}^\mu \alpha_{\text{RD}}^\mu \exp[-\mu(1+\kappa)\alpha_{\text{SD}}^2 - \mu(1+\kappa)\alpha_{\text{RD}}^2] \cdot \\ &\quad Q \left(\sqrt{\frac{\tilde{\gamma}_{\text{SD}}}{2} \alpha_{\text{SD}}^2 |s_i^{(1)} - s_j^{(1)}|^2 + \frac{\tilde{\gamma}_{\text{RD}}}{2} \alpha_{\text{RD}}^2 |s_i^{(2)} - s_j^{(2)}|^2} \right) \cdot \\ &\quad I_{\mu-1} \left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\alpha_{\text{SD}} \right] I_{\mu-1} \left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\alpha_{\text{RD}} \right] d\alpha_{\text{SD}} d\alpha_{\text{RD}}. \quad (7.19) \end{aligned}$$

Substituindo a fórmula de Craig (Fórmula 5.15) na Fórmula 7.19 e realizando as integrações necessárias, é possível verificar que a expressão obtida é análoga à Fórmula 6.5 substituindo-se c_I por $c_{\text{SD}} = \frac{\tilde{\gamma}_{\text{SD}}}{4\mu(1+\kappa)} |s_i^{(1)} - s_j^{(1)}|^2$ e c_Q por $c_{\text{RD}} = \frac{\tilde{\gamma}_{\text{RD}}}{4\mu(1+\kappa)} |s_i^{(2)} - s_j^{(2)}|^2$.

No entanto, dado que o intuito nesta seção é realizar a otimização do mapeamento das constelações, a utilização de um limitante da PEP para este fim é suficiente, mesmo com a imprecisão associada ao seu uso. Dessa forma, aplicando o limitante de Chernoff ($Q(x) \leq \exp(-x^2/2)$) na Fórmula 7.19 e realizando as integrações, é possível verificar que a PEP para o sistema em questão é limitada pela expressão da PEP já apresentada

na Inequação 6.18.

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \leq \frac{\mu^{2\mu}(1+\kappa)^{2\mu}}{2} \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_{\text{SD}} d_1^2 + 4\mu(1+\kappa)}{4} \right) \left(\frac{\bar{\gamma}_{\text{RD}} d_2^2 + 4\mu(1+\kappa)}{4} \right) \right]^{-\mu} \cdot \exp \left[-\kappa\mu \left(\frac{d_1^2}{d_1^2 + \frac{4(1+\kappa)\mu}{\bar{\gamma}_{\text{SD}}}} + \frac{d_2^2}{d_2^2 + \frac{4(1+\kappa)\mu}{\bar{\gamma}_{\text{RD}}}} \right) \right], \quad (7.20)$$

em que $d_1 = |s_i^{(1)} - s_j^{(1)}|$ e $d_2 = |s_i^{(2)} - s_j^{(2)}|$. Em valores elevados de SNR a função exponencial da expressão pode ser aproximada por $\exp[-2\kappa\mu]$. Reescrevendo-se a expressão, ela se torna

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \approx \frac{\mu^{2\mu}(1+\kappa)^{2\mu}}{2 e^{2\kappa\mu}} \left[\left(\frac{4}{\bar{\gamma}_{\text{SD}} d_1^2 + 4\mu(1+\kappa)} \right) \left(\frac{4}{\bar{\gamma}_{\text{RD}} d_2^2 + 4\mu(1+\kappa)} \right) \right]^\mu. \quad (7.21)$$

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \approx \frac{16^\mu \mu^{2\mu} (1+\kappa)^{2\mu} (\bar{\gamma}_{\text{SD}} \bar{\gamma}_{\text{RD}})^{-1}}{2 e^{2\kappa\mu} |s_i^{(1)} - s_j^{(1)}|^{2\mu} |s_i^{(2)} - s_j^{(2)}|^{2\mu}}. \quad (7.22)$$

É possível verificar que para o caso Rayleigh ($\kappa = 0, 0$ e $\mu = 1, 0$), a Fórmula 7.22 se torna

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \approx \frac{8 (\bar{\gamma}_{\text{SD}} \bar{\gamma}_{\text{RD}})^{-1}}{|s_i^{(1)} - s_j^{(1)}|^2 |s_i^{(2)} - s_j^{(2)}|^2}, \quad (7.23)$$

que é análoga à expressão apresentada em [19, (3a)].

Dessa forma, baseado na Fórmula 7.22, omitindo-se as constantes (que são irrelevantes à otimização) e assumindo-se $\mu = 1$ (visto que esse parâmetro também não contribui para modificar a avaliação do processo de otimização), é possível descrever o problema de otimização das constelações de sinais da seguinte maneira (análoga às

apresentadas em [19] e [17])

$$\min_{\substack{s_i^{(1)}, s_i^{(2)}, \\ \forall i \in \{1, \dots, M\}}} \sum_{i=1}^M \sum_{j=i+1}^M \frac{1}{\left|s_i^{(1)} - s_j^{(1)}\right|^2 \left|s_i^{(2)} - s_j^{(2)}\right|^2}, \quad (7.24)$$

$$\text{sujeito a} \quad \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left|s_i^{(t)}\right|^2 \leq 1, \forall t, \quad (7.25)$$

$$s_i^{(1)}, s_i^{(2)} \in \mathbb{C}, \forall i, \quad (7.26)$$

em que $s_i^{(1)}$ e $s_i^{(2)}$ (para $1 \leq i \leq M$) correspondem aos pontos da constelação utilizados na primeira e segunda transmissões, respectivamente, e \mathbb{C} é o conjunto dos números complexos.

A Expressão 7.24 representa a função objetivo do problema. A restrição apresentada na Inequação 7.25 limita a a potência média da constelação à unidade em cada transmissão. A restrição apresentada na Expressão 7.26 implica que os pontos da constelação podem assumir quaisquer valores no espaço complexo.

Com base no modelo de otimização apresentado, torna-se necessário gerar uma constelação de sinais que minimize a SER do sistema. Para tanto, cada símbolo foi associado a um valor inteiro equivalente à sequência binária a qual foi mapeado. Em [19], é realizada a otimização dos símbolos considerando-se o uso de constelações não uniformes (constelações que não apresentam símbolos igualmente espaçados no plano cartesiano). Essas constelações foram classificadas como: (a) decomponível e (b) não decomponível. Constelações decomponíveis são aquelas geradas pelo produto cartesiano de duas constelações PAM reais. Por outro lado, as constelações não decomponíveis não são necessariamente construídas a partir do produto cartesiano de duas constelações PAM. As Figuras 7.4(a) e 7.4(b) ilustram exemplos de constelações decomponíveis e não decomponíveis, respectivamente.

Em [19], para realizar a otimização das constelações decomponíveis, foi realizada uma adaptação do modelo original de forma a torná-lo um problema de otimização convexo [102]. Dessa forma, foi possível utilizar técnicas de otimização local para minimizar a SER do sistema. Por outro lado, o processo de otimização de constelações não decomponíveis não é um problema convexo e, portanto, um ótimo local obtido não representa, necessariamente, o ótimo global. Assim, para a otimização das constelações não decomponíveis, os autores de [19] utilizaram como ponto de partida as constelações decomponíveis ótimas, porém sem a restrição de ser formada pelo produto cartesiano

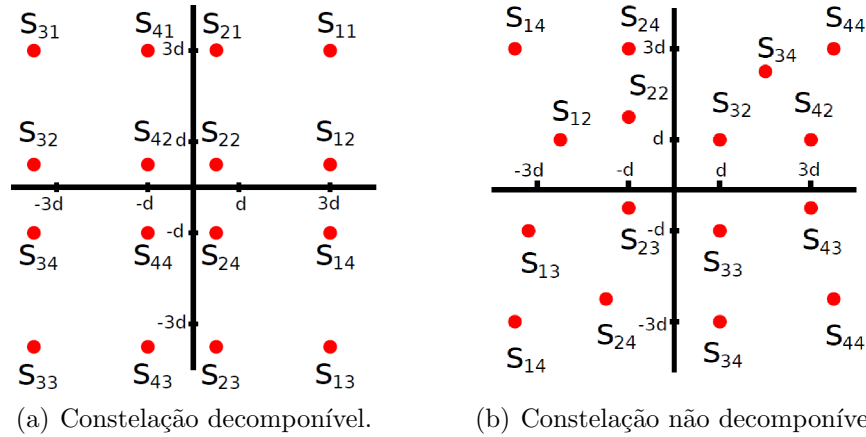


Figura 7.4: Exemplos de constelações 16-QAM não uniformes [19].

de duas constelações PAM.

O uso de constelações não uniformes torna a implementação do sistema de comunicações mais complexa. Dessa forma, técnicas mais eficientes de otimização devem ser empregadas com o intuito de prover um melhor desempenho ao sistema, mesmo com a utilização de constelações uniformes. Nesta tese é proposto um novo esquema de otimização do mapeamento de símbolos em sistemas de diversidade cooperativa baseados em constelações uniformes. Para realizar a otimização do mapeamento foi utilizado o algoritmo híbrido de busca proposto em [99].

O algoritmo híbrido de otimização (AH) combina três técnicas de busca para melhorar seu desempenho: *hill-climbing*, seleção clonal e algoritmos genéticos. O algoritmo híbrido visa melhorar a qualidade das soluções encontradas combinando as melhores características de cada uma das três técnicas: a escolha da melhor solução para a próxima geração, dos algoritmos *hill-climbing*; a clonagem da melhor solução, do algoritmo de seleção clonal; e a operação de mutação dos algoritmos genéticos. Esse algoritmo pertence a uma classe de soluções de problemas de otimização chamada estratégia evolutiva, pois se baseia no processo de evolução natural das espécies para encontrar soluções satisfatórias (ótimas ou sub-ótimas).

Cada solução C é representada por um cromossomo de comprimento M (*i.e.*, contendo o número de pontos da constelação). Cada *locus* (posição no cromossomo) é representado por um valor inteiro i , $0 \leq i \leq M - 1$, e é associado à representação binária de um alelo do conjunto $\mathcal{A} = [0, 1, \dots, M - 1]$ (*i.e.*, os símbolos da constelação $s \in \mathbb{C}$). No contexto do problema de mapeamento de símbolos, o esquema de codificação dos cromossomos C está sujeito às seguintes restrições: (a) todos os alelos

devem estar mapeados; e (b) nenhum alelo deve ser repetido. Por exemplo, o mapeamento do cromossomo $C_1 = [9, 1, 12, 6, 11, 7, 5, 15, 3, 0, 2, 14, 8, 13, 4, 10]$ é apresentado na constelação θ -QAM com $M = 16$ da Figura 7.5, em que cada símbolo mapeado da constelação (apresentados como números binários) é associado a uma posição (*locus*) em formato decimal (*alelo*).

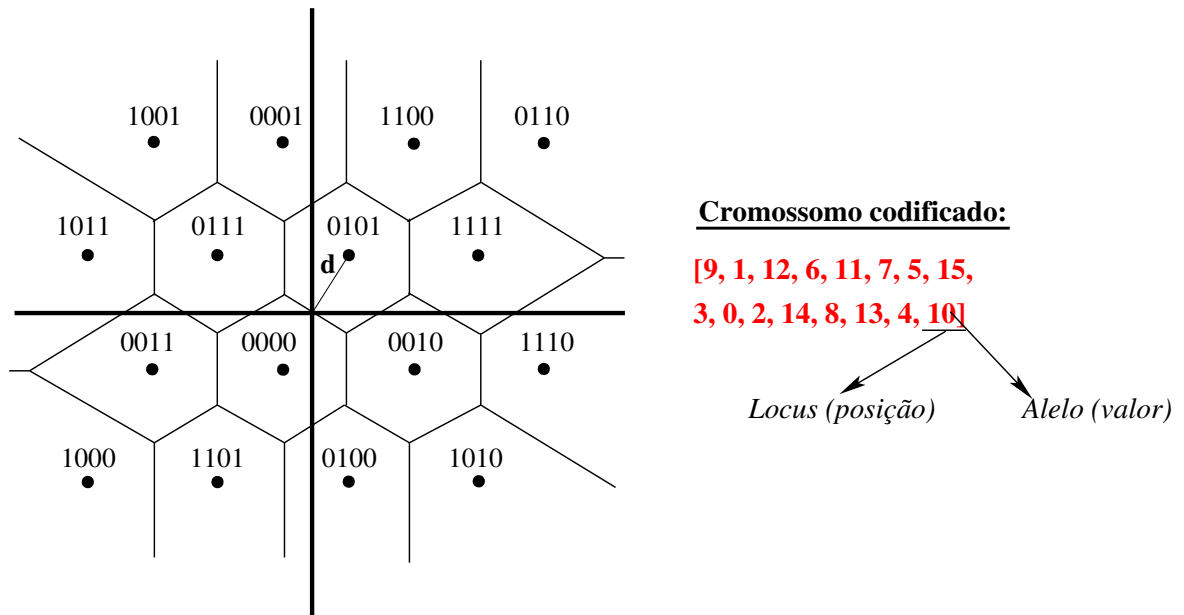


Figura 7.5: Exemplo de representação de um cromossomo de uma constelação mapeada.

O algoritmo é inicializado com apenas um cromossomo em C , que deve ser gerado aleatoriamente com as restrições apresentadas anteriormente. O processo continua com a avaliação do cromossomo C por meio da função objetivo apresentada na Expressão 7.24. Essa função é utilizada para verificar a melhoria das soluções no decorrer das interações do algoritmos.

Após essa etapa, n_c clones de C são produzidos de forma a criar uma nova população de soluções P . O operador de mutação é então executado em todos os cromossomos contidos em P , gerando uma diversidade de novas soluções (uma nova população P'). O operador de mutação utilizado funciona da seguinte maneira: dois *loci* diferentes são selecionados de forma aleatória em um cromossomo; os alelos posicionados nesses *loci* são então trocados, gerando um novo cromossomo.

Após o término do processo de mutação, as novas soluções são avaliadas para determinar o cromossomo que contém a melhor solução (*i.e.*, que gera o mapeamento com o menor valor avaliado). Esse cromossomo é então definido como a nova solução

atual C , sendo preservado para a próxima interação (ao passo que as demais soluções são descartadas). O algoritmo pode ser adaptado para preservar um número maior de soluções entre duas interações, melhorando o desempenho do algoritmo (ao custo de um maior tempo de execução). Esse processo se repete enquanto o critério de parada não for alcançado. O critério de parada adotado foi um número máximo de 200 interações (chamadas de gerações). O pseudocódigo do algoritmo é apresentado a seguir.

Algoritmo 7.1: Pseudocódigo do algoritmo híbrido (AH).

```

 $C \leftarrow$  Inicializa_solução( $M$ );
Avalia( $C$ );
while (critério de parada = FALSO) do
     $P \leftarrow$  Clonagem( $C, N_C$ );
     $P' \leftarrow$  Mutação( $P$ );
     $C \leftarrow$  Avalia( $P'$ );

```

7.3.1 Avaliação de Desempenho das Constelações Otimizadas

Esta seção apresenta os resultados da avaliação de desempenho de um sistema cooperativo que utiliza a técnica CoRe, utilizando simulação de Monte Carlo. O mapeamento das constelações θ -QAM com $\theta = \pi/2$ e $\pi/3$ foi otimizado utilizando o algoritmo híbrido descrito (denominados de esquema Uniforme Híbrido θ -QAM) e seus desempenhos foram comparados às demais constelações CoRe uniformes e não uniformes (decomponíveis e não decomponíveis) propostas em [19] e ao esquema convencional (sem CoRe). Na avaliação foi adotado o protocolo discutido na Seção 7.1.

A Tabela 7.1 apresenta as constelações utilizadas na avaliação de desempenho do sistema cooperativo (normalizadas) com $M = 16$. Essas constelações foram classificadas como: (a) convencional, (b) uniforme, (c) não uniforme decomponível, (d) não uniforme não decomponível e (e) uniforme híbrido θ -QAM (com $\theta = \pi/2$ e $\pi/3$). No esquema convencional, a mesma constelação é utilizada na BS e na RS. No esquema uniforme, diferentes constelações uniformes são adotadas no sistema cooperativo (obtidas a partir do produto cartesiano de duas constelações PAM otimizadas separadamente utilizando o modelo de otimização apresentado na Expressão 7.24, conforme descrito em [17]).

As constelações não uniformes foram obtidas de acordo com as técnicas apresentadas em [19], dando origem a diferentes constelações com pontos irregularmente espaçados.

Em [19], a constelação não uniforme decomponível foi obtida a partir de uma versão adaptada do problema de otimização de forma a torná-lo um problema convexo, enquanto a constelação não uniforme não decomponível foi otimizada com a função ‘fmincon’ do pacote de otimização do *software* Matlab.

Por fim, o esquema uniforme híbrido resultou da otimização das constelações de sinais utilizando o algoritmo híbrido de busca. No algoritmo híbrido os números de clones e de gerações foram definidos como 300 e 200, respectivamente.

Tabela 7.1: Constelações CoRe M-QAM normalizadas geradas pelo processo de otimização proposto (Algoritmo Híbrido) e pelas técnicas propostas em [19] ($M = 16$).

M	Slot	Constelação $\{s_1^{(t)}, s_2^{(t)}, \dots, s_M^{(t)}\}$
Constelação Uniforme		
16	$t = 1$	$\{-3 - 3j, -3 - 1j, -3 + 1j, -3 + 3j, -1 - 3j, -1 - 1j, -1 + 1j, -1 + 3j, 1 - 3j, 1 - 1j, 1 + 1j, 1 + 3j, 3 - 3j, 3 - 1j, 3 + 1j, 3 + 3j\} \times 0, 3162$
	$t = 2$	$\{-1 - 1j, -1 + 3j, -1 - 3j, -1 + 1j, 3 - 1j, 3 + 3j, 3 - 3j, 3 + 1j, -3 - 1j, -3 + 3j, -3 - 3j, -3 + 1j, 1 - 1j, 1 + 3j, 1 - 3j, 1 + 1j\} \times 0, 3162$
Constelação Não Uniforme Decomponível		
16	$t = 1$	$\{-3, 05 - 3, 05j, -3, 05 - 0, 84j, -3, 05 + 0, 84j, -3, 05 + 3, 05j, -0, 84 - 3, 05j, -0, 84 - 0, 84j, -0, 84 + 0, 84j, -0, 84 + 3, 05j, 0, 84 - 3, 05j, 0, 84 - 0, 84j, 0, 84 + 0, 84j, 0, 84 + 3, 05j, 3, 05 - 3, 05j, 3, 05 - 0, 84j, 3, 05 + 0, 84j, 3, 05 + 3, 05j\} \times 0, 3162$
	$t = 2$	$\{-0, 84 - 0, 84j, -0, 84 + 3, 05j, -0, 84 - 3, 05j, -0, 84 + 0, 84j, 3, 05 - 0, 84j, 3, 05 + 3, 05j, 3, 05 - 3, 05j, 3, 05 + 0, 84j, -3, 05 - 0, 84j, -3, 05 + 3, 05j, -3, 05 - 3, 05j, -3, 05 + 0, 84j, 0, 84 - 0, 84j, 0, 84 + 3, 05j, 0, 84 - 3, 05j, 0, 84 + 0, 84j\} \times 0, 3162$
Constelação Não Uniforme Não Decomponível		
16	$t = 1$	$\{-1, 87 - 3, 78j, -3, 48 + 1, 13j, -1, 23 + 1, 77j, -2, 18 + 3, 63j, 2, 56 - 1, 90j, 0, 19 - 2, 40j, -3, 61 - 1, 10j, -1, 04 + 0, 23j, 1, 66 - 3, 72j, 1, 73 + 0, 15j, -1, 67 - 1, 25j, 0, 68 + 3, 86j, 4, 05 + 0, 19j, 2, 95 + 2, 42j, 0, 44 - 0, 93j, 0, 83 + 1, 71j\} \times 0, 3162$
	$t = 2$	$\{0, 09 + 0, 46j, -0, 95 + 2, 34j, -2, 47 - 3, 02j, 1, 60 - 0, 10j, 3, 26 + 0, 09j, 0, 34 + 4, 05j, 1, 34 - 2, 17j, 3, 35 + 2, 46j, -2, 18 - 1, 23j, -2, 97 + 2, 67j, -4, 05 + 0, 13j, -1, 81 + 0, 33j, -0, 17 - 1, 49j, 1, 11 + 2, 08j, 0, 15 - 4, 20j, 3, 37 - 2, 41j\} \times 0, 3162$
Constelação Uniforme Híbrido θ-QAM ($\theta = \pi/2$)		
16	$t = 1$	$\{-3 - 3j, -3 - 1j, -3 + 1j, -3 + 3j, -1 - 3j, -1 - 1j, -1 + 1j, -1 + 3j, 1 - 3j, 1 - 1j, 1 + 1j, 1 + 3j, 3 - 3j, 3 - 1j, 3 + 1j, 3 + 3j\} \times 0, 3162$
	$t = 2$	$\{1 - 1j, 1 + 3j, -1 - 3j, -1 + 1j, -3 + 1j, 3 - 3j, -3 + 3j, 3 - 1j, 3 + 1j, -3 - 3j, 3 + 3j, -3 - 1j, -1 - 1j, -1 + 3j, 1 - 3j, 1 + 1j\} \times 0, 3162$
Constelação Uniforme Híbrido θ-QAM ($\theta = \pi/3$)		
16	$t = 1$	$\{0, 17 + 0, 29j, 0, 50 + 0, 87j, 0, 50 - 0, 29j, 0, 17 - 0, 87j, 0, 83 + 0, 29j, 1, 17 + 0, 87j, 1, 17 - 0, 29j, 0, 83 - 0, 87j, -0, 50 + 0, 29j, -0, 17 + 0, 87j, -0, 17 - 0, 29j, -0, 50 - 0, 87j, -1, 17 + 0, 29j, -0, 83 + 0, 87j, -0, 83 - 0, 29j, -1, 17 - 0, 87j\}$
	$t = 2$	$\{1, 17 + 0, 87j, -0, 17 + 0, 87j, 0, 83 - 0, 87j, -0, 50 - 0, 87j, -0, 83 - 0, 29j, 0, 50 - 0, 29j, 0, 83 + 0, 29j, -0, 50 + 0, 29j, -1, 17 - 0, 87j, 0, 17 - 0, 87j, -0, 83 + 0, 87j, 0, 50 + 0, 87j, -1, 17 + 0, 29j, 0, 17 + 0, 29j, 1, 17 - 0, 29j, -0, 17 - 0, 29j\}$

Na avaliação, considerou-se a transmissão de pacotes de 188 *bytes* (pacotes de vídeo). A comparação dos esquemas foi realizada considerando a SER do sistema cooperativo. Dois diferentes cenários foram simulados: (a) o caso simétrico, em que

todos os canais estão sujeitos à mesma SNR, *i.e.*, $\bar{\gamma}_{SD} = \bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_{RD}$, e (b) o caso assimétrico, em que os canais apresentam diferentes valores de SNR (dado que UT está mais próximo da RS do que da BS), *i.e.*, $\bar{\gamma}_{SR} = \bar{\gamma}_{RD} + 15$ dB, $\bar{\gamma}_{SD} = \bar{\gamma}_{RD} - 15$ dB. Um codificador CRC-16 foi adotado nos experimentos.

Além disso, os canais κ - μ tiveram seus parâmetros definidos como: $\kappa_{SD} = 0,0$, $\mu_{SD} = 1,0$ (equivalente a um canal Rayleigh); $\kappa_{RD} = 0,0$, $\mu_{RD} = 1,0$; e $\kappa_{SR} = 10,0$, $\mu_{SR} = 1,0$ (equivalente a um canal Rice com o parâmetro $K = 10$). Os parâmetros de canal foram definidos de forma a coincidir com os modelos de canal apresentados em [19], permitindo assim a comparação dos seus resultados apresentados neste capítulo com os apresentados no artigo. A Figura 7.6 apresenta o desempenho, em termos da SER, dos diferentes esquemas CoRe aplicados a um esquema cooperativo baseado em constelações com $M = 16$. As constelações foram avaliadas utilizando simulação de Monte Carlo.

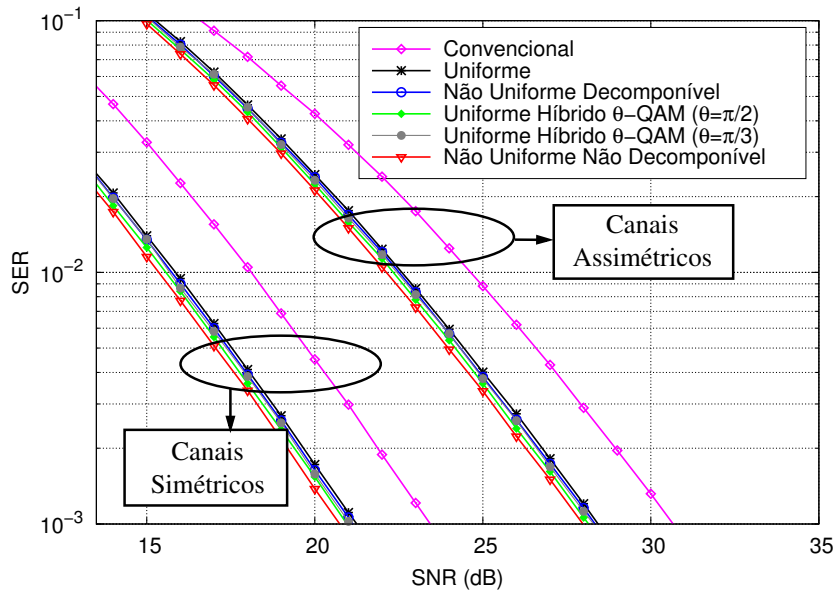


Figura 7.6: Curvas para a SER de diferentes esquemas CoRe em termos da SER do sistema ($M = 16$).

Como pode ser visto na Figura 7.6, o esquema uniforme híbrido proposto (com $\theta = \pi/2$ e $\pi/3$) gerou uma SER menor que os esquemas convencional, uniforme e não uniforme decomponível. Apenas o esquema não uniforme não decomponível apresentou uma SER menor que a obtida com o algoritmo híbrido (tanto no caso simétrico quanto no caso assimétrico).

No caso assimétrico, o esquema uniforme híbrido com $\theta = \pi/2$ apresentou ganhos

de aproximadamente 2,53 dB, 0,30 dB e 0,18 dB em relação aos esquemas convencional, uniforme e não uniforme decomponível (considerando o valor de SER de 10^{-3}), respectivamente. Por outro lado, a utilização desse esquema apresentou uma perda de aproximadamente 0,17 dB em relação às constelações não uniformes não decomponíveis. Entretanto, é importante ressaltar que a utilização de constelações não uniformes aumenta a complexidade de implementação do sistema.

Por outro lado, o esquema uniforme híbrido com $\theta = \pi/3$ apresentou um ganho insignificante em relação ao uso do esquema não uniforme decomponível, sendo os desempenhos desses esquemas considerados equivalentes. O motivo pelo qual o uso das constelações θ -QAM com $\theta = \pi/3$ não apresentou ganhos em relação ao esquema com $\theta = \pi/2$ está na mudança da forma das regiões de decisão. Em regiões de decisão hexagonais os vizinhos de cada símbolo se situam aproximadamente à mesma distância, fazendo com que a mudança do mapeamento entre estes diversos vizinhos não promova ganhos no sistema.

No caso simétrico, o esquema uniforme híbrido com $\theta = \pi/2$ obteve ganhos similares aos do caso assimétrico. Assim, ganhos de aproximadamente 2,50 dB, 0,32 dB e 0,18 dB foram obtidos quando comparado aos esquemas convencional, uniforme e não uniforme decomponível (considerando o valor de SER de 10^{-3}), respectivamente. Por sua vez, a perda desse esquema em relação ao esquema não uniforme não decomponível foi de 0,21 dB, ao custo de uma maior complexidade do sistema. Da mesma forma que no caso assimétrico, o esquema uniforme híbrido com $\theta = \pi/3$ apresentou desempenho equivalente ao esquema não uniforme decomponível.

O desempenho, em termos da SER, dos esquemas CoRe também foi avaliado utilizando constelações com $M = 64$. Os valores dos símbolos das constelações utilizadas são apresentados na Tabela 7.2, enquanto as curvas obtidas nas avaliações, em termos da SER, são apresentadas na Figura 7.7.

Resultados semelhantes ao caso com $M = 16$ foram obtidos com $M = 64$. No caso assimétrico, ganhos de 4,34 dB, 0,46 dB e 0,16 dB foram obtidos pelo esquema uniforme híbrido com $\theta = \pi/2$ em relação aos esquemas convencional, uniforme e não uniforme decomponível (para uma BER de 10^{-3}). Houve ainda uma perda de 0,37 dB em relação ao esquema não uniforme não decomponível (para a mesma BER).

Por ser uma heurística de busca, o algoritmo híbrido é responsável apenas pela obtenção de soluções sub-ótimas, tendo perdido desempenho por conta do aumento do espaço de busca (já que o aumento do número de símbolos da constelação também

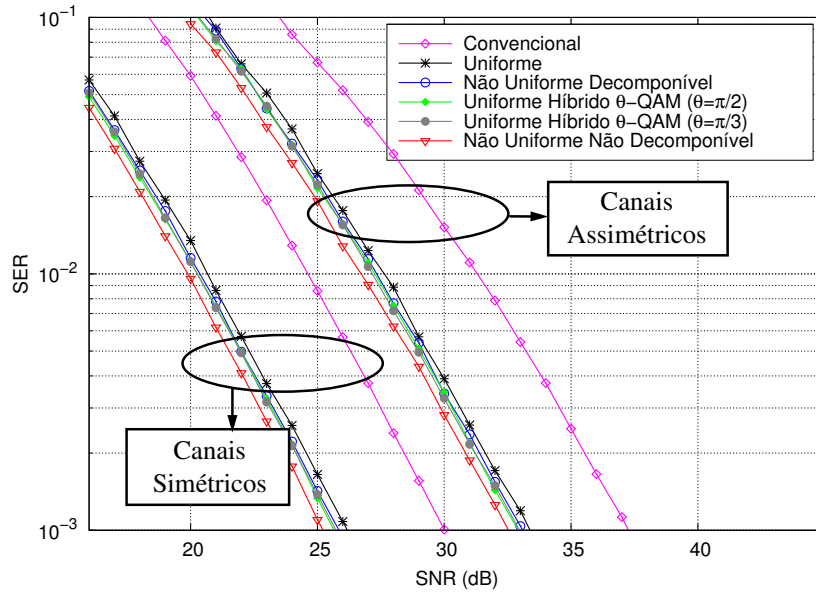


Figura 7.7: Curvas para a SER de diferentes esquemas CoRe em termos da SER do sistema ($M = 64$).

aumentou o número de graus de liberdade do processo de mapeamento). Dessa forma, as constelações obtidas pelo algoritmo híbrido nem sempre alcançam o melhor desempenho possível (especialmente para constelações de alta ordem). Considerando as constelações otimizadas apresentadas na Tabela 7.2, houve uma perda no desempenho do esquema $\theta = \pi/2$ em relação ao esquema com $\theta = \pi/3$ (quando comparado com o comportamento das curvas obtidas para constelações $M = 16$, apresentadas na Figura 7.6), fazendo com que seus desempenhos se tornassem equivalentes. Essa perda foi causada pela característica não determinística do algoritmo de busca, que não conseguiu obter uma constelação $\theta = \pi/2$ com melhor desempenho que a constelação $\theta = \pi/3$ (que já apresenta perdas por conta da mudança das regiões de decisão).

Os ganhos obtidos pelos esquemas não uniforme híbrido (com $\theta = \pi/2$ e $\pi/3$) no caso simétrico, mais uma vez, foram similares ao caso assimétrico: 4,37 dB, 0,51 dB e 0,20 dB em relação aos esquemas convencional, uniforme e não uniforme decomponível (para uma BER de 10^{-3}). Uma perda de 0,44 dB ocorreu em relação ao esquema não uniforme não decomponível.

Por meio da análise apresentada é possível verificar que o uso do esquema uniforme híbrido representa uma boa solução para o problema da otimização do mapeamento de constelações de sinais em sistemas cooperativos. Apesar de requerer um maior número de execuções que as demais abordagens apresentadas (que são principalmente baseadas

em heurísticas e técnicas de otimização local), o algoritmo híbrido gerou constelações com um bom desempenho em termos de SER. Entretanto, o tempo de execução do algoritmo de otimização não é um critério relevante para o problema, uma vez que a otimização não é realizada com o sistema em operação.

Além disso, a avaliação de desempenho mostrou que o mapeamento obtido com o algoritmo híbrido perde em desempenho apenas para a técnica não uniforme não decomponível, que demanda uma maior complexidade de implementação dos transceptores. Uma outra conclusão dos experimentos é que a aplicação da técnica de otimização com o algoritmo híbrido é mais vantajosa em constelações com $\theta = \pi/2$ do que com $\theta = \pi/3$, visto que no primeiro caso cada símbolo apresenta um menor número de vizinhos mais próximos.

7.4 Considerações Finais

Os esquemas de diversidade vêm sendo largamente explorados com o intuito de mitigar os efeitos deletérios dos canais de comunicações sem fio, e as técnicas de diversidade cooperativa são alternativas eficazes para melhorar o desempenho das redes de comunicações sem aumentar a largura de banda do sistema.

Na diversidade cooperativa, vários terminais de uma rede combinam seus recursos para melhorar o desempenho das transmissões. Nesse esquema, um nó origem que deseje transmitir dados para um nó destino pode se beneficiar de outros nós em sua vizinhança (nós *relays*) para realizar o reencaminhamento de cópias do sinal original ao destino. Por meio da cooperação entre múltiplos terminais espacialmente distribuídos, um arranjo virtual de antenas é formado. Dessa maneira, dado que diversas cópias do mesmo sinal são transmitidos por canais de comunicações independentes, um ganho de diversidade é alcançado.

Visando avaliar o desempenho dos sistemas de diversidade cooperativa baseados no esquema de DF, uma expressão para o cálculo da SER de sistemas θ -QAM com diversidade cooperativa foi proposta neste capítulo. A expressão proposta se mostrou eficaz ao modelar uma generalização das constelações de sinais (devido ao uso do θ -QAM) e dos modelos de desvanecimento do canal (por conta da adoção do modelo de desvanecimento κ - μ). Além disso, ela permite avaliar sistemas com enlaces com características heterogêneas.

Além disso, o desempenho de sistemas cooperativos pode ser significativamente

melhorado com o uso da técnica CoRe. A técnica CoRe pode ser aplicada a sistemas cooperativos baseados no esquema DF, em que diferentes constelações de sinais são utilizadas em diferentes retransmissões (sem mudanças na ordem de modulação).

Neste capítulo um algoritmo híbrido de busca, que usa seleção clonal e mutação genética, é utilizado para realizar a otimização do mapeamento de constelações uniformes em sistemas cooperativos. A avaliação de desempenho da técnica via simulação mostrou que houve uma redução na taxa de erro de símbolos do sistema quando comparada com outras abordagens apresentadas na literatura, sem aumentar a complexidade do sistema.

Tabela 7.2: Constelações CoRe M-QAM normalizadas geradas pelo processo de otimização proposto (Algoritmo Híbrido) e pelas técnicas propostas em [19] ($M = 64$).

Slot	Constelação $\{s_1^{(t)}, s_2^{(t)}, \dots, s_M^{(t)}\}$
<i>Constelação Uniforme</i>	
$t = 1$	$\{-7-7j, -7-5j, -7-3j, -7-1j, -7+1j, -7+3j, -7+5j, -7+7j, -5-7j, -5-5j, -5-3j, -5-1j, -5+1j, -5+3j, -5+5j, -5+7j, -3-7j, -3-5j, -3-3j, -3-1j, -3+1j, -3+3j, -3+5j, -3+7j, -1-7j, -1-5j, -1-3j, -1-1j, -1+1j, -1+3j, -1+5j, -1+7j, 1-7j, 1-5j, 1-3j, 1-1j, 1+1j, 1+3j, 1+5j, 1+7j, 3-7j, 3-5j, 3-3j, 3-1j, 3+1j, 3+3j, 3+5j, 3+7j, 5-7j, 5-5j, 5-3j, 5-1j, 5+1j, 5+3j, 5+5j, 5+7j, 7-7j, 7-5j, 7-3j, 7-1j, 7+1j, 7+3j, 7+5j, 7+7j\} \times 0, 1543$
$t = 2$	$\{-1-1j, -1+5j, -1-5j, -1+1j, -1+7j, -1-7j, -1+3j, -1-3j, 5-1j, 5+5j, 5-5j, 5+1j, 5+7j, 5-7j, 5+3j, 5-3j, -5-1j, -5+5j, -5-5j, -5+1j, -5+7j, -5-7j, -5+3j, -5-3j, 1-1j, 1+5j, 1-5j, 1+1j, 1+7j, 1-7j, 1+3j, 1-3j, 7-1j, 7+5j, 7-5j, 7+1j, 7+7j, 7-7j, 7+3j, 7-3j, -7-1j, -7+5j, -7-5j, -7+1j, -7+7j, -7-7j, -7+3j, -7-3j, 3-1j, 3+5j, 3-5j, 3+1j, 3+7j, 3-7j, 3+3j, 3-3j, -3-1j, -3+5j, -3-5j, -3+1j, -3+7j, -3-7j, -3+3j, -3-3j\} \times 0, 1543$
<i>Constelação Não Uniforme Decomponível</i>	
$t = 1$	$\{-7, 20-7, 20j, -7, 20-4, 57j, -7, 20-2, 63j, -7, 20-1, 29j, -7, 20+0, 55j, -7, 20+2, 96j, -7, 20+4, 74j, -7, 20+7, 43j, -4, 57-7, 20j, -4, 57-4, 57j, -4, 57-2, 63j, -4, 57-1, 29j, -4, 57+0, 55j, -4, 57+2, 96j, -4, 57+4, 74j, -4, 57+7, 43j, -2, 63-7, 20j, -2, 63-4, 57j, -2, 63-2, 63j, -2, 63-1, 29j, -2, 63+0, 55j, -2, 63+2, 96j, -2, 63+4, 74j, -2, 63+7, 43j, -1, 29-7, 20j, -1, 29-4, 57j, -1, 29-2, 63j, -1, 29-1, 29j, -1, 29+0, 55j, -1, 29+2, 96j, -1, 29+4, 74j, -1, 29+7, 43j, 0, 55-7, 20j, 0, 55-4, 57j, 0, 55-2, 63j, 0, 55-1, 29j, 0, 55+0, 55j, 0, 55+2, 96j, 0, 55+4, 74j, 0, 55+7, 43j, 2, 96-7, 20j, 2, 96-4, 57j, 2, 96-2, 63j, 2, 96-1, 29j, 2, 96+0, 55j, 2, 96+2, 96j, 2, 96+4, 74j, 2, 96+7, 43j, 4, 74-7, 20j, 4, 74-4, 57j, 4, 74-2, 63j, 4, 74-1, 29j, 4, 74+0, 55j, 4, 74+2, 96j, 4, 74+4, 74j, 4, 74+7, 43j, 7, 43-7, 43-4, 57j, 7, 43-2, 63j, 7, 43-1, 29j, 7, 43+0, 55j, 7, 43+2, 96j, 7, 43+4, 74j, 7, 43+7, 43j\} \times 0, 1543$
$t = 2$	$\{-2, 97-2, 97j, -2, 97+2, 54j, -2, 97-7, 00j, -2, 97+7, 61j, -2, 97-1, 08j, -2, 97+4, 64j, -2, 97-4, 71j, -2, 97+0, 97j, 2, 54-2, 97j, 2, 54+2, 54j, 2, 54-7, 00j, 2, 54+7, 61j, 2, 54-1, 08j, 2, 54+4, 64j, 2, 54-4, 71j, 2, 54+0, 97j, -7, 00-2, 97j, -7, 00+2, 54j, -7, 00-7, 00j, -7, 00+7, 61j, -7, 00-1, 08j, -7, 00+4, 64j, -7, 00-4, 71j, -7, 00+0, 97j, 7, 61-2, 97j, 7, 61+2, 54j, 7, 61-7, 00j, 7, 61+7, 61j, 7, 61-1, 08j, 7, 61+4, 64j, 7, 61-4, 71j, 7, 61+0, 97j, -1, 08-2, 97j, -1, 08+2, 54j, -1, 08-7, 00j, -1, 08+7, 61j, -1, 08-1, 08j, -1, 08+4, 64j, -1, 08-4, 71j, -1, 08+0, 97j, 4, 64-2, 97j, 4, 64+2, 54j, 4, 64-7, 00j, 4, 64+7, 61j, 4, 64-1, 08j, 4, 64+4, 64j, 4, 64-4, 71j, 4, 64+0, 97j, -4, 71-2, 97j, -4, 71+2, 54j, -4, 71-7, 00j, -4, 71+7, 61j, -4, 71-1, 08j, -4, 71+4, 64j, -4, 71-4, 71j, -4, 71+0, 97j, 0, 97-2, 97j, 0, 97+2, 54j, 0, 97-7, 00j, 0, 97+7, 61j, 0, 97-1, 08j, 0, 97+4, 64j, 0, 97-4, 71j, 0, 97+0, 97j\} \times 0, 1543$
<i>Constelação Não Uniforme Não Decomponível</i>	
$t = 1$	$\{-7, 44-6, 55j, -7, 08-3, 50j, -5, 83-1, 51j, -8, 91-1, 46j, -8, 73+1, 54j, -5, 23+1, 31j, -2, 67+1, 31j, -8, 15+4, 38j, -2, 77-8, 43j, -4, 50-6, 10j, -4, 98-3, 89j, -4, 30-2, 16j, -6, 82+0, 17j, -3, 49+3, 17j, -5, 84+3, 30j, -5, 79+7, 35j, -2, 36-5, 97j, -2, 94-3, 81j, -0, 32-0, 19j, -0, 94+2, 58j, -3, 59-0, 49j, 2, 50+2, 89j, 0, 00+4, 33j, -4, 34+5, 04j, 0, 09-9, 13j, -1, 00-4, 48j, 1, 30-0, 87j, -1, 03+0, 90j, -2, 40-1, 16j, 1, 07+3, 20j, -1, 74+4, 07j, -3, 13+6, 41j, 2, 09-7, 67j, -0, 12-6, 58j, -1, 53-2, 99j, -0, 82-1, 67j, 1, 09+1, 21j, 0, 95+5, 92j, -1, 01+6, 57j, -2, 24+8, 77j, 1, 46-4, 90j, 2, 81-2, 34j, 3, 92+2, 28j, 3, 04+0, 78j, 5, 46+0, 66j, 4, 13+4, 12j, 2, 75+5, 59j, 0, 66+8, 78j, 0, 75-2, 78j, 3, 12-5, 16j, 3, 59-0, 61j, 4, 83-1, 91j, 6, 60-0, 82j, 6, 05+2, 62j, 5, 55+4, 84j, 3, 34+8, 34j, 4, 74-8, 37j, 7, 72-5, 19j, 5, 03-3, 67j, 4, 93-5, 65j, 8, 41-2, 50j, 8, 66+0, 24j, 8, 64+3, 02j, 6, 74+6, 84j\} \times 0, 1543$
$t = 2$	$\{-0, 85-1, 29j, -4, 10+1, 66j, -3, 64-6, 41j, 0, 33+5, 36j, -3, 75-2, 56j, -3, 47+5, 06j, -0, 79-3, 67j, -0, 17+2, 20j, 1, 55-3, 50j, 2, 26+2, 55j, 4, 30-5, 60j, 3, 85+7, 38j, 4, 61-1, 00j, 2, 58+4, 51j, 2, 05-6, 32j, 1, 57-1, 63j, -6, 02-3, 64j, -6, 71+4, 65j, -6, 94-6, 63j, -6, 34+7, 21j, -8, 86-0, 43j, -8, 85+2, 59j, -8, 09-3, 35j, -5, 82+0, 25j, 5, 34+0, 77j, 7, 89+3, 58j, 6, 14-7, 46j, 7, 23+6, 67j, 8, 78-2, 06j, 9, 25+1, 10j, 6, 96-4, 63j, 6, 34+2, 28j, -2, 59-4, 08j, -1, 59+3, 97j, -0, 10-8, 67j, -1, 48+8, 84j, -0, 23+0, 30j, -1, 11+6, 33j, -1, 40-6, 43j, -2, 48+2, 42j, 5, 40-3, 23j, 4, 27+2, 75j, 2, 49-8, 40j, 1, 84+9, 05j, 6, 71-0, 79j, 4, 86+5, 19j, 3, 22-3, 97j, 3, 52+0, 55j, -3, 80-0, 62j, -6, 74+1, 91j, -3, 39-8, 50j, -3, 75+7, 00j, -6, 23-1, 64j, -4, 43+3, 38j, -4, 35-4, 63j, -2, 36-1, 34j, 1, 66+0, 01j, -2, 17+0, 92j, 0, 47-5, 54j, 1, 87+6, 31j, 3, 26-1, 85j, 0, 48+3, 86j, 0, 18-2, 40j, 1, 34+1, 63j\} \times 0, 1543$
<i>Constelação Uniforme Híbrido θ-QAM ($\theta = \pi/2$)</i>	
$t = 1$	$\{-7-7j, -7-5j, -7-3j, -7-1j, -7+1j, -7+3j, -7+5j, -7+7j, -5-7j, -5-5j, -5-3j, -5-1j, -5+1j, -5+3j, -5+5j, -5+7j, -3-7j, -3-5j, -3-3j, -3-1j, -3+1j, -3+3j, -3+5j, -3+7j, -1-7j, -1-5j, -1-3j, -1-1j, -1+1j, -1+3j, -1+5j, -1+7j, 1-7j, 1-5j, 1-3j, 1-1j, 1+1j, 1+3j, 1+5j, 1+7j, 3-7j, 3-5j, 3-3j, 3-1j, 3+1j, 3+3j, 3+5j, 3+7j, 5-7j, 5-5j, 5-3j, 5-1j, 5+1j, 5+3j, 5+5j, 5+7j, 7-7j, 7-5j, 7-3j, 7-1j, 7+1j, 7+3j, 7+5j, 7+7j\} \times 0, 1543$
$t = 2$	$\{-1+5j, -1-1j, 7-1j, 1+3j, -5-3j, 3-1j, 1-7j, -1+1j, 5-5j, 5+5j, -7+1j, -3-7j, -5+7j, 5+7j, -5+3j, 5-3j, -1-5j, -5+5j, 3-7j, -3+1j, 7-5j, -7-7j, 5+3j, -3-5j, 3+1j, 3+7j, -7-5j, 5+1j, -1+7j, 1-3j, -7-1j, 1+7j, -5-1j, 3-3j, 7+5j, -7+3j, -1-7j, 7+7j, 5-7j, -3-1j, 7+1j, -7+7j, 7-7j, 1+1j, 7-3j, -1+3j, -7+5j, 3+3j, -1-3j, 1+5j, -5-7j, -3+7j, -7-3j, 7+3j, 3-5j, -5-5j, -3+3j, 5-1j, -5+1j, 1-5j, 3+5j, -3-3j, -3+5j, 1-1j\} \times 0, 1543$
<i>Constelação Uniforme Híbrido θ-QAM ($\theta = \pi/3$)</i>	
$t = 1$	$\{0, 08+0, 14j, 0, 25+0, 43j, 0, 25-0, 14j, 0, 08-0, 43j, 0, 25+1, 00j, 0, 08+0, 71j, 0, 08-1, 00j, 0, 25-0, 71j, 0, 41+0, 14j, 0, 58+0, 43j, 0, 58-0, 14j, 0, 41-0, 43j, 0, 58+1, 00j, 0, 41+0, 71j, 0, 41-1, 00j, 0, 58-0, 71j, -0, 25+0, 14j, -0, 08+0, 43j, -0, 08-0, 14j, -0, 25-0, 43j, -0, 08+1, 00j, -0, 25+0, 71j, -0, 25-1, 00j, -0, 08-0, 71j, -0, 58+0, 14j, -0, 41+0, 43j, -0, 41-0, 14j, -0, 58-0, 43j, -0, 41+1, 00j, -0, 58+0, 71j, -0, 58-1, 00j, -0, 41-0, 71j, 1, 07+0, 14j, 1, 23+0, 43j, 1, 23-0, 14j, 1, 07-0, 43j, 1, 23+1, 00j, 1, 07+0, 71j, 1, 07-1, 00j, 1, 23-0, 71j, 0, 74+0, 14j, 0, 90+0, 43j, 0, 90-0, 14j, 0, 74-0, 43j, 0, 90+1, 00j, 0, 74+0, 71j, 0, 74-1, 00j, 0, 90-0, 71j, -1, 23+0, 14j, -1, 07+0, 43j, -1, 07-0, 14j, -1, 23-0, 43j, -1, 07+1, 00j, -1, 23+0, 71j, -1, 23-1, 00j, -1, 07-0, 71j, -0, 90+0, 14j, -0, 74+0, 43j, -0, 74-0, 14j, -0, 90-0, 43j, -0, 74+1, 00j, -0, 90+0, 71j, -0, 90-1, 00j, -0, 74-0, 71j\}$
$t = 2$	$\{1, 23+1, 00j, 1, 07-1, 00j, 0, 08+0, 14j, 0, 41-1, 00j, 0, 58+0, 43j, -0, 74+1, 00j, 1, 07-0, 43j, -0, 08+1, 00j, -1, 23+0, 14j, -0, 25+0, 71j, -0, 08-0, 71j, -1, 07+1, 00j, 0, 08-0, 43j, -0, 90-1, 00j, -0, 90+0, 14j, 1, 07+0, 14j, 0, 74-0, 43j, -0, 74-0, 14j, -1, 23-1, 00j, 0, 90+0, 43j, 0, 08-1, 00j, 1, 23+0, 43j, -0, 41-0, 14j, -0, 58-1, 00j, -0, 25-1, 00j, 0, 25+1, 00j, -0, 41+1, 00j, 0, 25-0, 14j, -0, 25+0, 14j, -1, 07-0, 71j, 0, 41+0, 71j, -1, 07+0, 43j, -0, 90+0, 71j, 0, 74+0, 14j, -0, 08-0, 14j, 0, 90-0, 71j, 0, 58-0, 71j, -0, 58+0, 14j, 0, 41-0, 43j, -0, 41+0, 43j, 1, 07+0, 71j, -0, 41-0, 71j, -1, 23-0, 43j, 0, 58+1, 00j, 0, 08+0, 71j, 1, 23-0, 14j, 0, 25+0, 43j, -0, 74-0, 71j, -0, 08+0, 43j, 0, 25-0, 71j, 0, 90-0, 14j, -0, 25-0, 43j, -0, 58-0, 43j, 0, 74+0, 71j, 0, 41+0, 14j, -0, 58+0, 71j, -1, 23+0, 71j, 1, 23-0, 71j, -1, 07-0, 14j, 0, 90+1, 00j, 0, 58-0, 14j, -0, 74+0, 43j, -0, 90-0, 43j, 0, 74-1, 00j\}$

Capítulo 8

Conclusão e Propostas para Continuação do Trabalho

Esta tese abordou a utilização de esquemas de modulação adaptativa e de técnicas de diversidade em sistemas θ -QAM, considerando canais com desvanecimento (particularmente, com os modelos de desvanecimento Nakagami- m e κ - μ). Especificamente, duas técnicas de diversidade foram exploradas:

1. Diversidade de modulação – consiste em introduzir redundância com a escolha criteriosa do ângulo de referência de uma constelação de sinais combinada com o entrelaçamento independente das componentes dos símbolos a serem transmitidos;
2. Diversidade cooperativa – múltiplos terminais espacialmente distribuídos cooperam entre si realizando o reencaminhamento de cópias dos sinais transmitidos de forma a melhorar o desempenho global da rede. Por essa cooperação, um arranjo virtual de antenas é emulado.

O uso de esquemas θ -QAM combinados com as técnicas de diversidade visa otimizar o funcionamento desses sistemas, melhorando assim seu desempenho. Conforme foi constatado na tese, as constelações θ -QAM promovem ganhos aos sistemas de comunicações, especialmente em valores elevados de SNR. Nesta tese, expressões analíticas exatas e aproximadas para o cálculo da SER e da BER desses esquemas foram obtidas contemplando-se o uso de constelações θ -QAM e os modelos de desvanecimento Nakagami- m e κ - μ , permitindo assim avaliar uma larga gama de cenários para esses esquemas de diversidade e de modulação adaptativa. Foi realizada ainda a otimização

da estrutura interna da constelação (ângulo θ) e dos parâmetros de operação de cada técnica.

Este capítulo apresenta um resumo das contribuições alcançadas, além de discutir alguns trabalhos futuros. Um sumário das principais contribuições é apresentado na próxima seção, enquanto direções para pesquisas futuras são discutidas na Seção 8.2. Por fim, uma lista de publicações geradas a partir desta tese é apresentada na Seção 8.3.

8.1 Principais Contribuições

As principais contribuições fornecidas por este trabalho de tese são descritas a seguir:

1. **Desenvolvimento de uma expressão analítica para avaliação do valor ótimo do ângulo θ em função da SNR do canal.** Com o uso da expressão proposta, é possível ao sistema determinar, de forma suficientemente precisa, o valor ótimo de θ (que define a forma da constelação) em função da SNR do canal. A análise do desempenho de sistemas θ -QAM utilizando a adaptação dinâmica da estrutura da constelação (com a expressão proposta) foi comparada ao uso de esquemas fixos SQAM ($\theta = \pi/2$) e TQAM ($\theta = \pi/3$). Foi verificado que para valores baixos de SNR os três sistemas exibem desempenhos similares, para valores médios o θ -QAM dinâmico e o SQAM tiveram comportamento semelhante, enquanto que o TQAM perdeu em desempenho para os outros dois esquemas, e o θ -QAM dinâmico apresentou o melhor desempenho em valores elevados de SNR.
2. **Desenvolvimento e avaliação de um sistema de modulação adaptativa baseado no uso dos esquemas θ -QAM com o modelo de desvanecimento κ - μ .** No sistema proposto, os esquemas BPSK e QPSK são utilizados em conjunto com constelações θ -QAM (para valores de $M = 16$ e 64), podendo ser estendido para sistemas com ordens de modulação superiores (como $M = 256$ e 1024). Para determinar qual a densidade da constelação a ser utilizada, o transmissor utiliza a informação da SNR do canal (estimada ou predita), obtida por meio de um canal de retorno. Foi verificado que, para as regiões de desvanecimento em que as constelações θ -QAM são selecionadas, o uso de um valor fixo de $\theta = \pi/3$ (TQAM) é mais vantajoso que a adaptação dinâmica da sua estrutura. Além disso, por meio da análise realizada, foi constatado que as constelações θ -QAM

permitted gains to the system at high SNR values, which vary according to the average SNR of the channel, with the definition of fading regions, with the presence (or absence) of unavailability in the system and with the characteristics of the fading of the channel.

3. **Avaliação de desempenho da técnica de diversidade de modulação e do ângulo ótimo de rotação ϕ em sistemas de diversidade de modulação que utilizam constelações θ -QAM em canais Nakagami- m e κ - μ .** Diferentes aproximações e limitantes para a PEP foram propostos neste trabalho, com precisões diferentes de acordo com as características do canal de comunicações. O desenvolvimento de expressões analíticas para a avaliação do ângulo ótimo de rotação e para o cálculo aproximado da SEP e da BEP do sistema de DM em canais κ - μ e Nakagami- m (utilizando o limitante da união e as aproximações da PEP propostas) constitui um resultado original desta tese.
4. **Combinação dos esquemas de modulação adaptativa e de diversidade de modulação.** A utilização do esquema de DM combinada aos esquemas de modulação adaptativa foi apresentada como uma aplicação baseada na aproximação proposta para o cálculo da PEP em canais Nakagami- m . Um problema relacionado ao uso combinado dessas duas técnicas é a seleção de esquemas de modulação diferentes para pares de símbolos entrelaçados. Uma política de combinação deve ser empregada visando permitir o entrelaçamento desses símbolos. Entretanto, no estudo de caso apresentado, uma solução simples foi adotada: o sistema de diversidade de modulação só é ativado caso os símbolos entrelaçados sejam modulados com o mesmo esquema. Por fim, o sistema exibiu ganhos relevantes em valores elevados de SNR.
5. **Avaliação do desempenho de técnica de diversidade de modulação em canais κ - μ e sujeitos à correlação temporal, aos erros de estimação do canal e em canais seletivos em frequência (cujos efeitos são compensados pelo uso de técnicas de diversidade espacial).** A avaliação de desempenho da técnica de diversidade de modulação em canais κ - μ constitui um resultado original desta tese, visto que não foram encontrados na literatura outros trabalhos abordando o uso deste modelo de canal. Um arcabouço analítico contemplando diferentes expressões para o cálculo da PEP desses sistemas foi

proposto, avaliado e comparado. No entanto, o desempenho dessa técnica de diversidade pode sofrer com diferentes intempéries dos canais de comunicações sem fio, como a correlação temporal e a presença de erros de estimação. Esses cenários foram avaliados e comparados às circunstâncias sem a presença desses problemas. Por fim, a técnica foi avaliada considerando canais seletivos em frequência, cujos efeitos destrutivos são compensados pelo uso de diversidade espacial (por meio de um arranjo de antenas) e um receptor MRC (considerando que a estimação perfeita das características dos sinais que chegam em cada ramo).

6. **Desenvolvimento de uma expressão para avaliar a SER de sistemas θ -QAM com diversidade cooperativa em canais κ - μ .** De forma a permitir a avaliação de desempenho de sistemas de diversidade cooperativa (baseada no esquema DF) em canais κ - μ , uma expressão para o cálculo da SER destes sistemas foi desenvolvida. A expressão proposta se mostrou eficaz ao modelar uma generalização das constelações de sinais (devido ao uso do θ -QAM) e dos modelos de desvanecimento do canal (por conta da adoção do modelo de desvanecimento κ - μ). Além disso, ela permite avaliar sistemas com enlaces de características heterogêneas.
7. **Otimização de sistemas de diversidade cooperativa por meio da técnica de rearranjo de constelações em canais κ - μ .** Os sistemas de diversidade cooperativa do tipo DF podem ter seu desempenho melhorado significativamente por conta do uso da técnica de rearranjo de constelações. Com essa técnica, diversas cópias do mesmo sinal são transmitidas utilizando-se diferentes constelações de sinais (com ou sem mudanças no mapeamento) e por canais de comunicações independentes, levando a um ganho de diversidade. No modelo de sistema considerado, o nó *relay* (responsável pelo reencaminhamento das mensagens) apresenta linha de visada em relação ao transmissor. Um algoritmo híbrido de busca, que usa seleção clonal e mutação genética, foi utilizado para realizar a otimização do mapeamento de constelações uniformes em sistemas cooperativos. A avaliação de desempenho da técnica proposta mostrou que houve uma redução na taxa de erro de símbolos do sistema quando comparada com outras abordagens apresentadas na literatura, sem aumentar a complexidade do sistema.

8.2 Propostas para Continuação do Trabalho

São apontadas as seguintes propostas para a continuação da pesquisa:

1. Avaliação do esquema de modulação adaptativa baseada em constelações θ -QAM considerando canais com desvanecimento η - μ ;
2. Desenvolvimento de expressões analíticas para a avaliação do ângulo ótimo de rotação e para o cálculo aproximado da BEP do sistema de DM em canais η - μ com constelações θ -QAM;
3. Avaliação do uso de constelações θ -QAM com formatos heterogêneos em esquemas de rearranjo de constelações para melhorar o desempenho dos sistemas cooperativos;
4. Avaliação dos sistemas de diversidade cooperativa considerando canais com desvanecimento η - μ ;
5. Desenvolvimento de novas soluções para permitir o entrelaçamento de símbolos modulados com diferentes esquemas;
6. Combinação das técnicas de diversidade de modulação e de diversidade cooperativa com vistas a melhorar o desempenho global do sistema, sem reduzir sua eficiência espectral (utilizando constelações θ -QAM);
7. Desenvolvimento de uma fórmula para o cálculo da autocorrelação de canais com desvanecimento κ - μ ;
8. Desenvolvimento de um novo modelo de transmissão de televisão digital baseado no esquema de modulação adaptativa, em que o transmissor adapta seus parâmetros de acordo com as taxas de erro do sinal recebido;
9. Generalização da expressão da SEP para sistemas θ -QAM cooperativos em canais κ - μ para N relays.

8.3 Lista de Publicações

Artigos em periódicos:

1. LOPES, R. F., QUEIROZ, W. J. L., LOPES, W. T. A., ALENCAR, M. S. Performance of the Modulation Diversity Technique for Kappa-Mu Fading Channels. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking (JWCN), ISSN: 1687-1499, 2013.
2. LOPES, R. F., ALENCAR, M. S. Utilização de um Algoritmo Híbrido de Busca para a Otimização do Mapeamento de Constelações de Sinais em Sistemas Cooperativos. Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação (RTIC), ISSN: 2237-5112, 2012.

Artigos em anais de eventos:

1. LOPES, R. F., ALENCAR, M. S., CORTES, O. A. C. Symbol Mapping Optimization for Cooperative Systems with a Hybrid Search Algorithm. XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'12), 2012.
2. LOPES, R. F., QUEIROZ, W. J. L., LOPES, W. T. A., ALENCAR, M. S. Improving the Performance of Adaptive Modulation Systems by the Modulation Diversity Technique. XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'12), 2012.
3. REGIS, C. D., MOTA, M., LOPES, R. F., ALENCAR, M. S. Performance Analysis of a 64-QAM Rotated Constellation in Rice Fading Channels. XXX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'12), 2012.
4. LOPES, R. F., ALENCAR, M. S. Modulação Adaptativa Aplicada a Sistemas Theta-QAM. MOMAG 2012 - 15° SBMO Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 10° CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2012.
5. LOPES, R. F., REGIS, C. D. M., QUEIROZ, W. J. L., LOPES, W. T. A., ALENCAR, M. S. Effect of Channel Estimation Errors on Adaptive Modulation Systems Subject to Rayleigh Fading. In: XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'11), 2011, Curitiba, PR. Anais do XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'11). Rio de Janeiro, RJ : SBrT, 2011.

6. LOPES, R. F., REGIS, C. D. M., LOPES, W. T. A., ALENCAR, M. S. Uma Análise Comparativa de Técnicas de Mapeamento de Símbolos em Constelações de Sinais. In: International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS 2010), 2010, Rio de Janeiro. Proceedings of the International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS 2010), 2010.

Bibliografia

- [1] V. M. DaSilva and E. S. Sousa. “Fading-resistant modulation using several transmitter antennas”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 10, pp. 1236–1244, October 1997.
- [2] G. J. Foschini and M. J. Gans. “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas”. *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311–335, 1998.
- [3] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank. “Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction”. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, March 1998.
- [4] J. H. Winters, J. Salz and R. D. Gitlin. “The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 234, pp. 1740–1751, February/March/April 1994.
- [5] F. Adachi, S. Ito and K. Ohno. “Performance analysis of a time diversity ARQ in land mobile radio”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, no. 2, pp. 177–183, February 1989.
- [6] P. Dirner and S. Lin. “Measured frequency diversity improvement for digital radio”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 33, no. 1, pp. 106–109, January 1985.
- [7] A. Goldsmith. *Wireless communications*. Cambridge University Press, New York, USA, 2005.
- [8] A. Narula, M. D. Trott and G. W. Wornell. “Performance limits of coded diversity

- methods for transmitter antenna arrays”. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, pp. 2418–2433, November 1999.
- [9] H.-S. Lui, H. T. Hui and M. S. Leong. “A note on the mutual-coupling problems in transmitting and receiving antenna arrays”. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 5, pp. 171–176, October 2009.
- [10] M. Ridwan, M. Abdo and E. Jorswieck. “Design of non-uniform antenna arrays using genetic algorithm”. Em *13th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), 2011*, pp. 422–427, February 2011.
- [11] K. G. Seddik, A. S. Ibrahim and K. J. R. Liu. “Trans-modulation in wireless relay networks”. *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 3, pp. 170–172, March 2008.
- [12] J. N. Laneman, D. N. C. Tse and G. W. Wornell. “Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior”. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062–3080, December 2004.
- [13] E. C. Van der Meulen. “Three-terminal communication channels”. *Advances in Applied Probability*, vol. 3, pp. 120–154, 1971.
- [14] T. M. Cover and A. A. El Gamal. “Capacity theorems for the relay channel”. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 25, pp. 572–584, September 1979.
- [15] R. U. Nabar, H. Bolcskei and F. W. Kneubuhler. “Fading relay channels: performance limits and space-time signal design”. *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, vol. 22, no. 6, pp. 1099–1109, August 2004.
- [16] G. Kramer, M. Gastpar and P. Gupta. “Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks”. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, pp. 3037–3063, September 2005.
- [17] M. N. Khormuji and E. G. Larsson. “Improving collaborative transmit diversity by using constellation rearrangement”. Em *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC 2007)*, pp. 803–807, March 2007.

- [18] A. B. Sediq, P. Djukic, H. Yanikomeroglu and J. Zhang. “Near-optimal non-uniform constellation rearrangement for cooperative relaying”. Em *25th Biennial Symposium on Communications (QBSC 2010)*, pp. 159–162, May 2010.
- [19] A. Bin Sediq, P. Djukic, H. Yanikomeroglu and J. Zhang. “Optimized nonuniform constellation rearrangement for cooperative relaying”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 5, pp. 2340–2347, June 2011.
- [20] K. N. Pappi, A. S. Lioumpas, G. K. Karagiannidis and S. A. Kotsopoulos. “Performance analysis of variable-angle quadrature amplitude constellations”. Em *IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WIMOB 2009)*, pp. 314–319, October 2009.
- [21] K. N. Pappi, A. S. Lioumpas and G. K. Karagiannidis. “ θ -QAM: A parametric quadrature amplitude modulation family and its performance in AWGN and fading channels”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 4, pp. 1014–1019, April 2010.
- [22] S. Slimane. “An improved PSK scheme for fading channels”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 2, pp. 703–710, May 1998.
- [23] W. T. A. Lopes, J. F. Galdino and M. S. Alencar. “Diversidade em modulação aplicada a canais de comunicações móveis”. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, vol. 17, no. 2, pp. 112–123, Dezembro 2002.
- [24] G. Taricco and E. Viterbo. “Performance of component interleaved signal sets for fading channels”. *IEE Electronics Letters*, vol. 32, no. 13, pp. 1170–1172, June 1996.
- [25] W. T. A. Lopes. “Diversidade em modulação aplicada à transmissão de imagens em canais com desvanecimento”. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Campina Grande, Junho 2003.
- [26] W. T. A. Lopes, F. Madeiro, J. F. Galdino and M. S. Alencar. “Impact of the estimation errors and Doppler effect on the modulation diversity technique”. Em *IEEE 64th Vehicular Technology Conference (VTC Fall 2006)*, pp. 1–5, 2006.

- [27] M. N. Khormuji, U. H. Rizvi, G. J. M. Janssen and S. B. Slimane. “Rotation optimization for MPSK/MQAM signal constellations over Rayleigh fading channels”. Em *10th IEEE Singapore International Conference on Communication systems (ICCS 2006)*, October 2006.
- [28] G. Feideropoulou, M. Trocan, J. Fowler, B. Pesquet-Popescu and J.-C. Belfiore. “Rotated constellations for video transmission over Rayleigh fading channels”. *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 629–632, September 2007.
- [29] A. Yilmaz and O. Kucur. “Performance analysis of rotated PSK over Nakagami- m fading channels”. Em *6th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS 2009)*, pp. 667–671, September 2009.
- [30] J. Boutros and E. Viterbo. “Signal space diversity: A power- and bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel”. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 4, pp. 1453–1467, July 1998.
- [31] J. Kim and I. Lee. “Analysis of symbol error rates for signal space diversity in Rayleigh fading channels”. Em *IEEE International Conference on Communications (ICC 2008)*, pp. 4621–4625, May 2008.
- [32] N. F. Kiyani, J. H. Weber, A. G. Zajic and G. L. Stuber. “Performance analysis of a system using coordinate interleaving and constellation rotation in Rayleigh fading channels”. Em *IEEE 68th Vehicular Technology Conference (VTC 2008-Fall)*, September 2008.
- [33] M. D. Yacoub. “The κ - μ distribution and the η - μ distribution”. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 1, pp. 68–81, February 2007.
- [34] G. Foschini, R. Gitlin and S. Weinstein. “Optimization of two-dimensional signal constellations in the presence of Gaussian noise”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 22, no. 1, pp. 28–38, January 1974.
- [35] J.-K. Han and H.-M. Kim. “Optimization of QAM signal constellation in the presence of Rayleigh fading”. *Signal Processing*, vol. 68, no. 1, pp. 113–118, 1998.
- [36] M. N. Chughtai and L. Beygi. “Optimization of 16-QAM constellation in the presence of nonlinear phase noise”. Em *Proceedings of the 7th International*

- Conference on Frontiers of Information Technology, FIT '09*, pp. 62:1–62:3, New York, USA, 2009. ACM.
- [37] M. Kifle and M. Vanderaar. “Bounds and simulation results of 32-ary and 64-ary quadrature amplitude modulation for broadband-ISDN via satellite”. Technical Memorandum, NASA, February 1994.
- [38] S.-J. Park. “Bit mapping of triangular quadrature amplitude modulation”. In *IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07)*, 2007.
- [39] S.-J. Park. “Triangular quadrature amplitude modulation”. *IEEE Communications Letters*, vol. 11, no. 4, pp. 292–294, April 2007.
- [40] J. Lee, D. Yoon and K. Cho. “Error Performance Analysis of M -ary θ -QAM”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 3, pp. 1423–1427, march 2012.
- [41] J. C. Lagarias, J. A. Reeds, M. H. Wright and P. E. Wright. “Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions”. *SIAM Journal of Optimization*, vol. 9, no. 1, pp. 112–147, November 1998.
- [42] J. G. Proakis. *Digital communications*. McGraw-Hill, New York, USA, fourth edition, 2001.
- [43] J. G. Smith. “Odd-bit quadrature amplitude-shift keying”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 23, no. 12, pp. 385–389, March 1975.
- [44] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling and B. P. Flannery. *Numerical Recipes 3rd Edition: The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, New York, USA, third edition, 2007.
- [45] C. T. Kelley. *Iterative Methods for Optimization*. SIAM Frontiers in Applied Mathematics, 1999.
- [46] F. R. P. Cavalcanti and S. Andersson, editors. *Optimizing wireless communication systems*. Springer, New York, USA, 2009.
- [47] M. K. Simon and M. S. Alouini. *Digital communication over fading channels*. John Wiley & Sons, second edition, 2005.

- [48] M. Nakagami. “The m-distribution, a general formula of intensity of rapid fading”. Em *Statistical Methods in Radio Wave Propagation: Proceedings of a Symposium held June 18-20, 1958*, edited by W. C. Hoffman, pp. 3–36. Pergamon Press, 1960.
- [49] W. R. Braun and U. Dersch. “A physical mobile radio channel model”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 2, pp. 472–482, May 1991.
- [50] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik. *Table of integrals, series, and products*. Academic, New York, USA, 6th edition, 2000.
- [51] J. I. Marcum. “A Statistical Theory of Target Detection by Pulsed Radar”. Project RAND, Douglas Aircraft Company, Inc., RA-15061, December 1947.
- [52] M. Abramowitz and I. A. Stegun. *Handbook of mathematical functions (with formulas, graphs, and mathematical tables)*. Dover, 1972.
- [53] N. Y. Ermolova. “Moment generating functions of the generalized η - μ and κ - μ distributions and their applications to performance evaluations of communication systems”. *IEEE Communications Letters*, vol. 12, no. 7, pp. 502–504, July 2008.
- [54] N. Y. Ermolova. “Useful integrals for performance evaluation of communication systems in generalised η - μ and κ - μ fading channels”. *IET Communications*, vol. 3, no. 2, pp. 303–308, February 2009.
- [55] W. J. L. Queiroz, F. Madeiro, W. T. A. Lopes and M. S. Alencar. “Desempenho do receptor MRC para modulação θ -QAM sob desvanecimento generalizado”. Em *XXIX Brazilian Symposium on Telecommunications (SBrT 2011)*, Curitiba, PR, October 2011.
- [56] M. Wasif, M. Elahi and C. Sanghavi. “Analysis and implementation of adaptive modem for SDR”. Em *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCom 2007)*, pp. 1248 –1251, September 2007.
- [57] P. Jain and R. M. Buehrer. “Implementation of adaptive modulation on the Sunrise software radio”. Em *The 2002 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS-2002)*, volume 3, pp. 405–408, August 2002.

- [58] P. Jain. “On the impact of channel and channel quality estimation on adaptive modulation”. Master’s Thesis, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, VA, December 2002.
- [59] C. H. Wong and L. Hanzo. “Upper-bound performance of a wide-band adaptive modem”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 3, pp. 367–369, Mar. 2000.
- [60] J. K. Cavers. “An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels”. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 4, pp. 686–693, November 1991.
- [61] J. M. Torrance and L. Hanzo. “Upper bound performance of adaptive modulation in a slow Rayleigh-fading channel”. *IEE Electronics Letters*, vol. 32, no. 8, pp. 718–719, April 1996.
- [62] A. Svensson. “An introduction to adaptive QAM modulation schemes for known and predicted channels”. *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 12, pp. 2322–2336, Dec. 2007.
- [63] S. T. Chung and A. J. Goldsmith. “Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 9, pp. 1561–1571, Sep. 2001.
- [64] J. M. Torrance and L. Hanzo. “Performance upper bound of adaptive QAM in slow Rayleigh-fading environments”. Em *ICCS’96/ISPAC’96*, volume 3, pp. 1653–1657, November 1996.
- [65] D. Sanders, F. V. Glehn and U. S. Dias. “Spectrum sensing over κ - μ fading channel”. Em *XXIX Brazilian Symposium on Telecommunications (SBrT 2011)*, Curitiba, PR, October 2011.
- [66] A. F. Molisch. *Wireless communications*. Wiley–IEEE. John Wiley & Sons, 2011.
- [67] A. Yilmaz and O. Kucur. “Performance of rotated PSK modulation in Nakagami- m fading channels”. *Elsevier Digital Signal Processing*, vol. 21, no. 2, pp. 296–306, 2011.

- [68] J. Kim, W. Lee, J.-K. Kim and I. Lee. “On the symbol error rates for signal space diversity schemes over a Rician fading channel”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 8, pp. 2204–2209, August 2009.
- [69] M. S. Alencar and V. C. Rocha Jr. *Communication systems*. Springer, 2005.
- [70] J. D. Parsons. *The mobile radio propagation channel*. John Wiley, 1992.
- [71] S. Ahmadzadeh, S. Motahari and A. Khandani. “Signal space cooperative communication”. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 4, pp. 1266–1271, April 2010.
- [72] D. P. Andrez-Calderó, A. Oria, P. López, V. Baena and I. Lacadema. “Rotated constellation for DVB-T2”. *XXIV Conference on Design of Circuits and Integrated Systems*, November 2009.
- [73] P. J. Lee. “Computation of the bit error rate of coherent M-ary PSK with Gray code bit mapping”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 32, no. 5, pp. 488–491, May 1982.
- [74] N. F. Kiyani and J. H. Weber. “Performance analysis of a partially coherent system using constellation rotation and coordinate interleaving”. In *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2008)*, December 2008.
- [75] J. Craig. “A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations”. In *IEEE Military Communications Conference (MILCOM '91)*, volume 2, pp. 571–575, November 1991.
- [76] M. Chiani, D. Dardari and M. Simon. “New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels”. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 4, pp. 840–845, July 2003.
- [77] S. S. M. Wong. *Computational Methods in Physics and Engineering*. World Scientific Publishing, Danvers, MA, USA, second edition, 1997.
- [78] X. Cheng, X. H. Huang and Z.-D. Du, editors. *Ad Hoc wireless networking*. Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, USA, 2004.
- [79] Y. J. Guo. *Advances in Mobile Radio Access Networks*. Artech House, Massachusetts, USA, 2004.

- [80] K. Uenaga, S. Sasaki, K. Takizawa, J. Zhou, S. Muramatsu and H. Kikuchi. “On-line SNR and fading parameter estimation for parallel combinatorial SS systems in Nakagami fading channels”. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. E87-A, no. 6, pp. 1495–1499, June 2004.
- [81] N. Wang and J. Cheng. “Estimating the Nakagami- m fading parameter by the generalized method of moments”. Em *IEEE International Conference on Communications (ICC 2011)*, june 2011.
- [82] S. Falahati, A. Svensson, T. Ekman and M. Sternad. “Adaptive modulation systems for predicted wireless channels”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 2, pp. 307–316, Feb. 2004.
- [83] S. Zhou and G. B. Giannakis. “How accurate channel prediction needs to be for transmit-beamforming with adaptive modulation over Rayleigh MIMO channels?” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 4, pp. 1285–1294, July 2004.
- [84] Members of 3GPP. “Technical Specification Group Radio Access Network; UE Radio Access capabilities (3GPP TS 25.306 version 7.3.0 release 7)”. Relatório técnico, 3GPP, March 2007.
- [85] S. Stein. “Fading channel issues in system engineering”. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 68–89, February 1987.
- [86] T. S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, second edition, 1996.
- [87] W. C. Jakes, editor. *Microwave Mobile Communications*. John Wiley & Sons Inc, New York, NY, USA, February 1975.
- [88] R. H. Clarke. “A statistical theory of mobile radio reception”. *Bell Systems Technical Journal*, vol. 47, no. 6, pp. 957–1000, July-August 1968.
- [89] M. D. Yacoub. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC Press, Inc., Boca Raton, FL, USA, first edition, 1993.

- [90] M. C. Jeruchim, P. Balaban and K. S. Shanmugan, editors. *Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology and Techniques*. Kluwer Academic Publishers, Norwell, MA, USA, 2000.
- [91] S. Haykin. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, fourth edition, 2002.
- [92] P. Koufalias. “State variable approach to carrier phase recovery and fine automatic gain control on flat fading channels”. Dissertação de Mestrado, School of Physics and Electronic Systems Engineering. University of South Australia, August 1996.
- [93] R. Schober, L. H.-J. Lampe, W. H. Gerstacker and S. Pasupathy. “Modulation diversity for frequency-selective fading channels”. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 9, pp. 2268–2276, September 2003.
- [94] S. Jeon, I. Kyung and M.-S. Kim. “Component-interleaved receive MRC with rotated constellation for signal space diversity”. Em *IEEE 70th Vehicular Technology Conference (VTC 2009-Fall)*, pp. 1–6, September 2009.
- [95] G. L. Stuber. *Principles of Mobile Communications*. Kluwer Academic Publishers, Norwell, Mass, USA, 1996.
- [96] M. Milisic, M. Hamza and M. Hadzialic. “BEP/SEP and outage performance analysis of L -branch maximal-ratio combiner for κ - μ fading”. *Int J Digital Multimedia Broadcasting*, vol. 2009, no. 573404, pp. 1–8, January 2009.
- [97] J. Yamazaki, T. Ikeda, M. Asa and M. Mollah. “Performance of symbol combining with constellation change in multihop relay”. Em *IEEE 66th Vehicular Technology Conference (VTC-2007 Fall)*, pp. 1694–1697, October 2007.
- [98] H. Samra, Z. Ding and P. Hahn. “Symbol mapping diversity design for multiple packet transmissions”. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, no. 5, pp. 810–817, May 2005.
- [99] O. A. C. Cortes and J. C. Silva. “A local search algorithm based on clonal selection and genetic mutation for global optimization”. Em *11th Brazilian Symposium on Neural Network (SBRN 2010)*, São Bernardo do Campo, 2010.
- [100] S. Ikki and M. Ahmed. “Performance of decode-and-forward cooperative diversity networks over Nakagami- m fading channels”. Em *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2007)*, pp. 4328–4333, November 2007.

- [101] W. W. Peterson and D. T. Brown. “Cyclic codes for error detection”. In *Proceedings of the IRE*, volume 1, pp. 228–235, January 1961.
- [102] E. K. P. Chong and S. H. Zak. *An Introduction to Optimization*. John Wiley & Sons, New York, USA, second edition, 2001.