

Diversidade em Modulação Aplicada à Transmissão de Imagens em Canais com Desvanecimento

Waslon Terllizzie Araújo 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

©Waslon Terllizzie Araújo Lopes, Junho de 2003



Ficha Catalográfica

Lopes, Waslon Terllizzie Araújo

L864d Diversidade em Modulação Aplicada à Transmissão de
2003 Imagens em Canais com Desvanecimento/Waslon Terllizzie
Araújo Lopes. – Campina Grande: UFCEG, 2003.
134 p:il.

Tese (Doutorado). UFCEG/CCT

Inclui bibliografia.

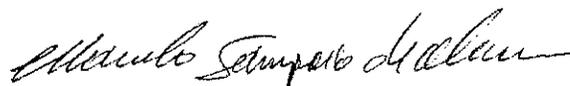
1. Telecomunicações 2. Comunicações Móveis 3. Trans-
missão de Imagens I - Título

CDU: 621.39

Diversidade em Modulação Aplicada à Transmissão de Imagens em Canais com Desvanecimento

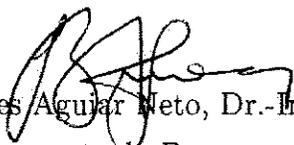
Waslon Terlizzie Araújo Lopes

Tese aprovada em 16.06.2003



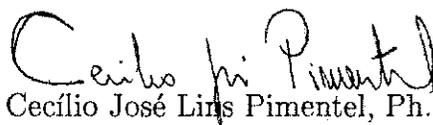
Marcelo Sampaio de Alencar, Ph.D., UFCG

Orientador



Benedito Guimarães Aguiar Neto, Dr.-Ing., UFCG

Componente da Banca



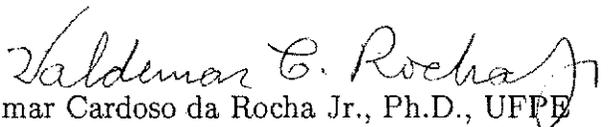
Cecílio José Lins Pimentel, Ph.D., UFPE

Componente da Banca



Jaime Portugheis, Dr.-Ing., UNICAMP

Componente da Banca



Valdemar Cardoso da Rocha Jr., Ph.D., UFPE

Componente da Banca

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Junho de 2003

Dedicatória

Esta tese é dedicada a minha querida mãe, que sobrevive em meus cromossomos e sonhos.

Agradecimentos

Gostaria de expressar os meus sinceros agradecimentos a algumas pessoas e instituições que contribuíram para a realização deste trabalho.

Em especial agradeço a Deus, pelo amor infinito.

Aos meus pais, Albertino e Eliete, pelo amor, incentivo e compreensão. Em especial, a minha mãe, a Professora Eliete, cujo carinho e dedicação durante os meus primeiros contatos com a escola foram fundamentais para o meu desenvolvimento nos estudos.

Aos meus irmãos, Watson, Walston, Walszon e Walson, pelo companheirismo e amizade.

Aos meu sobrinhos, Watson Júnior, Yasmim e Yslam, que de algum modo foram privados de minha companhia em virtude deste trabalho.

À minha noiva Riuzuani, pelo carinho, amor, companheirismo, paciência e apoio.

A José Caetano e Maria Bernardete, pelo apoio recebido em todos os momentos, o que tornou a minha vida em Campina Grande muito mais agradável.

Aos meus grandes amigos Augusto César, Milana e Humberto Vítor.

Ao Professor Marcelo Sampaio de Alencar, pela orientação deste trabalho, estímulo e dedicação sempre prestados, que muito me enriqueceram intelectualmente, fortalecendo o meu desenvolvimento profissional. Agradeço também pela aceitação, em julho de 1996, da minha participação como aluno de iniciação científica no Laboratório de Comunicações (LABCOM). Acredito que esse tenha sido o primeiro passo para consolidação deste trabalho. Em especial, pela amizade sincera que foi construída nesses anos de convivência.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, por todos os ensinamentos recebidos desde os tempos da minha graduação em Engenharia Elétrica.

Aos componentes da Banca Examinadora, professores Benedito Guimarães Aguiar Neto, Cecílio José Lins Pimentel, Jaime Portugheis e Valdemar Cardoso da Rocha Jr., pelas contribuições dadas ao trabalho.

Ao meu grande amigo Francisco Madeiro Bernardino Junior, cuja competência e dedicação sempre me serviram de exemplo, pela enorme quantidade de discussões que contribuíram sobremaneira para o desenvolvimento de muitos trabalhos.

Ao meu grande amigo Juraci Ferreira Galdino, com o qual tive a satisfação de interagir para o desenvolvimento de trabalhos interessantes, além de dividir a sala de estudos por quase quatro anos.

Aos meus amigos da Pós-Graduação Bruno Albert, Edmar Gurjão e Joseana Fechine.

Agradeço a revisão textual feita por Francisco Madeiro, Juraci F. Galdino e Marcelo S. Alencar. Isto contribuiu para que a redação melhorasse consideravelmente, tanto na sua forma, quanto em sua clareza. A assistência realmente foi generosa e imensa, mas sou responsável por quaisquer erros gramaticais e imperfeições deste trabalho.

Aos colegas do LABCOM e do LAPS: Alexandre, Alynthor, Dagjane, Danielson, Danilo, Daniel, Emerson, Fabrício, Felipe, Giovanna, Gustavo, Josemar, Júnior, Karina, Leocarlos, Lidiano, Luciana, Madhavan, Marcelo, Mohit, Paulo Márcio, Portela, Protásio, Rinaldo, Sérgio, Suzete, Vânia, Walter e Wamberto.

A todos que fazem a COPELE, Ângela Matias, Eleonora e Pedro, pela amizade e apoio constante.

A todos os funcionários do DEE, em especial a Aleixo, Luiz Carlos e Ronaldo, pela amizade e a Wallyson e Zé Roberto, pela presteza.

À Universidade Federal de Campina Grande e ao CNPq, órgão financiador deste trabalho.

Resumo

Nesta tese são apresentadas e discutidas técnicas para melhoria de desempenho de sistemas de comunicações que utilizam diversidade em modulação (DM), que consiste basicamente na combinação da escolha criteriosa do ângulo de referência de uma constelação MPSK com o entrelaçamento independente das componentes dos símbolos transmitidos. A técnica de DM é aplicada à transmissão de imagens em um sistema de comunicações baseado em quantização vetorial (QV), considerando canais com desvanecimento. A tese também aborda o problema de atribuição de índices (AI), que tem como objetivo tornar um dicionário (conjunto de vetores de reconstrução para QV) mais robusto aos erros de canal, melhorando assim a qualidade das imagens reconstruídas.

Em relação à técnica de DM, aspectos importantes são avaliados, tais como: determinação do ângulo de rotação ótimo para as constelações QPSK, 8PSK e 16PSK; estudo da influência dos erros de estimação (um problema relevante, em geral não abordado na literatura referente a DM) de canal no desempenho de um sistema de comunicações que usa este tipo de diversidade; avaliação do efeito Doppler no desempenho do sistema, sendo estabelecido um compromisso entre a profundidade de entrelaçamento e a probabilidade de erro de bit; apresentação de uma abordagem elucidativa para o ganho de desempenho introduzido pela DM, por meio de uma interpretação geométrica interessante da DM: O Efeito Roda-Gigante.

No que diz respeito à quantização vetorial robusta, no presente trabalho é proposta uma figura de mérito adequada para o problema da atribuição de índices aos vetores-código de um dicionário. Esta figura de mérito é utilizada quando da aplicação do algoritmo *simulated annealing* em conjunto com a quantização.

No trabalho as técnicas de DM e AI são avaliadas, isoladamente e quando combinadas, em termos da qualidade das imagens reconstruídas após a transmissão por canais com desvanecimento. Mostra-se por meio de simulações que a combinação das duas técnicas leva a um melhor desempenho.

Nesta tese também é apresentado um novo método para o cálculo da probabilidade de erro de bit de esquemas de modulação em canais com desvanecimento Rayleigh. Nesse método, o canal de comunicações é visto como um canal sujeito a um ruído aditivo, o qual é modelado com a razão entre uma variável aleatória (v.a.) Gaussiana e uma v.a. Rayleigh. O método consiste em usar a função cumulativa de probabilidade desse ruído aditivo para obter expressões exatas para a probabilidade de erro de bit.

Abstract

This thesis deals with techniques to improve the performance of communication systems that use modulation diversity (MD), which is based on the combination of a suitable choice of the reference angle of an MPSK constellation with independent interleaving of the symbol components. The MD technique is applied to the transmission of vector-quantized images over a fading channel. The thesis also covers robust vector quantization (VQ), in which a VQ codebook is made robust against the channel errors by means of an index assignment (IA) procedure. In this way, the quality of the reconstructed images is enhanced.

Concerning the MD technique, many important aspects are evaluated, such as: optimum rotation angle for QPSK, 8PSK and 16PSK constellations; study of the influence of the channel estimation errors on the system performance (a relevant problem, which in general is not covered in the literature on MD); the impact of the Doppler effect on system performance is studied and a trade-off between the interleaving depth and the error probability is established; explanation of the performance gain of the MD technique by using a novel geometric interpretation: The Ferris Wheel Effect.

Regarding robust vector quantization, a new figure of merit for the index assignment problem is proposed in this thesis. This figure of merit is used jointly with the *simulated annealing* algorithm to assign binary indexes to the VQ codevectors.

In this work, the MD and IA techniques are evaluated, as well as, the combination of both, in terms of the quality of the reconstructed images after transmission over a fading channel. Simulation results show that the combination of the MD and IA leads to the best system performance.

This thesis also presents a new method for calculating the bit error probability (BEP) of modulation schemes subject to Rayleigh fading. In this method the communication channel is seen as an additive noise channel where the noise is modeled as the ratio between a Gaussian random variable (r.v.) and a Rayleigh r.v. The method consists of using the cumulative density function of that additive noise to obtain exact expressions for the bit error probability.

Lista de Símbolos e Abreviaturas

$\alpha(t)$	resposta ao impulso do canal com desvanecimento
AI	Atribuição de índices
bpp	bits por pixel
B	comprimento das palavras-código
BSC	canal binário simétrico (<i>binary symmetric channel</i>)
COPELE	Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
$C(\cdot)$	codificador
comp.	comparações
D	distorção média total
DEP	densidade espectral de potência
DM	diversidade em modulação
$D(m)$	distorção total ao final da m -ésima iteração do algoritmo LBG
$D(\cdot)$	decodificador
D_π	distorção do quantizador robusto Q_π
$d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i)$	distorção/distância entre os vetores \mathbf{x} e \mathbf{y}_i
ϵ	limiar de distorção pré-estabelecido (critério de parada do algoritmo LBG), ou então, probabilidade de erro de bit em um canal binário simétrico
e_π	distorção média para o quantizador robusto Q_π
$E(L)$	energia associada ao estado L no algoritmo SA
E_b	energia de bit
E_s	energia de símbolo
$\phi(t)$	deslocamento de fase
F_c	número de palavras-código transmitidas por segundo
$F(i, j)$	valor de pixel referente à i -ésima linha e j -ésima coluna da imagem original

$\hat{F}(i, j)$	valor de pixel referente à i -ésima linha e j -ésima coluna da imagem reconstruída
f_D	máxima frequência Doppler
$G(\cdot)$	densidade espectral de potência de $\alpha(t)$
$H(\cdot, \cdot)$	distância de Hamming
I_{des}	índice de desordem de um dicionário para a permutação π
K	dimensão do quantizador vetorial
k	profundidade de entrelaçamento, em intervalos de símbolo
κ	passo do PLL
LABCOM	Laboratório de Comunicações
LBG	Linde-Buzo-Gray
L	estado (configuração) no algoritmo SA
LMS	<i>Least Mean Square</i>
MOS	escore médio de opinião (<i>mean opinion score</i>)
MSE	erro médio quadrático (<i>mean square error</i>)
η	ruído aditivo
$\eta(t)$	ruído aditivo
N_0	densidade espectral de potência do ruído
N	tamanho do dicionário (número de vetores-código)
π	função de alocação de bits (ou permutação de índices)
$p(\mathbf{y}_k)$	probabilidade de ocorrência do vetor \mathbf{y}_k
$P[\cdot]$	probabilidade do evento aleatório
PLL	<i>Phase-Lock Loop</i>
P_b	probabilidade de erro de bit da constelação QPSK
$P(S_i S_j)$	probabilidade de o detetor decidir pelo símbolo S_i dado que o símbolo S_j foi transmitido
PSNR	relação sinal-ruído de pico (<i>peak signal-to-noise ratio</i>)
Pert(\cdot)	perturbação aleatória do algoritmo SA
QV	quantização vetorial
Q	mapeamento da quantização vetorial
QVR	quantização vetorial robusta
QVOC	quantização vetorial otimizada para canal
Q_π	quantizador robusto aos erros do canal para a permutação π
R	taxa de codificação

\mathbb{R}^K	espaço euclidiano K -dimensional
R_i	i -ésima célula de Voronoi
$R_i(m)$	i -ésima região na iteração m do algoritmo LBG
$r(t)$	sinal recebido
$R_{\alpha\alpha}(\cdot)$	autocorrelação de $\alpha(t)$
RI	resposta ao impulso
$s(t)$	sinal transmitido
SA	<i>Simulated Annealing</i>
θ	ângulo de rotação da constelação
$t(n)$	vetor de treino
T_m	temperatura na m -ésima iteração do algoritmo SA
T_S	intervalo de sinalização
$u_{\phi}(\cdot)$	erro de fase
μ	passo do LMS
$V^m(q)$	conjunto dos inteiros cuja distância de Hamming em relação a q é igual a m
\mathbf{x}	vetor de entrada (vetor a ser quantizado)
$\mathbf{x}[n]$	vetor transmitido no instante de tempo n
Y	dicionário do quantizador vetorial
\mathbf{y}_i	i -ésimo vetor-código do dicionário Y
$z(t)$	ruído aditivo gaussiano branco
$\{0, 1\}^b$	conjunto das palavras binárias com comprimento igual a b bits
\oplus	adição bit-a-bit

Lista de Figuras

2.1	Partição do espaço bidimensional ($K = 2$) em $N = 19$ regiões. Todos os vetores de entrada na partição R_i serão quantizados como o vetor-código y_i	7
2.2	Partição da reta real em $N = 10$ regiões ou intervalos para quantização escalar ($K = 1$).	7
2.3	Codificação/decodificação em um sistema de codificação baseado em quantização vetorial.	9
2.4	Imagem Lena: original e quantizada com vários valores de taxa de codificação (R).	16
3.1	Diagrama de blocos de um sistema de comunicações baseado em QV para canais sem ruído.	20
3.2	Diagrama de blocos de um sistema de comunicações baseado em QV para canais com ruído.	22
3.3	Canal binário simétrico com probabilidade de cruzamento ϵ	34
3.4	Imagens usadas como conjunto de treino.	35
3.5	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da probabilidade de erro do canal binário simétrico, considerando dicionário com 32 vetores-código.	37
3.6	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da probabilidade de erro do canal binário simétrico, considerando dicionário com 64 vetores-código.	37
3.7	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da probabilidade de erro do canal binário simétrico, considerando dicionário com 128 vetores-código.	38

3.8	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da probabilidade de erro do canal binário simétrico, considerando dicionário com 256 vetores-código.	38
3.9	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da probabilidade de erro do canal binário simétrico, considerando dicionário com 512 vetores-código.	39
3.10	Imagem Lena reconstruída após a transmissão por um canal BSC com probabilidade de erro igual a 10^{-2}	41
3.11	Imagem Lena reconstruída após a transmissão por um canal BSC com probabilidade de erro igual a 10^{-3}	42
3.12	Imagem Lena reconstruída após a transmissão por um canal BSC com probabilidade de erro igual a 10^{-4}	42
4.1	Efeito do desvanecimento sobre uma constelação QPSK: símbolos transmitidos (●) e símbolos recebidos (○).	46
4.2	Constelação QPSK: referência (○) e girada por um ângulo θ (●).	48
4.3	Diagrama de blocos do sistema simulado.	49
4.4	Função de autocorrelação do processo $\alpha(t)$ para uma frequência de amostragem igual a 24,3 kbauds e alguns valores de frequência Doppler (f_D).	51
4.5	Constelações utilizadas: constelação de referência (○) e constelação girada pelo ângulo θ (●).	54
4.6	Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função do ângulo de rotação θ para a constelação QPSK da Figura 4.5(a), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.	55
4.7	Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função do ângulo de rotação θ para a constelação 8PSK da Figura 4.5(b), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.	55
4.8	Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função do ângulo de rotação θ para a constelação 16PSK da Figura 4.5(c), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.	56
4.9	Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) para a constelação QPSK da Figura 4.5(a), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.	57

4.10	Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) para a constelação 8PSK da Figura 4.5(b), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.	57
4.11	Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) para a constelação 16PSK da Figura 4.5(c), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.	58
4.12	Efeito Roda Gigante (<i>Ferris Wheel Effect</i>).	60
4.13	Probabilidade de erro de bit do sistema em função da profundidade do entrelaçamento para a constelação QPSK e $f_D = 50$ Hz.	62
4.14	Probabilidade de erro de bit do sistema em função da profundidade do entrelaçamento para a constelação QPSK e $f_D = 100$ Hz.	62
4.15	Probabilidade de erro de bit do sistema em função da profundidade do entrelaçamento para a constelação QPSK e $f_D = 150$ Hz.	63
4.16	Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto (Constelação QPSK) em função de E_b/N_0 , considerando $f_D = 50$ Hz.	65
4.17	Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto (Constelação QPSK) em função de E_b/N_0 , considerando $f_D = 100$ Hz.	65
4.18	Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto (Constelação QPSK) em função de E_b/N_0 , considerando $f_D = 150$ Hz.	66
4.19	Erro de acompanhamento médio (Módulo) para a constelação QPSK de referência ($\theta = 0^\circ$), considerando $E_b/N_0 = 30$ dB, para f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz.	68
4.20	Erro de acompanhamento médio (Módulo) para a constelação QPSK otimizada ($\theta = 27^\circ$), considerando $E_b/N_0 = 30$ dB, para f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz.	68
4.21	Erro de acompanhamento médio (Fase) para a constelação QPSK de referência ($\theta = 0^\circ$), considerando $E_b/N_0 = 30$ dB ($\theta = 0^\circ$), para f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz.	69
4.22	Erro de acompanhamento médio (Fase) para a constelação QPSK otimizada ($\theta = 27^\circ$), considerando $E_b/N_0 = 30$ dB, para f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz.	69
5.1	Modelo do sistema utilizado.	73
5.2	Constelação 16-QAM.	77

5.3	Componentes da constelação 16-QAM.	78
5.4	Probabilidade de erro de bit para a constelação 16-QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0).	81
5.5	Constelação 64-QAM.	82
5.6	Componentes da constelação 64-QAM.	82
5.7	Probabilidade de erro de bit para a constelação 64-QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh, em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0).	86
5.8	Probabilidade de erro de bit para a constelação 256-QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh, em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0).	86
5.9	Probabilidade de erro de bit do esquema M -PAM em função da relação sinal-ruído por bit (E_b/N_0), considerando um canal com desvanecimento Rayleigh.	89
5.10	Probabilidade de erro de bit do esquema M -QAM em função da relação sinal-ruído por bit (E_b/N_0), considerando um canal com desvanecimento Rayleigh.	92
5.11	Probabilidade de erro de bit do esquema R-QAM em função da relação sinal-ruído por bit (E_b/N_0), considerando um canal com desvanecimento Rayleigh.	94
6.1	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 128 vetores-código e estimação de canal perfeita.	98
6.2	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 256 vetores-código e estimação de canal perfeita.	98
6.3	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 512 vetores-código e estimação de canal perfeita.	99
6.4	Imagem Lena reconstruída após a transmissão por meio do canal com desvanecimento com $E_b/N_0 = 8$ dB. Foi utilizado um dicionário com 256 vetores-código (QV com 0,5 bpp) e estimação de canal perfeita.	101
6.5	Imagem Lena reconstruída após a transmissão por meio do canal com desvanecimento com $E_b/N_0 = 16$ dB. Foi utilizado um dicionário com 256 vetores-código (QV com 0,5 bpp) e estimação de canal perfeita.	102

6.6	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 128 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 50$ Hz.	104
6.7	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 256 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 50$ Hz.	104
6.8	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 512 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 50$ Hz.	105
6.9	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 128 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 100$ Hz.	105
6.10	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 256 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 100$ Hz.	106
6.11	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 512 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 100$ Hz.	106
6.12	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 128 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 150$ Hz.	107
6.13	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 256 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 150$ Hz.	107

6.14	Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 512 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 150$ Hz.	108
6.15	Imagem Lena reconstruída após a transmissão por meio do canal com desvanecimento com $E_b/N_0 = 16$ dB. Foi utilizado um dicionário com 256 vetores-código.	110
A.1	Amplitude da resposta ao impulso (RI) do canal com desvanecimento para três valores de frequência Doppler (f_D).	118
A.2	Fase da resposta ao impulso (RI) do canal com desvanecimento para três valores de frequência Doppler (f_D).	118

Lista de Tabelas

2.1	Relação sinal-ruído de pico para a imagem Lena quantizada vetorialmente nas várias taxas de codificação.	17
3.1	Parâmetros do algoritmo <i>Simulated Annealing</i>	36
3.2	PSNR (dB) em função da probabilidade de erro de bit (ϵ) do canal BSC para os dicionários original e organizado pelo algoritmo <i>Simulated Annealing</i>	40
4.1	Ângulos de rotação ótimos para as constelações da Figura 4.5, considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.	56
4.2	Valores de passo do LMS (μ) e do PLL(κ) utilizados nas simulações. . .	64
6.1	PSNR das imagens reconstruídas (Figura 6.15) para os quatro casos considerados: SA+DM+EE, SA+EE, ORI+EE e ORI+DM+EE, ao ser utilizado dicionário com 256 vetores.	111

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Objetivo da Tese	2
1.2.1	Principais Contribuições	2
1.3	Organização da Tese	3
2	Quantização Vetorial	5
2.1	Introdução	5
2.2	Formulação do Problema da Quantização Vetorial	6
2.3	Sistema de Comunicações Baseado em QV	9
2.4	Medidas de Distorção	10
2.4.1	Medidas de Distorção Subjetivas	10
2.4.2	Medidas de Distorção Objetivas	12
2.5	Projeto de Dicionários	13
2.5.1	O Algoritmo LBG	14
2.6	Quantização Vetorial Aplicada à Compressão de Imagens	15
2.7	Conclusão	15
3	Quantização Vetorial Robusta	18
3.1	Introdução	18
3.2	Quantização Vetorial para Canais sem Ruído	19
3.3	Quantização Vetorial para Canais Ruidosos	20
3.3.1	Projeto de um Quantizador para Canais Ruidosos	21
3.3.2	Alocação de Índices	24
3.3.3	Propriedades Assintóticas	28
3.4	O Algoritmo <i>Simulated Annealing</i>	30

3.4.1	Aplicação	33
3.5	Resultados	34
3.5.1	Aplicação do Algoritmo <i>Simulated Annealing</i>	34
3.5.2	Transmissão de Imagens por um Canal BSC	35
3.6	Conclusão	41
4	Diversidade em Modulação Aplicada à Transmissão de Sinais por Canais com Desvanecimento Rayleigh	44
4.1	Introdução	44
4.2	O Modelo do Sistema	47
4.3	Algoritmos de Estimação	52
4.3.1	O Estimador de Módulo	52
4.3.2	O Estimador de Fase	53
4.4	Resultados	53
4.4.1	Determinação do Ângulo de Rotação Ótimo	53
4.4.2	Influência do Entrelaçamento no Desempenho do Sistema	59
4.4.3	Influência dos Erros de Estimação no Desempenho do Sistema Proposto	61
4.5	Conclusão	67
5	Um Novo Método para o Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit de Esquemas de Modulação Sujeitos ao Desvanecimento Rayleigh	70
5.1	Introdução	71
5.2	Modelo do Sistema	73
5.3	Demodulação em um Canal com Desvanecimento Rayleigh	75
5.3.1	A fdp e a FCP Unidimensional do Ruído m	76
5.4	BEP para o Esquema 16-QAM	76
5.5	BEP para o Esquema 64-QAM	80
5.6	BEP para o Esquema 256-QAM	85
5.7	Generalizações	87
5.7.1	BEP para o Esquema M -PAM	87
5.7.2	BEP para o Esquema M -QAM	89
5.7.3	BEP do Esquema R-QAM	92
5.8	Conclusão	94

6	Resultados	96
6.1	Transmissão de Imagens em Canais com Desvanecimento Rayleigh: Estimativa de Canal Perfeita	96
6.2	Efeito dos Erros de Estimativa de Canal na Transmissão de Imagens . .	103
7	Conclusão e Propostas para Trabalhos Futuros	112
7.1	Principais Contribuições	112
7.2	Propostas para Continuação do Trabalho	114
A	Simulação do Canal com Desvanecimento pelo Método de Monte Carlo	116
B	A fdp e a FCP Unidimensional de m	119
C	Biografia e Publicações	121
C.1	Biografia Resumida	121
C.2	Produção Bibliográfica	121

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Nos últimos anos, o grande avanço das comunicações móveis e o crescente número de aplicações multimídia disponibilizado aos usuários de telefones celulares têm motivado diversas pesquisas em todo o mundo. Nesse contexto, faz-se necessário o estudo e o desenvolvimento de técnicas que tenham como objetivo melhorar a qualidade e aumentar a capacidade de sistemas móveis.

O efeito do desvanecimento, provocado pelos múltiplos percursos de propagação dos sinais transmitidos em canais de comunicações móveis, pode degradar significativamente o desempenho de sistemas de comunicações digitais. Em razão disto, várias técnicas vêm sendo propostas para melhoria de desempenho desses sistemas. Dentre elas, podem ser citadas técnicas de diversidade, esquemas de modulação codificada e uso da transformada *wavelet* na codificação.

Em particular, as técnicas de diversidade consistem, basicamente, em gerar redundância (réplicas) do sinal transmitido no receptor. Exemplos típicos de técnicas de diversidade são: diversidade temporal, diversidade em frequência e diversidade espacial. Outro método de diversidade proposto recentemente é a técnica de *diversidade em modulação*, que consiste em introduzir redundância por meio de uma escolha criteriosa do ângulo de referência de uma constelação MPSK combinada com o entrelaçamento independente das componentes dos símbolos a serem transmitidos.

Em se tratando de codificação digital de imagens, a quantização vetorial (QV) tem sido amplamente utilizada como técnica de compressão. No entanto, em sistemas de comunicações que envolvem o uso de canais ruidosos, o desempenho da QV de imagens

pode ser seriamente prejudicado: as imagens reconstruídas, obtidas após a transmissão por canais ruidosos, podem apresentar bloqueamentos espúrios bastante incômodos.

De forma geral, as abordagens dedicadas à minimização dos efeitos dos erros de canal no desempenho dos sistemas de comunicações baseados em QV podem ser classificadas em duas categorias. Na primeira, denominada quantização vetorial robusta (QVR), o dicionário (conjunto de vetores de reconstrução, também denominados vetores-código) é treinado (projetado) admitindo-se um canal sem erro. Posteriormente, por meio de um algoritmo de atribuição de índices (AI), faz-se com que o dicionário torne-se robusto a erros de canal. É importante mencionar que AI é um processo por meio do qual os vetores-código são adequadamente rotulados (indexados) de modo a reduzir o impacto dos erros de canal na qualidade do sinal reconstruído. Na segunda categoria, denominada quantização vetorial otimizada para canal, o quantizador vetorial é treinado para um canal específico, ou seja, levando em consideração a distorção de canal.

1.2 Objetivo da Tese

Esta tese tem como objetivo principal a apresentação de técnicas desenvolvidas para melhoria de desempenho de sistemas de comunicações que utilizam diversidade em modulação (DM). Em particular, a técnica de DM é aplicada à transmissão de imagens em um sistema de comunicações baseado em QV, considerando um canal com desvanecimento Rayleigh. O trabalho também aborda a DM combinada com a técnica de quantização vetorial robusta e estabelece alguns critérios para avaliação das técnicas introduzidas.

1.2.1 Principais Contribuições

Dentro do objetivo geral da tese, podem ser citadas as seguintes contribuições deste trabalho:

- Com relação à técnica de DM, destacam-se as seguintes contribuições: determinação do ângulo de rotação ótimo para as constelações QPSK, 8PSK e 16PSK; estudo da influência dos erros de estimação de canal no desempenho de sistemas de comunicações que usam DM; avaliação da influência da correlação do canal

com desvanecimento na probabilidade de erro de bit em sistemas de comunicações que usam DM;

- No que diz respeito à quantização vetorial robusta, é proposta uma figura de mérito adequada para o problema da atribuição de índices aos vetores-código de um dicionário. Esta figura de mérito, denominada índice de desordem, é utilizada quando da aplicação do algoritmo *Simulated Annealing* ao problema da quantização vetorial robusta. Adicionalmente, foi feito um estudo minucioso sobre a combinação da quantização vetorial robusta com a técnica de DM sob o ponto de vista da transmissão de imagens em canais com desvanecimento Rayleigh;
- Concepção de um método para o cálculo da probabilidade de erro de bit de esquemas de modulação em canais com desvanecimento Rayleigh. Nesse método, o canal de comunicações é visto como um canal sujeito a um ruído aditivo o qual é modelado com a razão entre uma variável aleatória (v.a.) gaussiana e uma v.a. Rayleigh. O método consiste basicamente em usar a função cumulativa de probabilidade desse ruído aditivo para obter expressões exatas para probabilidade de erro de bit de esquemas de modulação sujeitos a desvanecimento Rayleigh.

1.3 Organização da Tese

Além desse capítulo introdutório, esta tese é composta por mais seis capítulos e três apêndices, cujos conteúdos são apresentados sucintamente a seguir.

No Capítulo 2 é apresentada a formulação matemática da quantização vetorial, com uma atenção especial a sua aplicação à compressão de imagens. Por se tratar do método mais amplamente utilizado no projeto de quantizadores vetoriais, o algoritmo LBG é descrito. Também são definidas algumas medidas de distorção utilizadas na avaliação da qualidade dos sinais reconstruídos.

O Capítulo 3 aborda a quantização vetorial para canais ruidosos. Especificamente, é tratada a questão da quantização vetorial robusta, na qual um dicionário é tornado robusto aos erros do canal por meio de uma alocação adequada de índices aos vetores-código. Após algumas considerações, propõe-se uma medida, denominada índice de desordem, para avaliar a robustez de um dicionário aos erros de canal. O Capítulo 3 também descreve a aplicação do algoritmo *Simulated Annealing* na minimização do índice de desordem com vistas à quantização vetorial robusta. Para comprovar a efi-

ciência do algoritmo na QV robusta, o capítulo é finalizado com a avaliação da transmissão de imagens por um canal binário simétrico.

A técnica de diversidade em modulação é descrita com detalhes no Capítulo 4. O uso desta técnica melhora significativamente o desempenho de sistemas de comunicações em canais com desvanecimento e consiste basicamente na rotação de uma constelação MPSK e no entrelaçamento independente das componentes dos símbolos transmitidos. Mostra-se, por meio de simulações, a robustez da diversidade em modulação aos erros de estimação da resposta ao impulso do canal com desvanecimento. A influência da profundidade de entrelaçamento no desempenho da técnica também é discutida.

No Capítulo 5 é apresentado um novo método para obtenção de expressões exatas para a probabilidade de erro de bit (BEP - *Bit Error Probability*) de esquemas de modulação sujeitos ao desvanecimento Rayleigh. Nesse método o canal com desvanecimento Rayleigh é visto como um canal sujeito ao ruído aditivo, sendo este ruído modelado como a razão entre uma variável aleatória (v.a.) gaussiana e uma v.a. com distribuição Rayleigh. O método consiste em usar a função cumulativa de probabilidade desse ruído aditivo para obter expressões fechadas para a BEP de esquemas de modulação sujeitos ao desvanecimento Rayleigh.

O Capítulo 6 contém resultados finais desta tese. São apresentados resultados de simulações da transmissão de imagens em canais com desvanecimento Rayleigh. Procura-se avaliar o ganho de qualidade nas imagens transmitidas em função do uso da técnica de diversidade em modulação combinada com a quantização vetorial robusta obtida por meio do algoritmo *Simulated Annealing*.

No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões do trabalho, sendo destacadas as principais contribuições da tese. Também são discutidas algumas propostas para continuação deste trabalho de pesquisa.

O Apêndice A descreve o método de Monte Carlo usado na simulação do canal com desvanecimento.

O Apêndice B apresenta a dedução da função densidade de probabilidade e da função cumulativa de probabilidade da variável aleatória usada no novo método para o cálculo da probabilidade de erro de bit de esquemas de modulação sujeitos ao desvanecimento Rayleigh descrito no Capítulo 5.

No Apêndice C encontram-se a biografia resumida e produção bibliográfica do autor desta tese.

Capítulo 2

Quantização Vetorial

2.1 Introdução

Um dos objetivos principais das técnicas de compressão de sinais é reduzir o número de bits necessários para representar adequadamente os sinais (voz, imagem, áudio, vídeo). Desta forma, a compressão de sinais desempenha um importante papel em aplicações que se caracterizam por apresentar restrições de largura de faixa e/ou de capacidade de armazenamento, tais como: sistemas multimídia, redes digitais de serviços integrados, vídeo conferência, telefonia móvel e transmissão de imagens de sensoramento remoto obtidas por satélite [1]. Neste cenário, a quantização vetorial (QV) tem se destacado como uma poderosa técnica para compressão de sinais [2-9]. Quando comparada à quantização escalar, a QV proporciona melhor desempenho (em termos da redução da taxa de bits para uma mesma fidelidade) em várias aplicações de compressão de sinais [10, 11].

A quantização vetorial, que pode ser vista como uma extensão da quantização escalar em um espaço multidimensional, encontra-se fundamentada na Teoria da Taxa Versus Distorção [12], formulada por Shannon, segundo a qual um melhor desempenho é obtido codificando-se blocos de amostras (isto é, vetores) em vez de amostras individuais (isto é, escalares). Em outras palavras, esta teoria ressalta a superioridade da quantização vetorial sobre a quantização escalar [13].

O restante deste capítulo encontra-se organizado da seguinte forma: a próxima seção apresenta uma formulação do problema da quantização vetorial (QV). Na Seção 2.3, é apresentado o modelo de um sistema de comunicações baseado em QV. Em seguida, são apresentadas algumas medidas de distorção utilizadas para avaliar o desempenho

da QV. Na Seção 2.5 são discutidas questões relativas ao projeto de quantizadores vetoriais. Por fim, é abordada a aplicação da quantização vetorial à compressão de imagens.

2.2 Formulação do Problema da Quantização Vetorial

Considere que $\mathbf{x} = [x_0 x_1 \dots x_{K-1}]^T$ seja um vetor K -dimensional, cujas componentes $\{x_k, 0 \leq k \leq K-1\}$ são variáveis aleatórias que assumem valores reais (o expoente T indica a operação de transposição). Na quantização vetorial, um vetor \mathbf{x} é mapeado em outro vetor-código real \mathbf{y} discreto em amplitude. Diz-se então que \mathbf{x} é quantizado por \mathbf{y} , ou o vetor-código \mathbf{y} é a versão quantizada do vetor \mathbf{x} . Tem-se então [7]

$$\mathbf{y} = Q(\mathbf{x}), \quad (2.1)$$

sendo $Q(\cdot)$ o operador responsável pela quantização do vetor \mathbf{x} . O vetor \mathbf{y} também é chamado de vetor de reconstrução de \mathbf{x} . Tipicamente \mathbf{y} é escolhido num conjunto finito de vetores $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i, 0 \leq i \leq N-1\}$, sendo $\mathbf{y}_i = [y_{i0} y_{i1} \dots y_{i(K-1)}]^T$. O conjunto \mathbf{Y} é chamado de dicionário de reconstrução, ou simplesmente, dicionário do quantizador vetorial. O número N de vetores do dicionário é chamado de número de níveis do dicionário, termo decorrente da terminologia utilizada na quantização escalar. Desta forma, um dicionário com N vetores corresponde a um quantizador vetorial de N níveis.

No projeto de dicionários, o espaço K -dimensional do vetor aleatório \mathbf{x} é dividido em N regiões (também chamadas de partições ou células) $\{R_i, 0 \leq i \leq N-1\}$ e um vetor \mathbf{y}_i é associado a cada região R_i . Se o vetor \mathbf{x} estiver contido na região R_i , ele será representado pelo vetor-código \mathbf{y}_i , ou seja,

$$Q(\mathbf{x}) = \mathbf{y}_i, \quad \text{se } \mathbf{x} \in R_i. \quad (2.2)$$

O processo de geração do dicionário é também conhecido como treinamento do dicionário e será discutido na Seção 2.5.

Um exemplo de uma partição do espaço bidimensional ($K = 2$) para quantização vetorial pode ser observado na Figura 2.1. A região em destaque na figura é a partição R_i . Qualquer vetor de entrada \mathbf{x} que pertença à partição R_i é quantizado como \mathbf{y}_i .

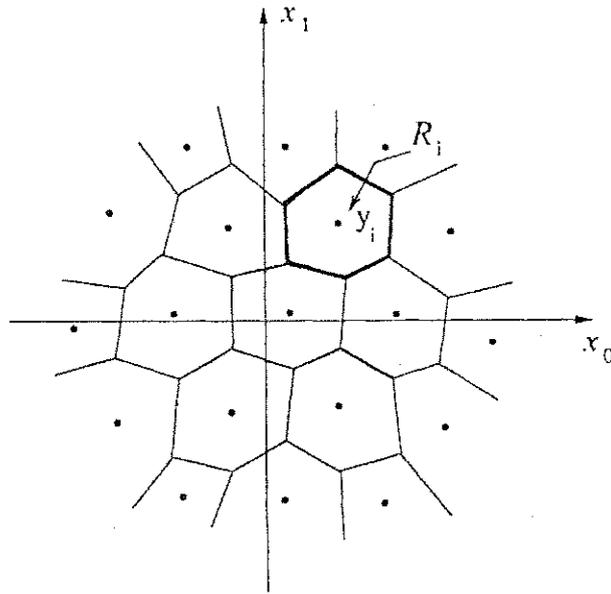


Figura 2.1: Partição do espaço bidimensional ($K = 2$) em $N = 19$ regiões. Todos os vetores de entrada na partição R_i serão quantizados como o vetor-código y_i .

As posições dos vetores-código correspondentes às outras partições estão identificados com pontos. O número total de vetores-código neste exemplo é $N = 19$.

Para $K = 1$, a quantização vetorial se reduz à quantização escalar. Um exemplo de partição da reta real para quantização é apresentado na Figura 2.2. Os representantes de cada partição (saídas ou níveis reconstruídos) são identificados por pontos. Como no exemplo anterior, qualquer valor da entrada x pertencente ao intervalo R_i é quantizado como y_i . O número de níveis do quantizador da Figura 2.2 é $N = 10$. Na quantização escalar, as partições, apesar de poderem ter diferentes tamanhos, têm a mesma forma, *i.e.*, todas são intervalos na reta real. Por outro lado, as partições podem assumir formas diferentes na quantização vetorial.



Figura 2.2: Partição da reta real em $N = 10$ regiões ou intervalos para quantização escalar ($K = 1$).

Quando x é quantizado como y tem-se um erro de quantização e uma medida de

distorção $d(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ pode ser definida entre \mathbf{x} e \mathbf{y} . O valor $d(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ também é conhecido como medida de dissimilaridade ou medida de distância. Como os vetores $\mathbf{x}[n]$ são transmitidos a cada instante de tempo diferente n , sendo quantizados como $\mathbf{y}[n]$, pode-se definir uma distorção média total

$$D = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} d(\mathbf{x}[n], \mathbf{y}[n]). \quad (2.3)$$

Se o vetor estocástico $\mathbf{x}[n]$ é estacionário e ergódico, a média na Equação 2.3 tende para a média estatística [7],

$$\begin{aligned} D &= E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y})] \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} P(\mathbf{x} \in R_i) E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i) | \mathbf{x} \in R_i] \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} P(\mathbf{x} \in R_i) \int_{\mathbf{x} \in R_i} d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i) p(\mathbf{x}) d\mathbf{x}, \end{aligned} \quad (2.4)$$

sendo $P(\mathbf{x} \in R_i)$ a probabilidade de \mathbf{x} pertencer à partição R_i , $p(\mathbf{x})$ a função densidade de probabilidades (fdp) multidimensional de \mathbf{x} e a integração realizada sobre todas as componentes do vetor \mathbf{x} .

Para propósitos de transmissão, cada vetor \mathbf{y}_i é codificado em uma palavra-código binária c_i de comprimento B_i . Em geral, palavras-código diferentes podem ter comprimentos diferentes. A taxa de transmissão T , expressa em bits por segundos, é dada por

$$T = B \cdot F_c, \quad (2.5)$$

sendo

$$B = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} B(n) \quad (2.6)$$

o comprimento médio das palavras-código (expresso em bits/vetor), $B(n)$ o número de bits utilizado para representar o vetor $\mathbf{x}(n)$ no instante de tempo n e F_c o número de palavras-código transmitidas por segundo. Pode-se definir também o número médio de bits por amostra, ou taxa de codificação para quantização vetorial, como¹

$$R = \frac{B}{K} = \frac{\log_2 N}{K} \text{ (bits/amostra)}. \quad (2.7)$$

¹Apesar das palavras-binárias correspondentes a cada vetor do dicionário poderem ter comprimentos distintos, neste trabalho serão utilizadas palavras-binárias com comprimento fixo e igual a $\log_2 N$ bits.

Um dos principais objetivos de um sistema de compressão de sinais é a minimização da distorção para uma dada taxa de transmissão.

2.3 Sistema de Comunicações Baseado em QV

Em um sistema de compressão de sinais baseado em QV, como apresentado na Figura 2.3, o quantizador vetorial pode ser visto como a combinação de duas funções: um codificador e um decodificador.

Dado um vetor $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^K$, da fonte a ser codificada, o codificador calcula a distância $d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i)$ entre esse vetor de entrada (vetor a ser quantizado) e cada vetor-código do dicionário Y . A regra ótima para codificação é a regra do vizinho mais próximo, na qual o índice I é transmitido ao decodificador se o vetor-código \mathbf{y}_I corresponder à menor distância, isto é, se \mathbf{y}_I for o vetor-código que apresenta a maior similaridade com \mathbf{x} dentre todos os vetores-códigos do dicionário. Em outras palavras, o codificador usa a regra de codificação $C(\mathbf{x}) = \mathbf{b}_I$ se $d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_I) < d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i), \forall i \neq I$.

Ao receber o índice I , o decodificador de fonte, que dispõe de uma cópia do dicionário Y , simplesmente procura pelo I -ésimo vetor-código e produz o vetor \mathbf{y}_I como a reprodução (versão quantizada) de \mathbf{x} . Em outras palavras, é utilizada a seguinte regra de decodificação: $D(I) = \mathbf{y}_I$.

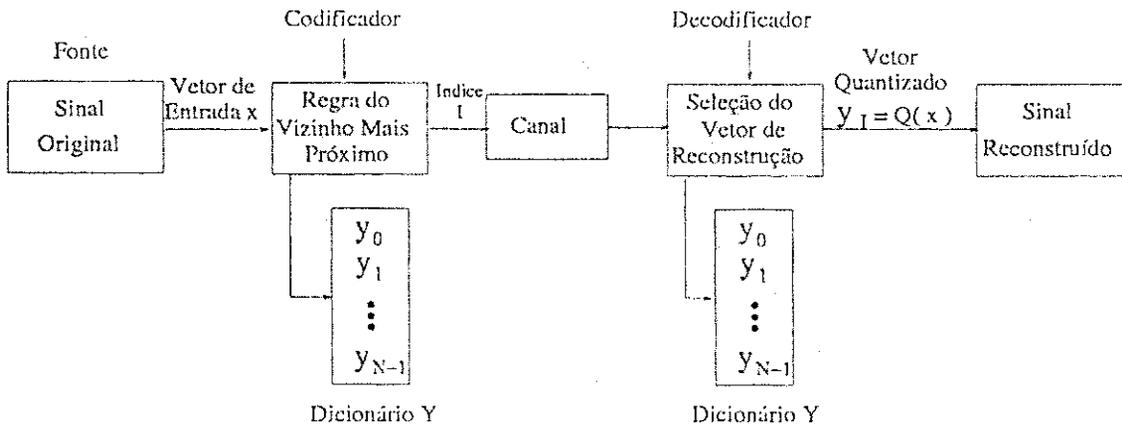


Figura 2.3: Codificação/decodificação em um sistema de codificação baseado em quantização vetorial.

Pode ser observado que existe um erro de quantização (distorção) decorrente da representação do vetor de entrada por um dos vetores-código do dicionário. Um dos objetivos principais no projeto de sistemas que usam QV é a minimização desse erro

de quantização. Por isto, a seguir serão apresentadas algumas medidas de distorção que podem ser utilizadas na avaliação de quantizadores em aplicações envolvendo a compressão de sinais.

2.4 Medidas de Distorção

As medidas de distorção, utilizadas na avaliação da qualidade de um sistema de comunicações baseado em QV, podem ser classificadas em duas categorias:

- Medidas de distorção objetivas;
- Medidas de distorção subjetivas.

As medidas subjetivas baseiam-se em comparações, entre o sinal original e o sinal processado, realizadas por um grupo de pessoas, que subjetivamente classificam a qualidade do sinal processado segundo uma escala pré-determinada. As medidas objetivas, por outro lado, se baseiam numa comparação matemática entre os sinais original e processado [14,15].

2.4.1 Medidas de Distorção Subjetivas

As medidas de distorção subjetivas são realizadas por meio de testes de escuta ou testes de visualização baseados nas opiniões individuais de cada pessoa participante dos testes. São utilizadas pessoas de diferentes formações profissionais e possíveis usuários do sistema a ser testado. Devem ser utilizadas pelo menos 15 pessoas que não sejam especialistas da área do projeto [15]. Uma sessão de avaliação, que não deve durar mais de 30 minutos, inicia com a apresentação para os avaliadores de alguns exemplos típicos de imagens, voz ou áudio com diferentes escalas de degradação de forma a permitir “aclimatar” os avaliadores. Os exemplos, entretanto, não devem interferir no julgamento [15]. A seguir serão descritas duas medidas de distorção subjetivas: os testes de preferência e o teste de qualidade absoluta.

Testes de Preferência

Os testes de preferência são realizados por comparação entre pares. Uma forma de avaliação consiste em se conceder um conceito a cada uma das possibilidades de comparação, ou seja:

- Conceito A – A qualidade do primeiro sinal é melhor que a do segundo;
- Conceito B – A qualidade do segundo sinal é melhor que a do primeiro;
- Conceito C – A qualidade de ambos sinais não se distingue.

Esse teste é normalmente utilizado para avaliação de sistemas que tenham características próximas. É mais indicado para a avaliação de sistema de áudio.

Para a avaliação de imagens é comum a utilização de um teste de preferência no qual a comparação é feita com relação a uma imagem de referência. Esse teste utiliza uma escala de graduação com valores que variam de um a cinco, na qual cada valor corresponde a um conceito atribuído no processo de comparação:

- 5 – A imagem sob teste tem qualidade muito superior à apresentada pela imagem de referência;
- 4 – A imagem sob teste tem qualidade um pouco superior à apresentada pela imagem de referência;
- 3 – A imagem sob teste tem a mesma qualidade da imagem de referência;
- 2 – A imagem sob teste tem qualidade um pouco inferior à apresentada pela imagem de referência;
- 1 – A imagem sob teste tem qualidade muito inferior à apresentada pela imagem de referência.

Teste de Qualidade Absoluta: Escore Médio de Opinião (MOS)

No teste de avaliação denominado *Escore Médio de Opinião*, cada avaliador atribui uma nota de uma escala com graduações. É calculada a média aritmética das notas obtidas e verificado o valor final da avaliação observando a escala de graduação. É utilizada uma escala com cinco graduações a cinco descritores padronizados, conforme mostrado a seguir:

- 5 – A qualidade é excelente;
- 4 – A qualidade é boa;
- 3 – A qualidade é razoável;

- 2 – A qualidade é pobre;
- 1 – A qualidade é ruim.

As avaliações segundo o critério MOS são bastante utilizadas para avaliação de sistemas de codificação de voz.

2.4.2 Medidas de Distorção Objetivas

Para ser útil, uma medida de distorção objetiva tem que ser tratável, ou seja, ela deve poder ser calculada e analisada, e ser subjetivamente relevante de modo que pequenos/grandes valores de distorção representem pequenas/grandes diferenças na qualidade dos sinais quantizados. Muitas das medidas de distorção utilizadas atualmente atendem estes requisitos e são subjetivamente relevantes. Muitos pesquisadores têm tido a frustrante experiência de que o decréscimo de poucos decibéis pode ser percebido subjetivamente em algumas situações e em outras não. Por isto, muito embora as medidas de distorção objetivas sejam ferramentas úteis e necessárias no projeto de sistemas de codificação, testes subjetivos de qualidade são indispensáveis na avaliação do desempenho de sistemas de compressão de sinais.

A medida de distorção PSNR (relação sinal-ruído de pico) é apresentada a seguir, por tratar-se de uma medida bastante utilizada na avaliação de desempenho de sistemas de compressão de imagens.

Relação Sinal-Ruído de Pico

A qualidade de imagens é normalmente medida em termos da relação sinal-ruído de pico (PSNR – *Peak Signal-to-Noise Ratio*) que é definida como 10 vezes o logaritmo na base 10 da razão entre o quadrado do pico de amplitude do sinal de entrada e o erro médio quadrático (MSE). Para o caso de uma imagem codificada a 8 bpp (bits por pixel)², a PSNR é dada por

$$\text{PSNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{255^2}{\text{MSE}} \right), \quad (2.8)$$

sendo MSE o erro médio quadrático entre a imagem original e a codificada.

²Observe que usando a escala de níveis de cinza e 8 bits, cada pixel poderá assumir um valor entre zero e 255, em que zero corresponde a cor preta e 255 a cor branca. Os valores intermediários correspondem as diferentes tonalidades de cinza.

O erro médio quadrático MSE entre duas imagens digitais $F(m, n)$ e $\hat{F}(m, n)$, de dimensão $m \times n$ pixels é dado por

$$\text{MSE} = \frac{1}{n \cdot m} \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{m-1} [F(i, j) - \hat{F}(i, j)]^2. \quad (2.9)$$

2.5 Projeto de Dicionários

Como mencionado anteriormente, o projeto de um dicionário com N níveis pode ser obtido dividindo o espaço do sinal em N regiões ou células $\{R_i, 0 \leq i \leq N - 1\}$ e associando um vetor \mathbf{y}_i para representar cada região R_i . O quantizador seleciona o vetor-código \mathbf{y}_i se o vetor de entrada \mathbf{x} estiver na partição R_i . O quantizador é dito ótimo (distorção mínima) se a distorção apresentada na Equação 2.4 é minimizada. Existem duas condições necessárias para a quantização ótima [6]. A primeira delas é que a operação de quantização deve ser feita utilizando-se a regra de distorção mínima ou seleção do vizinho mais próximo

$$Q(\mathbf{x}) = \mathbf{y}_i \quad \text{se } d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i) \leq d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_j), \quad j \neq i, \quad 0 \leq i, j \leq N - 1. \quad (2.10)$$

Isto é, o quantizador escolhe o vetor-código que resulta numa menor distorção com respeito a \mathbf{x} . A segunda condição necessária para a quantização ótima é que cada vetor-código \mathbf{y}_i deve ser escolhido de modo a minimizar a distorção média na partição R_i . Logo, o vetor \mathbf{y}_i é o vetor \mathbf{y} que minimiza

$$D_i = E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y}) | \mathbf{x} \in R_i] = \int_{\mathbf{x} \in R_i} d(\mathbf{x}, \mathbf{y}) p(\mathbf{x}) d\mathbf{x}, \quad (2.11)$$

ou seja, o vetor \mathbf{y}_i será o centróide da região R_i . Pode-se então escrever

$$\mathbf{y}_i = \text{cent}(R_i). \quad (2.12)$$

O cálculo do centróide de uma determinada região irá depender da definição da medida de distorção (as regiões assim definidas são conhecidas como regiões de Dirichlet ou células de Voronoi [8]).

Um algoritmo amplamente utilizado no projeto de dicionários é o algoritmo LBG que será descrito na próxima seção.

2.5.1 O Algoritmo LBG

Um método bastante conhecido para o projeto de dicionários é o algoritmo iterativo LBG (Linde-Buzo-Gray [4]) também chamado de algoritmo GLA (*Generalized Lloyd Algorithm*). Este algoritmo divide um conjunto de vetores de treinamento $\{t(n)\}$ em N regiões R_i de modo que as duas condições de quantização ótima sejam satisfeitas. Na seqüência de passos apresentada a seguir, o índice da iteração é m e $R_i(m)$ é a i -ésima região na iteração m , sendo $y_i(m)$ o seu centróide.

O algoritmo consiste na seguinte seqüência de passos:

Passo 1) *Inicialização*: Escolha uma configuração inicial dos vetores-código $y_i(0)$, $0 \leq i \leq N - 1$; faça $m = 0$ e $D(-1) = \infty$;

Passo 2) *Classificação*: Classifique o conjunto de vetores de treinamento $\{t(n), 0 \leq n \leq M - 1\}$ em regiões R_i segundo a regra do vizinho mais próximo e calcule a distorção

$$D(m) = \sum_0^{N-1} \sum_{t \in R_i} d(t, y_i); \quad (2.13)$$

Passo 3) *Teste de Convergência*: Se a queda na distorção total $D(m)$ na iteração m relativa a distorção $D(m-1)$ estiver abaixo de um determinado limiar (isto é, $(D(m-1) - D(m))/D(m) \leq \epsilon$) pare, com $y_i(m)$, $0 \leq i \leq N - 1$ representando o dicionário final (dicionário projetado); caso contrário, continue;

Passo 4) *Atualização dos vetores-código*: Faça $m \leftarrow m + 1$. Atualize os vetores-código para cada região calculando o centróide dos vetores classificados em cada região usando

$$y_i(m) = \text{cent}(R_i(m)), \quad 0 \leq i \leq N - 1. \quad (2.14)$$

e vá para o Passo 2.

Em essência, no algoritmo LBG a função distorção decresce monotonicamente, uma vez que o dicionário é iterativamente atualizado visando satisfazer as condições de centróide e vizinho mais próximo. Na dinâmica do algoritmo LBG, a distorção introduzida ao se representarem os vetores do conjunto de treinamento pelos correspondentes vetores-código (centróides) é monitorada a cada iteração. A regra de parada (teste de convergência) do algoritmo baseia-se nessa distorção monitorada - o treinamento do

dicionário é encerrado quando $(D(m-1) - D(m))/D(m) \leq \epsilon$. Existem, contudo, alguns problemas apresentados pelo algoritmo LBG, comumente relatados [3, 4, 16–18]: alguns vetores-código podem ser subutilizados e, em casos extremos, até mesmo nunca serem usados, ou seja, o projeto do dicionário pode resultar em células de Voronoi pequenas ou até mesmo vazias; a velocidade de convergência e o desempenho do dicionário final dependem do dicionário inicial.

2.6 Quantização Vetorial Aplicada à Compressão de Imagens

Na quantização vetorial de imagens, os vetores são geralmente formados pela divisão da imagem em blocos de $K_1 \times K_2$ pixels. A taxa de codificação, em bit por pixel (bpp), é $R = (\log_2 N)/K$, sendo N o número de vetores do dicionário e K é dimensão do dicionário, ou seja, o número de pixels por bloco ($K = K_1 \times K_2$).

A distorção introduzida na imagem reconstruída diminui com o aumento da taxa de codificação, conforme mostra a Figura 2.4, referente à quantização vetorial da imagem Lena (256×256 pixels, 8 bpp). Foram utilizados dicionários projetados com o algoritmo LBG, com um conjunto de treino constituído de quatro imagens 256×256 : Airplane, Boat, Gull e Goldhill. Foi considerada QV de dimensão $K = 16$, correspondente à utilização de blocos de imagem de dimensão 4×4 pixels, e número de níveis $N = 32, 64, 128, 256$ e 512 . Foram avaliadas, portanto, taxas de codificação correspondentes a $R = 0,3125$ bpp, $0,375$ bpp, $0,4375$ bpp, $0,5$ bpp e $0,5625$ bpp. Os valores de PSNR das imagens reconstruídas apresentadas na Figura 2.4 encontram-se discriminados na Tabela 2.1.

2.7 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma abordagem sucinta da quantização vetorial (QV). Além de apresentar uma formulação matemática para a QV, o capítulo também descreveu o algoritmo LBG, por se tratar do método mais amplamente utilizado para o projeto de dicionários. O capítulo também apresentou algumas medidas de distorção utilizadas para avaliação da qualidade de imagens reconstruídas. Contudo, não foram feitas considerações a respeito de erros de transmissão que podem ocorrer em um



(a) Imagem original (8 bpp).



(b) Imagem quantizada ($R = 0,5625$ bpp).



(c) Imagem quantizada ($R = 0,5$ bpp).



(d) Imagem quantizada ($R = 0,4375$ bpp).



(e) Imagem quantizada ($R = 0,375$ bpp).



(f) Imagem quantizada ($R = 0,3125$ bpp).

Figura 2.4: Imagem Lena: original e quantizada com vários valores de taxa de codificação (R).

Tabela 2.1: Relação sinal-ruído de pico para a imagem Lena quantizada vetorialmente nas várias taxas de codificação.

nº de vetores do dicionário - N	Taxa de codificação - R (bpp)	Relação sinal-ruído de pico - PSNR (dB)
32	0,3125	25,56
64	0,3750	26,25
128	0,4375	26,87
256	0,5000	27,32
512	0,5625	27,85

sistema de comunicações baseado em quantização vetorial. Por isto, o próximo capítulo é dedicado à discussão da QV considerando canais ruidosos.

Capítulo 3

Quantização Vetorial Robusta

A quantização para canais ruidosos tem se tornado um campo de grande interesse para pesquisadores das áreas de processamento de sinais e de comunicações. Podem ser destacados principalmente dois métodos de QV para canais ruidosos: quantização vetorial robusta (QVR) e quantização vetorial otimizada para canal (QVOC). No primeiro, um quantizador vetorial, que foi previamente treinado para um canal sem ruído, é tornado robusto aos erros de canal por meio de uma alocação adequada de índices aos vetores-código [19–23]. No segundo método, o quantizador é projetado para um canal específico, levando em consideração o tipo de distorção introduzido pelo canal nos sinais transmitidos [19, 24, 25].

3.1 Introdução

Um grande problema na transmissão de sinais quantizados é o combate efetivo à degradação de desempenho causada por canais ruidosos. Uma possível solução para esse problema é a utilização de bits de redundância na codificação para controle de erros. Contudo, é possível mostrar que um desempenho superior pode ser alcançado se esses bits extras forem utilizados para projetar um quantizador com maior resolução e sem controle de erros explícito [21].

Para um quantizador com um dicionário fixo e sem correção de erros, um ganho de desempenho pode ser obtido por intermédio de uma atribuição adequada das palavras-código (*i.e.* índices) aos vetores-código [26]. Esta técnica é chamada quantização vetorial robusta. Intuitivamente, vetores que estão “próximos” devem ser associados a índices que difiram em poucos bits. Uma maneira eficiente para realizar esta associação

ainda é uma questão aberta. Farvardin [19] sugeriu a utilização do algoritmo *Simulated Annealing* enquanto que Zeger e Gersho [21] propuseram o Algoritmo de Permutação Binária. A utilização de algoritmos sub-ótimos [27, 28] parece ser uma boa alternativa para esse problema de atribuição de índices.

Este capítulo apresenta uma análise da quantização vetorial em canais ruidosos. Especificamente, é tratada a questão da quantização vetorial robusta, na qual um dicionário é tornado robusto por meio de uma alocação adequada de índices aos vetores-código do quantizador vetorial. Após algumas considerações, propõe-se o índice de desordem para medir a robustez de um dicionário contra os erros de canal. A minimização do índice de desordem é uma questão de alta complexidade computacional, por isso a aplicação do algoritmo *Simulated Annealing* neste problema é descrita. O capítulo é finalizado com a avaliação da transmissão de imagens por um canal binário simétrico (BSC).

O restante deste capítulo encontra-se organizado da seguinte forma: A questão da transmissão dos índices dos vetores utilizados na QV por meio de canais sem e com ruído é tratada nas Seções 3.2 e 3.3, respectivamente. A Seção 3.3.2 apresenta a formulação matemática para a atribuição de índices considerando um sistema de comunicações baseado em QV. O algoritmo *Simulated Annealing* é descrito na Seção 3.4 e sua aplicação para o problema em questão é introduzida. Resultados de simulação são fornecidos na Seção 3.5. Finalmente, na Seção 3.6 são apresentadas as conclusões.

3.2 Quantização Vetorial para Canais sem Ruído

Como mencionado no capítulo anterior, um quantizador vetorial codifica cada vetor de uma seqüência de vetores da fonte em um símbolo (palavra binária escolhida em um conjunto finito) a ser transmitido através do canal de comunicações. Um sistema de comunicações baseado em QV contém um conjunto predeterminado de vetores (dicionário) e utiliza uma medida de distorção no processo de determinação do vizinho mais próximo. Uma seqüência de vetores de uma fonte a ser quantizada é codificada associando-se a cada vetor de entrada uma palavra binária (ou índice) do vetor-código cuja distorção medida com relação ao vetor de entrada é mínima. Este índice é então transmitido para o receptor que decodifica o índice pelo vetor-código correspondente e usa este vetor-código como uma aproximação do vetor de entrada original do sistema.

Um quantizador vetorial Q também pode ser visto como um mapeamento de um

vetor K -dimensional pertencente ao espaço euclidiano \mathbb{R}^K em um subconjunto finito Y de \mathbb{R}^K dado por

$$Q : \mathbb{R}^K \rightarrow Y, \quad (3.1)$$

sendo $Y = \{y_0, y_1, \dots, y_{N-1}\}$ e $y_i \in \mathbb{R}^K$, para $0 \leq i \leq N-1$. O conjunto ordenado Y é conhecido como dicionário e os N elementos de Y são chamados de vetores-código. Por conveniência, assume-se que o tamanho do dicionário é $N = 2^b$, sendo b um número inteiro positivo. Os índices dos vetores-código são normalmente escritos na forma decimal e correspondem a palavras-código de canal com b bits. O conjunto dos N índices dos vetores pode ser escrito como $\{0, 1\}^b$, o conjunto de todas as palavras binárias com comprimento igual a b bits.

Um quantizador vetorial Q pode ser decomposto em dois mapeamentos distintos: um codificador e um decodificador. Um codificador $C : \mathbb{R}^K \rightarrow \{0, 1\}^b$ mapeia os vetores de \mathbb{R}^K em índices com b bits e um decodificador $D : \{0, 1\}^b \rightarrow Y$ mapeia os índices em Y . Assim,

$$Q = D \circ C, \quad (3.2)$$

sendo $D(i) = y_i$, para $i \in \{0, 1\}^b$.

Na Figura 3.1 pode ser visto um diagrama de blocos de um quantizador vetorial em um canal sem ruído. Observa-se que, na ausência de ruído, o receptor recebe inequivocamente o índice i transmitido e o vetor y_i selecionado para representar o vetor de entrada é aquele que produz a menor distorção. Neste caso a distorção será determinada unicamente pelo projeto do dicionário de QV.

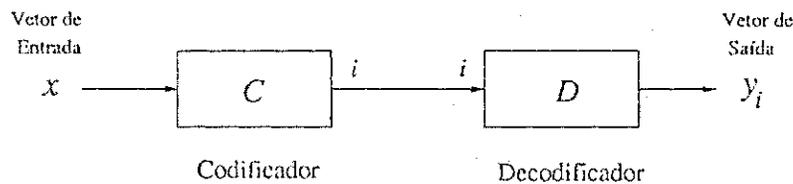


Figura 3.1: Diagrama de blocos de um sistema de comunicações baseado em QV para canais sem ruído.

3.3 Quantização Vetorial para Canais Ruidosos

Os efeitos dos erros do canal nos índices transmitidos podem resultar numa distorção significativa sinal reconstruído. A magnitude desta degradação é medida em termos da

função de distorção definida para o sistema de QV.

A atribuição dos índices aos vetores de um dicionário influencia a distorção média causada pelos erros no canal. Uma criteriosa atribuição de índices aos vetores-código pode fazer com que os vetores decodificados a partir de índices recebidos com erros estejam próximos, em média, dos vetores originais. Desta forma, a distorção média esperada devido aos erros do canal pode ser reduzida. O problema da pesquisa pelo melhor arranjo de vetores-código no dicionário envolve uma busca sobre todas as possíveis alocações de índices à procura da alocação que leve ao melhor desempenho. Esta tarefa envolve uma enorme complexidade computacional devido à natureza combinatorial do problema, uma vez que existem $N!$ possíveis alocações de bits diferentes para um dicionário com N vetores. Desta forma, soluções sub-ótimas devem ser consideradas.

3.3.1 Projeto de um Quantizador para Canais Ruidosos

Defina a operação de adição bit-a-bit $\oplus : \{0, 1\}^b \times \{0, 1\}^b$, da seguinte maneira: Se $i = i_1, i_2, \dots, i_b \in \{0, 1\}^b$ e $j = j_1, j_2, \dots, j_b \in \{0, 1\}^b$, sendo $i_k, j_k \in \{0, 1\}$, para $1 \leq k \leq b$, então $i \oplus j$ é o elemento de $\{0, 1\}^b$ cuja representação binária é c_1, c_2, \dots, c_b , sendo $c_k = i_k + j_k \pmod{2}$ para $1 \leq k \leq b$. Isto é, cada dígito binário c_k é o ou-exclusivo entre i_k e j_k .

Se os índices no conjunto $\{0, 1\}^b$ são transmitidos por um canal ruidoso, seus valores geralmente poderão ser recebidos como índices diferentes no mesmo conjunto $\{0, 1\}^b$. Desta forma, um canal ruidoso sem memória pode ser representado por um mapeamento $\tau : \{0, 1\}^b \rightarrow \{0, 1\}^b$ dado por

$$\tau(i) = i \oplus \eta, \quad i \in \{0, 1\}^b, \quad (3.3)$$

sendo η uma variável aleatória (v.a.) que assume valores no conjunto $\{0, 1\}^b$. Deste modo, a função $\tau(\cdot)$ depende da v.a. η que descreve o efeito dos erros do canal nos índices binários transmitidos.

Assumindo que S_N denota o conjunto de todas as funções bijetoras $\pi : \{0, 1\}^b \rightarrow \{0, 1\}^b$, cada uma das $N!$ permutações $\pi \in S_N$ será chamada de função de alocação de bits para o quantizador Q . Para cada índice $i \in \{0, 1\}^b$, π mapeia i unicamente em outro índice de $\{0, 1\}^b$, denotado $\pi(i)$. Uma permutação pode ser vista como um rearranjo da ordem na qual os vetores aparecem no dicionário, ou ainda, pode ser

vista como uma forma de se atribuir os índices (cuja representação pode ser binária ou decimal) aos vetores-código.

Baseando-se nas definições anteriores, pode-se definir um quantizador para canais ruidosos a partir de um quantizador qualquer, usando a definição seguinte:

Definição: Para qualquer quantizador vetorial $Q = D \circ C$ e para qualquer permutação π de $\{0, 1\}^b$, um quantizador para canais ruidosos, Q_π , é um mapeamento de \mathbb{R}^K no conjunto de vetores-código Y dado por [21]

$$Q_\pi = D \circ \pi^{-1} \circ \tau \circ \pi \circ C, \quad (3.4)$$

sendo τ o mapeamento do canal ruidoso e π^{-1} a função inversa da permutação π . ■

Para qualquer vetor de entrada, o vetor quantizado de saída produzido por Q_π é uma função da v.a. η associada ao ruído do canal e da v.a. de entrada em \mathbb{R}^K . Para um dado canal, Q_π pode ser representado pela tripla (C, D, π) . Um diagrama de blocos para um quantizador vetorial em um canal ruidoso é apresentado na Figura 3.2. No caso de um canal sem ruído, a v.a. η que representa o ruído no canal é identicamente nula, τ é o mapeamento identidade no $\{0, 1\}^b$ e $Q_\pi = Q$. Conseqüentemente, a escolha da função de alocação de índices π não tem efeito no desempenho do sistema considerando um canal sem ruído.

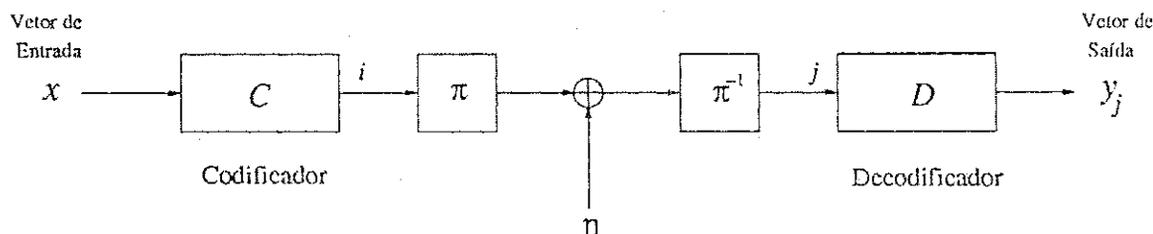


Figura 3.2: Diagrama de blocos de um sistema de comunicações baseado em QV para canais com ruído.

Define-se a função de distorção real $d(\cdot, \cdot) : \mathbb{R}^K \times \mathbb{R}^K \rightarrow \mathbb{R}^+$ como uma função que atribui a cada par de vetores em \mathbb{R}^K um número real não negativo correspondente a distância entre eles. Além disso, assume-se que a fonte produz uma v.a. x contida em \mathbb{R}^K com alguma distribuição de probabilidade, então, para um quantizador vetorial Q e para um dado canal, deve-se encontrar um quantizador Q_π robusto aos erros do canal que minimize a distorção média dada por [21]

$$e_\pi = E[d(x, Q_\pi(x))]. \quad (3.5)$$

Para um dado quantizador vetorial Q , a variante deste quantizador para canais ruidosos é completamente especificada pela escolha da função de permutação π . Assim, para um dado quantizador Q , deve-se minimizar a distorção média e_π em relação a todas as funções de permutação $\pi \in S_N$,

$$e_{\min} = \min\{e_\pi : \pi \in S_N\}. \quad (3.6)$$

Supondo que \mathbf{x} pertence à partição R_i , o codificador faz $i = C(\mathbf{x})$, um inteiro em $\{0, 1\}^b$. A função densidade de probabilidade $p(\cdot)$ dos vetores-código, determinada pelas estatísticas da fonte, é dada por

$$p(\mathbf{y}_k) = \Pr[\mathbf{x} \in R_k], \quad (3.7)$$

sendo $\Pr[\mathbf{x} \in R_k]$ a probabilidade do vetor aleatório pertencer a partição R_k . O número $p(\mathbf{y}_k)$ fornece a probabilidade de o vetor-código \mathbf{y}_k ser selecionado pelo codificador para representar o vetor de entrada. Esta distribuição de probabilidade é determinada pelas estatísticas dos vetores de entrada e pelas partições do dicionário, pois assume-se que os vetores da fonte são independentes do ruído do canal η . O vetor das probabilidades $p(\mathbf{y}_k)$, $1 \leq k \leq N$ pode ser calculado *a priori* calculando-se a frequência relativa com a qual um determinado vetor-código é escolhido como a melhor aproximação para o vetor de entrada a ser codificado.

O índice binário transmitido para representar \mathbf{x} é

$$\pi(C(\mathbf{x})) = \pi(i), \quad (3.8)$$

o índice recebido é então $\tau(\pi(i))$ e o índice do vetor-código usado para representar \mathbf{x} no receptor é $\pi^{-1}(\tau(\pi(i)))$. Se for definido

$$j \triangleq \pi^{-1}(\tau(\pi(i))) = \pi^{-1}(\pi(i) \oplus \eta), \quad (3.9)$$

então o vetor-código \mathbf{y}_j é escolhido pelo decodificador como uma aproximação de \mathbf{x} . O índice i é uma v.a. que depende das estatísticas da fonte, ao passo que o índice j é uma v.a. que depende também das estatísticas do ruído do canal (determinadas pela v.a. η) e do mapeamento determinístico π .

A distorção total causada pelo efeito combinado da quantização e dos erros nos índices transmitidos pelo canal é $d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_j)$. De modo a otimizar o desempenho do sistema de codificação para um dado dicionário, o valor esperado dessa distorção deve

ser minimizado sobre todas as possíveis permutações em S_N . Desta forma, calcula-se o valor esperado da Equação 3.5 em função das distribuições do vetor de entrada \mathbf{x} e dos erros nos bits provocados pelo canal. A quantidade a ser minimizada pode ser escrita como

$$e_\pi = E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_j)]. \quad (3.10)$$

Quando a função de distorção média quadrática é utilizada, um quantizador vetorial ótimo para um canal sem ruído satisfaz as condições de vizinho mais próximo e de centróide. Na presença de ruído no canal, pode-se mostrar [29] que o erro médio quadrático em um sistema de comunicações baseado em QV pode ser separado pela soma de dois termos, o erro médio quadrático devido ao quantizador sem o erro no canal e o termo devido ao ruído do canal. O seguinte lema pode ser apresentado [21]:

Lema: A distorção média de um quantizador em um canal ruidoso com função de distorção média quadrática que satisfaz a condição de centróide pode ser escrita como $E[|\mathbf{x} - \mathbf{y}_j|^2] = E[|\mathbf{x} - \mathbf{y}_i|^2] + E[|\mathbf{y}_i - \mathbf{y}_j|^2]$. ■

3.3.2 Alocação de Índices

Para minimizar a distorção no sistema de comunicações baseado em QV é necessário determinar qual permutação π minimiza o valor de e_π na Equação 3.10. Em geral, isto pode ser uma tarefa difícil, pois deve-se levar em consideração as estatísticas do canal e da fonte. Contudo, um procedimento assintótico pode ser considerado para determinar a melhor permutação π que produz e_{\min} . Para tanto, pode-se utilizar um conjunto de treinamento T que é uma coleção finita de vetores,

$$T = \{\mathbf{w}_0, \mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{M-1}\} \quad (3.11)$$

com $\mathbf{w}_k \in \mathbb{R}^K$ para $1 \leq k \leq M$. Na prática, o número de vetores do conjunto de treinamento é muito maior que o número de vetores do dicionário. A distorção e_π do sistema para uma dada permutação π pode ser aproximada por [21]

$$e_\pi \approx \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} d(\mathbf{w}_k, \mathbf{y}_j), \quad (3.12)$$

sendo que o índice j é determinado para cada vetor \mathbf{w}_k por meio da simulação do canal e da permutação π . Para M suficientemente grande, o somatório da Equação 3.12 pode se aproximar do valor real de e_π . Desta forma, aproximando as estatísticas da fonte por

um grande conjunto de treinamento e simulando as características do canal, chega-se a um procedimento efetivo para obtenção de e_π para uma dada permutação π . Realizando este procedimento para cada permutação $\pi \in S_N$ pode-se obter a permutação π ótima (aquela que leva à menor distorção e_π).

O procedimento para obtenção da permutação ótima discutido acima envolve uma grande complexidade computacional. Principalmente levando-se em consideração que grandes conjuntos de treinamento são necessários para simular com precisão os efeitos do canal no desempenho do sistema e cada permutação em S_N deverá ser verificada para encontrar a permutação ótima. Como S_N tem $N!$ permutações, até mesmo um dicionário com poucos vetores apresentará um grande número de permutações a serem verificadas (Por exemplo: para $N = 16$ tem-se um total de $N! = 2,1 \times 10^{13}$ permutações a serem pesquisadas). Isto motiva o desenvolvimento de procedimentos sub-ótimos para obtenção da permutação π que minimiza a distorção média e_π . Por isto, a partir deste ponto, serão feitas algumas considerações que reduzem a complexidade computacional da quantização vetorial robusta.

Assumindo que a $d(\cdot, \cdot)$ é a função de distorção quadrática, então a distorção média e_π pode ser decomposta na soma da distorção média de um quantizador vetorial em um canal sem ruído e um termo devido aos erros no canal,

$$e_\pi = E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_j)] = E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i)] + E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_j) - d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i)]. \quad (3.13)$$

Admitindo que o codificador utiliza a regra de seleção do vizinho mais próximo,

$$E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_j) - d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i)] \geq 0, \quad (3.14)$$

isto significa que os erros do canal nos índices transmitidos tendem a aumentar a distorção média do sistema, como é esperado. A desigualdade triangular implica em [21]

$$e_\pi = E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_j)] \leq U_\pi, \quad (3.15)$$

sendo

$$U_\pi = E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i)] + E[d(\mathbf{y}_j, \mathbf{y}_i)]. \quad (3.16)$$

A quantidade U_π fornece um limite superior para a distorção mínima total esperada de um sistema de comunicações baseado em QV. A minimização deste limite superior pode ser utilizada como um método para redução da distorção esperada do dicionário. Este enfoque não garante necessariamente a minimização da distorção total, mas é uma solução heurística que contribui para sua redução.

Na Equação 3.16 pode-se observar que o valor de $E[d(\mathbf{x}, \mathbf{y}_i)]$ (distorção esperada devido à aproximação de um vetor de entrada por um vetor-código) é independente da atribuição de índices aos vetores-código e dependem somente do projeto original do dicionário. Esta distorção também é constante com respeito ao problema de minimização da distorção total (em relação a todas as permutações). Desta forma, para minimizar o limite superior U_π da Equação 3.16 é suficiente minimizar [21]

$$D_\pi = \min_{\pi \in S_N} E[d(\mathbf{y}_j, \mathbf{y}_i)], \quad (3.17)$$

sobre todas as permutações possíveis em S_N .

Posteriormente, será mostrado que, examinando o valor de D_π em termos das estatísticas de \mathbf{x} e de η sob a condição de que o canal é binário simétrico (BSC - *Binary Symmetric Channel*) sem memória, o valor esperado de D_π pode ser expresso por meio de uma fórmula envolvendo um somatório de "custos" dos vetores-código (Equação 3.29).

Admitindo que o ruído do canal é independente da fonte e que R_k ($1 \leq k \leq N$) são as partições do espaço \mathbb{R}^K , tem-se

$$D_\pi = \sum_{t \in \{0,1\}^b} \sum_{k=0}^{N-1} E[d(\mathbf{y}_i, \mathbf{y}_j) | \eta = t, \mathbf{x} \in R_k] \cdot \Pr[\eta = t] \Pr[\mathbf{x} \in R_k]. \quad (3.18)$$

Usando o fato de que $i = k$ quando $\mathbf{x} \in R_k$,

$$D_\pi = \sum_{k=0}^{N-1} p(\mathbf{y}_k) \sum_{t=0}^{N-1} d(\mathbf{y}_k, \mathbf{y}_{\pi^{-1}(\pi(k) \oplus t)}) \Pr[\eta = t]. \quad (3.19)$$

Observe que, ao contrário da otimização da distorção média exata da Equação 3.5, a minimização do limite superior da Equação 3.16 não requer a consideração explícita da distribuição de probabilidade do vetor de entrada \mathbf{x} para encontrar a permutação ótima. É necessário apenas o conhecimento das probabilidades $p(\mathbf{y}_k)$ dos vetores-código e das estatísticas do canal.

Para cada índice binário $q \in \{0,1\}^b$ e cada inteiro m , $1 \leq m \leq b$, pode-se definir um conjunto $V^m(q)$ de índices com vizinhança m em relação a q como

$$V^m(q) = \{r \in \{0,1\}^b : H(q, r) = m\}, \quad (3.20)$$

sendo $H(\cdot, \cdot)$ a distância de Hamming. $V^m(q)$ é o conjunto de todos os inteiros cuja representação binária difere de q em exatamente m posições (i. e. inteiros cuja distância

de Hamming em relação a q é igual a m). $V^m(q)$ também pode ser interpretado como o conjunto de índices para os quais q pode ser transformado como resultado de erros em m bits. Se q é uma palavra binária com b bits, então a cardinalidade de $V^m(q)$, aqui denotada por $|V^m(q)|$, é

$$|V^m(q)| = \binom{b}{m}. \quad (3.21)$$

Por exemplo, se $b = 4$, então os conjuntos de vizinhos do índice "2" dados em notação decimal são $V^0(2) = \{2\}$, $V^1(2) = \{0, 3, 6, 10\}$, $V^2(2) = \{1, 4, 7, 8, 11, 14\}$, $V^3(2) = \{5, 9, 12, 15\}$ e $V^4(2) = \{13\}$.

Para um canal BSC com probabilidade de erro de bit ϵ tem-se que

$$\Pr[\eta = t] = \epsilon^{H(t,0)}(1 - \epsilon)^{b-H(t,0)}, \quad (3.22)$$

e sendo $s, t \in \{0, 1\}^b$ inteiros quaisquer, tem-se

$$\Pr[\eta = s] = \Pr[\eta = t], \quad \text{se } H(s, 0) = H(t, 0). \quad (3.23)$$

A probabilidade de que uma palavra binária transmitida seja recebida como outra palavra binária particular depende somente da distância de Hamming entre elas e fixando m , $\Pr[\eta = t]$ é constante para todos $t \in V^m(C(x))$. Para cada m , com $0 \leq m \leq b$ e $H(t, 0) = m$, define-se

$$q_m = \Pr[\eta = t] = \epsilon^m(1 - \epsilon)^{b-m}. \quad (3.24)$$

O segundo somatório do lado direito da Equação 3.19 é calculado sobre o conjunto de todos 2^b vetores-código de Y . Este conjunto de vetores pode ser particionado em b subconjuntos de vizinhança, de modo que cada subconjunto conterà todos os vetores cujos índices possuem a mesma distância de Hamming em relação ao índice i . Usando esta observação, o somatório em k da Equação 3.19 pode ser dividido em dois somatórios,

$$\begin{aligned} D_\pi &= \sum_{k=0}^{N-1} p(\mathbf{y}_k) \sum_{m=0}^b q_m \sum_{z \in V^m(0)} d(\mathbf{y}_k, \mathbf{y}_{\pi^{-1}(\pi(k) \oplus z)}) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^b p(\mathbf{y}_k) q_m \sum_{w \in V^m(\pi(k))} d(\mathbf{y}_k, \mathbf{y}_{\pi^{-1}(w)}). \end{aligned} \quad (3.25)$$

Definindo o m -ésimo custo de \mathbf{y}_k , com respeito à função de permutação π , como

$$C_\pi^{(m)}(\mathbf{y}_k) = p(\mathbf{y}_k) \sum_{w \in V^m(\pi(k))} d(\mathbf{y}_k, \mathbf{y}_{\pi^{-1}(w)}). \quad (3.26)$$

$C_{\pi}^{(m)}(\mathbf{y}_k)$ mede a contribuição relativa à distorção total do dicionário, quando exatamente m erros de bit ocorrem e \mathbf{y}_k é o vetor-código selecionado pelo codificador.

A formulação acima leva à minimização do limite superior da distorção média, U_{π} . Observe que $m = 0$ implica $V^0(\pi(k)) = \{\pi(k)\}$, de modo que

$$C_{\pi}^{(0)} = p(\mathbf{y}_k) d(\mathbf{y}_k, \mathbf{y}_{\pi^{-1}(\pi(k))}) = 0. \quad (3.27)$$

Finalmente, define-se o custo total, $C_{\pi}(\mathbf{y}_k)$, de um vetor-código \mathbf{y}_k , em relação à permutação π , como

$$C_{\pi}(\mathbf{y}_k) = \sum_{m=1}^b q_m C_{\pi}^{(m)}(\mathbf{y}_k). \quad (3.28)$$

O valor de $C_{\pi}(\mathbf{y}_k)$ mede a contribuição na distorção total devido aos erros do canal, quando um vetor particular \mathbf{y}_k é selecionado pelo codificador. Em termos da função custo, o problema de minimização de D_{π} reduz-se a encontrar a permutação π que minimize

$$D_{\pi} = \sum_{k=0}^{N-1} C_{\pi}(\mathbf{y}_k), \quad (3.29)$$

sendo a minimização feita em relação a todas as possíveis permutações π em S_N .

A minimização de D_{π} reduz a distorção introduzida pelos erros no canal. De uma forma geral, como pode ser visto nas Equações 3.28 e 3.29, esta minimização envolve o conhecimento da probabilidade de erro ϵ do canal, da função de distorção do sistema e das probabilidades dos vetores-código.

3.3.3 Propriedades Assintóticas

Quando a probabilidade de cruzamento ϵ é suficientemente pequena, a probabilidade de ocorrência de múltiplos erros de bit em um índice é muito pequena quando comparada com a probabilidade de ocorrência de um único erro ou não ocorrência de erros. Pode-se então considerar os efeitos dos erros em apenas um único bit nos índices transmitidos através do canal. Assumindo a ocorrência de erros em apenas um único bit, a minimização de D_{π} não depende da probabilidade de cruzamento ϵ e será menos dispendiosa, em termos de complexidade computacional.

Desprezando os efeitos dos erros em múltiplos bits, tem-se que $q_m = 0$ para $m \geq 2$ ou, equivalentemente para qualquer vetor $\mathbf{y} \in Y$,

$$C_{\pi}(\mathbf{y}) \approx \epsilon(1 - \epsilon)^{b-1} C_{\pi}^{(1)}(\mathbf{y}) \quad (3.30)$$

e

$$D_\pi \approx \epsilon(1 - \epsilon)^{b-1} \sum_{k=0}^{N-1} C_\pi^{(1)}(\mathbf{y}_k). \quad (3.31)$$

Para minimizar D_π neste caso, é suficiente encontrar a permutação π que minimiza a distorção

$$d_\pi = \sum_{k=0}^{N-1} C_\pi^{(1)}(\mathbf{y}_k). \quad (3.32)$$

Como na prática um dado dicionário é utilizado para codificar várias entradas distintas, a probabilidade de que um dado vetor-código \mathbf{y}_k seja selecionado para representar um vetor da fonte pode não estar disponível. Neste caso, uma simplificação adicional pode ser obtida supondo que os vetores \mathbf{y}_k são equiprováveis. Logo, a minimização deve ser feita com relação à quantidade [23, 30, 31]

$$I_{\text{des}}(\pi) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{w \in V^1(\pi(k))} d(\mathbf{y}_k, \mathbf{y}_{\pi^{-1}(w)}), \quad (3.33)$$

que será chamada de índice de desordem do dicionário Y para a permutação π .

Da forma como foi apresentado, o problema da atribuição de índices aos vetores num sistema baseado em QV (ou seja, a procura pela permutação π que leva ao índice de desordem ótimo) pode ser interpretado como um problema combinatorial de otimização de difícil solução devido ao grande número de permutações que devem ser pesquisadas.

Em problemas de otimização, quando a busca exaustiva torna-se proibitiva devido à complexidade decorrente do grande número de soluções possíveis, podem ser utilizados algoritmos heurísticos para encontrar “boas soluções”. Muitos algoritmos heurísticos fazem uma busca determinística num conjunto de configurações admissíveis e frequentemente terminam em mínimos locais.

Para evitar este comportamento, duas condições devem ser obedecidas:

1. As configurações a serem pesquisadas devem ser geradas aleatoriamente a partir da configuração atual;
2. Devem ser aceitas transições para configurações de maior custo.

O algoritmo *Simulated Annealing* obedece a essas duas condições e será apresentado na próxima seção como uma ferramenta para atribuição de índices aos vetores de um dado dicionário para quantização vetorial. O algoritmo será utilizado na minimização do índice de desordem $I_{\text{des}}(\cdot)$ definido na Equação 3.33. A nova alocação de índices

diminui a distorção média de um sistema de comunicações baseado em QV comparado com a utilização de um dicionário arbitrário, como pode ser observado através de resultados experimentais apresentados na Seção 3.5.

3.4 O Algoritmo *Simulated Annealing*

O algoritmo *Simulated Annealing* (SA) [32, 33] é uma técnica que relaciona problemas de otimização de natureza combinatorial com o processo físico de resfriamento de metais fundidos. Nesta analogia, um estado inicial aleatório (ou um conjunto de valores) do processo a ser otimizado corresponde ao estado do metal derretido e um mínimo local da função objetivo é relacionado à formação de diferentes estruturas cristalinas quando o metal é solidificado. Em metalurgia, esta técnica é chamada de recozimento (em inglês: *annealing*) sendo freqüentemente utilizada na obtenção de estruturas cristalinas muito finas por meio de um resfriamento gradual.

No problema de otimização, o objetivo é encontrar, num espaço de busca multidimensional, uma configuração (ou estado) L_{\min} que minimize alguma função custo real positiva. Em sua forma mais direta, o algoritmo SA pesquisa iterativamente no espaço de entrada de forma não determinística com o objetivo de minimizar a função energia, $E(\cdot)$, que é usualmente, mas não necessariamente, igual à função custo (ou função objetivo). A idéia principal do algoritmo SA é adicionar aleatoriedade à pesquisa pelo mínimo global da função energia, permitindo que o algoritmo consiga “escapar” de mínimos locais.

O estado L_m do sistema na m -ésima iteração é um vetor aleatório que especifica todos os parâmetros da otimização. A função perturbação $\text{Pert}(\cdot)$ mapeia o estado atual do sistema em outro estado de acordo com alguma lei de probabilidades. Em cada passo do algoritmo, a partir do estado corrente do sistema gera-se um novo estado $\text{Pert}(L_m)$ por meio de uma perturbação aleatória. A variação de energia $\Delta E_m = E(\text{Pert}(L_m)) - E(L_m)$ é então calculada. Se ΔE_m é negativa, então o sistema move-se para o novo estado, caso contrário, a mudança para o novo estado é feita por decisão probabilística. A mudança de estado é feita com uma probabilidade que decresce exponencialmente com o valor de $\Delta E_m/T_m$, sendo T_m um número real não-negativo chamado de temperatura. Assume-se que a seqüência $\{T_m\}$ é monotonicamente não-crescente e que $\lim_{m \rightarrow \infty} T_m = 0$. Mais explicitamente, para cada passo m , definindo uma

variável aleatória Φ_m como

$$\Phi_m = \begin{cases} 1, & \text{se } L_{m+1} = \text{Pert}(L_m) \\ 0, & \text{se } L_{m+1} = L_m, \end{cases} \quad (3.34)$$

então $\Phi_m = 1$ se e somente se a perturbação do passo m é aceita. A probabilidade de aceitação da mudança de estado é dada por:

$$\Pr[\Phi_m = 1] = \begin{cases} e^{-\Delta E_m/T_m}, & \text{se } \Delta E_m \geq 0 \\ 1, & \text{se } \Delta E_m < 0, \end{cases} \quad (3.35)$$

que é chamada de regra de aceitação do algoritmo SA. Se a mudança não é feita, então o sistema simplesmente permanece no estado L_m . Quando a temperatura é alta, quase todas as mudanças de estado serão implementadas. Um valor pequeno de T_m implica que quase nenhuma perturbação que aumente a energia será permitida. No caso limite quando $T_m = 0$, o algoritmo não será capaz de escapar de um mínimo local. A capacidade que o sistema tem de se mover para estados com energia maior dá ao algoritmo SA a capacidade de evitar mínimos locais.

Se um número suficiente de iterações, ou conjunto de perturbações, é feito à temperatura constante, então o sistema eventualmente chega num estado conhecido como equilíbrio térmico, no qual a razão entre a probabilidade de o sistema estar num dado estado e a probabilidade de o sistema estar em qualquer outro estado se estabiliza. Se a regra de aceitação do algoritmo SA é utilizada, então, no equilíbrio térmico, a razão entre as probabilidades dos estados L_1 e L_2 na iteração m é [32]

$$\frac{\Pr[L_m = L_1]}{\Pr[L_m = L_2]} = e^{[E(L_2) - E(L_1)]/T_m}. \quad (3.36)$$

Desta forma, quando o equilíbrio térmico é alcançado a uma temperatura próxima de zero, o estado de menor energia (o ótimo global) é muito mais provável do que qualquer outro. Contudo, não é conveniente inicializar o algoritmo diretamente numa baixa temperatura pois o número de perturbações necessário para alcançar o equilíbrio térmico a partir de uma condição inicial aumenta muito quando a temperatura é baixa [32].

A maneira mais rápida de se alcançar o equilíbrio térmico a temperaturas baixas é iniciar o algoritmo com uma temperatura alta [32]. Esta alta temperatura inicial "derrete" o sistema de modo que quase todas mudanças propostas serão aceitas. A temperatura é mantida constante até que se aproxime do equilíbrio térmico, então a temperatura da próxima iteração é reduzida para o próximo valor pré-determinado

numa seqüência de temperaturas monotonicamente decrescente, $\{\hat{T}_m\}$, chamada de esquema de resfriamento. Observe que $\{\hat{T}_m\}$ é uma subseqüência da seqüência de temperaturas $\{T_m\}$ que contém exatamente uma cópia de cada temperatura distinta. O algoritmo é então executado (para muitas iterações) à nova temperatura até que o equilíbrio térmico seja novamente reestabelecido, um processo que é dependente da quantidade de quedas na temperatura. Se o resfriamento é muito rápido, ele pode tomar muito tempo para reestabelecer o equilíbrio após cada queda de temperatura. Com uma aplicação das cadeias de Markov, pode ser mostrado que utilizando esquemas de redução de temperatura suficientemente lentos e restrições nas funções de perturbação permitidas, a probabilidade de que o sistema não alcance o ótimo global L_{\min} pode se tornar arbitrariamente próxima de zero [32]. Uma restrição suficiente em $\text{Pert}(\cdot)$ é que todo estado do sistema deve ser "alcançável" no sentido de que para uma temperatura não nula, um determinado estado pode ser eventualmente obtido a partir de qualquer outro estado como conseqüência de perturbações.

Mostra-se em [34] que, sob um conjunto bastante severo de considerações, um ótimo global pode ser alcançado (com probabilidade se aproximando de 1 quando $m \rightarrow \infty$) se e somente se para uma certa constante d^* , a série $\sum_{m=1}^{\infty} \exp(-d^*/\hat{T}_m)$ divergir. O esquema de resfriamento

$$\hat{T}_m = \frac{C}{\log(m+1)} \quad (3.37)$$

atende a esta condição se e somente se $C \geq d^*$, sendo \hat{T}_m a m -ésima temperatura. Na prática, este esquema de resfriamento é muito lento. Pode-se então utilizar um esquema de resfriamento exponencial sub-ótimo [33]

$$\hat{T}_m = \hat{T}_0 \cdot \beta^m, \quad (3.38)$$

sendo β uma constante positiva menor que a unidade.

O algoritmo *Simulated Annealing* pode ser resumido na seguinte seqüência de passos:

Passo 1) Inicialização: Escolha aleatoriamente uma configuração inicial L e faça $T = T_0$ como uma temperatura suficientemente alta;

Passo 2) Escolha $L' = \text{Pert}(L)$ como uma perturbação aleatória de L ;

Passo 3) Se $\{E(L') < E(L)\}$, então $L \leftarrow L'$, senão se $\{e^{-(E(L')-E(L))/T} > \text{unif}[0, 1]\}$ então $L \leftarrow L'$;

Passo 4) Se o número de quedas na função energia exceder um número máximo predefinido ou o número máximo de perturbações sem sucesso for alcançado (equilíbrio térmico), reduza a temperatura;

Passo 5) Se a temperatura T for menor que uma temperatura final preestabelecida T_f ou o número máximo de iterações for alcançado, pare. Caso contrário, vá para o Passo 2.

3.4.1 Aplicação

Para utilizar o algoritmo SA na atribuição de índices aos vetores de um dicionário, previamente projetado assumindo a transmissão por um canal sem ruído, faz-se necessário a especificação de alguns dos parâmetros utilizados pelo algoritmo: o espaço de busca $\{L\}$, a função energia $E(\cdot)$ e a função de perturbação admissível para cada estado L , da seguinte forma:

1. O espaço de busca será definido como a ordem na qual os vetores aparecem no dicionário (ou equivalentemente, será uma atribuição de índices aos vetores-código do dicionário, ou ainda, será a permutação π dos índices dos vetores-código). Por exemplo, $L = (0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7)$ e $L' = (0, 1, 2, 3, 7, 6, 5, 4)$ são duas configurações possíveis para um dicionário com 8 vetores;
2. A função energia $E(\cdot)$ será o índice de desordem $I_{des}(L)$, descrito na Equação 3.33. Os resultados apresentados na Seção 3.5 mostram que, com a utilização do índice de desordem como figura de mérito para o problema de atribuição de índices aos vetores-código, são obtidos dicionários mais robustos aos erros de canal. De fato, os resultados mostram que imagens reconstruídas (após transmissão por canais ruidosos) com melhor qualidade são obtidas utilizando dicionários submetidos à atribuição de índices que, no presente trabalho, utilizou $I_{des}(\cdot)$ formulado na Equação 3.33.
3. A perturbação $Pert(\cdot)$ será a função que a partir de uma configuração específica L obtém uma outra configuração L' como resultado da permutação aleatória entre dois vetores. Por exemplo: $L' = (1, 0, 2, 3, 7, 6, 5, 4)$ pode ser obtida por meio de uma perturbação na configuração $L = (0, 1, 2, 3, 7, 6, 5, 4)$.

Logo, a saída do algoritmo será um conjunto ordenado de índices que corresponde à função de permutação π desejada. Mais explicitamente, será o conjunto ordenado de índices que deverá ser atribuído aos vetores do dicionário de entrada do algoritmo.

3.5 Resultados

Nesta seção serão apresentados resultados de simulação concernentes à transmissão de imagens (considerando um sistema de comunicações baseado em QV) por um canal BSC, cujo modelo é apresentado na Figura 3.3. Observe que a probabilidade de cruzamento é independente do bit transmitido.

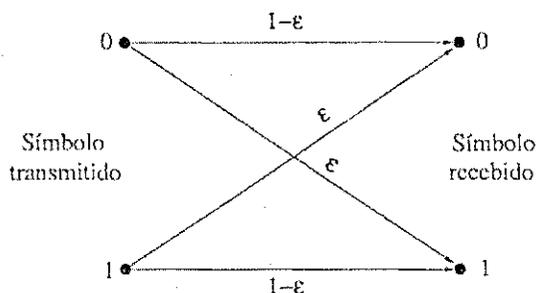
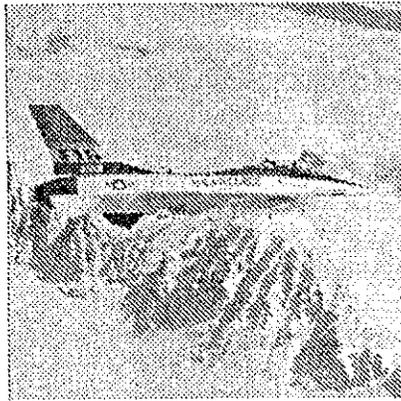


Figura 3.3: Canal binário simétrico com probabilidade de cruzamento ϵ .

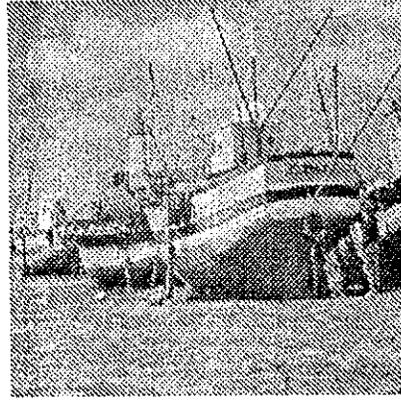
3.5.1 Aplicação do Algoritmo *Simulated Annealing*

Para obter dicionários de QV mais robustos aos erros introduzidos pelo canal, utilizou-se o algoritmo SA com o objetivo de diminuir o índice de desordem $I_{des}(\cdot)$ definido pela Equação 3.33. Os dicionários submetidos à atribuição de índices por meio do algoritmo *Simulated Annealing* foram previamente projetados com o algoritmo LBG, utilizando como conjunto de treino as imagens (256×256 pixels) Airplane, Boat, Gull e Goldhill (Figura 3.4). Foram utilizados dicionários com 32, 64, 128, 256 e 512 vetores com 16 componentes (blocos de 4×4 pixels). A imagem Lena foi usada como conjunto de teste.

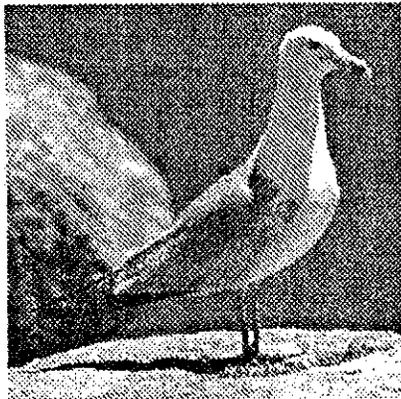
Os parâmetros usados na execução do algoritmo *Simulated Annealing* são apresentados na Tabela 3.1. É importante ressaltar que a escolha destes parâmetros foi feita de forma empírica e os mesmos levaram a resultados satisfatórios. A partir da Tabela 3.1



(a) Airplane.



(b) Boat.



(c) Gull.



(d) Goldhill.

Figura 3.4: Imagens usadas como conjunto de treino.

pode-se observar que, em todos os casos analisados, a aplicação do Algoritmo *Simulated Annealing* cumpriu o objetivo de minimizar o índice de desordem do dicionário. A redução mais expressiva foi para o caso do dicionário com 256 vetores, no qual a redução percentual do índice de desordem foi igual a 44,32%.

3.5.2 Transmissão de Imagens por um Canal BSC

A qualidade das imagens reconstruídas após a transmissão pelo canal BSC foi avaliada em termos da relação sinal-ruído de pico (PSNR) como função da probabilidade de erro de bit (ϵ) do canal BSC, conforme mostram as Figuras 3.5, 3.6, 3.7, 3.8 e

Tabela 3.1: Parâmetros do algoritmo *Simulated Annealing*.

Nº de Vetores	T_0	T_f	β	$I_{des}(inicial)$	$I_{des}(final)$	$\Delta I_{des} (%)$
32	10000	1	0,95	48.153,90	32.648,15	32,20
64	10000	1	0,95	116.249,87	73.640,86	36,65
128	10000	1	0,95	268.082,10	163.249,61	39,10
256	50000	1	0,97	629.647,44	350.571,21	44,32
512	50000	10	0,97	1.451.397,65	830.760,89	42,76

3.9. Estes valores de PSNR também encontram-se detalhados na Tabela 3.2. A PSNR apresentada é o valor médio resultante de 100 transmissões da mesma imagem. O termo organizado refere-se ao dicionário submetido à atribuição de índices por meio do algoritmo *Simulated Annealing*, ao passo que, o termo original refere-se ao dicionário que não foi submetido a uma técnica de atribuição de índices.

Pode-se observar, a partir das curvas de PSNR, que o ganho obtido com a utilização de um dicionário organizado em substituição ao dicionário original aumenta com o aumento da probabilidade de erro do canal. Nota-se também que quando ocorrem poucos erros no canal, o desempenho do sistema de comunicações baseado em QV é aproximadamente o mesmo quando se utiliza o dicionário original ou o dicionário organizado. No caso ideal, quando não há erros no canal, um mesmo desempenho é obtido ao serem utilizados dicionários originais (sem aplicação de técnicas de atribuição de índices) ou organizados (indexação por meio de SA).

A Tabela 3.2 mostra que, para todos os valores de ϵ considerados, os dicionários organizados apresentam um melhor desempenho em relação aos correspondentes dicionários originais. Por exemplo, considerando o dicionário com 64 vetores, um ganho de aproximadamente 1,5 dB é obtido para uma probabilidade de erro de bit igual a 5×10^{-3} . Comparando as transmissões com o uso de dicionários organizados, observa-se que o maior ganho de desempenho, da ordem 3,4 dB, ocorre para o dicionário com 256 vetores e $\epsilon = 10^{-1}$. Para este caso, a redução percentual do índice de desordem foi a maior entre os dicionários considerados.

Nas Figuras 3.10, 3.11 e 3.12 são apresentadas imagens reconstruídas após transmissão por um canal BSC, considerando um dicionário com 256 vetores de dimensão 16. Foram avaliados valores de probabilidade de erro de bit iguais a 10^{-2} , 10^{-3} e 10^{-4} .

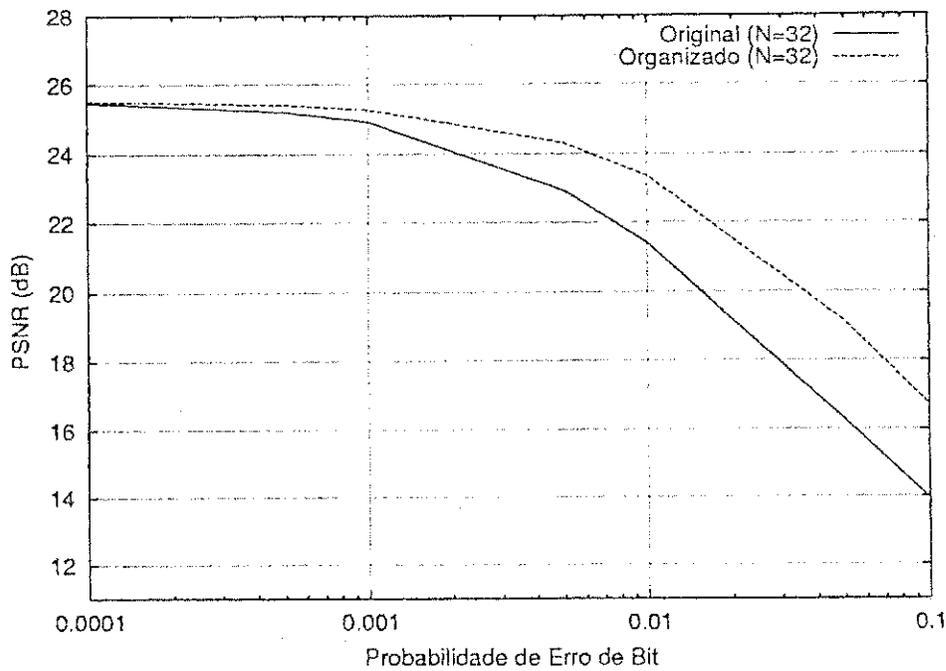


Figura 3.5: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da probabilidade de erro do canal binário simétrico, considerando dicionário com 32 vetores-código.

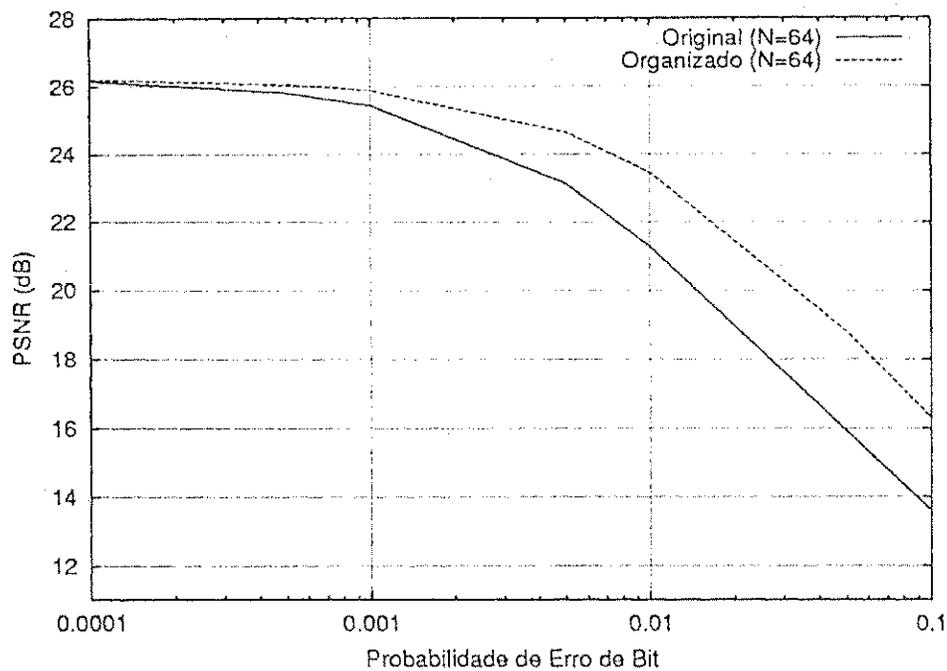


Figura 3.6: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da probabilidade de erro do canal binário simétrico, considerando dicionário com 64 vetores-código.

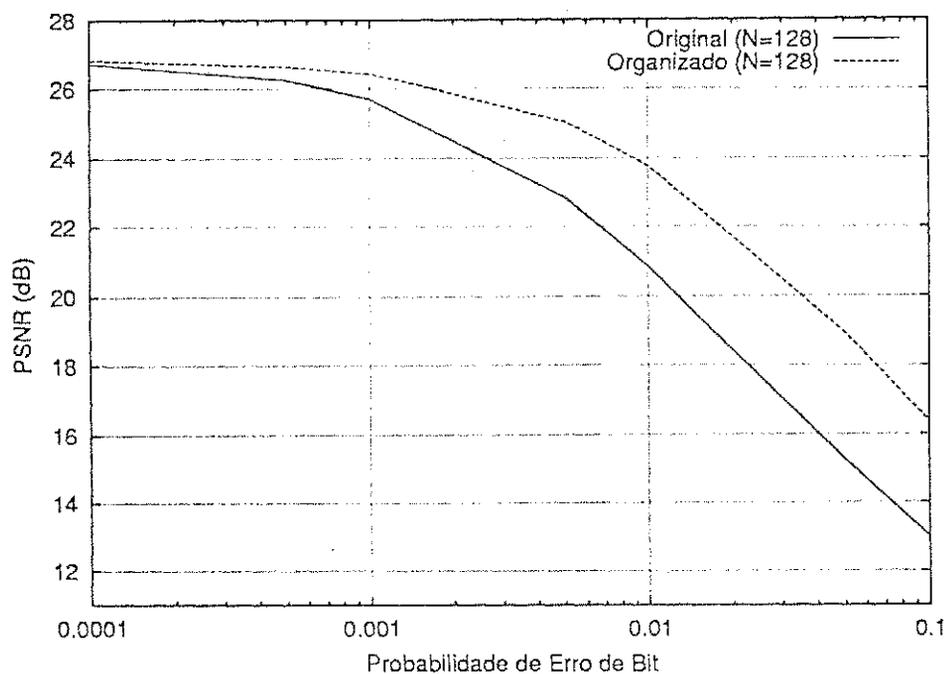


Figura 3.7: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da probabilidade de erro do canal binário simétrico, considerando dicionário com 128 vetores-código.

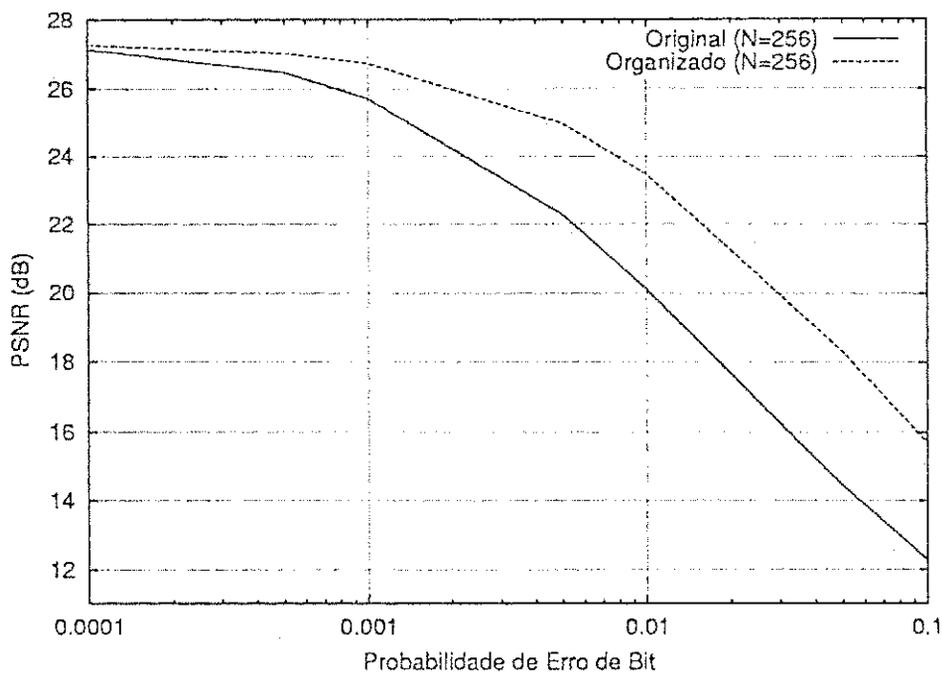


Figura 3.8: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da probabilidade de erro do canal binário simétrico, considerando dicionário com 256 vetores-código.

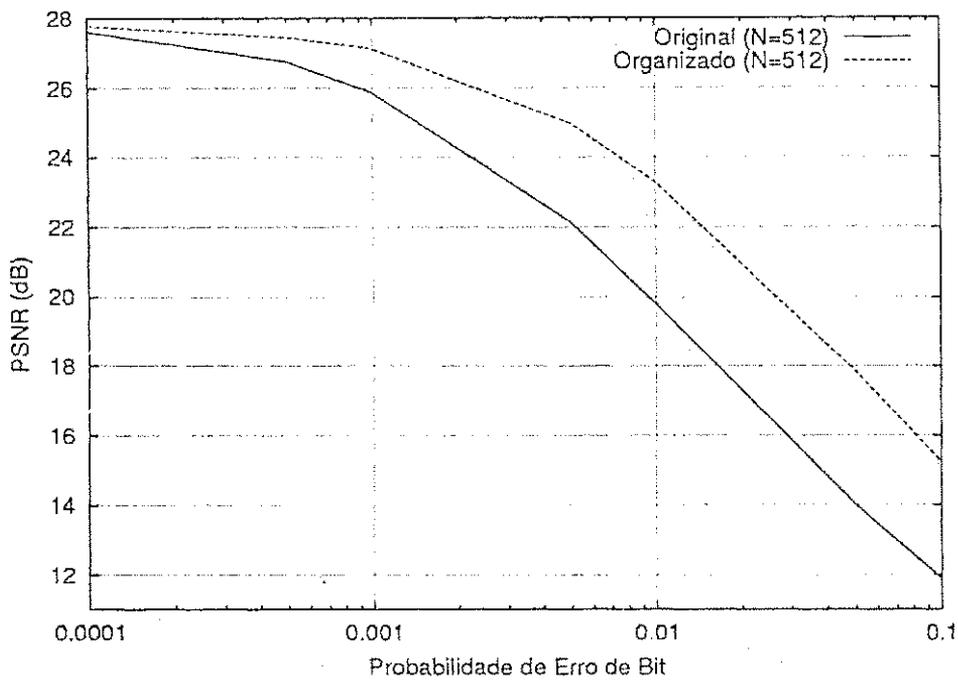


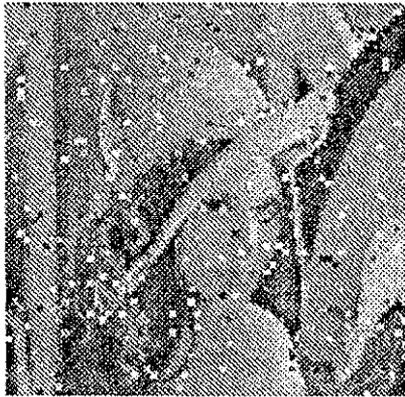
Figura 3.9: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da probabilidade de erro do canal binário simétrico, considerando dicionário com 512 vetores-código.

Tabela 3.2: PSNR (dB) em função da probabilidade de erro de bit (ϵ) do canal BSC para os dicionários original e organizado pelo algoritmo *Simulated Annealing*.

N	Index.	$\epsilon = 0,0$	$\epsilon = 0,0001$	$\epsilon = 0,0005$	$\epsilon = 0,001$	$\epsilon = 0,005$	$\epsilon = 0,01$	$\epsilon = 0,05$	$\epsilon = 0,1$
32	original	25,56	25,48	25,21	24,92	22,94	21,41	16,29	13,94
	organizado	25,56	25,53	25,42	25,28	24,31	23,35	19,15	16,72
64	original	26,25	26,16	25,81	25,44	23,13	21,28	15,94	13,61
	organizado	26,25	26,21	26,05	25,88	24,65	23,45	18,82	16,30
128	original	26,87	26,74	26,23	25,71	22,86	20,84	15,28	13,00
	organizado	26,87	26,84	26,66	26,44	25,06	23,76	18,96	16,37
256	original	27,32	27,13	26,47	25,71	22,27	20,10	14,45	12,28
	organizado	27,32	27,25	27,02	26,73	24,97	23,46	18,30	15,71
512	original	27,85	27,60	26,74	25,87	22,13	19,79	14,02	11,89
	organizado	27,85	27,77	27,44	27,11	24,98	23,27	17,86	15,23

Observe que, em todos os casos apresentados, as imagens obtidas com a utilização de dicionários organizados pelo Algoritmo *Simulated Annealing* apresentam qualidade subjetiva superior a daquelas obtidas com a utilização dos dicionários originais.

Vale salientar que a melhora no desempenho do sistema de comunicações baseado em QV, obtida com a substituição do dicionário original pelo dicionário organizado (dicionário cuja organização/indexação foi obtida com a utilização do algoritmo SA) não ocorre às custas de um aumento de complexidade quando da transmissão das imagens. De fato, o processo de atribuição de índices (via SA, por exemplo) é feito *a priori (off-line)* — o dicionário, depois de submetido à atribuição de índices é então utilizado pelo sistema de comunicações. É importante observar que, tanto no dicionário original quanto no dicionário organizado, os vetores-código são os mesmos. A única diferença é a representação binária atribuída aos vetores-código.



(a) Dicionário Original.



(b) Dicionário Organizado.

Figura 3.10: Imagem Lena reconstruída após a transmissão por um canal BSC com probabilidade de erro igual a 10^{-2} .

3.6 Conclusão

Este capítulo abordou o problema da quantização vetorial considerando canais ruidosos. Foi dada ênfase à técnica de quantização vetorial robusta, em que um dicionário (previamente projetado sem considerações a respeito dos erros de canal) pode ser tornado robusto aos erros de canal por meio de uma atribuição adequada dos índices



(a) Dicionário Original.



(b) Dicionário Organizado.

Figura 3.11: Imagem Lena reconstruída após a transmissão por um canal BSC com probabilidade de erro igual a 10^{-3} .



(a) Dicionário Original.



(b) Dicionário Organizado.

Figura 3.12: Imagem Lena reconstruída após a transmissão por um canal BSC com probabilidade de erro igual a 10^{-4} .

binários aos vetores-código. Mostrou-se que a atribuição de índices aos vetores-código é um problema de natureza combinatorial de elevada complexidade, mesmo para dicionários com número pequeno de vetores-código.

Depois da apresentação da atribuição de índices como um problema de otimização (NP-completo), no presente capítulo foi proposto o índice de desordem (I_{des}) como o parâmetro (figura de mérito) a ser minimizado com vistas à obtenção de dicionários robustos aos erros de canal.

O capítulo abordou ainda a aplicação do algoritmo *Simulated Annealing* (SA) para o propósito de quantização vetorial robusta (atribuição de índices). Resultados de simulação concernentes à transmissão de imagens por um canal binário simétrico mostram que os dicionários organizados por meio do algoritmo SA são mais robustos aos erros de canal, quando comparados aos dicionários originais (dicionários não submetidos a uma técnica de atribuição de índices). De fato, uma melhor qualidade das imagens reconstruídas, após transmissão por um sistema de comunicações baseado em QV, é obtido ao serem utilizados dicionários SA em substituição aos dicionários originais.

Capítulo 4

Diversidade em Modulação Aplicada à Transmissão de Sinais por Canais com Desvanecimento Rayleigh

O desempenho de sistemas de comunicações móveis pode ser significativamente melhorado por meio do uso da técnica de diversidade em modulação, que consiste basicamente na combinação da escolha criteriosa do ângulo de referência de uma constelação MPSK com o entrelaçamento independente das componentes dos símbolos transmitidos. Considerando a ausência de erros de estimação da resposta ao impulso (RI) do canal, esta técnica apresenta um bom desempenho quando o canal de comunicações está sujeito aos efeitos do desvanecimento plano [35–40]. Neste capítulo, o desempenho desta recente técnica é analisado levando em consideração a presença de erros de estimação da resposta ao impulso do canal. Mostra-se, por meio de simulações, que a técnica é eficaz mesmo sob esta condição. Adicionalmente, o impacto do efeito Doppler no desempenho do sistema é tratado, sendo estabelecido um compromisso entre a profundidade de entrelaçamento utilizada e a probabilidade de erro do sistema.

4.1 Introdução

O efeito do desvanecimento, provocado pelos múltiplos percursos de propagação dos sinais transmitidos em canais de comunicações móveis, pode degradar significati-

vamente o desempenho de sistemas de comunicações digitais. Em razão disto, várias técnicas vêm sendo propostas para melhoria de desempenho desses sistemas. Dentre elas, podem ser citadas técnicas de diversidade [41–46], esquemas de modulação codificada [47, 48], e uso da transformada *wavelet* na codificação [49, 50].

Em particular, as técnicas de diversidade consistem, basicamente, em gerar redundância (réplicas) do sinal transmitido no receptor. Exemplos típicos de técnicas de diversidade são: diversidade temporal, diversidade em frequência e diversidade espacial [43, 45]. Outro método de diversidade proposto recentemente consiste em introduzir redundância por meio de uma escolha criteriosa do ângulo de referência de uma constelação MPSK combinada com o entrelaçamento independente das componentes dos símbolos a serem transmitidos [35–40]. Neste capítulo, essa técnica será denominada de *diversidade em modulação*.

A Figura 4.1 mostra como o desempenho de um sistema pode ser afetado pela escolha do ângulo de referência de uma constelação QPSK quando o canal de comunicações está sujeito aos efeitos do desvanecimento. Nesta figura, os círculos cheios representam a constelação no transmissor, ao passo que os círculos vazios indicam a constelação na entrada do receptor. Como pode ser observado, apenas a componente em quadratura do símbolo transmitido é atingida por um pico de desvanecimento. Pode-se notar que a constelação “comprimida” apresentada na Figura 4.1(b) (círculos vazios) oferece mais proteção contra os efeitos do ruído do que a constelação apresentada na Figura 4.1(a), porque dois símbolos distintos não colidem pois apresentam projeções distintas nos eixos em fase (I) e em quadratura (Q) [37].

Na realidade, o desvanecimento afeta aleatoriamente as componentes em fase e em quadratura dos sinais transmitidos e a situação apresentada na Figura 4.1 contempla apenas um caso particular. Contudo, verifica-se que a probabilidade de ocorrência conjunta de dois picos de desvanecimento é praticamente nula em canais independentes [51]. Sendo assim, admitindo que as componentes em fase e em quadratura são afetadas de forma independente, pode-se verificar que, na média, a constelação com diversidade é mais adequada para a transmissão neste tipo de canal.

Na prática, para garantir a independência entre o desvanecimento sofrido pelas componentes em fase e em quadratura podem-se, por exemplo, utilizar múltiplas antenas [41, 52] ou entrelaçamento independente de componentes [36]. A utilização de múltiplas antenas apresenta o inconveniente de não poder ser utilizada de forma eficaz no terminal móvel. De fato, devido a limitações de dimensão no terminal móvel

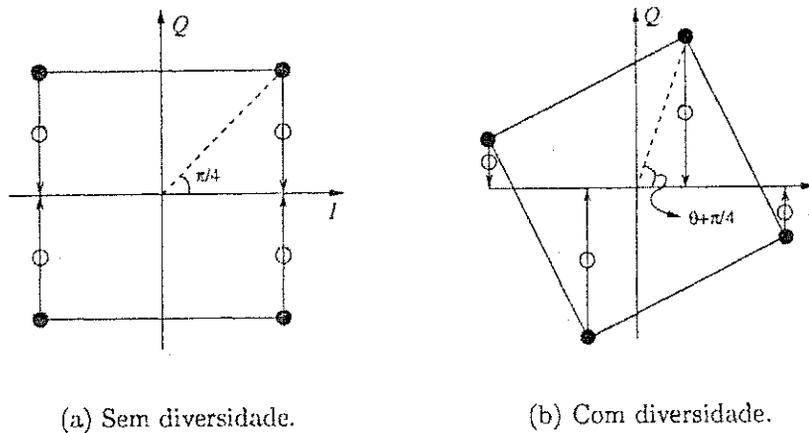


Figura 4.1: Efeito do desvanecimento sobre uma constelação QPSK: símbolos transmitidos (●) e símbolos recebidos (○).

(proximidade entre as antenas) é difícil obter independência entre os percursos que chegam em cada antena. Por sua vez, o entrelaçamento independente de componentes apresenta a vantagem de poder ser utilizado tanto na estação rádio-base quanto no terminal móvel. No entanto, esta última abordagem apresenta a desvantagem de introduzir atraso no sistema.

Em [40], considerando canais sujeitos ao desvanecimento do tipo Rayleigh, mostrou-se que a diversidade em modulação leva a um ganho de desempenho do sistema de comunicações, em termos da probabilidade de erro de bit, por meio da escolha criteriosa do ângulo de referência de uma constelação QPSK. No entanto, os resultados obtidos em [40] consideravam o canal descorrelacionado (frequência Doppler infinita) e a ausência de erros de estimação da RI do canal no receptor, que constitui uma suposição bastante restritiva na prática. O efeito dos erros de estimação da RI do canal no desempenho de sistemas que empregam diversidade em modulação foi analisado em [53], no qual se utilizou o limitante de Cramér-Rao [54] na determinação da variância do erro de estimação no esquema proposto. A análise apresentada em [53], apesar de válida, não contemplou alguns aspectos importantes como a propagação dos erros de decisão e a influência do efeito Doppler nos erros de estimação da RI do canal.

Neste capítulo, o esquema proposto em [36] é analisado levando em consideração a presença de erros de estimação da RI do canal. Mais especificamente, considera-se a aplicação do algoritmo LMS (*Least Mean Square*) e a utilização de um PLL (*Phase-Lock*

Loop) de 1ª ordem para o acompanhamento do módulo e da fase do canal de comunicações, respectivamente. Adicionalmente, um outro aspecto bastante importante para o desempenho do sistema – o grau de correlação entre os coeficientes do desvanecimento (medido em termos da máxima frequência Doppler) – é tratado, tendo em vista a minimização dos requisitos de memória e atraso do sistema [55]. Vale ressaltar que a abordagem apresentada neste capítulo difere significativamente da abordagem apresentada em [53], em que não é considerada a implementação de um algoritmo de estimação específico.

O restante deste capítulo encontra-se organizado da seguinte forma. A Seção 4.2 apresenta o modelo do sistema de comunicações utilizado e os princípios básicos da diversidade em modulação aplicada a canais com desvanecimento. Os algoritmos de estimação implementados são descritos na Seção 4.3. Na Seção 4.4 são apresentados e comentados os resultados de simulações. Finalmente, a Seção 4.5 é destinada às conclusões.

4.2 O Modelo do Sistema

A modulação QPSK pode ser vista como duas modulações PSK binárias em paralelo: uma em fase (*I*) e outra em quadratura (*Q*). Os dois sinais correspondentes são ortogonais e podem ser separados no receptor. Neste esquema, o sinal transmitido é dado por

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n p(t - nT_S) \cos(\omega_c t) + A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_n p(t - nT_S) \sin(\omega_c t), \quad (4.1)$$

sendo

$$a_n, b_n = \pm 1 \quad \text{com mesma probabilidade,}$$

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

em que ω_c e A são a frequência e a amplitude da portadora, respectivamente.

Pode ser observado, a partir da Equação 4.1, que a informação transmitida em uma componente é independente da informação transmitida na outra. Além do mais, a transmissão destes sinais em canais com desvanecimento independente pode introduzir um ganho de diversidade se houver redundância entre as duas componentes.

A introdução de redundância no esquema QPSK pode ser realizada combinando-se a escolha criteriosa do ângulo de referência da constelação de sinais por uma fase constante θ , como mostrado na Figura 4.2, com o entrelaçamento independente das componentes [36]. Para a constelação girada, o sinal transmitido pode ser escrito como

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n p(t - nT_S) \cos(\omega_c t) + A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} y_{n-k} p(t - nT_S) \sin(\omega_c t), \quad (4.2)$$

sendo k um inteiro representando o atraso (expresso em número de símbolos) introduzido pelo entrelaçamento entre as componentes I e Q . Além disso,

$$x_n = a_n \cos \theta - b_n \sin \theta \quad (4.3a)$$

e

$$y_n = a_n \sin \theta + b_n \cos \theta \quad (4.3b)$$

são os novos símbolos QPSK¹. O diagrama de blocos do transmissor que implementa este procedimento é apresentado na Figura 4.3.

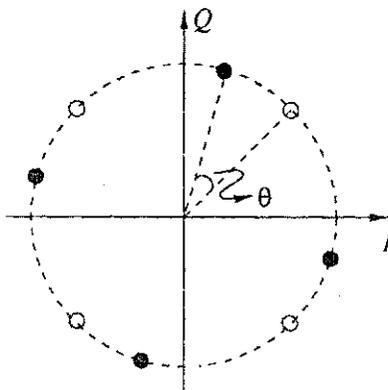


Figura 4.2: Constelação QPSK: referência (o) e girada por um ângulo θ (•).

O ganho de desempenho proporcionado por essa técnica fundamenta-se no seguinte raciocínio. Como os picos de desvanecimentos são profundos, mas de curta duração, eles podem degradar a toda informação (componentes em fase e em quadratura de um símbolo) numa transmissão convencional. Isto dificilmente ocorrerá com o uso da técnica de diversidade em modulação, pois as componentes de um símbolo são

¹É importante observar que, na prática, os bits de entrada podem ser mapeados diretamente na constelação girada, sem a necessidade de implementar as expressões da Equação 4.3.

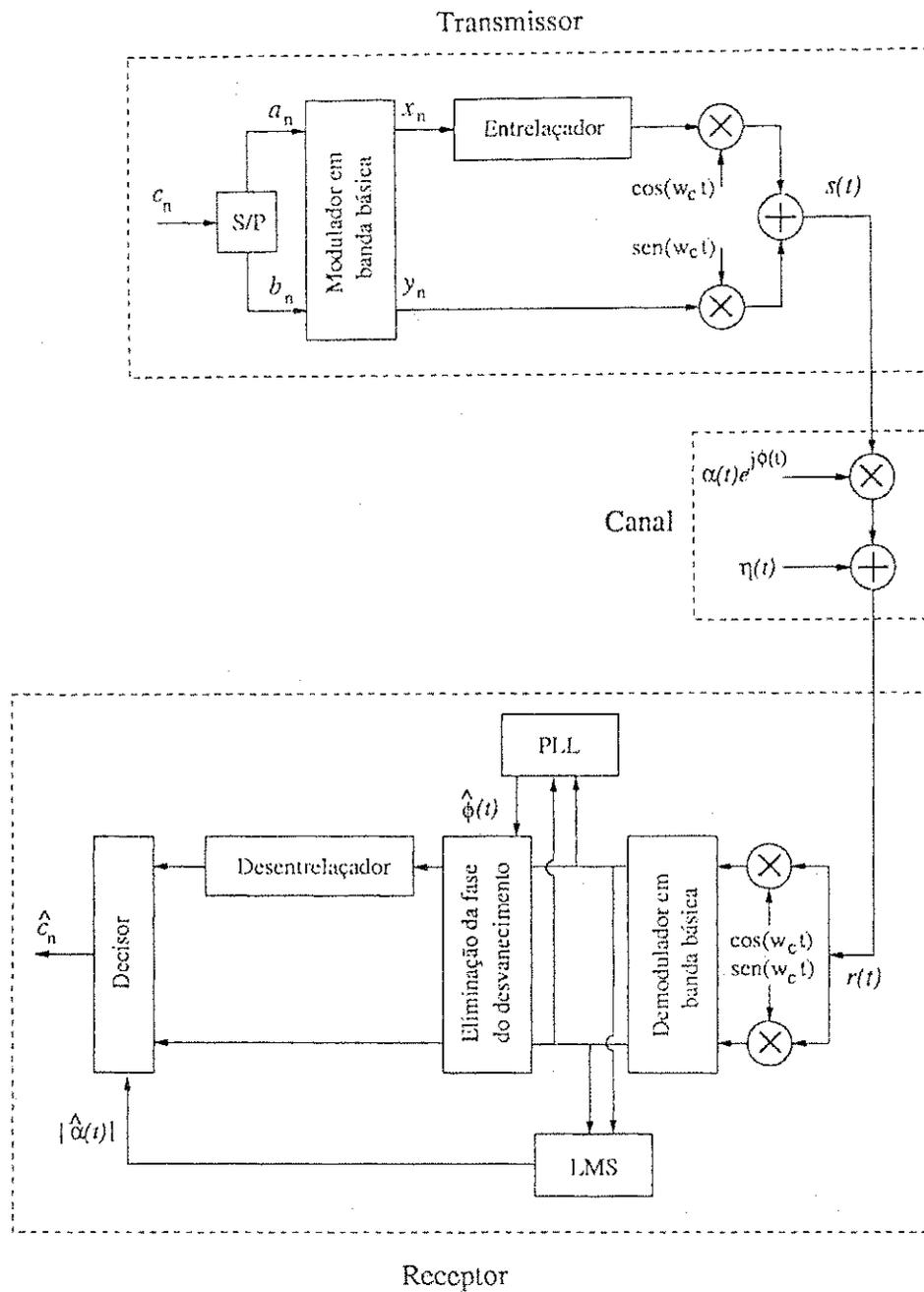


Figura 4.3: Diagrama de blocos do sistema simulado.

transmitidas em instantes de tempo distintos e existe redundância entre as componentes em fase e quadratura.

Uma característica interessante desse esquema é que o valor de θ 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 não depende do ângulo θ . Observa-se também que a eficiência espectral do sistema é mantida porque, a cada intervalo de sinalização, dois bits são transmitidos independentemente do valor de θ . Além do mais, a complexidade deste esquema é relativamente baixa, pois requer apenas a adição de entrelaçadores no transmissor, uma vez que os bits de entrada podem ser mapeados diretamente na constelação desejada.

Assumindo que o canal de comunicações móveis é caracterizado por desvanecimento rápido e plano, o sinal na entrada do receptor, denotado por $r(t)$, é dado por

$$r(t) = \alpha(t)s(t) + \eta(t), \quad (4.4)$$

em que $\eta(t)$ representa o ruído aditivo modelado por um processo gaussiano branco, complexo, com média nula e variância $N_0/2$ por dimensão. Além disso, o fator multiplicativo $\alpha(t)$ é modelado por um processo gaussiano complexo estacionário em sentido amplo com densidade espectral de potência (DEP) dada por

$$G(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_D)^2}}, & \text{se } |f| < f_D \\ 0, & \text{se } |f| \geq f_D, \end{cases} \quad (4.5)$$

em que f_D é o máxima frequência Doppler [57]. Nas simulações realizadas, o processo $\alpha(t)$ foi gerado pela Técnica de Monte Carlo, de acordo com o procedimento descrito no Apêndice A.

A função de autocorrelação correspondente a DEP da Equação 4.5 é dada por

$$R_{\alpha\alpha}(T) \triangleq E\{\alpha^*(t)\alpha(t+T)\} = J_0(2\pi f_D T), \quad (4.6)$$

em que $J_0(\cdot)$ é a função de Bessel do 1º tipo de ordem zero e T é o tempo de separação entre as amostras. O gráfico desta função de autocorrelação é mostrado na Figura 4.4 considerando uma frequência de amostragem igual a 24,3 kbauds e f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz.

No receptor (Figura 4.3), $r(t)$ é inicialmente convertido para banda básica. O sinal obtido $r_n(t)$ (equivalente passa-baixas) em um intervalo de sinalização é

$$r_n(t) = |\alpha_n(t)|e^{j\phi_n(t)}s_n(t) + \eta_n(t), \quad nT_s \leq t \leq (n+1)T_s, \quad (4.7)$$

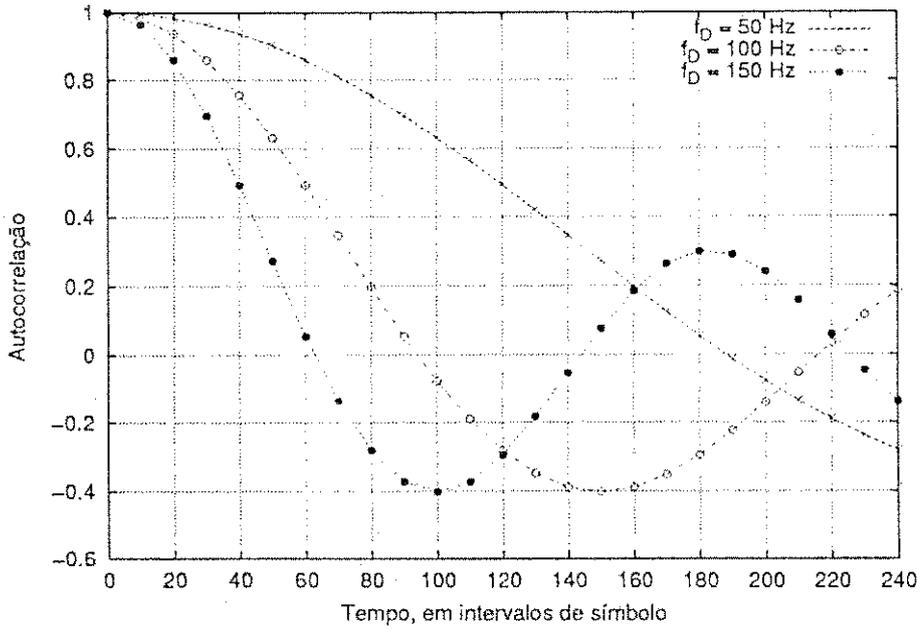


Figura 4.4: Função de autocorrelação do processo $\alpha(t)$ para uma frequência de amostragem igual a 24,3 kbauds e alguns valores de frequência Doppler (f_D).

em que $\eta_n(t)$ representa o ruído gaussiano branco complexo, $|\alpha_n(t)|$ denota a amplitude da resposta ao impulso (RI) do canal no instante de tempo t , $\phi_n(t)$ representa o deslocamento de fase provocado pelo canal e $s_n(t)$ denota o equivalente passa-baixas do sinal transmitido $s(t)$.

Após a eliminação da fase do desvanecimento (multiplicação de $r_n(t)$ por $e^{-j\phi_n(t)}$), o vetor recebido, no n -ésimo intervalo de sinalização, aqui denotado por \tilde{r}_n , é expresso como²

$$\tilde{r}_n = |\alpha_n|s_n + \eta_n, \quad (4.8)$$

sendo s_n a representação vetorial do sinal transmitido no intervalo de sinalização nT_s , dada por

$$s_n = x_n + jy_{n-k}. \quad (4.9)$$

Além disso, os elementos do vetor complexo η_n são variáveis aleatórias gaussianas independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.) com média nula e variância $N_0/2$.

²É importante notar que o ruído aditivo $\eta_n(t) \cdot e^{-j\phi(t)}$ é também uma v. a. gaussiana bidimensional com média nula e variância $N_0/2$ por dimensão. Isto ocorre porque a sua distribuição de probabilidade bidimensional não é afetada pela compensação de fase (rotação), visto que esta distribuição é esféricamente simétrica [58, pp. 247].

No receptor, depois do desentrelaçamento (Figura 4.3) o vetor recebido torna-se

$$\mathbf{r}_n = [\alpha_n x_n + \text{Re}\{\eta_n\}] + j[\alpha_{n+k} y_n + \text{Im}\{\eta_{n+k}\}], \quad (4.10)$$

em que $\text{Re}\{\eta_n\}$ e $\text{Im}\{\eta_{n+k}\}$ indicam as partes real e imaginária do ruído complexo η nos intervalos de sinalização nT_s e $(n+k)T_s$, respectivamente.

Admitindo a transmissão de símbolos equiprováveis, o decisor ótimo, de posse das estimativas de $|\alpha_n|$, calcula a distância Euclidiana quadrática entre o sinal recebido \mathbf{r}_n e cada um dos quatro vetores da constelação QPSK (multiplicados pelas estimativas $|\alpha_n|$ e $|\alpha_{n+k}|$), decidindo em favor do mais próximo a \mathbf{r}_n .

Considerando que o receptor seja capaz de estimar sem erro os valores de $|\alpha(t)|$ e $\phi(t)$ e que haja descorrelação entre os valores de $\alpha_n(t)$ e $\alpha_{n+k}(t)$, mostrou-se em [56,59] que a probabilidade de erro de bit do sistema é minimizada para 27°. Admitindo correlação entre α_n e α_{n+k} , pode-se obter, a partir da função de autocorrelação do canal (Figura 4.4), os pontos de correlação nula que correspondem às profundidades de entrelaçamento ideais para cada caso. Desta forma, o desempenho apresentado em [56, 59] é alcançado, caso o canal seja perfeitamente estimado.

4.3 Algoritmos de Estimação

Na técnica de diversidade em modulação, as informações de módulo e fase do canal de comunicações são utilizadas em pontos distintos no receptor, como pode ser observado na Figura 4.3. Em particular, a informação de fase é utilizada para compensar o deslocamento de fase provocado pelo canal. Esta operação é de fundamental importância para o bom funcionamento do esquema proposto pois, baseando-se em simulações previamente realizadas [60], o erro de fase compromete o correto desentrelaçamento das componentes dos sinais transmitidos. Por isto, neste trabalho, o estimador de canal é composto por dois esquemas distintos para a detecção de fase e do módulo do canal. Estes esquemas são descritos a seguir.

4.3.1 O Estimador de Módulo

O algoritmo LMS (*Least Mean Square*) foi utilizado para obter a estimativa do módulo da resposta ao impulso do canal com desvanecimento por meio da equação recursiva [54]

$$\hat{\alpha}(n+1) = \hat{\alpha}(n) + \mu s(n) e^*(n), \quad (4.11)$$

sendo μ o passo do algoritmo e $e(n) = r_n - \hat{\alpha}_n \hat{s}(n)$. Durante o processo de treinamento $\hat{s}(n) = s(n)$. Após o treinamento, a estimativa desse sinal é fornecida pelo decisor.

4.3.2 O Estimador de Fase

A estimação da fase do desvanecimento foi obtida por meio de um filtro recursivo. Mais precisamente, utilizou-se um PLL (*Phase-Lock Loop*) de 1ª ordem, cuja expressão de atualização de fase é dada por

$$\hat{\phi}(n+1) = \hat{\phi}(n) + \kappa u_\phi(n), \quad (4.12)$$

em que a constante κ é o passo (ou ganho) do filtro recursivo e $u_\phi(n)$ representa um detetor de erro de fase, dado por [61]

$$u_\phi(n) = \text{Im}[e^{-j\hat{\phi}(n)} \hat{s}_n^* r_n]. \quad (4.13)$$

O objetivo do PLL é maximizar a função de verossimilhança da fase, fazendo com que a saída do detetor de erro de fase seja nula. Apesar de sua simplicidade, a utilização deste esquema de detecção de fase levou a resultados satisfatórios, como pode ser observado na Seção 4.4. Uma descrição mais detalhada desse algoritmo pode ser encontrada em [61].

4.4 Resultados

Nesta seção são apresentados os resultados de simulações do esquema de transmissão descrito neste capítulo. Foram implementados programas em Linguagem C e o desempenho do sistema foi obtido segundo o Método de Monte Carlo.

4.4.1 Determinação do Ângulo de Rotação Ótimo

O primeiro conjunto de simulações foi realizado com objetivo de determinar o ângulo de referência θ ótimo, ou seja, aquele que propicia o melhor desempenho para cada uma das constelações consideradas, a saber: QPSK, 8PSK e 16PSK. Estas constelações de referência (círculos vazios) são apresentadas na Figura 4.5 como também as constelações giradas (círculos cheios) em função do ângulo θ . Vale a pena verificar que na constelação QPSK de referência, o primeiro símbolo apresenta fase igual a $\pi/4$, ao passo que nas outras duas o primeiro símbolo apresenta fase igual a zero.

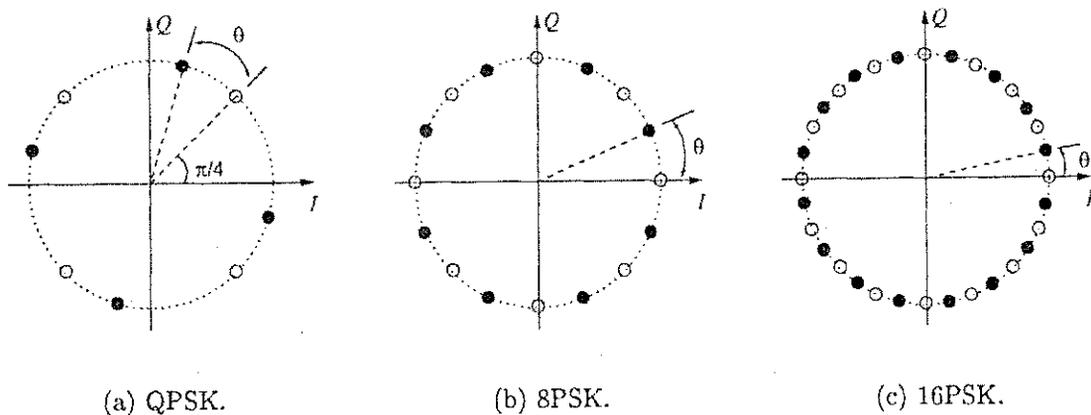


Figura 4.5: Constelações utilizadas: constelação de referência (o) e constelação girada pelo ângulo θ (•).

Considerando canais descorrelacionados, foram feitas simulações medindo a probabilidade de erro de bit, em função do ângulo de rotação θ . Para cada constelação foram utilizados três valores diferentes de E_b/N_0 (razão entre a energia de bit e a densidade espectral de potência do ruído). Os resultados destas simulações são apresentados nas Figuras 4.6, 4.7 e 4.8.

Observando as Figuras 4.6, 4.7 e 4.8, o ângulo ótimo (aquele que leva à menor probabilidade de erro de bit) para cada constelação foi determinado considerando a estimação perfeita de canal pelo receptor. Esses ângulos encontram-se na Tabela 4.1 e as Figuras 4.9, 4.10 e 4.11 apresentam as curvas de desempenho da técnica de diversidade em modulação em função da relação sinal-ruído do sistema. Cada uma destas figuras apresenta duas curvas: uma para a constelação de referência e outra usando o ângulo ótimo para cada constelação. Nos três casos analisados, o uso das constelações giradas pelo ângulo ótimo superam o desempenho obtido com o uso das constelações de referência. Além do mais, observa-se que o ganho propiciado pelo uso da constelação otimizada (obtida a partir da constelação de referência por meio da rotação pelo ângulo θ ótimo) em substituição a constelação de referência é maior para o esquema QPSK. Isto decorre do fato de que quanto menos símbolos tiver a constelação, mais distantes entre si estarão as suas projeções sobre os eixos ortogonais. Por exemplo, considerando a probabilidade de erro de bit de 10^{-4} , as constelações otimizadas apresentam ganhos em torno de 14 dB, 6 dB e 4 dB, em relação às constelações QPSK, 8PSK e 16PSK de referência, respectivamente.

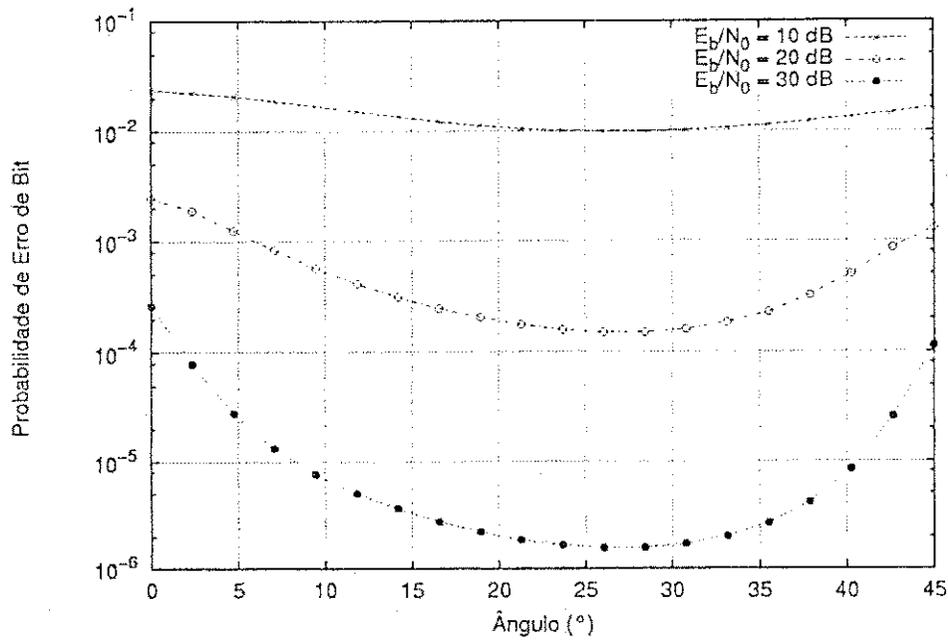


Figura 4.6: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função do ângulo de rotação θ para a constelação QPSK da Figura 4.5(a), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.

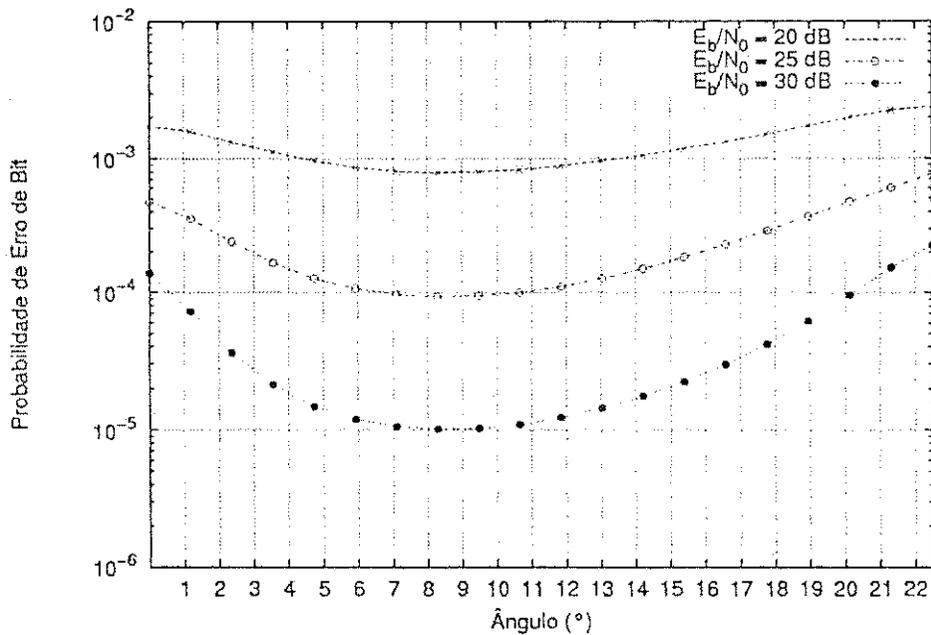


Figura 4.7: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função do ângulo de rotação θ para a constelação 8PSK da Figura 4.5(b), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.

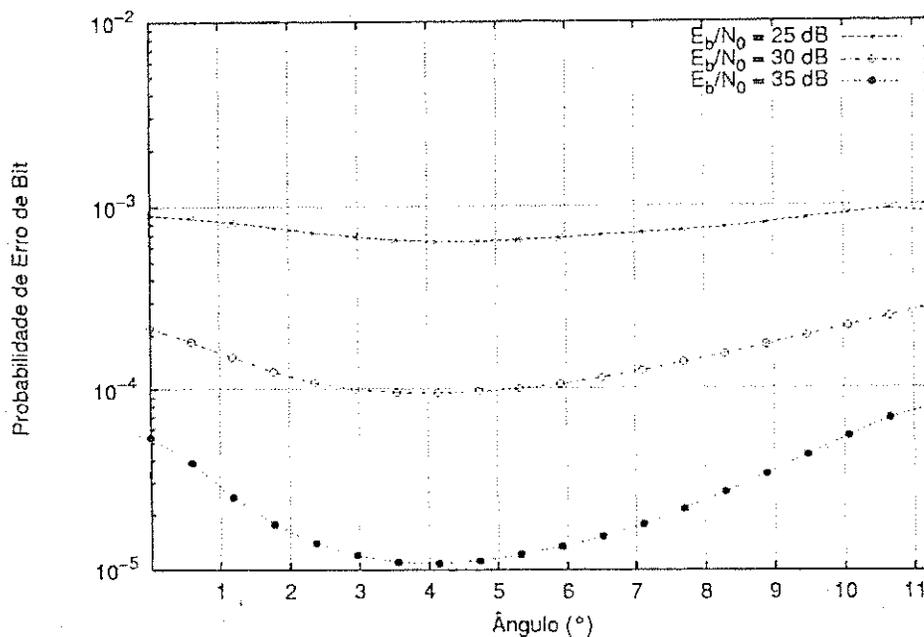


Figura 4.8: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função do ângulo de rotação θ para a constelação 16PSK da Figura 4.5(c), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.

Tabela 4.1: Ângulos de rotação ótimos para as constelações da Figura 4.5, considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.

Constelação	Ângulo
QPSK	27,0°
8PSK	8,5°
16PSK	4,0°

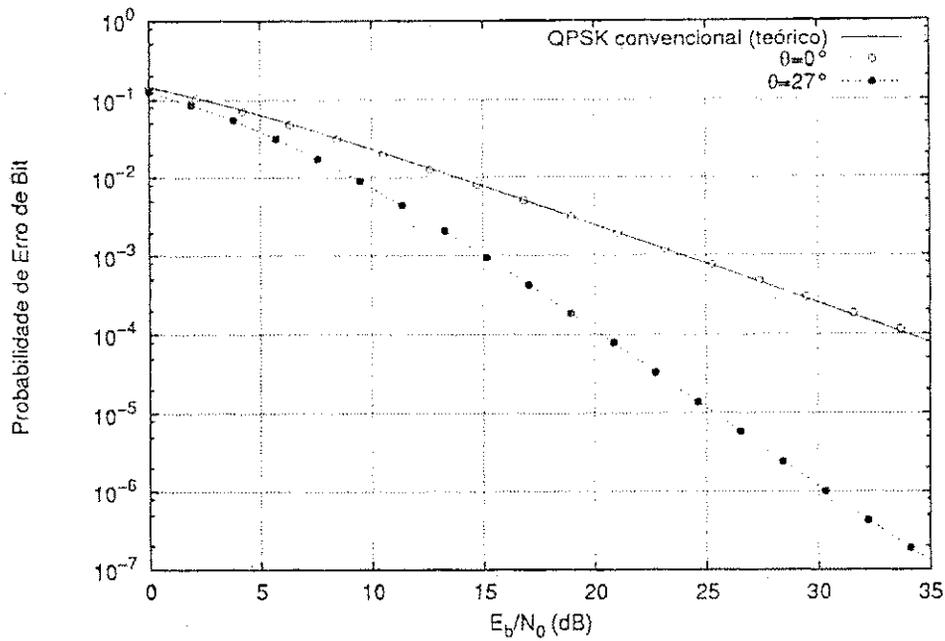


Figura 4.9: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) para a constelação QPSK da Figura 4.5(a), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.

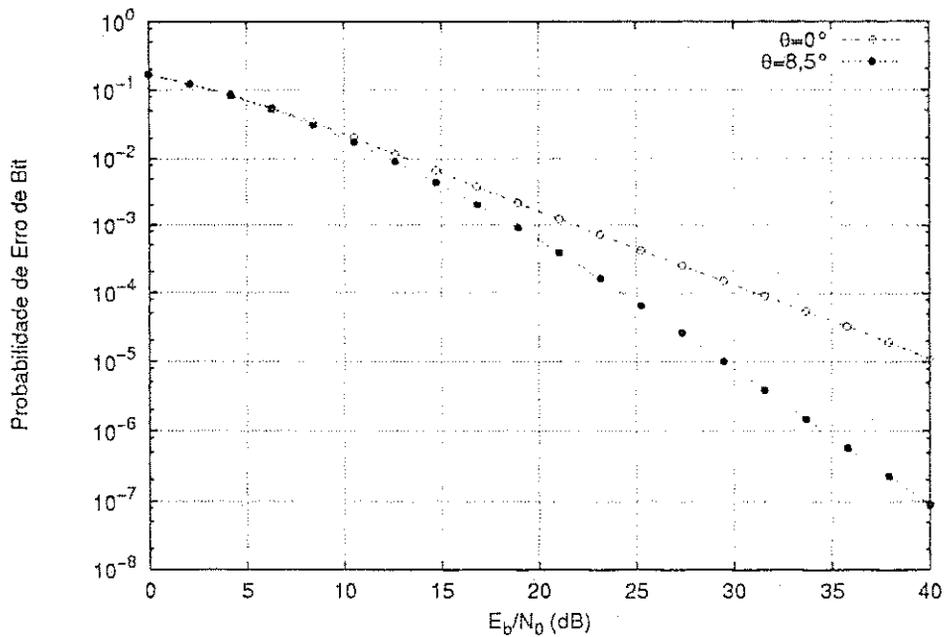


Figura 4.10: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) para a constelação 8PSK da Figura 4.5(b), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.

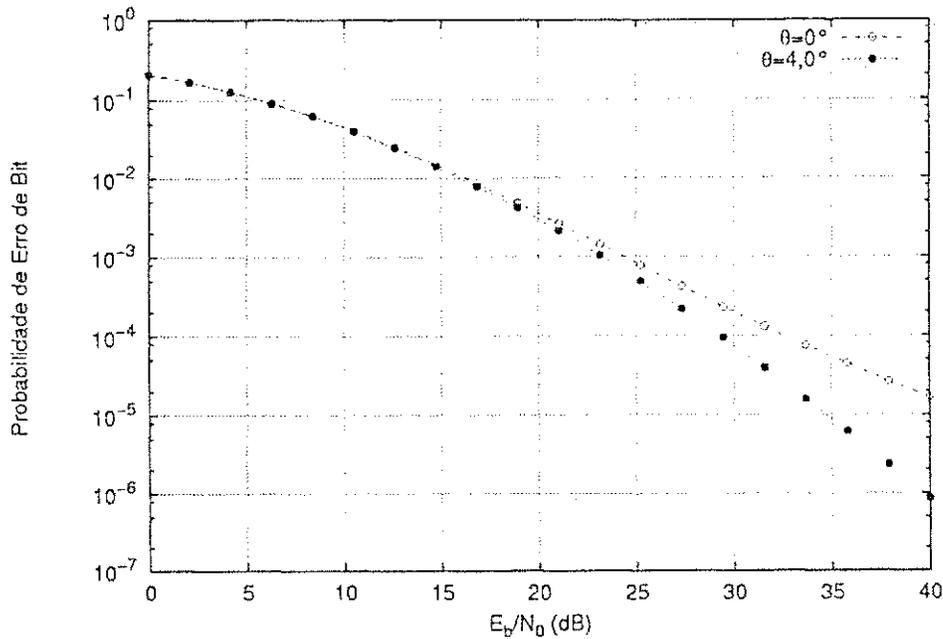


Figura 4.11: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) para a constelação 16PSK da Figura 4.5(c), considerando canal descorrelacionado e perfeitamente estimado.

Em particular, considerando a constelação QPSK de referência ($\theta = 0^\circ$), o desempenho do esquema proposto se reduz àquele de uma transmissão QPSK convencional, cuja probabilidade de erro de bit (P_b) [57]

$$P_b = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{E_b/N_0}{1 + E_b/N_0}} \right], \quad (4.14)$$

também foi incluída na Figura 4.9. Observando a Figura 4.6 percebe-se que $\theta = 0^\circ$ corresponde ao pior desempenho da técnica de diversidade em modulação considerando uma constelação QPSK. Isto ocorre porque para este valor de θ não existe redundância entre as componentes em fase e em quadratura do símbolo transmitido.

Um característica bastante interessante da diversidade em modulação pode ser observada na Figura 4.12, na qual estão apresentados gráficos para a distribuição dos sinais no receptor após o desentrelaçamento e compensação do desvanecimento, considerando a constelação QPSK, $E_b/N_0 = 10$ dB e $\theta = 0^\circ, 10^\circ, 27^\circ$ e 45° . Para cada ângulo, foram feitas 4900 transmissões de cada símbolo QPSK. Observa-se que, independentemente do valor de θ , os sinais recebidos são distribuídos ao longo de eixos paralelos aos eixos principais. Nota-se também que as regiões de interferência entre os

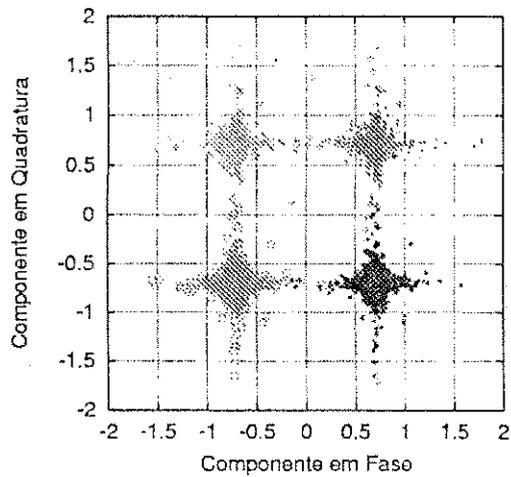
símbolos são maiores para $\theta = 0^\circ$. Para $\theta \neq 0^\circ$, os eixos sobre os quais os símbolos QPSK encontram-se distribuídos tornam-se desalinhados diminuindo a região de interferência entre os símbolos (Figuras 4.12(b) e 4.12(c)). Com $\theta = 45^\circ$ tem-se uma região de alta interferência em torno da origem, mas mesmo neste caso a interferência é menor em comparação com a interferência da constelação de referência ($\theta = 0^\circ$).

É importante ressaltar que esta análise qualitativa está em perfeita sintonia com os resultados da Figura 4.6 que apresenta a probabilidade de erro de bit para a constelação QPSK em função do ângulo θ . O efeito ilustrado na Figura 4.12 foi chamado de “Efeito Roda Gigante” (*Ferris Wheel Effect*) [56] porque, independentemente do ângulo θ , os símbolos permanecem distribuídos ao longo de eixos ortogonais que são paralelos os eixos principais, fato semelhante ao que ocorre com a Roda Gigante, comum em parques de diversão, que mantém os seus assentos na posição horizontal enquanto o brinquedo gira.

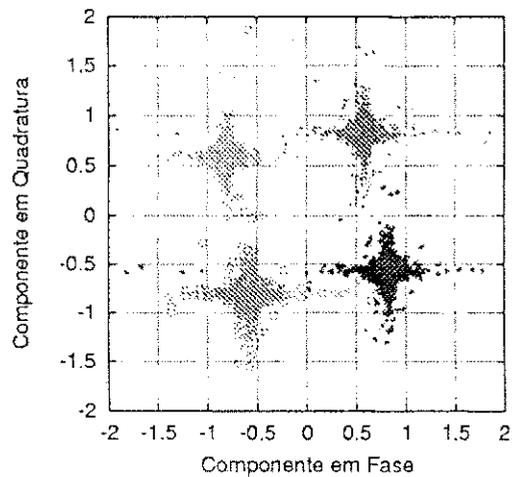
4.4.2 Influência do Entrelaçamento no Desempenho do Sistema

A partir da Figura 4.4 verifica-se que quanto menor for a frequência Doppler (f_D), maior deve ser a profundidade do entrelaçamento para garantir a decorrelação do canal e alcançar o desempenho máximo do sistema com o uso da técnica de diversidade em modulação. Contudo, se o desempenho da técnica de diversidade em modulação fosse muito sensível ao grau de correlação do canal, a aplicabilidade da técnica seria fortemente comprometida, tendo em vista o aumento nos requisitos de memória e de atraso no processamento. Diante disto, um segundo conjunto de simulações foi realizado para verificar o impacto da correlação de canal (medido em termos da máxima frequência Doppler) no desempenho do sistema proposto.

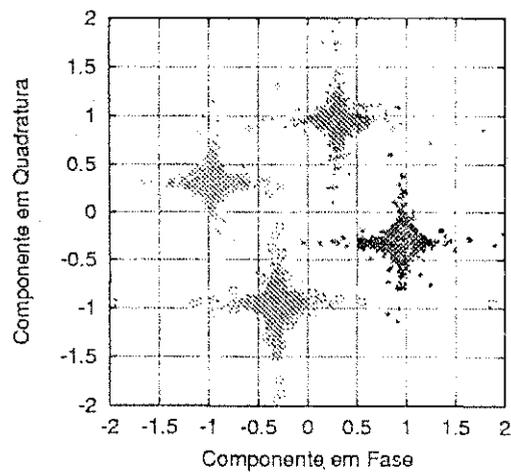
Nas Figuras 4.13, 4.14 e 4.15 são apresentadas as curvas de probabilidade de erro de bit do sistema usando a constelação QPSK (Figura 4.5(a)) de referência ($\theta = 0^\circ$) e a constelação otimizada ($\theta = 27^\circ$). Os resultados foram obtidos em função da profundidade do entrelaçamento, admitindo ausência de erros de estimação do canal e considerando f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz. Em particular, considerando uma taxa de transmissão de 24,3 kbauds, nota-se na Figura 4.4 que a curva de autocorrelação para $f_D = 100$ Hz apresenta o seu primeiro zero em torno de 94 intervalos de símbolo. Contudo, de acordo com as curvas da Figura 4.14, percebe-se que um ganho



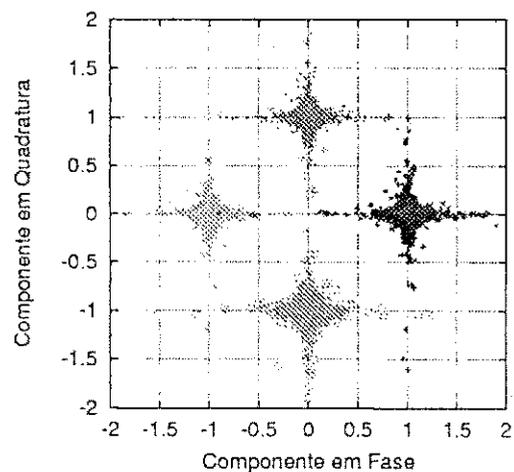
(a) $\theta = 0^\circ$.



(b) $\theta = 10^\circ$.



(c) $\theta = 27^\circ$.



(d) $\theta = 45^\circ$.

Figura 4.12: Efeito Roda Gigante (*Ferris Wheel Effect*). Cada gráfico representa os sinais no receptor após o desentrelaçamento e a compensação do desvanecimento, considerando a constelação QPSK, $E_b/N_0 = 10$ dB e vários valores de θ .

considerável, em termos da probabilidade de erro de bit, pode ser obtido com uma profundidade de entrelaçamento de apenas 53 símbolos, ou seja, com aproximadamente 60% de correlação. Logo, para $f_D = 100$ Hz, a profundidade de entrelaçamento equivalente a $k = 53$ símbolos corresponde a uma boa solução de compromisso entre probabilidade de erro de bit e atraso para o sistema proposto. Um comportamento similar também pode ser observado para valores de frequência Doppler iguais a 50 Hz e 150 Hz (Figuras 4.13 e 4.15, respectivamente) nas quais um bom desempenho pode ser atingido utilizando uma profundidade de entrelaçamento de apenas 105 e 35 símbolos, respectivamente. Nestes casos, as profundidades ideais para o entrelaçamento são 188 e 62 símbolos, respectivamente.

Este resultado é interessante, uma vez que garante um bom desempenho utilizando uma profundidade de entrelaçamento correspondente a aproximadamente 60% de correlação do canal. É importante lembrar que quanto maior for a profundidade do entrelaçamento maior será o atraso introduzido na transmissão e maiores serão os requisitos de memória exigidos pelo sistema.

Observa-se também que para $\theta = 0^\circ$ (constelação de referência), o desempenho do sistema fica insensível à profundidade do entrelaçamento pois não há redundância entre as componentes em fase e em quadratura dos símbolos transmitidos. Essas curvas também foram incluídas nas Figuras 4.13, 4.14 e 4.15 para fins de comparação.

4.4.3 Influência dos Erros de Estimação no Desempenho do Sistema Proposto

Um conjunto de simulações foi realizado com o objetivo de verificar o desempenho da técnica de diversidade em modulação empregando os estimadores de canal descritos na Seção 3. As simulações foram realizadas considerando as constelações QPSK de referência ($\theta = 0^\circ$) e otimizada ($\theta = 27^\circ$). Em todas as simulações utilizou-se uma frequência de amostragem igual a 24,3 kbauds e um número mínimo de 10^4 realizações do canal para cada valor de probabilidade de erro investigado. Admitindo o uso de blocos com 250 símbolos, a massa de dados mínima utilizada foi de 5×10^5 bits, o que garante a confiabilidade na estimação da probabilidade de erro do sistema. Para evitar a propagação dos erros de decisão, os dados foram divididos em blocos com 50 símbolos de treinamento e 200 símbolos de informação, resultando em uma vazão de 80%.

Os passos dos algoritmos para estimação da fase e da amplitude foram estabeleci-

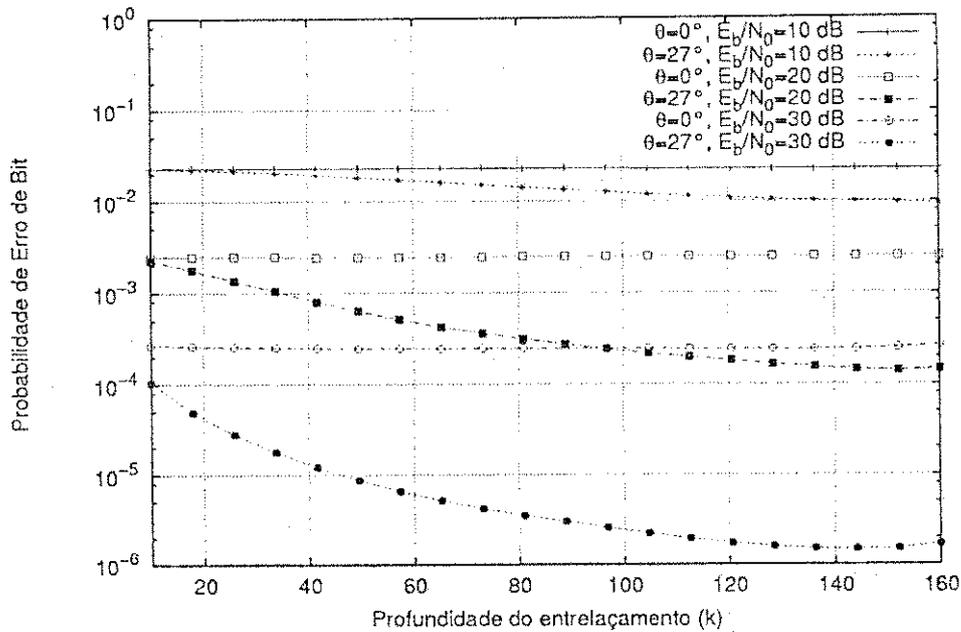


Figura 4.13: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função da profundidade do entrelaçamento (k , expresso em intervalos de símbolos) para a constelação QPSK e $f_D = 50 \text{ Hz}$, considerando canal perfeitamente estimado.

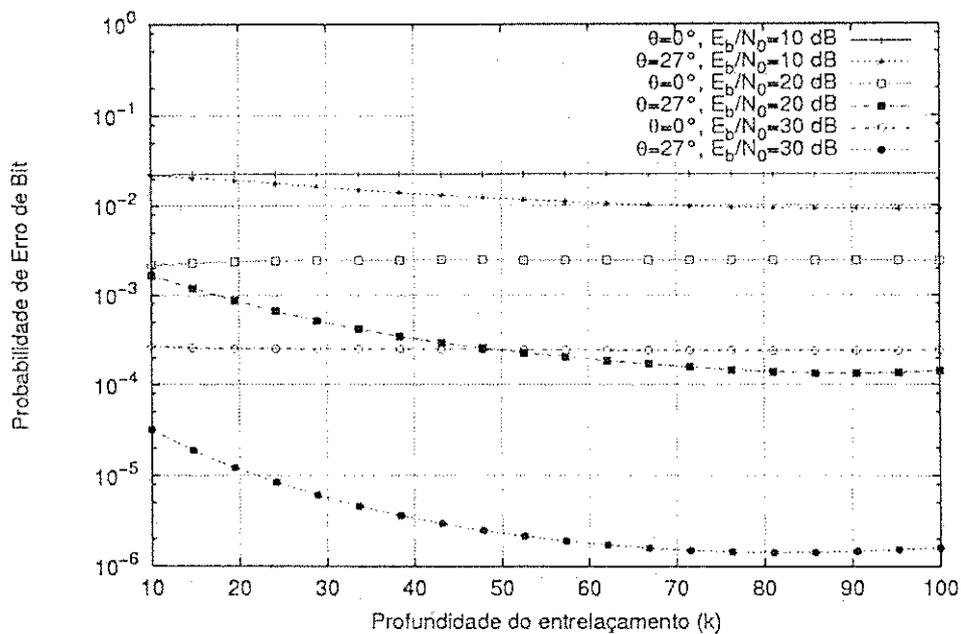


Figura 4.14: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função da profundidade do entrelaçamento (k , expresso em intervalos de símbolos) para a constelação QPSK e $f_D = 100 \text{ Hz}$, considerando canal perfeitamente estimado.

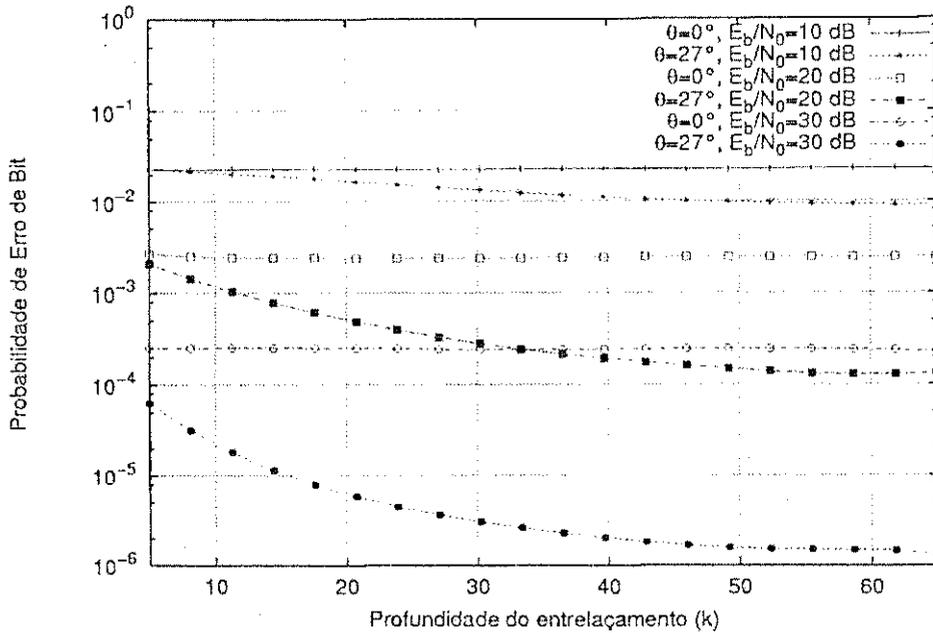


Figura 4.15: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto em função da profundidade do entrelaçamento (k , expresso em intervalos de símbolos) para a constelação QPSK e $f_D = 150$ Hz, considerando canal perfeitamente estimado.

dos, mediante simulação computacional, para cada valor de f_D a partir das curvas de probabilidade de erro do sistema. A seguinte estratégia foi empregada na obtenção dos passos do LMS e do PLL: na determinação de μ admitiu-se estimação perfeita da fase e na determinação de κ , por outro lado, admitiu-se estimação perfeita da amplitude. É importante ressaltar que este procedimento foi efetuado para a transmissão com os dois ângulos considerados, o que permite uma comparação justa do desempenho dos esquemas investigados.

Devido à presença do ruído de gradiente [54], para um determinado valor de f_D , o valor do passo ótimo muda de acordo com o valor de E_b/N_0 . Contudo, nas simulações realizadas utilizou-se apenas um valor de passo para cada f_D . O passo foi obtido mediante simulação computacional por meio do seguinte procedimento: para cada valor de f_D foram utilizados três valores de E_b/N_0 para os quais foram obtidas curvas de probabilidade de erro de bit em função do passo utilizado. A partir dessas curvas, os valores de passo foram obtidos adotando-se uma solução de compromisso para a faixa de E_b/N_0 simulada. Os valores dos passos utilizados são apresentados nas Tabelas 4.2(a) e 4.2(b) para a constelação QPSK de referência e a constelação otimizadas,

respectivamente.

Tabela 4.2: Valores de passo do LMS (μ) e do PLL(κ) utilizados nas simulações.

	$f_D = 50$ Hz	$f_D = 100$ Hz	$f_D = 150$ Hz
μ	0,5	0,5	0,5
κ	0,8	0,9	1,0

(a) Constelação de referência ($\theta = 0^\circ$).

	$f_D = 50$ Hz	$f_D = 100$ Hz	$f_D = 150$ Hz
μ	0,25	0,4	0,6
κ	0,6	0,7	0,7

(b) Constelação otimizada ($\theta = 27^\circ$).

Os resultados dessas simulações são apresentados nas Figuras 4.16, 4.17 e 4.18. As curvas foram obtidas para um entrelaçamento de 100 símbolos e considerando f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz respectivamente. Observa-se que, em todos os casos apresentados, o desempenho do esquema com diversidade em modulação é sempre superior ao desempenho do esquema de referência.

Qualitativamente, os resultados apresentados nas Figuras 4.16, 4.17 e 4.18 são semelhantes, apresentando o efeito de probabilidade de erro irreduzível (PEI), comportamento típico em canais com desvanecimento rápido, que decorre dos erros de estimação e acompanhamento da RI do canal de comunicações. Verifica-se que o nível de probabilidade de erro irreduzível aumenta à medida que se intensifica o efeito Doppler. A PEI pode ser reduzida com o uso de procedimentos de filtragem adaptativa mais robustos e sofisticados, como por exemplo filtragem de Kalman [62]. Porém, em todos os casos simulados, o desempenho do sistema com diversidade ($\theta = 27^\circ$) supera o desempenho do sistema de referência ($\theta = 0^\circ$), reduzindo bastante o nível de PEI para os três casos avaliados. Por exemplo, considerando-se $f_D = 50$ Hz, o patamar de erro irreduzível caiu de 7×10^{-3} para 5×10^{-4} . Pode-se notar também, a partir desta mesma figura, que para a faixa de E_b/N_0 entre 6 dB e 25 dB o desempenho do sistema com constelação otimizada, mesmo considerando os erros de estimação, é superior ao do sistema

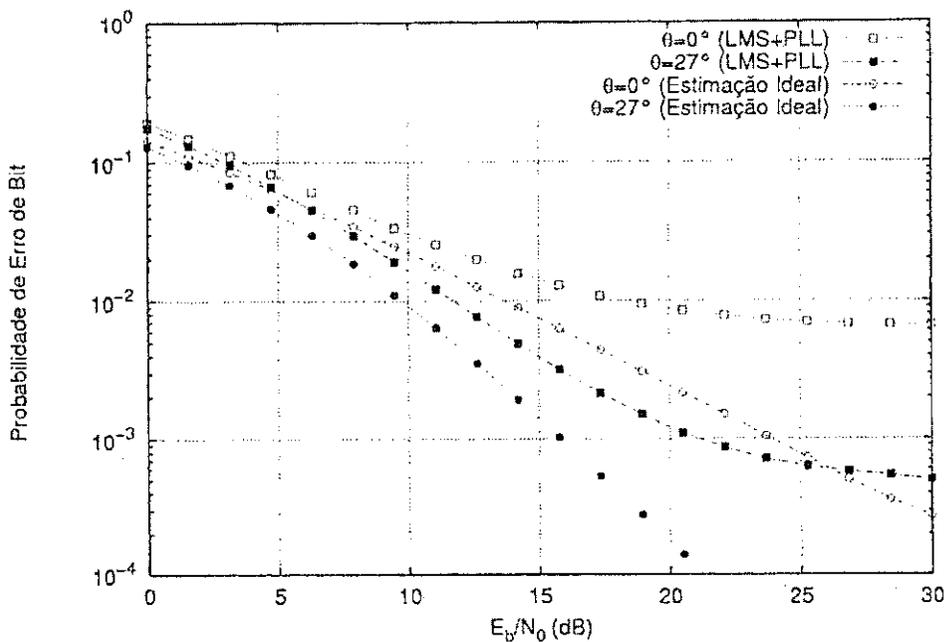


Figura 4.16: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto (Constelação QPSK) em função de E_b/N_0 , considerando $f_D = 50$ Hz.

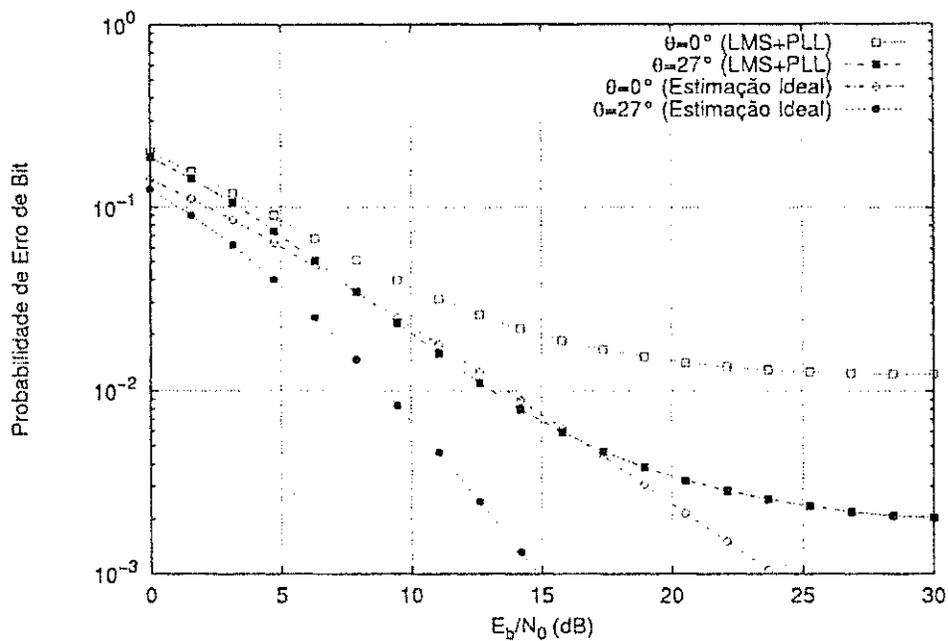


Figura 4.17: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto (Constelação QPSK) em função de E_b/N_0 , considerando $f_D = 100$ Hz.

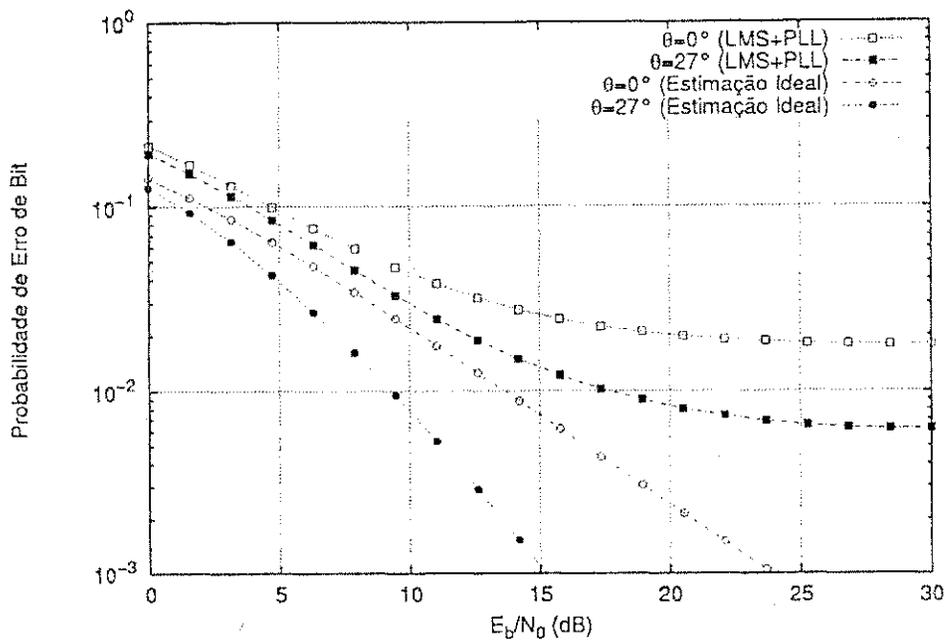


Figura 4.18: Probabilidade de erro de bit para o sistema proposto (Constelação QPSK) em função de E_b/N_0 , considerando $f_D = 150$ Hz.

de referência com estimação perfeita (ausência de erros de estimação).

Pode-se observar também, a partir das Figuras 4.16, 4.17 e 4.18, que o desempenho do sistema, tanto para $\theta = 0^\circ$ quanto para $\theta = 27^\circ$, diminui com o aumento da máxima frequência Doppler. Isto ocorre porque, para uma dada taxa de transmissão, quanto maior f_D , mais rápida é a variação do canal ao longo da transmissão. Esta característica faz com que os erros de estimação de canal, tanto em módulo quanto em fase, aumentem com f_D . Em particular, observa-se que o menor ganho relativo de desempenho entre os esquemas de transmissão com e sem diversidade ocorre para $f_D = 150$ Hz, mostrando claramente a influência dos erros de estimação no desempenho do sistema. Contudo, vale ressaltar que mesmo para este valor de f_D , o desempenho do sistema com diversidade em modulação é superior ao do esquema de referência ($\theta = 0^\circ$).

As Figuras 4.19, 4.20, 4.21 e 4.22 apresentam as curvas de erro médio quadrático de estimação da amplitude e da fase da RI do canal, considerando uma relação sinal-ruído (E_b/N_0) igual a 30 dB. Conforme esperado, quanto maior o valor de f_D maior o erro médio de acompanhamento tanto em fase quanto em amplitude. Comparando as Figuras 4.19 e 4.20 observa-se que o erro de acompanhamento do módulo do canal é maior para o esquema com rotação, pois neste esquema os decisores utilizados pelos

estimadores operam com um total de 16 regiões de decisão enquanto que no caso do esquema de referência existem apenas 4 regiões. Com relação ao erro de fase (Figuras 4.21 e 4.22), nota-se uma pequena elevação para a constelação otimizada ($\theta = 27^\circ$).

4.5 Conclusão

Este capítulo apresentou uma análise de desempenho da técnica de diversidade em modulação aplicada a canais de comunicações móveis. Esta técnica combina a escolha criteriosa do ângulo de referência de uma constelação MPSK com o entrelaçamento de componentes dos símbolos antes da transmissão. A análise de desempenho foi realizada considerando que o canal de comunicações está sujeito ao desvanecimento plano e rápido. Os algoritmos de estimação LMS e PLL foram utilizados para acompanhar o módulo e a fase da resposta ao impulso do canal, respectivamente.

Admitindo a ausência de erros de estimação, os ângulos ótimos de rotação (para as constelações QPSK, 8PSK e 16PSK) foram determinados e mostrou-se que a utilização destas constelações otimizadas melhora significativamente o desempenho do sistema em termos da probabilidade de erro de bit. Mostrou-se também, por meio de simulações, que o ganho de desempenho é mantido mesmo em presença de erros de estimação. Adicionalmente, foi investigado o compromisso entre a probabilidade de erro desejada e a profundidade de entrelaçamento necessária, levando em consideração o impacto do efeito Doppler no desempenho do sistema proposto. Verificou-se que uma profundidade de entrelaçamento correspondente a cerca 60% de correlação do canal constitui uma boa solução de compromisso entre desempenho, atraso de processamento e requisitos de memória do sistema.

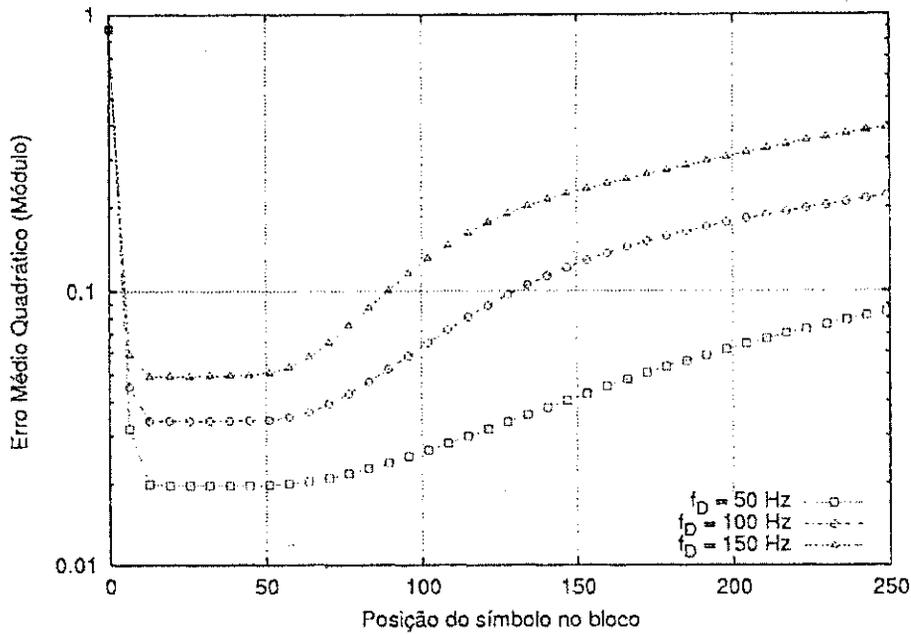


Figura 4.19: Erro de acompanhamento médio (Módulo) para a constelação QPSK de referência ($\theta = 0^\circ$), considerando $E_b/N_0 = 30$ dB, para f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz.

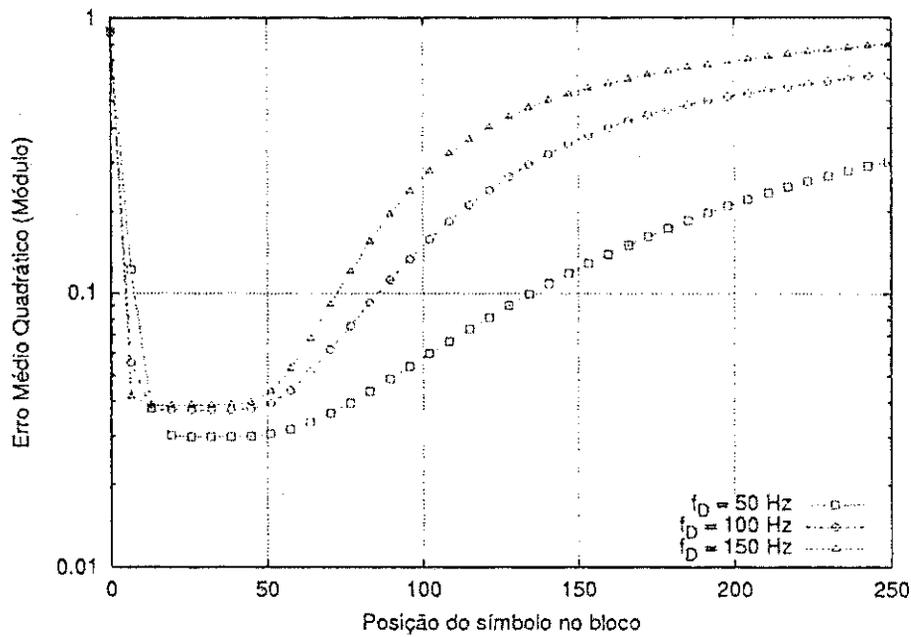


Figura 4.20: Erro de acompanhamento médio (Módulo) para a constelação QPSK otimizada ($\theta = 27^\circ$), considerando $E_b/N_0 = 30$ dB, para f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz.

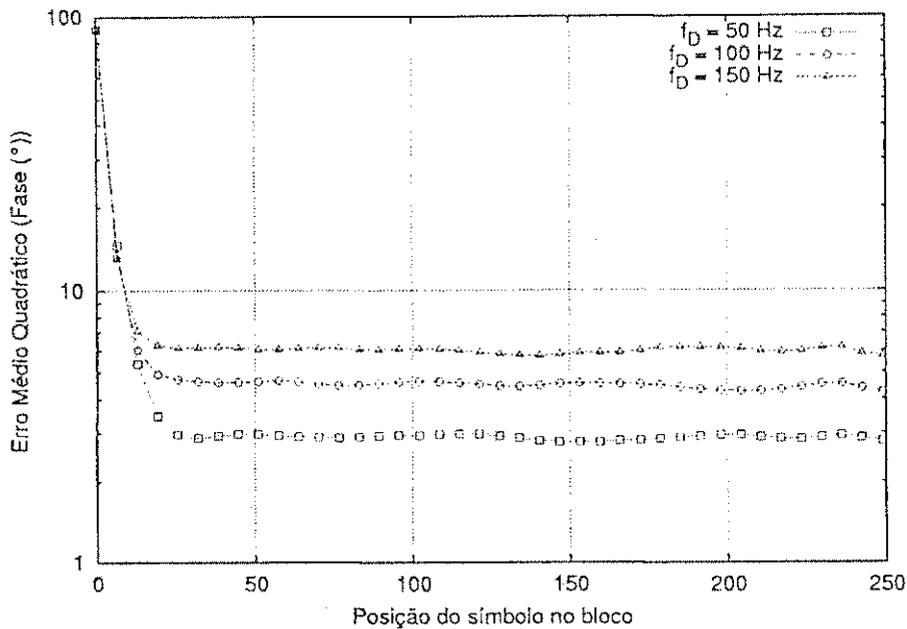


Figura 4.21: Erro de acompanhamento médio (Fase) para a constelação QPSK de referência ($\theta = 0^\circ$), considerando $E_b/N_0 = 30$ dB ($\theta = 0^\circ$), para f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz.

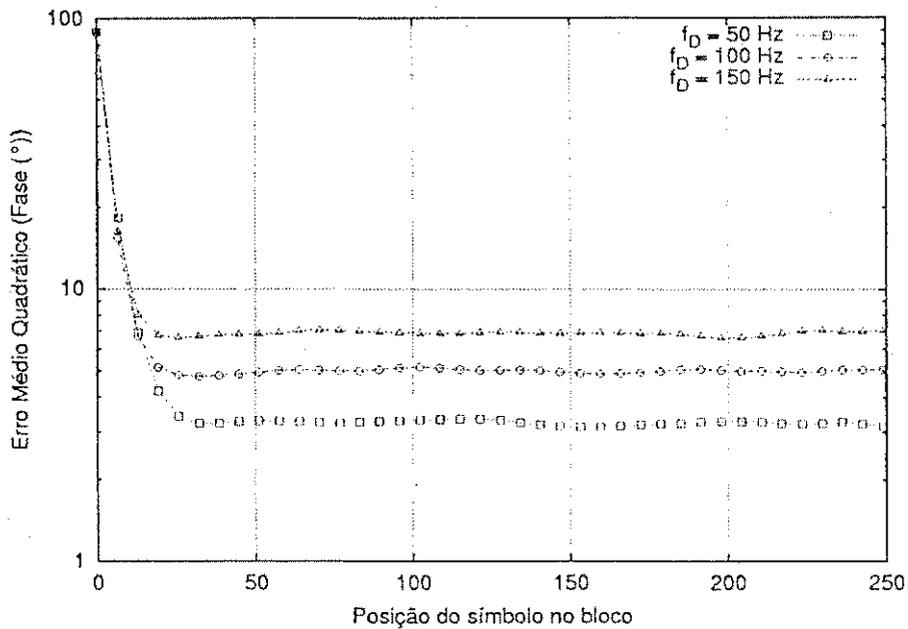


Figura 4.22: Erro de acompanhamento médio (Fase) para a constelação QPSK otimizada ($\theta = 27^\circ$), considerando $E_b/N_0 = 30$ dB, para f_D igual a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz.

Capítulo 5

Um Novo Método para o Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit de Esquemas de Modulação Sujeitos ao Desvanecimento Rayleigh

O “Efeito Roda Gigante” apresentado no capítulo anterior é útil na ilustração geométrica do ganho de desempenho decorrente da utilização da diversidade em modulação em sistemas de comunicações para canais com desvanecimento. Os gráficos obtidos representam a distribuição dos sinais no receptor após o desentrelaçamento e compensação do desvanecimento. Foi visto que a compensação do desvanecimento é feita dividindo o sinal recebido pela amplitude da resposta ao impulso (RI) do canal com desvanecimento.

Neste capítulo a idéia da divisão do sinal recebido pela amplitude do desvanecimento é explorada na concepção de um novo método para obtenção de expressões exatas para a probabilidade de erro de bit (BEP – *Bit Error Probability*) de esquemas de modulação sujeitos ao desvanecimento Rayleigh. Nesse método o canal com desvanecimento Rayleigh é visto como um canal sujeito a um ruído aditivo, sendo este ruído modelado como a razão entre uma variável aleatória (v.a.) gaussiana e uma v.a. com distribuição Rayleigh. O método consiste em usar a função cumulativa de probabilidade unidimensional desse ruído aditivo para obter expressões fechadas para a BEP de esquemas de modulação sujeitos ao desvanecimento Rayleigh. Em particular, o método proposto é usado para obter expressões novas, exatas e fechadas para a BEP dos es-

quemas 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM. Baseando-se no trabalho de Cho e Yoon [63], são apresentadas também generalizações para a BEP dos esquemas M -QAM (*M-ary quadrature amplitude modulation*), M -PAM (*M-ary pulse amplitude modulation*) e R-QAM (*rectangular QAM*) sujeitos ao desvanecimento Rayleigh.

5.1 Introdução

A obtenção de taxas de transmissão elevadas, com confiabilidade, sujeitas à restrição de disponibilidade de um canal com largura de faixa muito limitada, constitui um dos grandes desafios em sistemas de comunicações sem fio. O canal móvel, por exemplo, apresenta eficiência espectral muito abaixo do seu limite teórico. O esquema QAM (*quadrature amplitude modulation*) é uma técnica de modulação atraente no que diz respeito à eficiência em termos de largura de faixa. Estudos (e.g. [64–69]) têm sido desenvolvidos no sentido de avaliar o desempenho de esquemas de modulação QAM em termos de BEP. Nesse contexto, a obtenção de expressões fechadas para a BEP de esquemas QAM é um problema relevante em sistemas de comunicações.

Estudos relatados na literatura têm apresentado expressões para a BEP de esquemas QAM em um canal com ruído aditivo gaussiano branco (AWGN, *additive white Gaussian noise*). Convencionalmente, aproximações para a BEP de esquemas de modulação QAM têm sido obtidas calculando a probabilidade de erro de símbolo ou simplesmente estimando-a com o uso de limites inferiores/superiores [70]. Aproximações melhores para a BEP de esquemas QAM em canais AWGN foram apresentadas recentemente em [64, 65]. É importante mencionar que apesar de algumas expressões aproximadas apresentadas na literatura fornecerem valores com precisão ao ser considerada uma relação sinal-ruído (SNR, *signal-to-noise ratio*) elevada, a avaliação da BEP utilizando essas expressões tende a se afastar dos valores exatos correspondentes ao ser considerada uma baixa SNR. Apesar de muita atenção ter sido dedicada à avaliação de desempenho de QAM em termos de probabilidade de erro de bit, só recentemente, em uma contribuição de Cho e Yoon [63], foi obtida uma expressão exata, fechada, para a probabilidade de erro de bit do esquema QAM M -ário (M -QAM) em um canal AWGN quando é utilizado um mapeamento de Gray.

Em se tratando da avaliação de desempenho de esquemas QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh, a probabilidade de erro de bit tem sido objeto de interesse em alguns trabalhos, podendo ser citadas as contribuições de Fortune *et al.* [66, 68], Shayer-

teh e Aghamohammadi [67] e Vitthaladevuni e Alouini [71]. Em [66], a expressão para a probabilidade de erro de bit de 16-QAM e 64-QAM envolve o cálculo de uma integral definida, cujo integrando é o produto da função- Q e uma função exponencial. Em [67], os autores usam o fato de que um sinal recebido em um canal com desvanecimento é sujeito a uma distorção multiplicativa (MD – *multiplicative distortion*) e ao ruído aditivo usual – assim, após uma compensação de MD, o sinal que se apresenta ao detetor pode ser visto como um sinal que tem um único termo de distorção aditiva, que compreende os efeitos do ruído aditivo original, da MD, e do erro na compensação de MD. Em [67], a função densidade de probabilidade desse termo de distorção aditiva é obtida e usada para determinar a probabilidade de erro de esquemas de modulação. Uma expressão fechada para a BEP do esquema 16-QAM é apresentada em [67]. Baseando-se em [63], Vitthaladevuni e Alouini apresentaram em [71] expressões genéricas para BEP de constelações hierárquicas 4/ M -QAM.

Em [72], o método de Craig [73] é estendido para determinar numericamente a probabilidade de erro de símbolo de esquemas M -ários bidimensionais em canais com desvanecimento – Dong *et al.* determinam em [72] a probabilidade de erro de símbolo média, exata, para a constelação 16-*star*-QAM sujeita ao desvanecimento.

Em um artigo recente [74], os autores mostraram que o canal com desvanecimento Rayleigh pode ser visto como um canal sujeito a um ruído aditivo. Esse ruído é modelado como a razão entre uma variável aleatória (v.a.) gaussiana e uma v.a. Rayleigh. A função cumulativa de probabilidade (FCP) desse ruído aditivo foi obtida em [74]. Neste capítulo, é apresentado um método, baseado nessa FCP, para obter expressões fechadas para a BEP de esquemas de modulação em canais com desvanecimento Rayleigh. Em particular, o método proposto é usado para obter expressões exatas para a BEP das constelações 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM sujeitas ao desvanecimento Rayleigh. Também são feitas generalizações para obtenção da BEP dos esquemas M -QAM, M -PAM e R-QAM.

O restante deste capítulo encontra-se organizado de acordo com as seções a seguir. Na próxima seção é apresentado o modelo do sistema de comunicações sem fio utilizado. A Seção 5.3 aborda o esquema de demodulação utilizado no trabalho. A FCP correspondente à v.a. que modela o ruído aditivo é discutida na Seção 5.3.1. Nas Seções 5.4, 5.5 e 5.6 são obtidas expressões para probabilidade de erro de bit (BEP), considerando um canal com desvanecimento Rayleigh, dos esquemas de modulação 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM, respectivamente. As generalizações para os esquemas

M -PAM, M -QAM e R-QAM são apresentadas na Seção 5.7, enquanto que na Seção 5.8 são feitos os comentários finais do capítulo.

5.2 Modelo do Sistema

Considere o sistema de comunicações sem fio ilustrado na Figura 5.1. Admitindo que o canal de comunicações é afetado pelo desvanecimento lento não-seletivo em frequência, o sinal recebido $r_c(t)$ pode ser expresso como

$$r_c(t) = \alpha e^{-j\phi} s(t) + z(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (5.1)$$

em que $s(t)$ representa o sinal transmitido, α denota a amplitude do desvanecimento, ϕ representa o desvio de fase devido ao canal, $z(t)$ denota o ruído AWGN e T corresponde ao intervalo de sinalização. Usando a representação passa-baixas, $r_c(t)$, $s(t)$ e $z(t)$ são variáveis aleatórias complexas. Além disso, a condição de desvanecimento lento implica que o parâmetro multiplicativo $\alpha e^{-j\phi}$ pode ser considerado constante pelo menos durante um intervalo de sinalização.

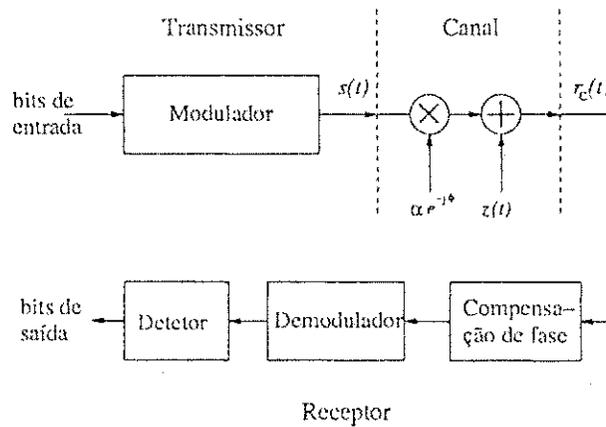


Figura 5.1: Modelo do sistema utilizado.

A amplitude do desvanecimento α é modelada por uma v.a. do tipo Rayleigh, cuja função densidade de probabilidade (fdp) é dada por

$$p_A(\alpha) = 2\alpha e^{-\alpha^2} u(\alpha), \quad (5.2)$$

em que $u(\cdot)$ representa a função degrau unitário. O ruído aditivo $z(t)$ é modelado como uma v.a. gaussiana bidimensional com média nula e variância $N_0/2$ por dimensão.

Considere, sem perda de generalidade, o desvanecimento normalizado, isto é, $E[\alpha^2] = 1$, em que $E[\cdot]$ é o operador valor esperado.

Supondo que o desvanecimento que afeta o canal é suficientemente lento, o desvio de fase ϕ pode ser estimado sem erro a partir do sinal recebido. Neste caso, o receptor pode compensar o desvio de fase provocado pelo canal (multiplicação de $r_c(t)$ por $e^{j\phi}$). Neste caso, o sinal recebido resultante $r(t)$ pode ser expresso como

$$\begin{aligned} r(t) &= r_c(t) \cdot e^{j\phi} = \alpha s(t) + z(t) \cdot e^{j\phi} \\ &= \alpha s(t) + \eta(t). \end{aligned} \quad (5.3)$$

É importante notar que o ruído aditivo $\eta(t) = z(t) \cdot e^{j\phi}$ é também uma v. a. gaussiana bidimensional com média nula e variância $N_0/2$ por dimensão. Isto ocorre porque a distribuição de probabilidade bidimensional $p_N(\eta)$ não é afetada pela compensação de fase (rotação), visto que esta distribuição é esfericamente simétrica [58, pp. 247].

A partir de agora, será adotada notação da representação vetorial¹ dos sinais. Nesta representação, cada sinal $s(t)$ é completamente determinado por um vetor s cujas componentes representam a decomposição do sinal em um conjunto de funções ortonormais escolhido convenientemente [58].

O critério de máxima probabilidade *a posteriori* [70] estabelece que o detetor ótimo, a partir da observação de r , seleciona $\hat{s} = s_k$ como o sinal recebido quando a função de decisão

$$P(s_i)p_r(r|s = s_i), \quad i = 0, 1, 2, \dots, M - 1 \quad (5.4)$$

é máxima para $i = k$. Na expressão anterior M é o número de símbolos do esquema de modulação utilizado.

Baseando-se no critério de máxima probabilidade *a posteriori* e considerando que os símbolos da constelação são equiprováveis, o receptor pode utilizar duas estratégias diferentes para determinar o símbolo transmitido mais provável a partir da observação ruidosa r : 1) Amplificar/atenuar o sinal recebido para normalizar o ganho do canal, de modo que as regiões de decisão no receptor correspondam às regiões de decisão da constelação dos sinais transmitidos; e 2) Usar o ganho do canal para amplificar/atenuar os símbolos da constelação e determinar as regiões de decisão do receptor. De acordo com estas estratégias, dois detetores podem ser definidos [74]:

¹Também conhecida como interpretação geométrica dos sinais.

- Detetor I (DI): Compara \mathbf{r} com todos os símbolos da constelação (multiplicados por α) e escolhe como símbolo recebido o mais próximo a \mathbf{r} , isto é, o símbolo que minimiza a métrica $|\mathbf{r} - \alpha \mathbf{s}_i|$;
- Detetor II (DII): Compara \mathbf{r}/α com todos os símbolos da constelação e escolhe como símbolo recebido o mais próximo a \mathbf{r}/α , isto é, escolhe como símbolo recebido aquele que minimiza a métrica $|\mathbf{r}/\alpha - \mathbf{s}_i|$.

Em se tratando do esquema de modulação QPSK, mostrou-se em [74] que ambos esquemas (I e II) apresentam o mesmo desempenho em termos de probabilidade de erro de bit. No que diz respeito à complexidade, mostrou-se que o detetor DII apresenta-se como uma alternativa mais interessante, visto que requer um número de operações inferior ao requerido pelo detetor DI. A seção a seguir mostra que, em se tratando do detetor DII, o canal com desvanecimento Rayleigh, após compensação de desvanecimento (divisão de \mathbf{r} por α), funciona como um canal sujeito a ruído aditivo – esse ruído é modelado como a razão entre uma v. a. gaussiana e uma v.a. com distribuição Rayleigh.

5.3 Demodulação em um Canal com Desvanecimento Rayleigh

Nesta seção é abordada a demodulação considerando o detetor DII, cuja regra de decisão é

$$\bar{s} = \arg \min_{s_i} \left| \frac{\mathbf{r}}{\alpha} - \mathbf{s}_i \right|, \quad i = 0, 1, 2, \dots, M - 1. \quad (5.5)$$

Neste esquema, após a compensação do desvanecimento (divisão de \mathbf{r} por α), o canal pode ser interpretado como um canal sujeito a ruído aditivo porque

$$\bar{s} = \arg \min_{s_i} \left| \frac{\alpha \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}}{\alpha} - \mathbf{s}_i \right| = \arg \min_{s_i} \left| \mathbf{s} + \frac{\boldsymbol{\eta}}{\alpha} - \mathbf{s}_i \right| = \arg \min_{s_i} |\mathbf{s} + \mathbf{m} - \mathbf{s}_i|, \quad (5.6)$$

em que $\mathbf{m} = \boldsymbol{\eta}/\alpha$ é o ruído aditivo, o qual é modelado como uma v.a. correspondente ao quociente entre uma v.a. gaussiana e uma v.a. com distribuição Rayleigh.

5.3.1 A fdp e a FCP Unidimensional do Ruído m

Esta seção apresenta a função densidade de probabilidade (fdp) e a função cumulativa de probabilidade (FCP) da v.a. obtida pela razão entre uma v.a. gaussiana e uma v.a. Rayleigh. Essa v.a. pode ser expressa como $\mathcal{M} = N/A$, em que N denota um processo aleatório estacionário gaussiano com média zero e variância $N_0/2$ por dimensão, ou seja,

$$p_N(\eta) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\eta^2/N_0}. \quad (5.7)$$

Por sua vez, A é uma v.a. real com distribuição de Rayleigh dada pela Equação 5.2.

Mostra-se no Apêndice B que a fdp unidimensional de $m(t) = m_i(t) + jm_q(t)$ é dada por

$$p_{\mathcal{M}}(m) = p_{M_q}(m_q) = p_{M_i}(m_i) = \frac{1}{2} \cdot \frac{N_0}{(m^2 + N_0)^{3/2}} \quad (5.8)$$

e sua função cumulativa de probabilidade (FCP) unidimensional é

$$P_{\mathcal{M}}(m) = P_{M_q}(m_q) = P_{M_i}(m_i) = \frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right). \quad (5.9)$$

O método proposto no presente trabalho para obter expressões fechadas para a probabilidade de erro de bit de esquemas de modulação sujeitos ao desvanecimento Rayleigh é baseado na FCP unidimensional de \mathcal{M} . Nesse método o cálculo da BEP é feito substituindo os limites das regiões de decisão da constelação em questão diretamente nessa FCP.

As próximas seções mostram detalhadamente como essa FCP é usada para obter expressões exatas para a probabilidade de erro de bit dos sistemas 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh.

5.4 BEP para o Esquema 16-QAM

No esquema de modulação 16-QAM, a informação a ser transmitida é mapeada em símbolos com 4 bits e cada símbolo é usado para definir uma única amplitude e uma única fase da portadora. A duração de cada símbolo determina a largura de faixa do sinal 16-QAM. A Figura 5.2 ilustra uma constelação com 16 níveis em que cada ponto corresponde a um símbolo 16-QAM.

Os símbolos da constelação 16-QAM podem ser vistos como dois sinais AM (cada um com quatro níveis) que são transmitidos em fase e em quadratura na mesma

portadora [66, 68, 70, 75]. Cada uma das portadoras AM é transmitida com uma amplitude do conjunto $(-3d, -d, d, 3d)$, sendo $2d$ a menor distância entre os símbolos da constelação. Um código Gray de 2 bits é usado para associar cada par de bits a uma amplitude da portadora AM. Os bits 11, 10, 00 e 01 são associados aos níveis $-3d, -d, d$ e $3d$, respectivamente. Os símbolos 16-QAM são obtidos a partir do entrelaçamento dos bits em quadratura e em fase. Um símbolo 16-QAM apresenta a forma $(i_1 q_1 i_2 q_2)$, em que $i_1 i_2$ representa os bits correspondentes à componente em fase e $q_1 q_2$ representa os bits correspondentes à componente em quadratura [68].

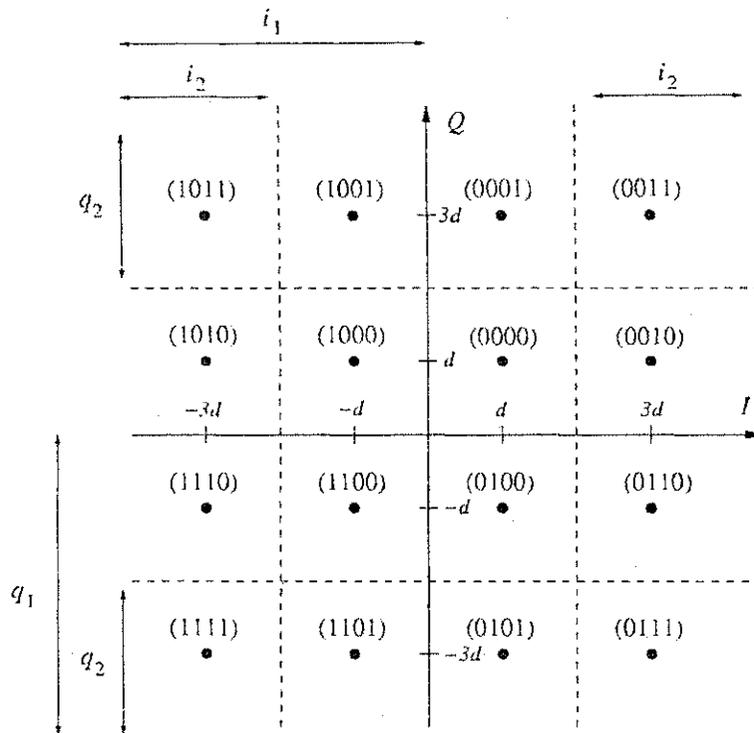


Figura 5.2: Constelação 16-QAM.

A demodulação QAM pode ser feita considerando independentemente as componentes Q e I e usando as respectivas fronteiras de decisão ilustradas na Figura 5.2 [66, 68], na qual também são mostradas as regiões em que os bits são um, e.g., $q_2 = 1$ para $Q < -2d$ ou $Q > 2d$. A Figura 5.2 também revela que em metade do tempo os bits i_1 e q_1 têm uma distância de proteção de ruído d de suas respectivas fronteiras de decisão, enquanto que em metade do tempo esta distância é $3d$. Os bits i_2 e q_2 estão a uma distância d das suas respectivas fronteiras de decisão, estando, portanto, mais propensos a erros quando comparados a i_1 e q_1 . Devido a essa propriedade, o esquema

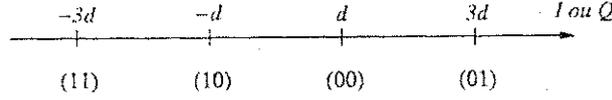


Figura 5.3: Componentes da constelação 16-QAM.

16-QAM pode ser considerado como a combinação de dois subcanais com diferentes integridades, denominados subcanais classe 1 e classe 2 (C1 e C2). O processo de demodulação referente ao subcanal C1 é descrito analiticamente como segue [66, 68]:

$$\begin{aligned} \text{se } I, Q \geq 0, \text{ então } i_1, q_1 &= 0, \\ \text{se } I, Q < 0, \text{ então } i_1, q_1 &= 1. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Levando em consideração as fronteiras de decisão para o terceiro e o quarto bits, i_2 e q_2 , conforme mostrado na Figura 5.2, tem-se

$$\begin{aligned} \text{se } I, Q \geq 2d, \text{ então } i_2, q_2 &= 1, \\ \text{se } -2d \leq I, Q < 2d, \text{ então } i_2, q_2 &= 0, \\ \text{se } I, Q < -2d, \text{ então } i_2, q_2 &= 1. \end{aligned} \quad (5.11)$$

Sem perda da generalidade, a probabilidade de erro de bit pode ser calculada considerando a transmissão independente das componentes em fase e em quadratura (I e Q) apresentadas na Figura 5.3. Logo, a probabilidade de erro de bit do esquema 16-QAM pode ser expressa como

$$P_{16\text{-QAM}} = \frac{P(E|11) + P(E|10) + P(E|00) + P(E|01)}{4}, \quad (5.12)$$

em que $P(E|b_1b_2)$ representa a probabilidade de erro de bit dado que os bits b_1b_2 foram transmitidos. A partir da simetria apresentada na Figura 5.3, conclui-se que $P(E|11) = P(E|01)$ e $P(E|10) = P(E|00)$. Desta forma, a Equação 5.12 se reduz a

$$P_{16\text{-QAM}} = \frac{P(E|11) + P(E|10)}{2}. \quad (5.13)$$

A probabilidade de erro de bit $P(E|11)$ pode ser calculada como

$$P(E|11) = \frac{1}{2}P(10|11) + \frac{2}{2}P(00|11) + \frac{1}{2}P(01|11), \quad (5.14)$$

em que $P(c_1c_2|b_1b_2)$ representa a probabilidade de recepção dos bits c_1c_2 dado que os bits b_1b_2 foram transmitidos.

A partir da Figura 5.3 pode-se escrever $P(E|11)$ em termos de probabilidades relacionadas à variável m , ou seja,

$$P(E|11) = \frac{1}{2}P(d \leq m < 3d) + \frac{2}{2}P(3d \leq m < 5d) + \frac{1}{2}P(m \geq 5d). \quad (5.15)$$

Usando a Equação 5.9, tem-se

$$\begin{aligned} P(E|11) &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right) \Big|_d^{3d} \right] + \frac{2}{2} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right) \Big|_{3d}^{5d} \right] \\ &\quad + \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right) \Big|_{5d}^{+\infty} \right] \\ &= \frac{1}{4} \left[1 - \frac{d}{\sqrt{d^2 + N_0}} - \frac{3d}{\sqrt{9d^2 + N_0}} + \frac{5d}{\sqrt{25d^2 + N_0}} \right]. \end{aligned} \quad (5.16)$$

De forma análoga,

$$P(E|10) = \frac{3}{4} - \frac{1}{2} \frac{d}{\sqrt{d^2 + N_0}} - \frac{1}{4} \frac{3d}{\sqrt{9d^2 + N_0}}. \quad (5.17)$$

Substituindo as Equações 5.16 e 5.17 na Equação 5.13, a probabilidade de erro de bit para a constelação 16-QAM pode ser expressa como

$$P_{16\text{-QAM}} = \frac{1}{2} - \frac{3}{8} \frac{d}{\sqrt{d^2 + N_0}} - \frac{1}{4} \frac{3d}{\sqrt{9d^2 + N_0}} + \frac{1}{8} \frac{5d}{\sqrt{25d^2 + N_0}}. \quad (5.18)$$

A partir da Figura 5.2, observa-se que a energia média por símbolo da constelação, E_S , é dada por

$$E_S = 10d^2. \quad (5.19)$$

Como no esquema 16-QAM cada conjunto de 4 bits é mapeado em um símbolo da constelação, a energia por bit E_b é dada por

$$E_b = 2,5d^2. \quad (5.20)$$

Substituindo a Equação 5.20 na Equação 5.18, obtém-se a expressão final para a BEP do esquema 16-QAM em função da relação sinal-ruído E_b/N_0 , dada por

$$P_{16\text{-QAM}} = \frac{1}{2} - \frac{3}{8} \sqrt{\frac{0,4E_b/N_0}{0,4E_b/N_0 + 1}} - \frac{1}{4} \sqrt{\frac{3,6E_b/N_0}{3,6E_b/N_0 + 1}} + \frac{1}{8} \sqrt{\frac{10E_b/N_0}{10E_b/N_0 + 1}}. \quad (5.21)$$

Convém ressaltar que a abordagem apresentada neste trabalho para a obtenção da BEP para 16-QAM difere da abordagem apresentada por Shayesteh e Aghamohammadi

em [67], na qual não foi considerado que o ruído aditivo que afeta uma componente não tem influência na probabilidade erro dos bits transmitidos na outra componente em quadratura. A expressão obtida em [67] é dada por

$$P_{16\text{QAM}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{4} \sqrt{\frac{0,4E_b/N_0}{0,4E_b/N_0 + 1}} \left\{ 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left(3 \sqrt{\frac{0,4E_b/N_0}{0,4E_b/N_0 + 1}} \right) \right\} - \frac{1}{4} \sqrt{\frac{3,6E_b/N_0}{3,6E_b/N_0 + 1}} \left\{ 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{1}{3} \sqrt{\frac{3,6E_b/N_0}{3,6E_b/N_0 + 1}} \right) \right\} + \frac{1}{8} \sqrt{\frac{10E_b/N_0}{10E_b/N_0 + 1}}. \quad (5.22)$$

Observa-se que a expressão obtida no presente trabalho é mais compacta que a apresentada em [67]. Além disso, a Expressão 5.21 não contém funções transcendentais (como \tan^{-1}), que ocorrem na Expressão 5.22.

A Figura 5.4 apresenta o gráfico da probabilidade de erro do sistema 16-QAM em função da relação sinal-ruído E_b/N_0 expressa em dB. Observa-se que os resultados de simulação corroboram tanto a Expressão 5.21 quanto a expressão obtida por Shayesteh e Aghamohammadi.

5.5 BEP para o Esquema 64-QAM

A Figura 5.5 mostra a constelação, as fronteiras de decisão e o mapeamento em bits para o esquema 64-QAM. Observa-se que o primeiro, o terceiro e o quinto bits correspondem à seqüência de bits em fase, enquanto que os demais bits correspondem à seqüência de bits em quadratura. Um código Gray de 3 bits é usado nessas componentes individuais I e Q . As palavras 011, 010, 000, 001, 101, 100, 110 e 111 são atribuídas aos níveis $7d$, $5d$, $3d$, d , $-d$, $-3d$, $-5d$ e $-7d$, respectivamente, conforme mostra a Figura 5.6. Os bits em fase e quadratura são entrelaçados, gerando um símbolo QAM de 6 bits, representado por $i_1q_1i_2q_2i_3q_3$. A Figura 5.5 também mostra as regiões em que os bits são um, e.g., $q_2 = 1$ para $Q < -4d$ ou $Q > 4d$.

A demodulação é realizada usando as fronteiras de decisão mostradas na Figura 5.6 e as seguintes equações [66, 68]

$$\begin{aligned} \text{se } I, Q \geq 0, \quad \text{então } i_1, q_1 &= 0, \\ \text{se } I, Q < 0, \quad \text{então } i_1, q_1 &= 1, \end{aligned} \quad (5.23)$$

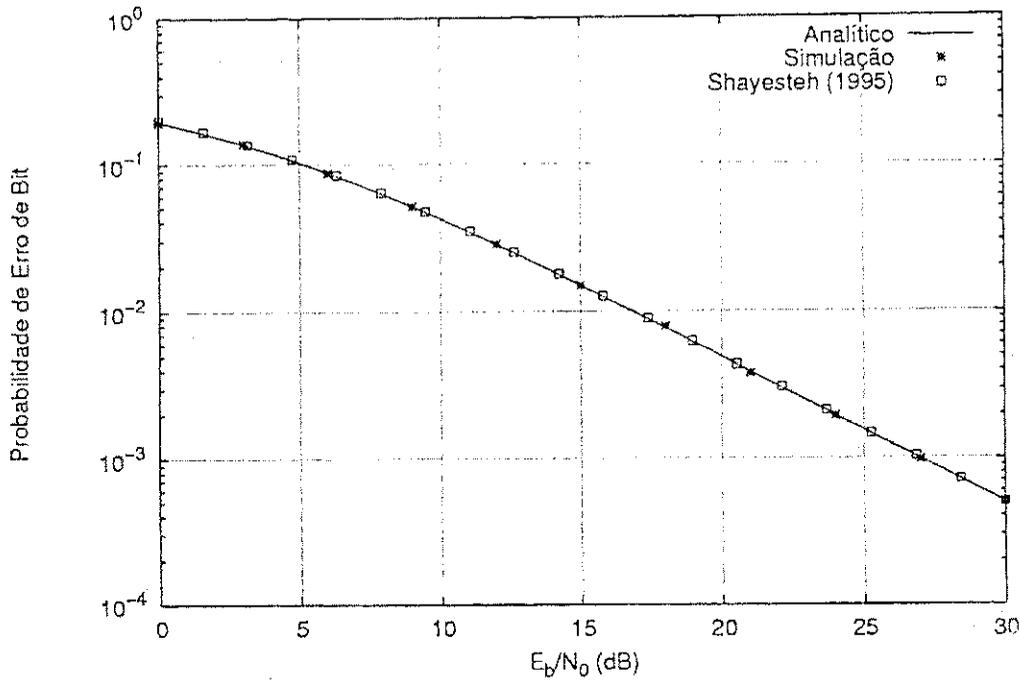


Figura 5.4: Probabilidade de erro de bit para a constelação 16-QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0).

para os bits mais significativos,

$$\begin{aligned}
 &\text{se } I, Q \geq 4d, \text{ então } i_2, q_2 = 1, \\
 &\text{se } -4d \leq I, Q < 4d, \text{ então } i_2, q_2 = 0, \\
 &\text{se } -4d > I, Q, \text{ então } i_2, q_2 = 1,
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

para os próximos bits mais significativos e, finalmente,

$$\begin{aligned}
 &\text{se } I, Q \geq 6d, \text{ então } i_3, q_3 = 1, \\
 &\text{se } 2d \leq I, Q < 6d, \text{ então } i_3, q_3 = 0, \\
 &\text{se } -2d \leq I, Q < 2d, \text{ então } i_3, q_3 = 1, \\
 &\text{se } -6d \leq I, Q < -2d, \text{ então } i_3, q_3 = 0, \\
 &\text{se } -6d > I, Q, \text{ então } i_3, q_3 = 1,
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

para os bits menos significativos.

Sem perda de generalidade, a probabilidade de erro de bit do esquema 64-QAM pode ser obtida considerando transmissão independente das componentes em fase (I)

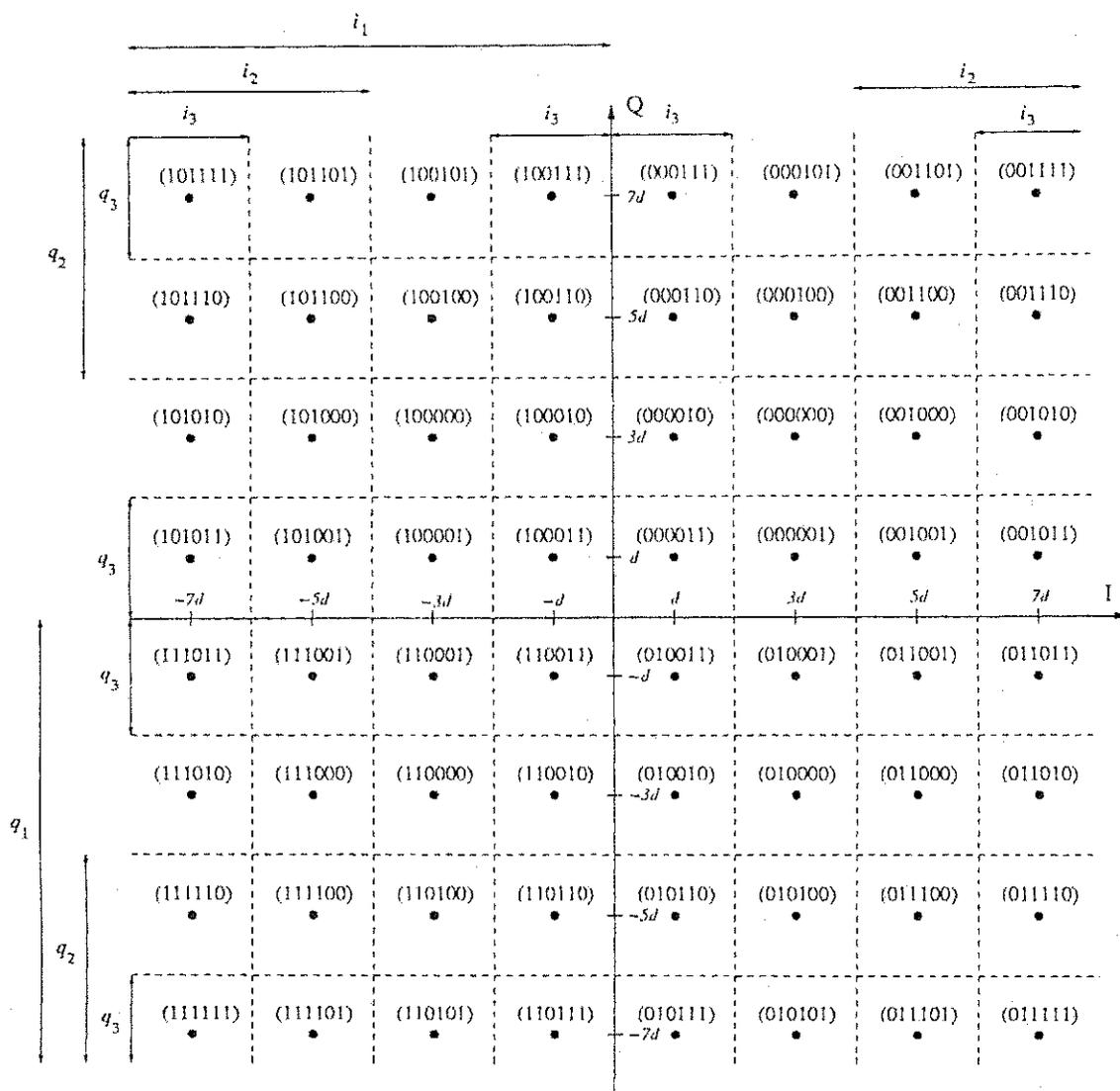


Figura 5.5: Constelação 64-QAM.

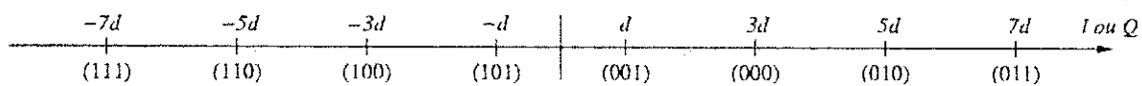


Figura 5.6: Componentes da constelação 64-QAM.

e quadratura (Q), mostradas na Figura 5.6. A BEP, portanto, pode ser expressa como

$$P_{64\text{-QAM}} = \frac{1}{8} \times [P(E|111) + P(E|110) + P(E|100) + P(E|101) + P(E|001) + P(E|000) + P(E|010) + P(E|011)], \quad (5.26)$$

em que $P(E|b_1b_2b_3)$ denota a probabilidade de erro de bit dado que os bits $b_1b_2b_3$ foram transmitidos. Pela simetria da Figura 5.6, tem-se que $P(E|111) = P(E|011)$, $P(E|110) = P(E|010)$, $P(E|100) = P(E|000)$ e $P(E|101) = P(E|001)$. Portanto, (5.26) reduz-se a

$$P_{64\text{-QAM}} = \frac{P(E|111) + P(E|110) + P(E|100) + P(E|101)}{4}. \quad (5.27)$$

Observando a Figura 5.6, $P(E|111)$ pode ser escrita em termos de probabilidades relacionadas a m , ou seja,

$$\begin{aligned} P(E|111) = & \frac{1}{3}P(d \leq m < 3d) + \frac{2}{3}P(3d \leq m < 5d) + \frac{1}{3}P(5d \leq m < 7d) \\ & + \frac{2}{3}P(7d \leq m < 9d) + \frac{3}{3}P(9d \leq m < 11d) + \frac{2}{3}P(11d \leq m < 13d) \\ & + \frac{1}{3}P(m \geq 13d). \end{aligned} \quad (5.28)$$

Usando a Equação 5.9, a expressão anterior pode ser dada por

$$\begin{aligned} P(E|111) = & \frac{1}{3} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right) \Big|_d^{3d} \right] + \frac{2}{3} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right) \Big|_{3d}^{5d} \right] \\ & + \frac{1}{3} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right) \Big|_{5d}^{7d} \right] + \frac{2}{3} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right) \Big|_{7d}^{9d} \right] \\ & + \frac{3}{3} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right) \Big|_{9d}^{11d} \right] + \frac{2}{3} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right) \Big|_{11d}^{13d} \right] \\ & + \frac{1}{3} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right) \Big|_{13d}^{+\infty} \right]. \end{aligned} \quad (5.29)$$

Seja

$$f(x) = \frac{1}{2} \cdot \frac{x}{\sqrt{x^2 + N_0}}. \quad (5.30)$$

Assim, a expressão anterior pode ser dada por

$$\begin{aligned} P(E|111) = & \frac{1}{3}[f(3d) - f(d)] + \frac{2}{3}[f(5d) - f(3d)] + \frac{1}{3}[f(7d) - f(5d)] \\ & + \frac{2}{3}[f(9d) - f(7d)] + \frac{3}{3}[f(11d) - f(9d)] + \frac{2}{3}[f(13d) - f(11d)] \\ & + \frac{1}{3}[1/2 - f(13d)]. \end{aligned} \quad (5.31)$$

De forma semelhante,

$$\begin{aligned}
 P(E|110) = & \frac{1}{3}[1/2 - f(d)] + \frac{1}{3}[f(3d) - f(d)] + \frac{2}{3}[f(5d) - f(3d)] \\
 & + \frac{3}{3}[f(7d) - f(5d)] + \frac{2}{3}[f(9d) - f(7d)] + \frac{1}{3}[f(11d) - f(9d)] \\
 & + \frac{2}{3}[1/2 - f(11d)],
 \end{aligned} \quad (5.32)$$

$$\begin{aligned}
 P(E|100) = & \frac{2}{3}[1/2 - f(3d)] + \frac{1}{3}[f(3d) - f(d)] + \frac{1}{3}[f(3d) - f(d)] \\
 & + \frac{2}{3}[f(5d) - f(3d)] + \frac{1}{3}[f(7d) - f(5d)] + \frac{2}{3}[f(9d) - f(7d)] \\
 & + \frac{3}{3}[1/2 - f(9d)],
 \end{aligned} \quad (5.33)$$

e

$$\begin{aligned}
 P(E|101) = & \frac{1}{3}[1/2 - f(5d)] + \frac{2}{3}[f(5d) - f(3d)] + \frac{1}{3}[f(3d) - f(d)] \\
 & + \frac{1}{3}[f(3d) - f(d)] + \frac{2}{3}[f(5d) - f(3d)] + \frac{3}{3}[f(7d) - f(5d)] \\
 & + \frac{2}{3}[1/2 - f(7d)].
 \end{aligned} \quad (5.34)$$

Substituindo as Equações 5.31-5.34 na Equação 5.27, tem-se

$$P_{64\text{-QAM}} = \frac{1}{4} \left[2 - \frac{7}{3}f(d) - \frac{6}{3}f(3d) + \frac{1}{3}f(5d) - \frac{1}{3}f(9d) + \frac{1}{3}f(13d) \right]. \quad (5.35)$$

Observando a Figura 5.5, a energia média por símbolo da constelação, E_S , é dada por

$$E_S = 42d^2. \quad (5.36)$$

Tendo em vista que cada seqüência de 6 bits é mapeada em um símbolo da constelação, a energia por bit, E_b , é dada por

$$E_b = 7d^2. \quad (5.37)$$

Substituindo a Equação 5.37 na Equação 5.35, e levando em consideração a Equação 5.30, a expressão para a BEP do esquema 64-QAM em função de E_b/N_0 é finalmente dada por

$$\begin{aligned}
 P_{64\text{-QAM}} = & \frac{1}{24} \left[12 - 7\sqrt{\frac{(1/7)E_b/N_0}{(1/7)E_b/N_0 + 1}} - 6\sqrt{\frac{(9/7)E_b/N_0}{(9/7)E_b/N_0 + 1}} \right. \\
 & \left. + \sqrt{\frac{(25/7)E_b/N_0}{(25/7)E_b/N_0 + 1}} - \sqrt{\frac{(81/7)E_b/N_0}{(81/7)E_b/N_0 + 1}} + \sqrt{\frac{(169/7)E_b/N_0}{(169/7)E_b/N_0 + 1}} \right].
 \end{aligned} \quad (5.38)$$

Conforme se pode observar na Figura 5.7, a Equação 5.38 é corroborada por resultados de simulação de Monte Carlo.

5.6 BEP para o Esquema 256-QAM

Repetindo o procedimento usado nas duas seções anteriores, pode-se determinar a expressão exata para a probabilidade de erro de bit do esquema 256-QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh, que é dada por

$$\begin{aligned}
 P_{256\text{-QAM}} = \frac{1}{64} & \left[32 - 15 \sqrt{\frac{(4/85)E_b/N_0}{(4/85)E_b/N_0 + 1}} - 14 \sqrt{\frac{(36/85)E_b/N_0}{(36/85)E_b/N_0 + 1}} \right. \\
 & + \sqrt{\frac{(100/85)E_b/N_0}{(100/85)E_b/N_0 + 1}} - 5 \sqrt{\frac{(324/85)E_b/N_0}{(324/85)E_b/N_0 + 1}} - 4 \sqrt{\frac{(484/85)E_b/N_0}{(484/85)E_b/N_0 + 1}} \\
 & + 5 \sqrt{\frac{(676/85)E_b/N_0}{(676/85)E_b/N_0 + 1}} + 4 \sqrt{\frac{(900/85)E_b/N_0}{(900/85)E_b/N_0 + 1}} - 5 \sqrt{\frac{(1156/85)E_b/N_0}{(1156/85)E_b/N_0 + 1}} \\
 & - 4 \sqrt{\frac{(1444/85)E_b/N_0}{(1444/85)E_b/N_0 + 1}} + 3 \sqrt{\frac{(1764/85)E_b/N_0}{(1764/85)E_b/N_0 + 1}} + 2 \sqrt{\frac{(2116/85)E_b/N_0}{(2116/85)E_b/N_0 + 1}} \\
 & \left. - \sqrt{\frac{(2500/85)E_b/N_0}{(2500/85)E_b/N_0 + 1}} + \sqrt{\frac{(3364/85)E_b/N_0}{(3364/85)E_b/N_0 + 1}} \right].
 \end{aligned} \tag{5.39}$$

A Figura 5.8 mostram que os resultados numéricos obtidos por simulação de Monte Carlo estão em consonância com a Equação 5.39.

Apesar de a FCP apresentada na Equação 5.9 ter sido usada para obter a BEP dos esquemas 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh, ela pode ser aplicada convenientemente a outros esquemas de modulação, considerando constelações com outros tamanhos. Na próxima seção é mostrado como essa FCP pode ser utilizada para obtenção da BEP dos esquemas M -PAM, M -QAM e R-QAM arbitrários.

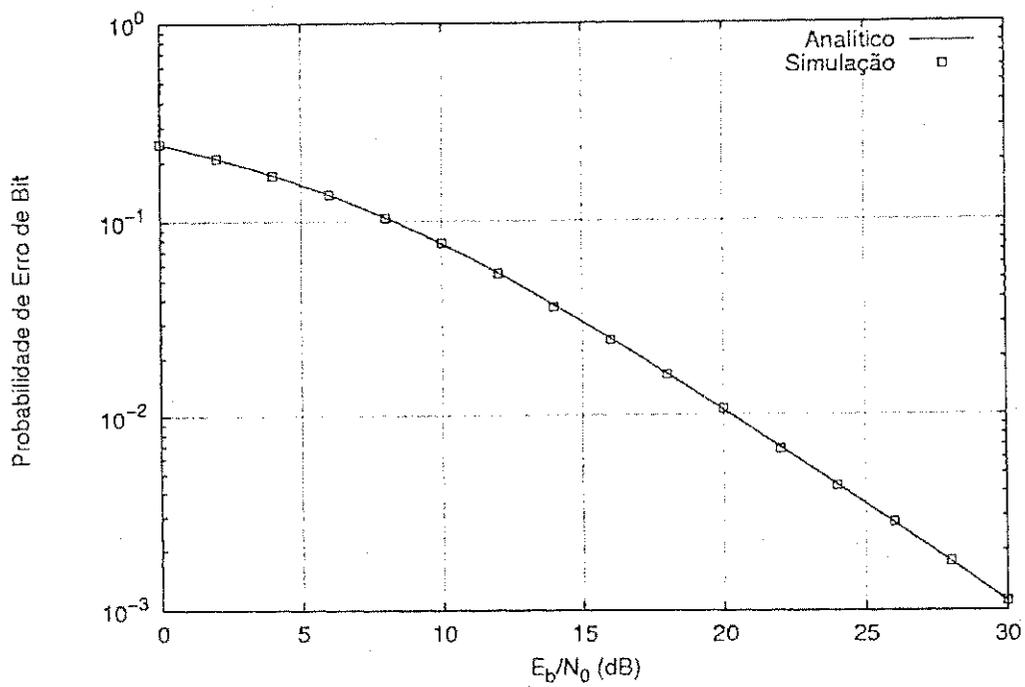


Figura 5.7: Probabilidade de erro de bit para a constelação 64-QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh, em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0).

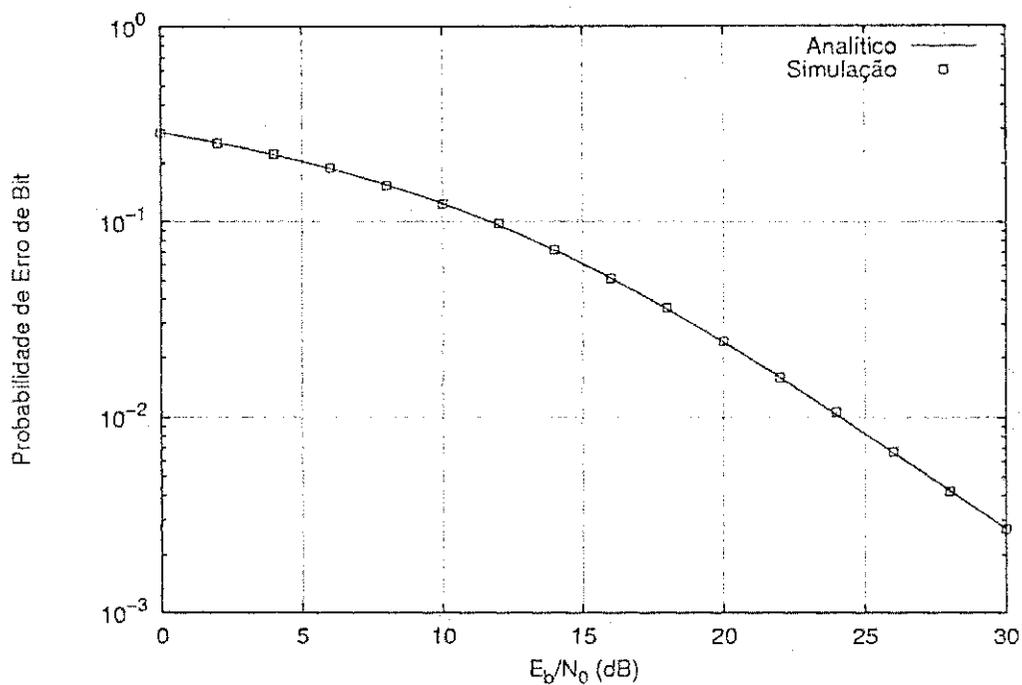


Figura 5.8: Probabilidade de erro de bit para a constelação 256-QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh, em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0).

5.7 Generalizações

5.7.1 BEP para o Esquema M -PAM

As formas de onda do esquema de modulação unidimensional M -PAM podem ser expressas por

$$s(t) = A_T \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t < T, \quad (5.40)$$

em que A_T é a amplitude da portadora, f_c é a frequência da portadora e T é a duração do intervalo de símbolo. No esquema M -PAM, cada símbolo da constelação de sinais é mapeado em um conjunto de $\log_2 M$ bits e a amplitude A_T é selecionada do conjunto $\{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm(M-1)d\}$, em que $2d$ é a distância euclidiana entre símbolos adjacentes, dada por

$$d = \sqrt{\frac{3 \log_2 M \cdot E_b}{(M^2 - 1)}}, \quad (5.41)$$

em que E_b é a energia de bit. O sinal PAM recebido pode ser demodulado de forma coerente.

Com base na consistência do mapeamento de bit de uma constelação usando o código Gray [76], foi obtida em [63] uma expressão fechada para a BEP do esquema M -PAM por um canal AWGN. Nesta seção, os resultados apresentados por Cho e Yoon em [63] são usados para obter uma expressão fechada para a BEP do esquema M -PAM sujeito ao desvanecimento Rayleigh.

A BEP do esquema M -PAM em canais AWGN é dada por [63]

$$P_b = \frac{1}{\log_2 M} \sum_{k=1}^{\log_2 M} P_b(k), \quad (5.42)$$

com

$$P_b(k) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})M-1} \left\{ w(i, k, M) \cdot \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M \cdot \gamma}{M^2 - 1}} \right) \right\}, \quad (5.43)$$

em que

$$w(i, k, M) = (-1)^{\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{M} \rfloor} \cdot \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{M} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right), \quad (5.44)$$

$\gamma = E_b/N_0$ denota a relação sinal-ruído (SNR) por bit, $\lfloor x \rfloor$ denota o maior inteiro menor que x , e $\operatorname{erfc}(\cdot)$ denota a função erro complementar, dada por

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt. \quad (5.45)$$

Observe que a BEP do esquema M -PAM sujeito a AWGN é expressa em termos de uma soma ponderada, por pesos $w(i, k, M)$, de funções erro complementar. O termo $\operatorname{erfc}\left((2i+1)\sqrt{\frac{3\log_2 M \cdot E_b}{(M^2-1)}}\right)$ na Equação 5.43 corresponde a duas vezes a probabilidade de que o ruído aditivo gaussiano exceda $(2i+1)\sqrt{\frac{3\log_2 M \cdot E_b}{(M^2-1)}}$. Em canais aditivos não-gaussianos, os pesos $w(i, k, M)$, que incorporam o efeito na BEP da posição dos bits em um símbolo com $\log_2 M$ bits, podem ser usados em conjunto com a função cumulativa de probabilidade (FCP) do ruído aditivo correspondente para determinar a BEP do esquema M -PAM.

Considerando o canal com desvanecimento Rayleigh, a FCP da v.a. que modela o ruído aditivo correspondente é dada pela Equação 5.9. Portanto, duas vezes a probabilidade de que o ruído aditivo $m(t)$ exceda $(2i+1)\sqrt{\frac{3\log_2 M \cdot E_b}{(M^2-1)}}$ é dada por

$$\begin{aligned} 2 \times P\left(m \geq (2i+1)\sqrt{\frac{3\log_2 M \cdot E_b}{2(M-1)}}\right) &= 2 \times \int_{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M \cdot E_b}{2(M-1)}}}^{\infty} p_{\mathcal{M}}(m) dm \\ &= \left(1 - \frac{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M \cdot E_b}{2(M-1)N_0}}}{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M \cdot E_b}{2(M-1)N_0} + 1}}\right). \end{aligned} \quad (5.46)$$

Usando a Equação 5.46 e os pesos da Equação 5.44, a expressão para a BEP do esquema M -PAM sujeito ao desvanecimento Rayleigh, $P_{M\text{-PAM, Ray}}$, é finalmente dada por

$$P_{M\text{-PAM, Ray}} = \frac{1}{\log_2 M} \sum_{k=1}^{\log_2 M} P_{M\text{-PAM, Ray}}(k), \quad (5.47)$$

com

$$P_{M\text{-PAM, Ray}}(k) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})M-1} \left\{ w(i, k, M) \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M \cdot \gamma}{M^2-1}}}{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M \cdot \gamma}{M^2-1} + 1}}\right) \right\}, \quad (5.48)$$

que se apresenta como uma expressão nova, exata e fechada.

Alguns resultados numéricos obtidos a partir da expressão fechada para a BEP do esquema M -PAM sujeito ao desvanecimento Rayleigh são apresentados na Figura 5.9, que mostra a BEP do esquema M -PAM em função da SNR por bit para $M = 2, 4, 8, 16, 32, 64$ e 128 por um canal com desvanecimento Rayleigh. Conforme mostra a Figura 5.9, os resultados de simulação de Monte Carlo corroboram os resultados numéricos obtidos a partir das Equações 5.47, 5.48 e 5.44. Observa-se na Figura 5.9,

por exemplo, que 3-4 dB de SNR por bit devem ser investidos para transmitir um bit extra, de modo a manter a probabilidade de erro de bit média em 2×10^{-2} .

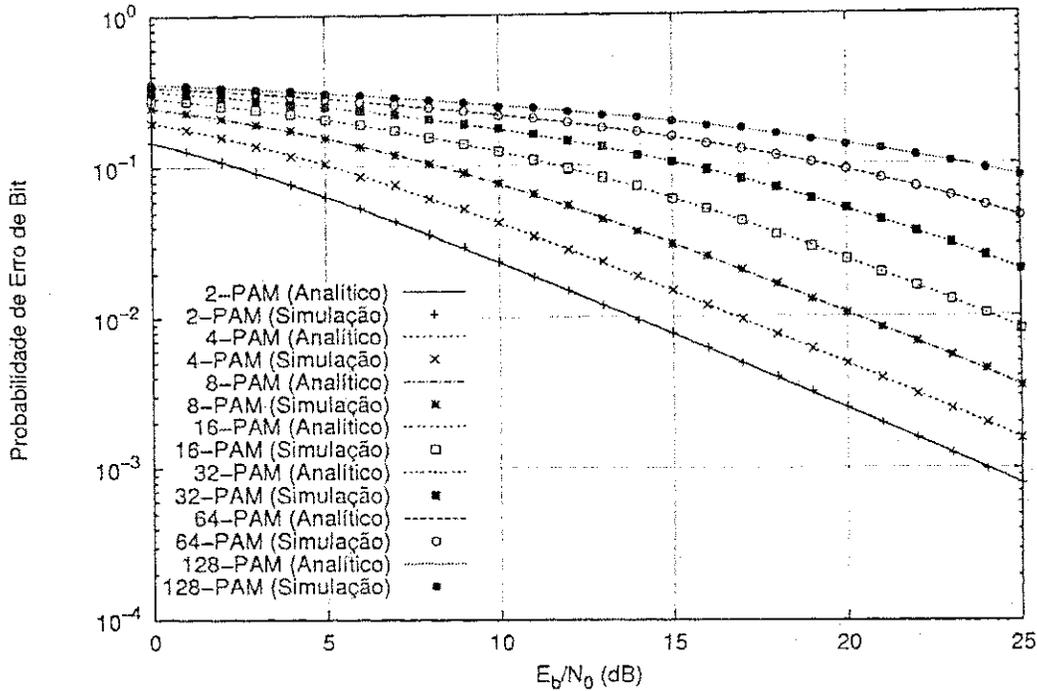


Figura 5.9: Probabilidade de erro de bit do esquema M -PAM em função da relação sinal-ruído por bit (E_b/N_0), considerando um canal com desvanecimento Rayleigh.

5.7.2 BEP para o Esquema M -QAM

No esquema M -QAM as formas de onda consistem de duas portadoras em quadratura moduladas em amplitude de forma independente, as quais podem ser expressas por

$$s(t) = A_I \cos(2\pi f_c t) - A_J \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t < T, \quad (5.49)$$

em que A_I e A_J representam, respectivamente, as amplitudes das componentes em fase e quadratura do símbolo a ser transmitido, f_c é a frequência da portadora e T é a duração do intervalo de símbolo. No esquema M -QAM, $\log_2 M$ bits de informação são mapeados em uma constelação bidimensional usando um código de Gray. Em (5.49), A_I e A_J são selecionados de forma independente do conjunto $\{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm(\sqrt{M}-1)d\}$, em que $2d$ é a mínima distância euclidiana entre as componentes de dois símbolos

distintos da constelação, dada por

$$d = \sqrt{\frac{3 \log_2 M \cdot E_b}{2(M-1)}}, \quad (5.50)$$

em que E_b é a energia de bit. A demodulação do sinal QAM recebido é realizada por meio de duas demodulações PAM em quadratura.

Apesar de muitos trabalhos terem sido desenvolvidos com o propósito de avaliar o desempenho do esquema QAM em termos de probabilidade de erro de bit (BEP), só recentemente, em um artigo de Cho e Yoon [63], foi apresentada uma expressão fechada para a BEP do esquema QAM com tamanho arbitrário de constelação (esquema M -QAM), considerando um canal AWGN.

Nesta seção, os resultados apresentados por Cho e Yoon em [63] são usados para obter uma expressão fechada para a BEP do esquema M -QAM quadrado (*square M-QAM*) por um canal com desvanecimento Rayleigh quando o mapeamento de Gray [76] é empregado. A expressão exata obtida nesta seção apresenta-se como uma forma conveniente de avaliar o desempenho do esquema QAM para vários casos de interesse prático.

Considere um canal AWGN tendo ruído com média zero e densidade espectral de potência $N_0/2$. Sejam P_b a probabilidade de erro de bit, E_b a energia de bit, M o número de símbolos da constelação QAM e $P_b(k)$ a taxa de erro de bit para o k -ésimo bit, com $k \in \{1, 2, \dots, \log_2 M\}$.

A BEP do esquema M -QAM para canais AWGN é dada por [63]

$$P_b = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} P_b(k), \quad (5.51)$$

com

$$P_b(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \cdot \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M \cdot \gamma}{2(M-1)}} \right) \right\}, \quad (5.52)$$

em que

$$w(i, k, M) = (-1)^{\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \cdot \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right). \quad (5.53)$$

Uma contribuição relevante de Cho e Yoon [63] foi exprimir a BEP do esquema M -QAM por um canal AWGN em termos da soma ponderada de funções erro complementar. Os pesos $w(i, k, M)$ incorporam o efeito, na BEP, da k -ésima posição de

bit em um símbolo com $\log_2 M$ bits. Note que o termo $\operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M \cdot E_b}{2(M-1)}} \right)$ em (5.52) corresponde a duas vezes a probabilidade de que o ruído aditivo gaussiano exceda $(2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M \cdot E_b}{2(M-1)}}$. Em canais aditivos não-gaussianos, os pesos em (5.53) podem ser usados em conjunto com a função cumulativa de probabilidade (FCP) do ruído aditivo correspondente para determinar a BEP do esquema M -QAM.

Considerando o canal com desvanecimento Rayleigh, a FCP da v.a. que modela o ruído aditivo correspondente é dada por pela Equação 5.9. Portanto, duas vezes a probabilidade de que o ruído aditivo $m(t)$ exceda $(2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M \cdot E_b}{2(M-1)}}$ é dada por

$$\left(1 - \frac{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M \cdot E_b}{(M^2-1)N_0}}}{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M \cdot E_b}{(M^2-1)N_0} + 1}} \right). \quad (5.54)$$

Usando a Equação 5.54 e os pesos da Equação 5.53, a expressão para a BEP do esquema M -QAM sujeito ao desvanecimento Rayleigh, $P_{M\text{-QAM, Ray}}$, é finalmente dada por

$$P_{M\text{-QAM, Ray}} = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} P_{M\text{-QAM, Ray}}(k), \quad (5.55)$$

com

$$P_{M\text{-QAM, Ray}}(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ w(i, k, M) \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M \cdot \gamma}{2(M-1)}}}{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2 M \cdot \gamma}{2(M-1)} + 1}} \right) \right\}. \quad (5.56)$$

A expressão apresentada neste trabalho é mais simples que a expressão obtida a partir dos resultados apresentados por Yoon e Cho em [77]. O cálculo da BEP a partir dos resultados apresentados em [77] envolve uma função hipergeométrica.

Alguns resultados numéricos obtidos a partir da expressão fechada para a BEP do esquema M -QAM sujeito ao desvanecimento Rayleigh são apresentados na Figura 5.10, que mostra a BEP em função da SNR por bit para $M = 4, 16, 64$ e 256 . Conforme mostra a figura, os resultados numéricos, obtidos a partir das Equações 5.55, 5.56 e 5.53, são corroborados pelos resultados de simulação de Monte Carlo. Observa-se na figura, por exemplo, que cerca de 3-4 dB de SNR devem ser investidos para transmitir um bit extra por componente (dois bits extras por símbolo) para manter a probabilidade de erro de bit média em 10^{-2} .

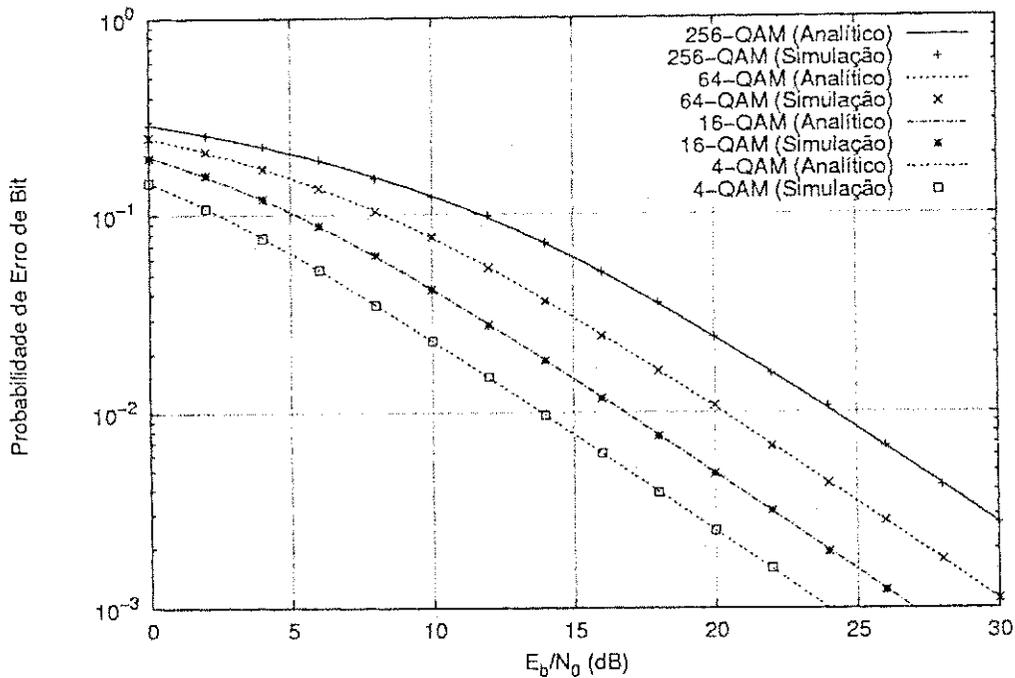


Figura 5.10: Probabilidade de erro de bit do esquema M -QAM em função da relação sinal-ruído por bit (E_b/N_0), considerando um canal com desvanecimento Rayleigh.

5.7.3 BEP do Esquema R-QAM

No esquema R-QAM (*rectangular quadrature amplitude modulation*) arbitrário $I \times J$, as formas de onda consistem de duas portadoras moduladas em amplitude de forma independente, em quadratura, as quais podem ser expressas por

$$s(t) = A_I \cos(2\pi f_c t) - A_J \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t < T, \quad (5.57)$$

em que A_I e A_J são as amplitudes das componentes em fase e quadratura dos símbolos da constelação, respectivamente, f_c é a frequência da portadora e T é o intervalo de símbolo. No esquema R-QAM arbitrário $I \times J$, $\log_2(I \cdot J)$ bits de informação são mapeados em um símbolo da constelação bidimensional usando o código Gray. Para cada conjunto $\log_2(I \cdot J)$ bits de informação, $\log_2 I$ bits são mapeados na portadora em fase, cuja amplitude A_I é selecionada do conjunto $\{\pm d_I, \pm 3d_I, \dots, \pm(I-1)d_I\}$, em que $2d_I$ é a distância euclidiana mínima entre as projeções dos símbolos no eixo em fase. De forma semelhante, $\log_2 J$ bits são mapeados na portadora em quadratura, cuja amplitude A_J é selecionada do conjunto $\{\pm d_J, \pm 3d_J, \dots, \pm(I-1)d_J\}$, em que $2d_J$ é a distância euclidiana mínima entre as projeções dos símbolos no eixo em quadratura.

Note que d_I e d_J podem ser diferentes sem perda de generalidade.

A demodulação do sinal QAM recebido pode ser feita considerando as componentes em fase e em quadratura separadamente, isto é, realizando duas demodulações PAM paralelas.

Nesta seção, os resultados apresentados na Seção 5.7.1 para a BEP do esquema M -PAM são estendidos para obter uma expressão nova, fechada, exata para a BEP do esquema QAM retangular arbitrário $I \times J$, considerando um canal com desvanecimento Rayleigh.

Pelos resultados apresentados na Seção 5.7.1, segue que a taxa de erro de bit para o k -ésimo bit, $P_{M\text{-PAM, Ray}}(k)$, com $k \in \{1, 2, \dots, \log_2 M\}$ (sendo M o número de símbolos da constelação PAM) é dada pela Equação 5.48, com os pesos dados pela Equação 5.44.

Assim, considerando o esquema QAM retangular $I \times J$, a probabilidade de erro para o k -ésimo bit da componente em fase e a probabilidade de erro para o l -ésimo bit da componente em quadratura são dadas, respectivamente, por

$$P_I(k) = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})I-1} \left\{ w(i, k, I) \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2(I \cdot J) \cdot \gamma}{I^2 + J^2 - 2}}}{\sqrt{\frac{3(2i+1)^2 \log_2(I \cdot J) \cdot \gamma}{I^2 + J^2 - 2} + 1}} \right) \right\} \quad (5.58)$$

e

$$P_J(l) = \frac{1}{J} \sum_{j=0}^{(1-2^{-l})J-1} \left\{ w(j, l, J) \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{\frac{3(2j+1)^2 \log_2(I \cdot J) \cdot \gamma}{I^2 + J^2 - 2}}}{\sqrt{\frac{3(2j+1)^2 \log_2(I \cdot J) \cdot \gamma}{I^2 + J^2 - 2} + 1}} \right) \right\} \quad (5.59)$$

com

$$w(i, k, I) = (-1)^{\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{I} \rfloor} \cdot \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{I} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) \quad (5.60)$$

e

$$w(j, l, J) = (-1)^{\lfloor \frac{j \cdot 2^{l-1}}{J} \rfloor} \cdot \left(2^{l-1} - \left\lfloor \frac{j \cdot 2^{l-1}}{J} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right). \quad (5.61)$$

No esquema R-QAM $I \times J$, a relação entre a energia de bit média, E_b , e as distâncias d_I e d_J é dada por

$$E_b = \frac{(I^2 - 1)d_I^2 + (J^2 - 1)d_J^2}{3 \cdot \log_2(I \cdot J)}. \quad (5.62)$$

Finalmente, a probabilidade de erro de bit para o esquema QAM retangular $I \times J$ para um canal com desvanecimento Rayleigh, $P_{R\text{-QAM, Ray}}$, pode ser obtida calculando a média das Expressões 5.58 e 5.59, isto é

$$P_{R\text{-QAM, Ray}} = \frac{1}{\log_2(I \cdot J)} \left(\sum_{k=1}^{\log_2 I} P_I(k) + \sum_{l=1}^{\log_2 J} P_J(l) \right). \quad (5.63)$$

A Expressão 5.63 obtida neste trabalho é mais compacta do que a apresentada em [77], a qual envolve o cálculo de funções hipergeométrica e gamma.

A Figura 5.11 apresenta alguns resultados numéricos da expressão fechada para a BEP do esquema R-QAM sujeito ao desvanecimento Rayleigh. A figura mostra a BEP em função da relação sinal-ruído por bit para os esquemas 8×16 R-QAM e 16×32 R-QAM. Observa-se que os resultados numéricos são corroborados por resultados de simulação de Monte Carlo.

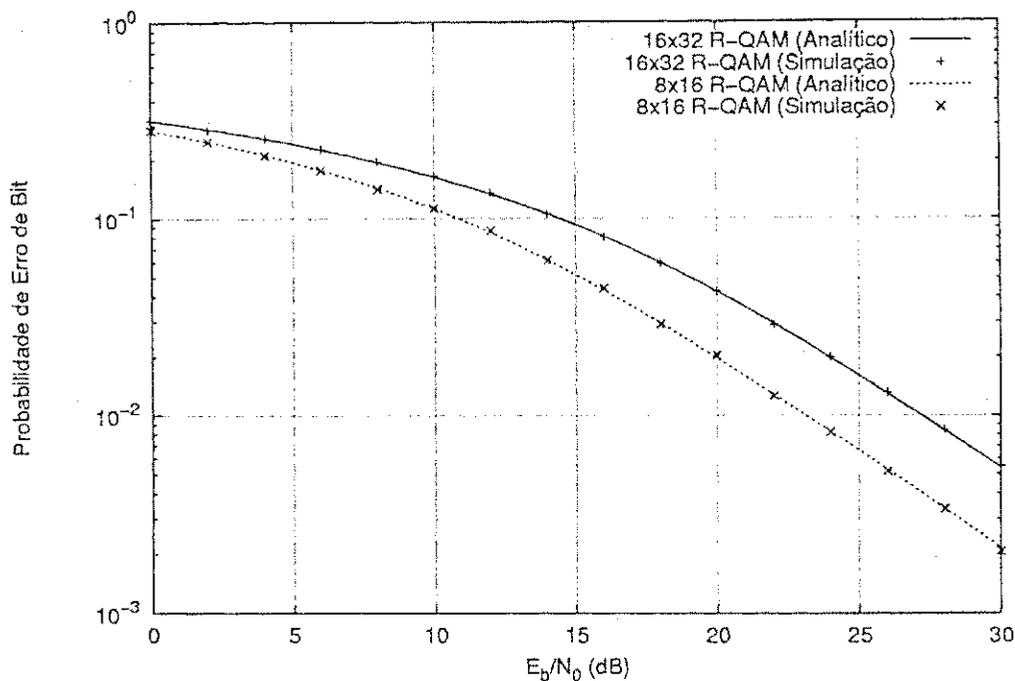


Figura 5.11: Probabilidade de erro de bit do esquema R-QAM em função da relação sinal-ruído por bit (E_b/N_0), considerando um canal com desvanecimento Rayleigh.

5.8 Conclusão

Este capítulo apresentou um novo método para o cálculo da probabilidade de erro de bit (BEP) de esquemas de modulação em um canal com desvanecimento Rayleigh, o qual é visto como um canal sujeito a ruído aditivo, esse ruído é modelado como a razão entre uma v.a. gaussiana e uma v.a. Rayleigh. O método consiste em usar a função cumulativa de probabilidade do processo que modela esse ruído aditivo para obter expressões exatas para a BEP. Em particular, esse método foi usado para obter

expressões novas, fechadas, exatas, para a BEP dos esquemas 16-QAM, 64-QAM e 256-QAM sujeitos a desvanecimento Rayleigh. Generalizações para a BEP dos esquemas M -PAM, M -QAM e R-QAM também foram apresentadas. Todas as expressões obtidas para BEP foram corroboradas por resultados de simulação de Monte Carlo.

Capítulo 6

Resultados

Este capítulo apresenta resultados de simulação da transmissão de imagens em um canal com desvanecimento Rayleigh, usando a indexação por meio do algoritmo *Simulated Annealing* e com o uso da técnica de diversidade em modulação no sistema de transmissão.

O capítulo encontra-se dividido em duas seções: na Seção 6.1 considera-se estimação de canal perfeita e os resultados obtidos aparecem como limitantes superiores para o desempenho do sistema proposto. Os erros de estimação do canal com desvanecimento Rayleigh, bem como a influência do efeito Doppler no desempenho global do sistema de transmissão de imagens, são tratados na Seção 6.2. Nessa seção, o desempenho do sistema de transmissão de imagens é avaliado levando-se em consideração a aplicação do algoritmo LMS e a utilização de um PLL para acompanhamento do módulo e da fase do canal de comunicações.

6.1 Transmissão de Imagens em Canais com Desvanecimento Rayleigh: Estimação de Canal Perfeita

Nesta seção são apresentados resultados de simulação referentes à transmissão da imagem Lena (256×256 pixels, originalmente codificada à taxa de 8 bpp) pelo canal com desvanecimento do tipo Rayleigh considerando estimação de canal perfeita.

A técnica de diversidade em modulação foi empregada na transmissão dos índices binários dos vetores-código determinados pelo codificador. A constelação QPSK foi

utilizada e dois esquemas foram avaliados:

- sistema com diversidade em modulação (ângulo de rotação $\theta = 27^\circ$ – ângulo de rotação ótimo, conforme a discussão do Capítulo 4);
- sistema sem diversidade (ângulo de rotação $\theta = 0^\circ$ – transmissão QPSK convencional).

Foi também assumida estimação de canal perfeita pelo receptor e canal decorrelacionado.

O projeto do dicionário foi realizado utilizando o algoritmo LBG, com o conjunto de treinos constituído de quatro imagens: Airplane, Boat, Gull e Goldhill, apresentadas na Figura 3.4. Foi considerada QV com dimensão $K = 16$, correspondente à utilização de blocos de imagem de dimensão 4×4 pixels, e número de níveis (número de vetores-código) $N = 128, 256$ e 512 . Portanto, foram avaliadas as taxas de codificação correspondentes: $0,4375$ bpp, $0,5$ bpp e $0,5625$ bpp, respectivamente.

A qualidade das imagens reconstruídas foi avaliada em termos da relação sinal-ruído de pico (PSNR). As Figuras 6.1, 6.2 e 6.3 apresentam a relação sinal-ruído de pico (mais precisamente, o valor médio de PSNR resultante de 200 transmissões da imagem para cada valor de relação sinal-ruído do canal, E_b/N_0 , considerado) da imagem Lena reconstruída para $K = 16$ e $N = 128, 256$ e 512 , respectivamente.

Nas Figuras 6.1, 6.2 e 6.3, a seguinte notação foi utilizada:

- Curva ORI – Indica os valores de PSNR obtidos quando o dicionário utilizado para codificar as imagens não passou por nenhum processo de atribuição de índices (o dicionário foi obtido diretamente pelo algoritmo LBG), sendo considerado o sistema de transmissão sem diversidade em modulação ($\theta = 0^\circ$);
- Curva SA – Indica os valores de PSNR obtidos quando o dicionário utilizado para codificar as imagens passou pelo processo de atribuição de índices utilizando o algoritmo *Simulated Annealing* (conforme descrito no Capítulo 3), sendo considerado o sistema de transmissão sem diversidade em modulação ($\theta = 0^\circ$);
- Curva ORI+DM – Indica os valores de PSNR obtidos quando o dicionário utilizado para codificar as imagens não passou por nenhum processo de atribuição de índices (o dicionário foi obtido diretamente pelo algoritmo LBG), sendo considerado o sistema de transmissão com diversidade em modulação ($\theta = 27^\circ$);

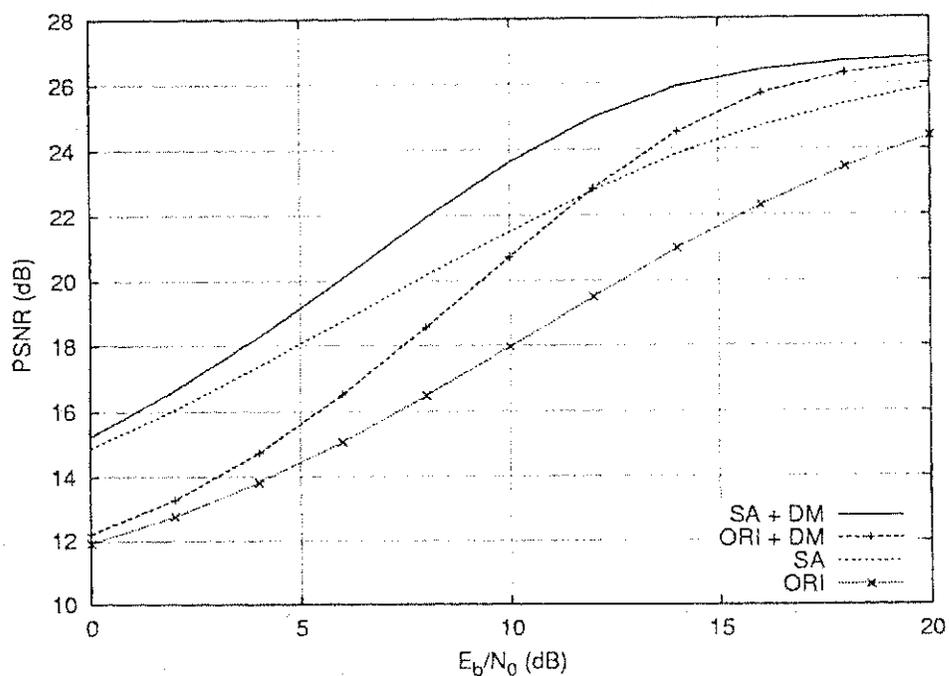


Figura 6.1: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 128 vetores-código e estimação de canal perfeita.

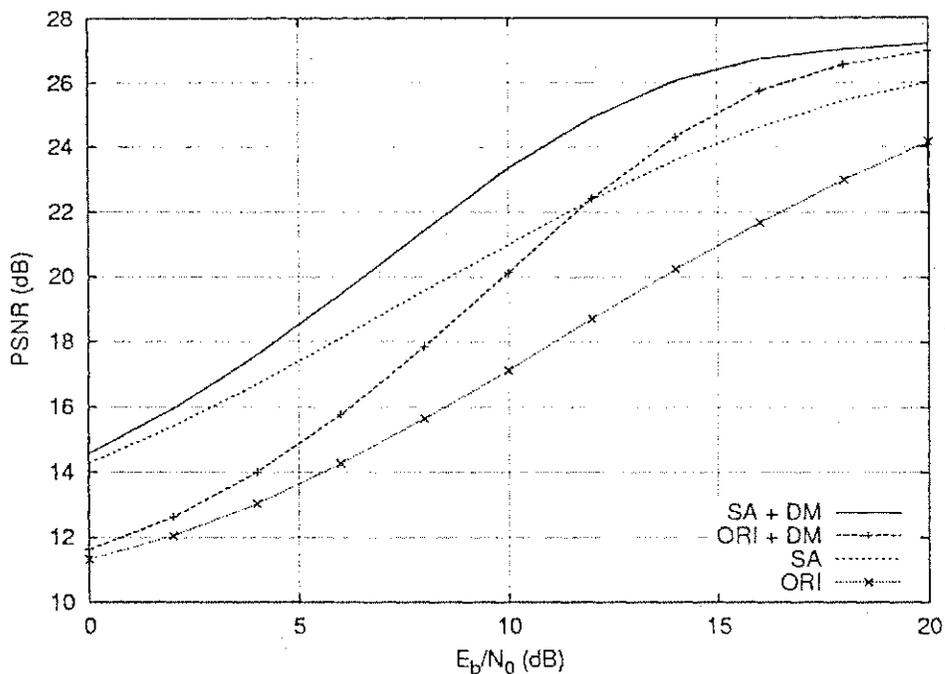


Figura 6.2: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 256 vetores-código e estimação de canal perfeita.

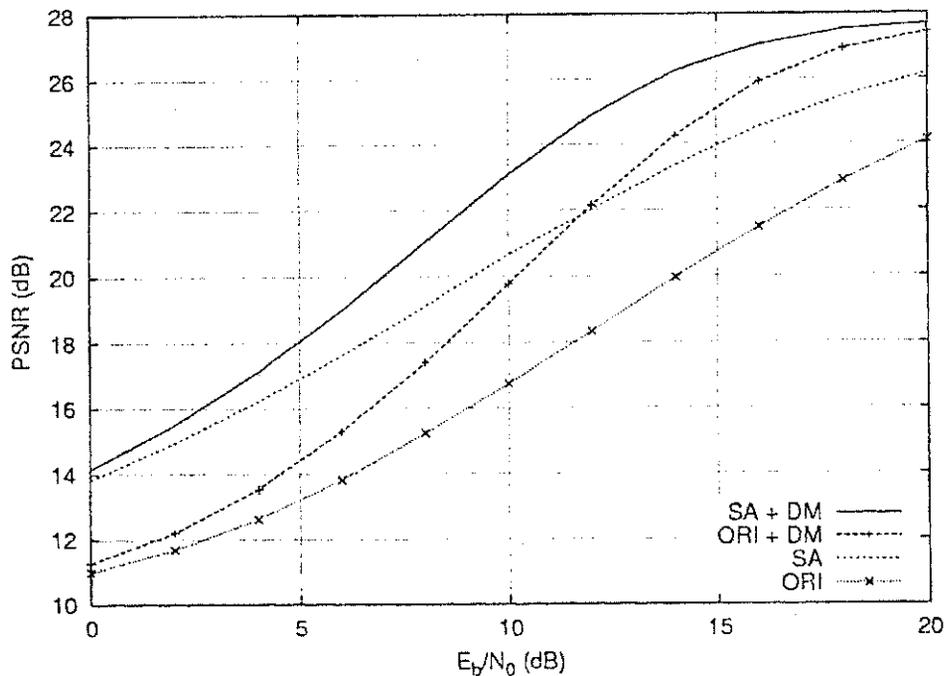


Figura 6.3: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 512 vetores-código e estimação de canal perfeita.

- Curva SA+DM - Indica os valores de PSNR obtidos quando o dicionário utilizado para codificar as imagens passou pelo processo de atribuição de índices utilizando o algoritmo *Simulated Annealing* (conforme descrito no Capítulo 3), sendo considerado o sistema de transmissão com diversidade em modulação ($\theta = 27^\circ$);

Em todas as simulações realizadas, o melhor desempenho, em termos da qualidade das imagens reconstruídas, ocorreu para o caso SA+DM. O pior desempenho foi obtido para o caso ORI, isto é quando não se utiliza indexação SA nem diversidade em modulação. Os outros dois casos (SA e ORI+DM) apresentaram comportamento intermediário em relação aos outros dois previamente descritos. Por exemplo, a PSNR média das imagens reconstruídas considerando $E_b/N_0 = 16$ dB e 256 vetores-código é 21,68 dB, 24,61 dB, 25,74 dB e 26,73 dB quando se utilizam os esquemas ORI, SA, ORI+DM e SA+DM, respectivamente.

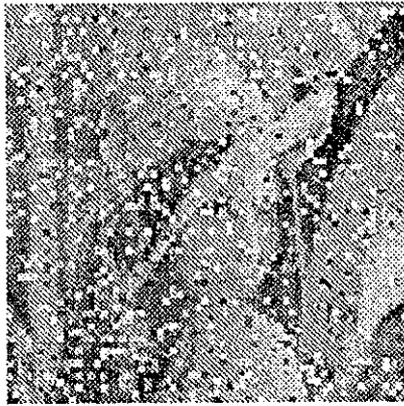
Convém salientar que a melhora no desempenho do sistema de comunicações baseado em QV, obtida com a substituição do dicionário original pelo dicionário organizado (dicionário cuja organização/indexação foi obtida com a utilização do algoritmo SA)

não ocorre às custas de um aumento de complexidade quando da transmissão das imagens. De fato, o processo de atribuição de índices é feito *a priori* (*off-line*) — o dicionário, depois de submetido à atribuição de índices, é então utilizado pelo sistema de comunicações. É importante observar que, tanto no dicionário original quanto no dicionário organizado, os vetores-código são os mesmos. A única diferença é a representação binária atribuída aos vetores-código.

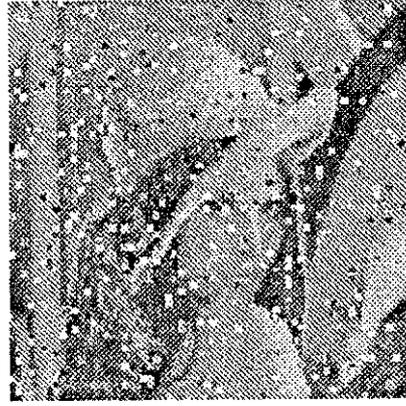
Um característica interessante do sistema de transmissão de imagens pode ser observada nas Figuras 6.1, 6.2 e 6.3: nota-se que para um alto valor de SNR ($E_b/N_0 > 14$ dB) a qualidade das imagens reconstruídas melhora com o aumento do número de níveis do dicionário da quantização vetorial. Isto acontece porque ocorrem poucos erros de transmissão e a distorção total, que é expressa pela soma da distorção de quantização com a distorção decorrente dos erros de transmissão, será dada quase que exclusivamente pela distorção de quantização, sendo esta determinada pelo número de níveis (vetores-código) do dicionário utilizado. A situação se inverte ao serem considerados baixos valores de SNR ($E_b/N_0 < 10$ dB), para os quais a distorção de canal tem uma maior influência na distorção total. Nesse caso um aumento do número de níveis da QV piora a qualidade das imagens reconstruídas porque provoca um aumento no número de índices corrompidos recebidos pelo decodificador. Contudo, para baixos valores de SNR, a qualidade subjetiva das imagens é muito baixa e o uso do sistema de transmissão de imagens nestas condições fica seriamente comprometido.

O ganho de qualidade, em termos de PSNR, das imagens reconstruídas pelo uso da diversidade em modulação deve-se ao fato de que esta técnica leva a uma redução da probabilidade de erro de bit do sistema de comunicações. Desta forma, reduz-se o número de erros nas palavras-binárias recebidas pelo decodificador. Isto pode ser observado nas Figuras 6.4(a) e 6.4(b): observa-se que a diversidade em modulação reduz o número de bloqueamentos espúrios nas imagens reconstruídas. Isto também pode ser observado comparando-se as Figuras 6.5(a) e 6.5(b): a imagem correspondente a ORI+DM tem um menor número de bloqueamentos espúrios quando comparada à imagem ORI.

Os ganhos em PSNR obtidos pela substituição dos dicionários originais pelos dicionários cujos vetores-código sofreram um processo de alocação de índices por meio do algoritmo *Simulated Annealing* se justifica pela seguinte razão: quando os erros de transmissão ocorrem, os bloqueamentos espúrios introduzidos nas imagens reconstruídas utilizando os dicionários organizados (SA) são menos incômodos quando



(a) ORI.



(b) ORI+DM.



(c) SA.

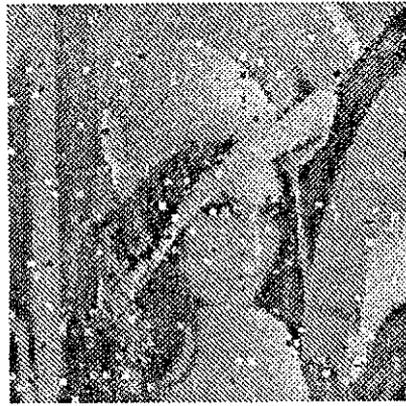


(d) SA+DM.

Figura 6.4: Imagem Lena reconstruída após a transmissão por meio do canal com desvanecimento com $E_b/N_0 = 8$ dB. Foi utilizado um dicionário com 256 vetores-código (QV com 0,5 bpp) e estimação de canal perfeita.

comparados aos bloqueamentos produzidos pelos dicionários originais (dicionários não-organizados, ou seja, aqueles que não foram submetidos ao processo de alocação de índices pelo Algoritmo *Simulated Annealing*). Em outras palavras, isto advém do fato de que a organização do dicionário tem como objetivo fazer com os vetores-código decodificados erroneamente fiquem, em média, próximos daqueles que seriam decodificados no caso de uma transmissão sem erro.

As Figuras 6.4(a) e 6.4(c) (bem com as Figuras 6.5(a) e 6.5(c)) mostram que os blo-



(a) ORI.



(b) ORI+DM.



(c) SA.



(d) SA+DM.

Figura 6.5: Imagem Lena reconstruída após a transmissão por meio do canal com desvanecimento com $E_b/N_0 = 16$ dB. Foi utilizado um dicionário com 256 vetores-código (QV com 0,5 bpp) e estimação de canal perfeita.

queamentos espúrios introduzidos nas imagens reconstruídas quando se utilizam os dicionários organizados (SA) são menos incômodos do que quando se usam os dicionários originais (ORI). Com a finalidade de caracterizar o ganho de qualidade introduzido nas imagens reconstruídas devido à organização do dicionário, as imagens apresentadas nas Figuras 6.4(a) e 6.4(c) (bem como as Figuras 6.5(a) e 6.5(c)) foram obtidas fixando-se os erros de transmissão. Os bloqueamentos espúrios são bem menos perceptíveis no segundo caso.

As Figuras 6.4 e 6.5 também mostram que a melhor qualidade é obtida com a combinação SA+DM: DM reduz o número de bloqueamentos espúrios e, quando estes ocorrem, a alocação de índices pelo Algoritmo *Simulated Annealing* faz com que o impacto visual correspondente seja menos perceptível.

6.2 Efeito dos Erros de Estimação de Canal na Transmissão de Imagens

Nesta seção são apresentados resultados referentes à transmissão de imagens por um canal sujeito ao desvanecimento Rayleigh considerando os erros de estimação de canal e a correlação temporal do canal. Para tanto, adicionou-se ao sistema de transmissão de imagens os estimadores de canal descritos no Capítulo 4. As simulações envolvendo diversidade em modulação consistiram em utilizar o esquema QPSK com uma rotação de constelação de $\theta = 27^\circ$, que é o ângulo de rotação ótimo de QPSK de acordo com [56, 59]. O sistema de transmissão utilizou uma profundidade de entrelaçamento k de 50 símbolos. Foi considerado também $f_D = 50$ Hz, 100 Hz e 150 Hz. Os passos do LMS e do PLL foram escolhidos de modo a minimizar a probabilidade de erro de bit do sistema e encontram-se listados na Tabela 4.2.

Também foi utilizado o entrelaçamento dos bits dos índices binários das imagens codificadas antes da transmissão. Isto foi necessário porque, devido a correlação temporal do canal com desvanecimento, os erros ocorrem em rajadas (*bursts*). Neste caso, as técnicas de organização de dicionários (QV robusta), que pressupõem a não ocorrência múltiplos erros nas palavras-binárias transmitidas, não têm os seus ganhos de desempenho garantidos.

As Figuras 6.6-6.14 apresentam a PSNR (mais precisamente, o valor médio de PSNR resultante de 200 transmissões da imagem para cada valor de relação sinal-ruído do canal, E_b/N_0 , considerado) da imagem Lena reconstruída para $K = 16$ e $N = 128, 256$ e 512. Nessas figuras, a notação da Seção 6.1 foi em parte mantida, sendo adicionado o acrônimo EE para indicar a presença dos erros de estimação de canal no sistema de transmissão de imagens. De modo geral, o melhor desempenho, em termos de PSNR ocorreu para o sistema que usava diversidade em modulação e dicionários organizados com o algoritmo *Simulated Annealing* (curva DM+SA+EE).

Observando as Figuras 6.7, 6.10 e 6.13, nas quais foram utilizados dicionários com

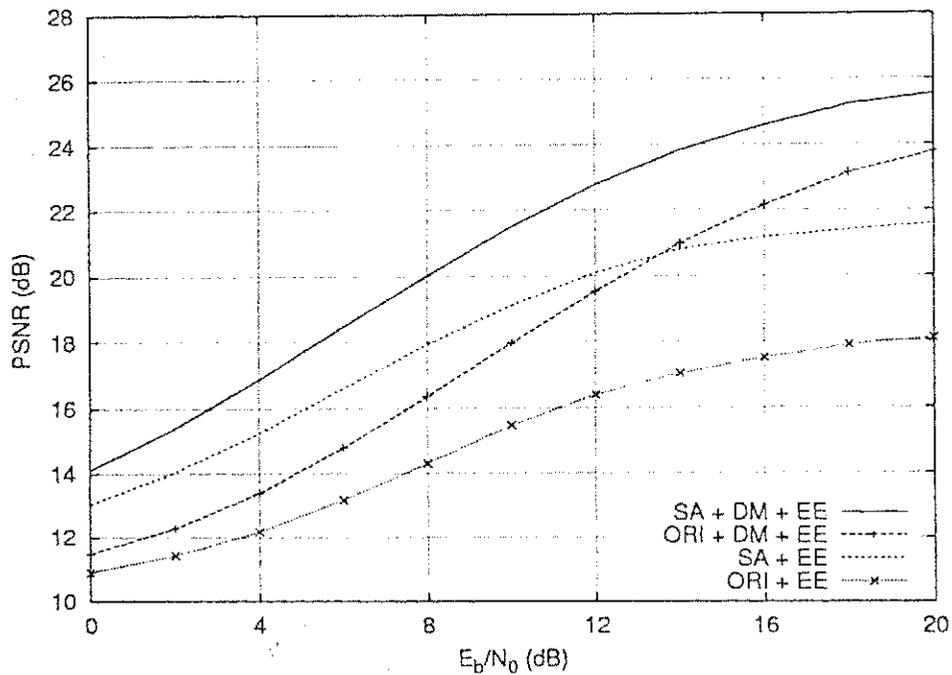


Figura 6.6: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 128 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 50$ Hz.

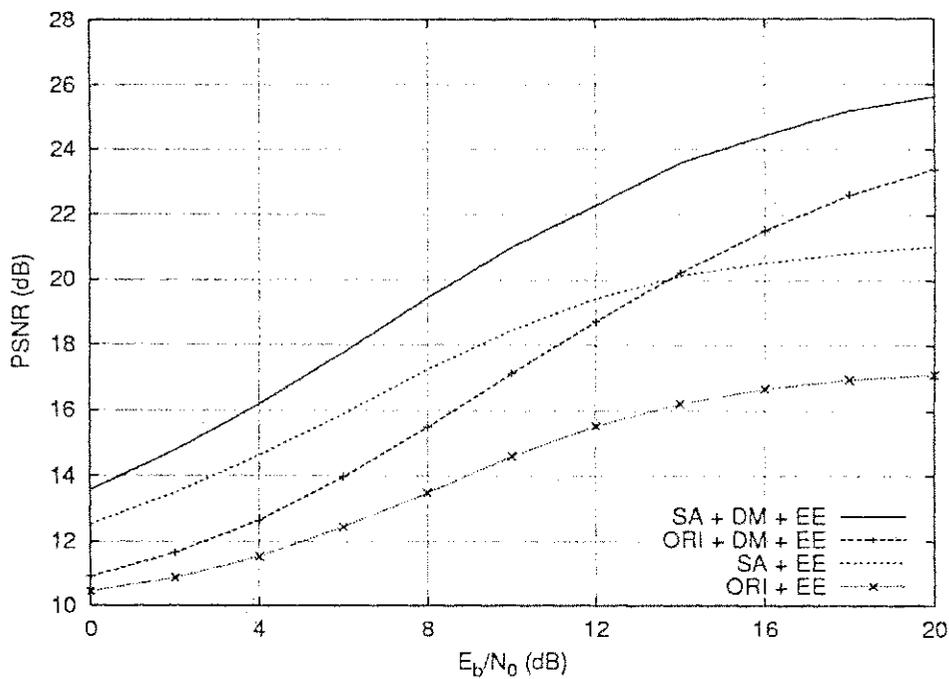


Figura 6.7: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 256 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 50$ Hz.

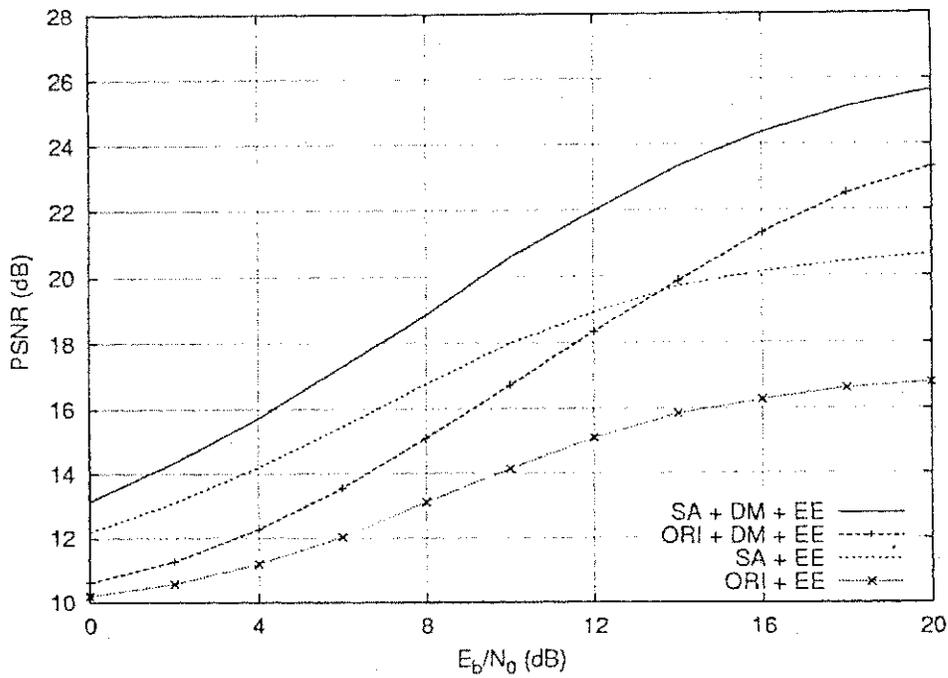


Figura 6.8: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 512 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 50$ Hz.

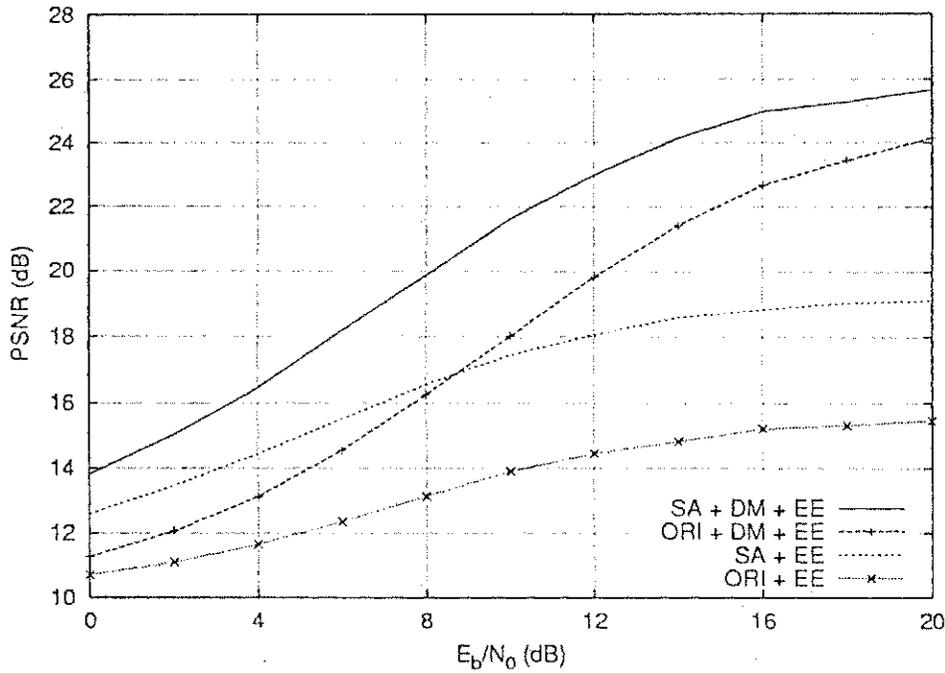


Figura 6.9: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 128 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 100$ Hz.

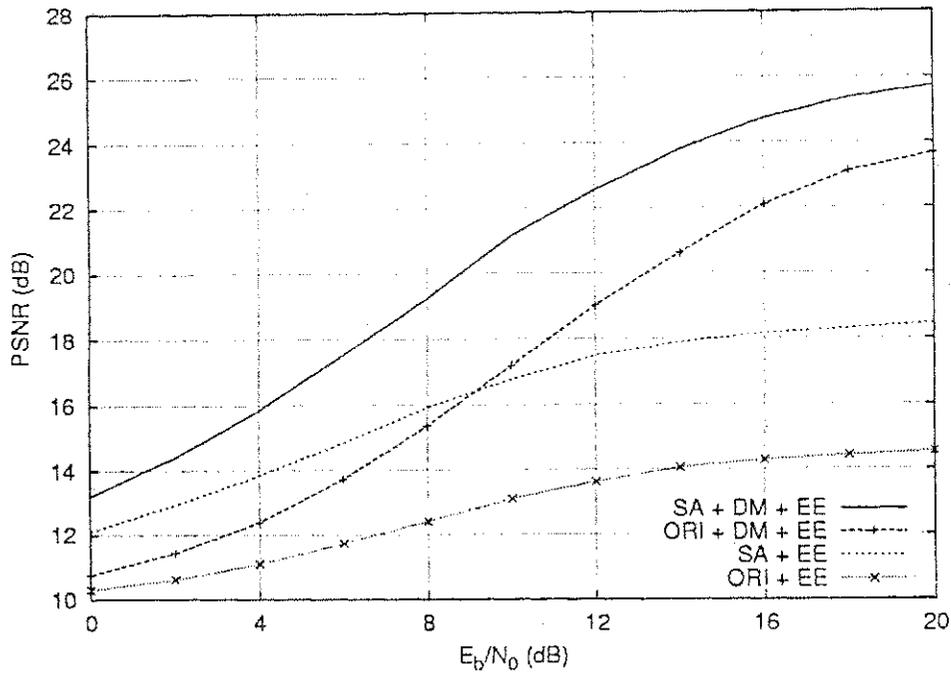


Figura 6.10: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 256 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 100$ Hz.

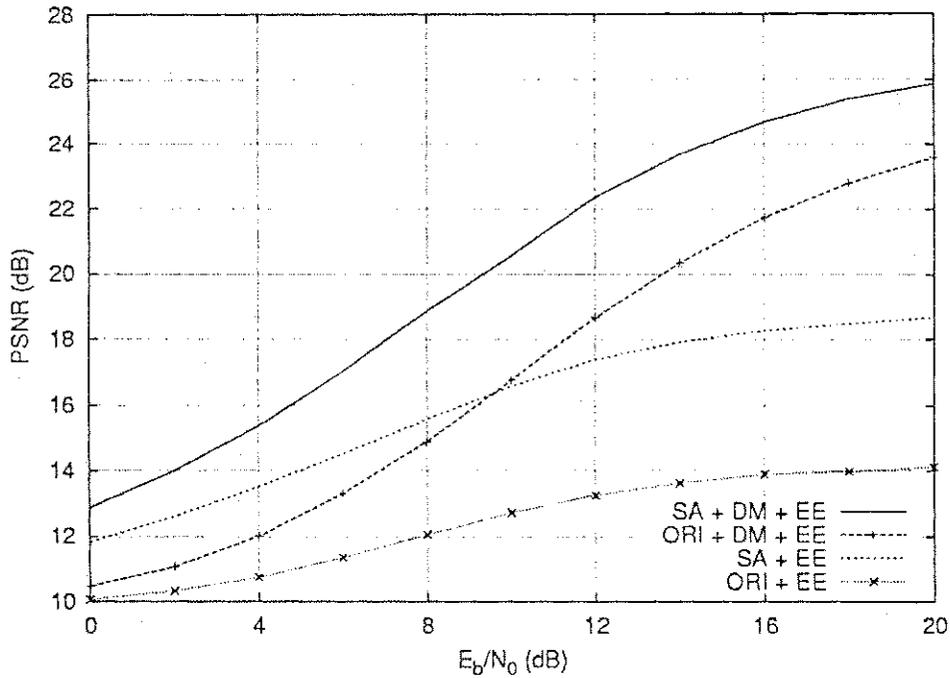


Figura 6.11: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 512 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 100$ Hz.

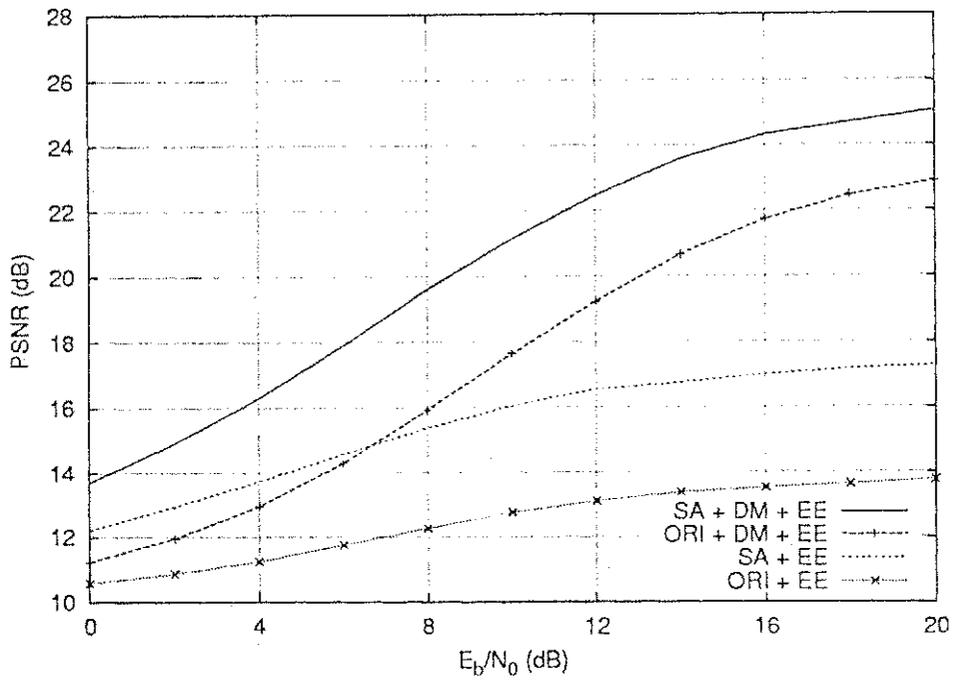


Figura 6.12: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 128 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 150$ Hz.

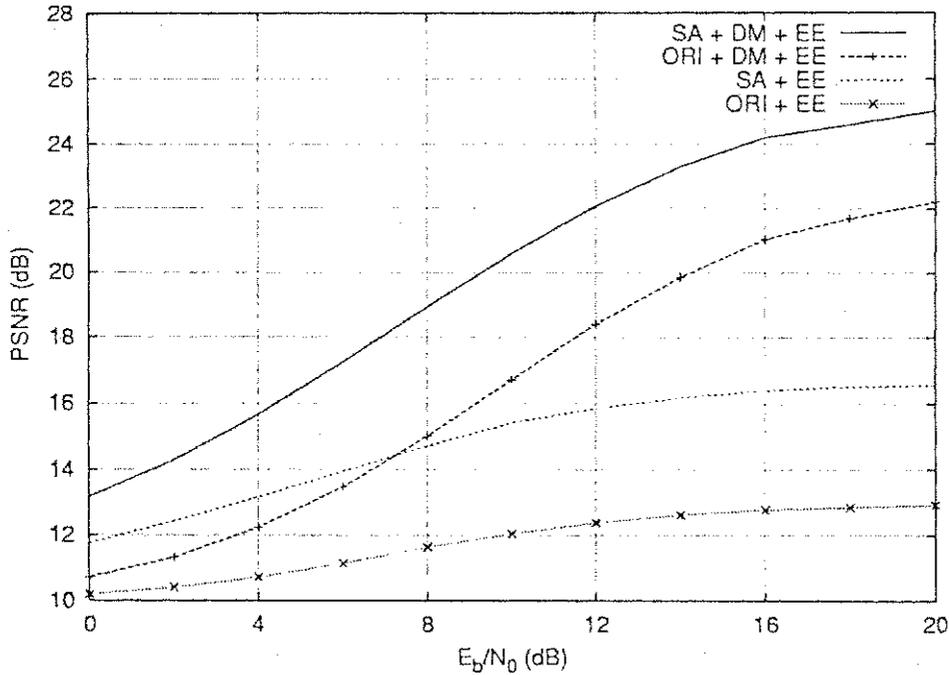


Figura 6.13: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 256 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 150$ Hz.

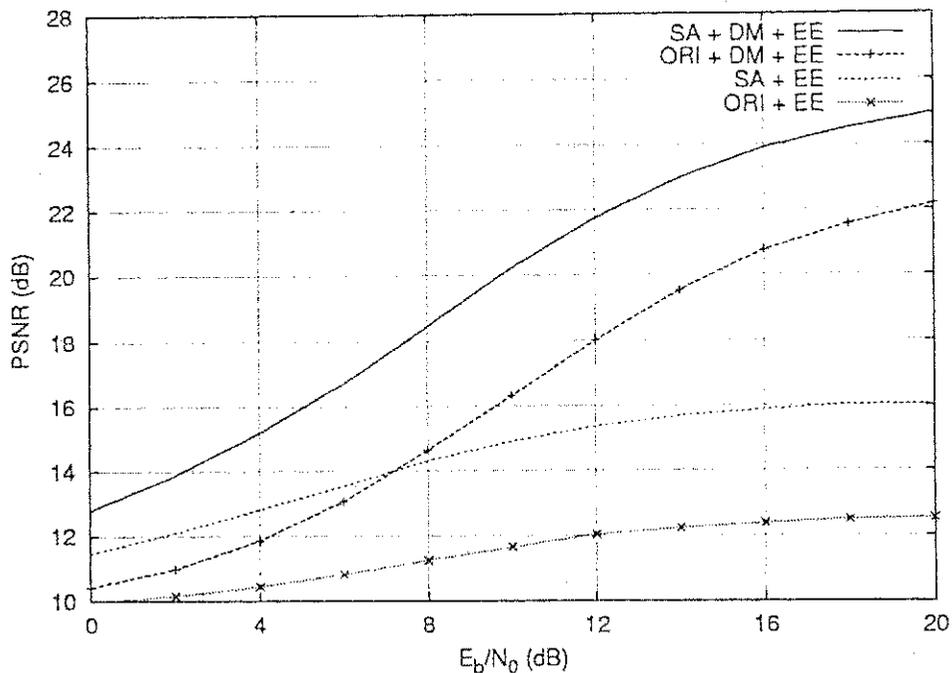


Figura 6.14: Relação sinal-ruído de pico (PSNR) das imagens reconstruídas em função da relação sinal-ruído (E_b/N_0) do canal com desvanecimento, considerando dicionário com 512 vetores-código, erros de estimação de canal e $f_D = 150$ Hz.

256 vetores, percebe-se a influência dos erros de estimação na qualidade das imagens reconstruídas. Comparando essas figuras com a Figura 6.2 (estimação perfeita) nota-se que há queda na qualidade das imagens reconstruídas em termos de PSNR. Este é um fato esperado visto que os erros de estimação de canal implicam probabilidade de erro de bit maior, que por sua vez implica maior número de índices recebidos erroneamente pelo decodificador. Para $E_b/N_0 = 16$ dB tem-se: considerando estimação perfeita, a PSNR da imagem reconstruída é 26,73 dB; com a presença dos erros de estimação os valores de PSNR são 24,42 dB, 24,75 dB e 24,19 dB para $f_D = 50$ Hz, 100 Hz e 150 Hz, respectivamente. Este é um resultado interessante porque mostra a combinação de dois efeitos distintos sobre a qualidade das imagens reconstruídas. O aumento de f_D faz com que o canal se torne mais decorrelacionado diminuindo o impacto dos erros em rajadas no sistema, contudo, com o canal variando mais rapidamente, os erros de estimação de canal são maiores e a BEP aumenta, prejudicando a qualidade das imagens reconstruídas. A combinação desses dois efeitos faz com que o melhor desempenho seja obtido para $f_D = 100$ Hz.

Um outro aspecto interessante que pode ser observado a partir das Figuras 6.9-6.11 é que, para um determinado valor de f_D , um aumento no número de vetores nos dicionários da quantização vetorial não necessariamente implica grande melhoria na qualidade das imagens reconstruídas. Isto possivelmente ocorre porque quando se aumenta o número de níveis do dicionários, o número de bits necessários para representar cada vetor-código também aumenta. Desta forma, a probabilidade de ocorrência de múltiplos erros nas palavras-binárias transmitidas aumenta, o que prejudica a qualidade das imagens reconstruídas. Por exemplo, considerando $f_D = 100$ Hz, $E_b/N_0 = 20$ dB e o sistema de transmissão de imagens com diversidade em modulação e utilizando dicionários organizados, os valores médios de PSNR são iguais a 25,67 dB, 25,71 dB e 25,85 dB para os dicionários com 128, 256 e 512 vetores-código, respectivamente. Na ausência de erros de estimação os valores de PSNR são 26,79 dB, 27,20 dB e 27,69 dB, respectivamente.

Pode-se observar a partir da Figura 6.15 que a análise quantitativa feita nos parágrafos anteriores está em consonância com a os resultados qualitativos (subjetivos) das imagens reconstruídas. Nesta figura encontram-se exemplos de imagens típicas considerando $E_b/N_0 = 16$ dB e $f_D = 50$ Hz, 100 Hz e 150 Hz. A Tabela 6.1 apresenta os valores de PSNR para essas imagens.

Conforme esperado, as imagens de melhor qualidade subjetiva (aquelas que apresentam o menor número de bloqueamentos espúrios e/ou bloqueamentos espúrios menos perceptíveis) correspondem aos casos em que o sistema utiliza diversidade em modulação e os dicionários organizados pelo algoritmo *Simulated Annealing* (SA+DM+EE). Por sua vez, o pior desempenho é obtido quando o sistema não utiliza diversidade em modulação e dicionários organizados (ORI+EE). Observe que os casos intermediários (ORI+DM+EE e SA+EE) apresentam desempenho próximo para $f_D = 50$ Hz e que para $f_D = 150$ Hz o esquema com diversidade em modulação (SA+DM+EE) apresenta nítida vantagem em relação ao esquema sem diversidade em modulação. Por exemplo, considerando o esquema ORI+EE, $E_b/N_0 = 16$ dB e $f_D = 150$ Hz, a imagem reconstruída correspondente apresenta uma péssima qualidade, inviabilizando o seu uso em muitas aplicações. Sob estas mesmas condições, a imagem correspondente ao esquema SA+DM+EE apresenta poucos bloqueamentos espúrios e boa qualidade.

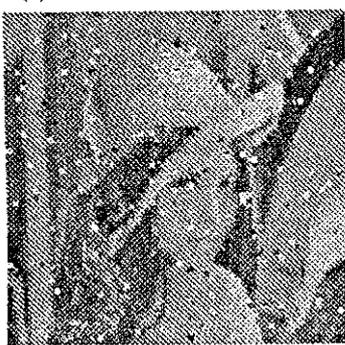
Figura 6.15: Imagem Lena reconstruída após a transmissão por meio do canal com desvanecimento com $E_b/N_0 = 16$ dB. Foi utilizado um dicionário com 256 vetores-código.



(a) SA+DM+EE, $f_D = 50$ Hz.

(b) SA+DM+EE, $f_D = 100$ Hz.

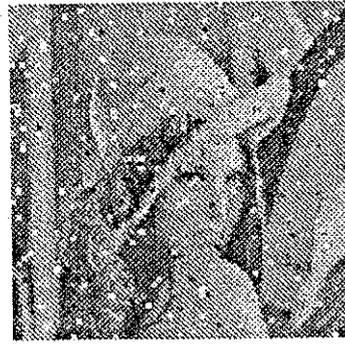
(c) SA+DM+EE, $f_D = 150$ Hz.



(d) ORI+DM+EE, $f_D = 50$ Hz.



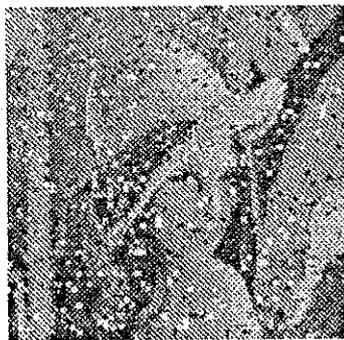
(e) ORI+DM+EE, $f_D = 100$ Hz.



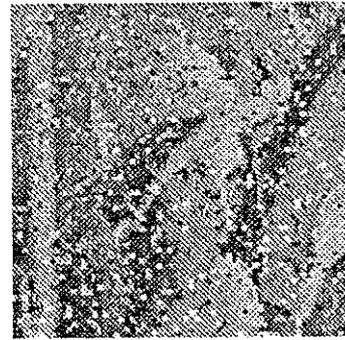
(f) ORI+DM+EE, $f_D = 150$ Hz.



(g) SA+EE, $f_D = 50$ Hz.



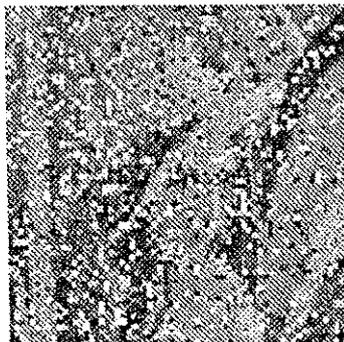
(h) SA+EE, $f_D = 100$ Hz.



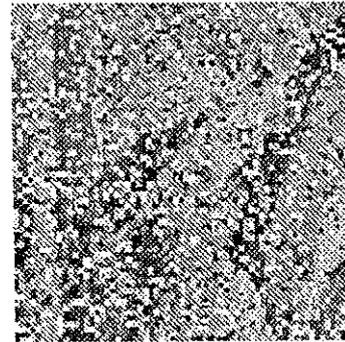
(i) SA+EE, $f_D = 150$ Hz.



(j) ORI+EE, $f_D = 50$ Hz.



(k) ORI+EE, $f_D = 100$ Hz.



(l) ORI+EE, $f_D = 150$ Hz.

Tabela 6.1: PSNR das imagens reconstruídas (Figura 6.15) para os quatro casos considerados: SA+DM+EE, SA+EE, ORI+EE e ORI+DM+EE, ao ser utilizado dicionário com 256 vetores.

	$f_D = 50$ Hz	$f_D = 100$ Hz	$f_D = 150$ Hz
SA+DM+EE	24,42 dB	24,75 dB	24,19 dB
SA+EE	20,53 dB	18,14 dB	16,38 dB
ORI+DM+EE	21,52 dB	22,08 dB	21,03 dB
ORI+EE	16,67 dB	14,29 dB	12,78 dB

Capítulo 7

Conclusão e Propostas para Trabalhos Futuros

Esta tese abordou o problema da transmissão de imagens em canais com desvanecimento Rayleigh. Em particular, foram analisadas duas técnicas:

- diversidade em modulação (DM), que consiste em introduzir redundância por meio de uma escolha criteriosa do ângulo de referência de uma constelação MPSK combinada com o entrelaçamento independente das componentes dos símbolos a serem transmitidos;
- quantização vetorial robusta, que consiste na atribuição criteriosa de índices aos vetores-código, de modo a reduzir o impacto dos erros de canal na qualidade das imagens reconstruídas.

Este capítulo final apresenta um resumo das principais contribuições desta tese e discute algumas propostas de trabalhos futuros. Um sumário dos resultados é apresentado na próxima seção, enquanto que direções para pesquisas futuras são discutidas na Seção 7.2.

7.1 Principais Contribuições

As principais contribuições desta tese são descritas a seguir:

- Determinação do ângulo de rotação ótimo para a técnica de diversidade em modulação, considerando as constelações QPSK, 8PSK e 16PSK. Em se tratando

da constelação QPSK, as curvas de probabilidade de erro de bit mostraram que o ângulo ótimo é 27° . Este resultado difere de outros resultados previamente apresentados na literatura [36,41]. No que diz respeito às constelações 8PSK e 16PSK, os ângulos ótimos correspondem, respectivamente, a 8° e $4,5^\circ$ e tratam-se de resultados originais;

- Estudo da influência dos erros de estimação de canal em sistemas que usam DM. Diferentemente de abordagens comumente apresentadas na literatura, o presente trabalho considerou a ocorrência de erros de estimação na resposta ao impulso do canal, o que constitui uma questão relevante para o desempenho de sistemas de comunicações que usam DM. No trabalho foi apresentado um esquema de recepção baseado no algoritmo LMS e em PLL para estimar o módulo e a fase do canal. As avaliações realizadas mostraram que o desempenho da técnica de DM é mantido, mesmo na presença de erros de estimação de canal;
- Avaliação da influência da correlação do canal com desvanecimento na probabilidade de erro de bit em sistemas de comunicações que usam DM. Por meio de simulações, constatou-se que a profundidade de entrelaçamento necessária para a manutenção do desempenho da técnica de DM corresponde a aproximadamente 60% de correlação do canal. Este resultado é muito importante, pois permite estabelecer com certa precisão os reais requisitos de memória e de atraso do sistema, evitando superdimensionamento desses parâmetros e os reflexos negativos disso;
- Apresentação de uma abordagem elucidativa para o ganho de desempenho da técnica de DM, por meio de uma interpretação geométrica da técnica. Mostrou-se que, independentemente do ângulo de rotação, os símbolos no receptor permanecem distribuídos ao longo de eixos paralelos aos eixos principais (esse comportamento foi denominado “Efeito Roda Gigante”). Esta distribuição faz com que as regiões de interferência entre símbolos variem com o ângulo de rotação da constelação;
- Concepção de um método para o cálculo da probabilidade de erro de bit de esquemas de modulação em canais com desvanecimento Rayleigh. Nesse método, o canal de comunicações é visto como um canal sujeito a um ruído aditivo que incorpora o efeito do desvanecimento em sua função distribuição de probabilidade.

O método consiste basicamente em usar a função cumulativa de probabilidade desse ruído aditivo para obter expressões exatas para probabilidade de erro de bit de esquemas de modulação sujeitos a desvanecimento Rayleigh. O método foi utilizado para obter expressões exatas para a probabilidade de erro de bit dos esquemas M -PAM, M -QAM e R -QAM sujeitos ao desvanecimento Rayleigh;

- Concepção de uma figura de mérito, denominada índice de desordem, utilizada no problema de atribuição de índices (AI) aos vetores-código de um dicionário com vistas à quantização vetorial robusta. Esta figura de mérito foi utilizada como função custo a ser minimizada quando da aplicação do algoritmo *Simulated Annealing* ao problema de AI;
- Combinação da técnica de diversidade em modulação com a técnica de AI para melhorar a qualidade das imagens reconstruídas, após a transmissão por canal com desvanecimento, considerando um sistema de comunicações baseado em QV. Foram feitas simulações para avaliar o efeito dos erros de estimação e da correlação do canal nas imagens reconstruídas. Mostrou-se que a eficiência das técnicas de DM e AI, isoladamente ou quando combinadas, é mantida.

7.2 Propostas para Continuação do Trabalho

Podem ser apontadas as seguintes propostas de continuação da pesquisa:

- Análise da técnica de diversidade em modulação em canais seletivos em frequência;
- Extensão da metodologia de cálculo de desempenho de esquemas de modulação para canais com desvanecimento Rayleigh apresentada no Capítulo 5 a canais em que o desvanecimento seja modelado por outras distribuições, como por exemplo: Rice e Nakagami;
- Incorporação dos efeitos dos erros de estimação no método de cálculo de probabilidade de erro de bit apresentado no Capítulo 5;
- Concepção de técnicas de atribuição de índices (AI) aos vetores-código de dicionários, tornando-os mais robustos aos erros de canal;
- Desenvolvimento de outras figuras de mérito adequadas ao problema de AI (quantização vetorial robusta);

- Análise do desempenho da técnica de quantização vetorial otimizada para canal (COVQ – *Channel optimized vector quantization*) [24, 25] combinada com a técnica de diversidade em modulação aplicada à transmissão de imagens em canais com desvanecimento;
- Avaliação de desempenho da técnica de diversidade em modulação em um sistema de comunicação que utiliza quantização vetorial de parâmetros LSF (*line spectral frequencies*) da voz;
- Utilização de outras técnicas de otimização (como por exemplo algoritmos genéticos) para o propósito de organização de dicionários com vistas à quantização vetorial robusta.

Apêndice A

Simulação do Canal com Desvanecimento pelo Método de Monte Carlo

Este apêndice descreve o método de Monte Carlo usado na simulação do canal com desvanecimento.

De acordo com a técnica de Monte Carlo [78, 79], a resposta ao impulso (RI) do canal é gerada simulando o modelo físico de propagação que caracteriza o canal de comunicação. Para esta técnica, uma realização da RI do canal caracterizado pelo efeito do desvanecimento rápido e plano é dada por

$$h(t, \tau) = \sqrt{\frac{1}{N_{MC}}} \sum_{n=0}^{N_{MC}-1} a_n \delta(\tau - \tau_n) e^{j2\pi\nu_n t}, \quad (\text{A.1})$$

em que a_n , ν_n e τ_n são as variáveis aleatórias que representam a amplitude complexa, o deslocamento Doppler e o atraso do canal, respectivamente. Além disso, τ é o retardo na transmissão e N_{MC} representa a ordem do modelo que deve ser suficientemente grande para garantir que $h(t, \tau)$ seja um processo gaussiano complexo (tipicamente este valor é igual ou superior a 20).

A Equação A.1 representa um modelo de canal estacionário em sentido amplo desde que as variáveis aleatórias complexas a_n sejam estatisticamente independentes com variâncias unitárias e que o par (ν_n, τ) seja extraído de uma função densidade de probabilidade conjunta, cuja forma é dada pela função espalhamento do canal a ser simulado [79]. Em particular, para simular o espectro de Jakes, cuja densidade espectral

de potência $G(f)$ é

$$G(f) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_D)^2}}, & \text{se } |f| < f_D \\ 0, & \text{se } |f| \geq f_D, \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

faz-se $\nu_n = f_D$, em que f_D é a máxima frequência Doppler [80].

A função de autocorrelação correspondente a DEP da Equação A.2 é dada por

$$R_{\alpha\alpha}(T) \triangleq E\{\alpha^*(t)\alpha(t+T)\} = J_0(2\pi f_D T), \quad (\text{A.3})$$

em que $J_0(\cdot)$ é a função de Bessel do 1º tipo de ordem zero e T é o tempo de separação entre as amostras.

As Figuras A.1 e A.2 apresentam respectivamente a amplitude e a fase da resposta ao impulso de uma realização do canal em função do tempo, respectivamente. As curvas foram obtidas a partir da Equação A.1 considerando valores de máxima frequência Doppler iguais a 50 Hz, 100 Hz e 150 Hz, taxa de amostragem igual a 24,3 kbauds e ordem N_{MC} do modelo igual a 20. O tempo de observação é 40 milisegundos e corresponde à transmissão de 1000 símbolos. Como era de se esperar, quanto maior o valor de f_D , mais rápidas são as variações do canal, tanto em módulo quanto em fase.

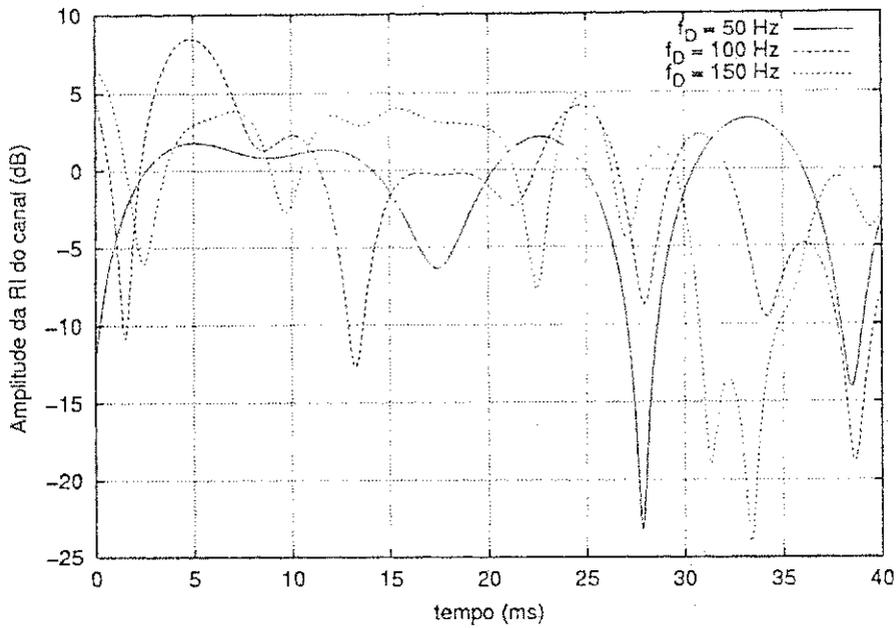


Figura A.1: Amplitude da resposta ao impulso (RI) do canal com desvanecimento para três valores de frequência Doppler (f_D).

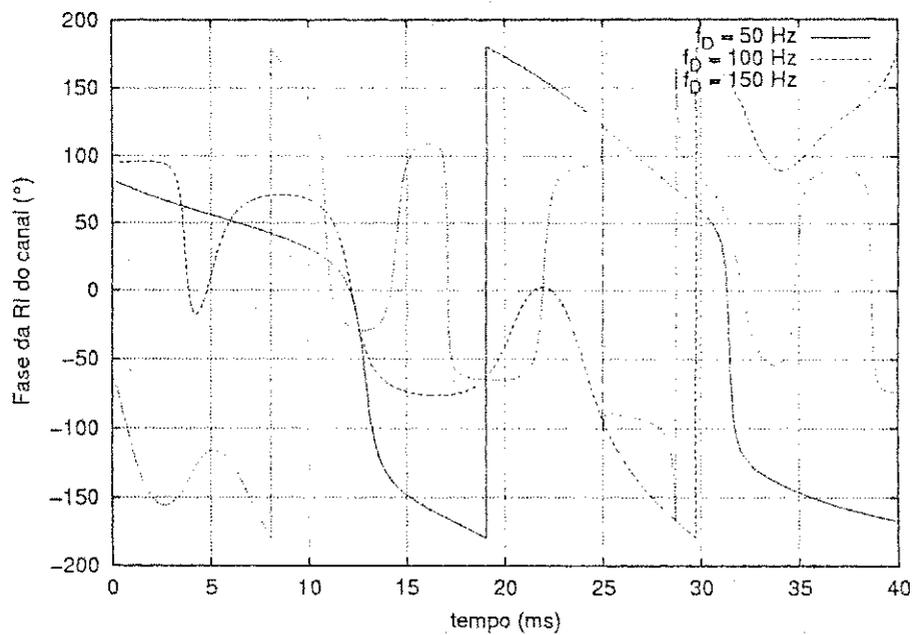


Figura A.2: Fase da resposta ao impulso (RI) do canal com desvanecimento para três valores de frequência Doppler (f_D).

Apêndice B

A fdp e a FCP Unidimensional de m

Este apêndice apresenta a obtenção da fdp e da FCP unidimensional da variável aleatória $m = \eta/\alpha$ definida no Capítulo 5.

Assume-se que $\eta = \eta_i + j\eta_q$ é uma v.a. gaussiana complexa com média nula e variância $N_0/2$ por dimensão, ou seja,

$$p_N(\eta) = p_{N_i}(\eta_i) = p_{N_q}(\eta_q) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\eta^2/N_0}. \quad (\text{B.1})$$

Por outro lado, α é uma v.a. real com distribuição de Rayleigh dada por

$$p_A(\alpha) = 2\alpha e^{-\alpha^2} u(\alpha), \quad (\text{B.2})$$

em que $u(\cdot)$ é a função degrau unitário.

Se $\eta = \eta_i + j\eta_q$, então

$$m = \frac{\eta_i}{\alpha} + j\frac{\eta_q}{\alpha} = m_i + jm_q. \quad (\text{B.3})$$

Como η_i e η_q apresentam a mesma distribuição de probabilidades, segue que m_i e m_q apresentam a mesma distribuição de probabilidades que é dada por

$$p_M(m) = p_{M_i}(m_i) = p_{M_q}(m_q). \quad (\text{B.4})$$

Neste caso, a v.a. M é obtida a partir da razão $M = N/A$, sendo N uma v.a. gaussiana e A uma v.a. Rayleigh. A fdp de M é dada por [81]

$$p_M(m) = \int_{-\infty}^{\infty} |\alpha| p_{NA}(m\alpha, \alpha) d\alpha, \quad (\text{B.5})$$

em que $p_{NA}(\eta, \alpha)$ é a probabilidade conjunta N e α dada por

$$p_{NA}(\eta, \alpha) = \frac{2}{\sqrt{\pi N_0}} \alpha e^{-(\alpha^2 + \eta^2/N_0)} u(\alpha). \quad (\text{B.6})$$

Desta forma, a fdp de M é dada por

$$\begin{aligned} p_M(m) &= \int_0^\infty \alpha \frac{2}{\sqrt{\pi N_0}} \alpha e^{-(\alpha^2 + m^2 \alpha^2/N_0)} d\alpha \\ &= \frac{2}{\sqrt{\pi N_0}} \int_0^\infty \alpha^2 e^{-\alpha^2(1+m^2/N_0)} d\alpha. \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

Usando o fato de que [82, pp. 1030]

$$\int_0^\infty x^2 e^{-x^2} dx = \frac{\sqrt{\pi}}{4}, \quad (\text{B.8})$$

pode-se mostrar que

$$\int_0^\infty x^2 e^{-\rho x^2} dx = \frac{1}{\rho^{3/2}} \cdot \frac{\sqrt{\pi}}{4}. \quad (\text{B.9})$$

Então, a Equação B.7 pode ser escrita como

$$\begin{aligned} p_M(m) &= \frac{2}{\sqrt{\pi N_0}} \cdot \frac{1}{(m^2/N_0 + 1)^{3/2}} \cdot \frac{\sqrt{\pi}}{4} \\ &= \frac{1}{2} \cdot \frac{N_0}{(m^2 + N_0)^{3/2}}. \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

A FCP de M , $P_M(m)$, é obtida por meio da integração da expressão anterior, ou seja,

$$P_M(m) = \int_{-\infty}^m p_M(x) dx. \quad (\text{B.11})$$

Assim,

$$P_M(m) = \frac{1}{2} \left(\frac{m}{\sqrt{m^2 + N_0}} + 1 \right). \quad (\text{B.12})$$

Apêndice C

Biografia e Publicações

C.1 Biografia Resumida

Waslon Terlizzie Araújo Lopes nasceu em Petrolina, Pernambuco, em 29 de dezembro de 1974. Concluiu o 1º Grau no Colégio Dom Bosco em 1989 e o 2º Grau no Colégio Objetivo em 1992. Em 1993, mudou-se para Campina Grande, Paraíba, para iniciar os seus estudos no Curso de Engenharia Elétrica no qual exerceu monitoria por várias vezes nas disciplinas Laboratório de Circuitos Elétricos I e Laboratório de Princípios de Comunicações e também foi aluno de iniciação científica no Laboratório de Comunicações (LABCOM) no período de agosto de 1996 a fevereiro de 1998. Recebeu o diploma de Engenheiro Eletricista e o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB) em 1998 e 1999, respectivamente. É doutorando do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), sob a orientação do Prof. Marcelo Sampaio de Alencar. Desde 1996 faz parte do Grupo de Comunicações da UFCG e suas atividades de pesquisa concentram-se principalmente em comunicações digitais e quantização vetorial robusta. Waslon Terlizzie é sócio aspirante da Sociedade Brasileira de Telecomunicações (SBrT) desde 1997.

C.2 Produção Bibliográfica

A seguir encontram-se listadas as mais importantes publicações do autor desta tese.

- i) W. T. A. Lopes, F. Madeiro e M. S. Alencar. "Um Novo Método para o Cálculo

- da Probabilidade de Erro de Bit de Esquemas de Modulação Sujeitos ao Desvanecimento Rayleigh". *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT'03)*, Rio de Janeiro, RJ, Outubro 2003. *Aceito para publicação.*
- ii) W. T. A. Lopes, F. Madeiro e M. S. Alencar. "Expressões para a Probabilidade de Erro de Bit de Esquemas de Modulação 64-QAM e M -PAM para um Canal com Desvanecimento Rayleigh". *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT'03)*, Rio de Janeiro, RJ, Outubro 2003. *Aceito para publicação.*
- iii) W. T. A. Lopes, F. Madeiro e M. S. Alencar. "Expressão Fechada para a Probabilidade de Erro de Bit de Esquemas QAM Sujeitos ao Desvanecimento Rayleigh". *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT'03)*, Rio de Janeiro, RJ, Outubro 2003. *Aceito para publicação.*
- iv) W. T. A. Lopes, F. Madeiro, J. F. Galdino, B. G. Aguiar Neto e M. S. Alencar. "Diversidade em Modulação Aplicada a Canais de Comunicações Móveis: Efeito dos Erros de Estimção de Canal na Transmissão de Imagens". *XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT'03)*, Rio de Janeiro, RJ, Outubro 2003. *Aceito para publicação.*
- v) F. Madeiro, W. T. A. Lopes, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Construção de Dicionários Voltados para a Redução da Complexidade Computacional da Etapa de Codificação da Quantização Vetorial". *VI Congresso Brasileiro de Redes Neurais (CBRN'2003)*, pp. 439-444, São Paulo, SP, Junho 2003.
- vi) F. Madeiro, W. T. A. Lopes, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Complexidade Computacional de um Algoritmo Competitivo Aplicado ao Projeto de Quantizadores Vetoriais". *VI Congresso Brasileiro de Redes Neurais (CBRN'2003)*, pp. 43-48, São Paulo, SP, Junho 2003.
- vii) F. Madeiro, W. T. A. Lopes, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Aprendizagem Competitiva versus Algoritmo LBG Quanto à Complexidade Computacional". *VI Congresso Brasileiro de Redes Neurais (CBRN'2003)*, pp. 37-42, São Paulo, SP, Junho 2003.
- viii) W. T. A. Lopes, F. Madeiro, B. G. Aguiar Neto e M. S. Alencar. "Combining Modulation Diversity and Index Assignment to Improve Image VQ for a Rayleigh

- Fading Channel". *VI Congresso Brasileiro de Redes Neurais (CBRN'2003)*, pp. 55–60, São Paulo, SP, Junho 2003.
- ix) W. T. A. Lopes, M. S. Alencar and J. F. Galdino. "Modulation Diversity for Wireless Communications: Impact of Channel Estimation Errors and Doppler Effect on System Performance". Chapter 1 in book "*Communications, Information and Network Security*", Editors V. Tarokh, V. Bhargava, V. Poor and S. Yoon, pp. 1–16. Kluwer Academic Publishers, Boston, USA, 2003.
- x) W. T. A. Lopes, J. F. Galdino e M. S. Alencar. "Diversidade em Modulação Aplicada a Canais de Comunicações Móveis". *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, n.o 17, vol. 2, pp. 112–123, Rio de Janeiro, RJ, Dezembro 2002.
- xi) W. T. A. Lopes and M. S. Alencar. "QPSK Detection Schemes for Rayleigh Fading Channels". *IEEE International Telecommunications Symposium (ITS'2002)*, Natal, RN, September 2002.
- xii) F. Madeiro, W. T. A. Lopes, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Algoritmo Competitivo Aplicado ao Projeto de Dicionários para Quantização Vetorial dos Parâmetros LSF". *3a. Mostra de Pesquisa, Pós-Graduação e Extensão da UNICAP*, pp. 142–144, Recife, PE, Agosto 2002.
- xiii) W. T. A. Lopes, F. Madeiro e M. S. Alencar. "Diversidade em Modulação Aplicada à Transmissão de Imagens por Canais de Comunicações Móveis". *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO'2002)*, pp. 374–378, Recife, PE, Brasil, Agosto 2002.
- xiv) S. G. D. Barbosa, W. T. A. Lopes e M. S. Alencar. "Uma Plataforma de Simulação para o Sistema de Comunicações Móveis GSM". *X Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO'2002)*, pp. 384–388, Recife, PE, Brasil, Agosto 2002.
- xv) W. T. A. Lopes, G. Glionna and M. S. Alencar. "Generation of 3D Radiation Patterns: A Geometrical Approach". *IEEE 55th Semiannual Vehicular Technology Conference (VTC'2002-Spring)*, vol. 2, pp. 741–744, Birmingham, Alabama, USA, May 2002.

- xvi) F. Madeiro, W. T. A. Lopes, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Um Método para Redução da Complexidade Computacional da Etapa de Codificação da Quantização Vetorial". *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'2001)*, Fortaleza, CE, Setembro 2001.
- xvii) F. Madeiro, W. T. A. Lopes, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Avaliação dos Dicionários PCA para Uso em Transmissão de Voz por Canal Ruidoso". *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'2001)*, Fortaleza, CE, Setembro 2001.
- xviii) W. T. A. Lopes, J. F. Galdino e M. S. Alencar. "Desempenho de um Sistema QPSK com Rotação na Constelação em Canais com Desvanecimento Rápido Sujeito a Erros de Estimacão de Canal". *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'2001)*, Fortaleza, CE, Setembro 2001.
- xix) W. T. A. Lopes and M. S. Alencar. "Performance of a Rotated QPSK Based System in a Fading Channel Subject to Estimation Errors". *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC'2001)*, Belém, PA, Brasil, Agosto 2001.
- xx) W. T. A. Lopes, F. Madeiro, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Quantização Vetorial Robusta Utilizando *Simulated Annealing*". *V Congresso Brasileiro de Redes Neurais (CBRN'2001)*, Rio de Janeiro, RJ, Abril 2001.
- xxi) W. T. A. Lopes, F. Madeiro, M. S. Alencar and B. G. Aguiar Neto. "Simulated Annealing for Robust VQ: Improving Image Transmission through a Fading Channel". *VI Brazilian Symposium on Neural Networks (SBRN'2000)*, Rio de Janeiro, RJ, November 2000.
- xxii) A. K. R. Lopes, M. S. Alencar e W. T. A. Lopes. "Determinação da Intensidade de Campo Distante para Comunicações Móveis". VIII Encontro de Iniciação Científica da UFPB, João Pessoa, PB, Setembro 2000.
- xxiii) W. T. A. Lopes and M. S. Alencar. "Space-Time Coding Performance Improvement Using a Rotated Constellation". *XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'2000)*, Gramado, RS, Setembro 2000.

- xxiv) W. T. A. Lopes, F. Madeiro, M. S. Alencar and B. G. Aguiar Neto. "An Index Assignment Algorithm for Improving the Transmission of Vector-Quantized Images over a Rayleigh Fading Channel". *XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'2000)*, Gramado, RS, Setembro 2000.
- xxv) G. M. Ferreira, W. T. A. Lopes e F. M. Assis. "Codificação Wavelet Aplicada a Sistemas com Diversidade Espacial sobre Canais Sujeitos ao Desvanecimento Rayleigh". *XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'2000)*, Gramado, RS, Setembro 2000.
- xxvi) W. T. A. Lopes, F. Madeiro, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Transmissão de Sinais de Voz Quantizados Vetorialmente Através de Canais com Desvanecimento Utilizando Múltiplas Antenas". *IX Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (SBMO'2000)*, pp 511-515, João Pessoa, PB, Agosto 2000.
- xxvii) W. T. A. Lopes, F. Madeiro, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Space-Time Codes Applied to the Transmission of Vector-Quantized Images over a Rayleigh Fading Channel". *The Joint Meeting of The 4th World Multiconference on Systemics, Cybernetics and Informatics (SCI'2000) and The 6th International Conference on Information Systems Analysis and Synthesis (ISAS'2000)*, Orlando, Florida, USA, July 2000.
- xxviii) W. T. A. Lopes, F. Madeiro, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Uso de Codificação na Transmissão de Imagens Quantizadas Vetorialmente em Canal Gaussiano com Desvanecimento". *XVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT'99)*, pp 748-753, Vila Velha, ES, Setembro 1999.
- xxix) W. T. A. Lopes and M. S. Alencar. "Improving the Space-Time Decoding Time". In *IEEE International Symposium on Wireless Communications (ISWC'99)*, pp 23-24, Victoria, Canada, June 1999.
- xxx) W. T. A. Lopes e M. S. Alencar. "Geração de Rotinas Para a Plataforma *Ptolemy*". V Encontro de Iniciação Científica da UFPB - João Pessoa, PB, Outubro 1997.

Bibliografia

- [1] N. S. Jayant and P. Noll. *Digital Coding of Waveforms*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.
- [2] R.-Y. Wang, E. A. Riskin and R. Ladner. "Codebook Organization to Enhance Maximum a Posteriori Detection of Progressive Transmission of Vector Quantized Images over Noisy Channels". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 5, no. 1, pp. 37-48, January 1996.
- [3] R. M. Gray and E. D. Karnin. "Multiple Local Optima in Vector Quantizers". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-28, no. 2, pp. 256-261, March 1982.
- [4] Y. Linde, A. Buzo and R. M. Gray. "An Algorithm for Vector Quantizer Design". *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-28, pp. 84-95, January 1980.
- [5] T. Lookbaugh and R. M. Gray. "High-resolution Quantization Theory and Vector Quantizer Advantage". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 35, pp. 1020-1033, September 1989.
- [6] A. Gersho and R. M. Gray. *Vector Quantization and Signal Compression*. Kluwer Academic Publishers, Boston, MA, 1992.
- [7] J. Makhoul, S. Roucos and H. Gish. "Vector Quantization in Speech Coding". *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, pp. 1551-1558, November 1985.
- [8] A. Gersho. "On the Structure of Vector Quantizers". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 28, pp. 157-166, March 1982.
- [9] R. M. Gray. "Vector Quantization". *IEEE ASSP Magazine*, vol. 1, pp. 4-29, April 1984.

- [10] S. Carrato. "Image Vector Quantization Using Ordered Codebooks: Properties and Applications". *Signal Processing*, vol. 40, pp. 87-103, 1994.
- [11] E. V. H. Iun and A. K. Khandani. "Combined Source-Channel Coding for the Transmission of Still Images over a Code Division Multiple Access (CDMA) Channel". *IEEE Communications Letters*, vol. 2, no. 6, pp. 168-170, June 1998.
- [12] T. Berger. *Rate Distortion Theory: A Mathematical Basis for Data Compression*. Prentice-Hall, NJ, 1971.
- [13] R. M. Gray and D. L. Neuhoff. "Quantization". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2325-2383, October 1998.
- [14] F. M. Bernardino Junior. "Quantização Vetorial Aplicada à Compressão de Sinais de Voz e Imagem". Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, Março 1998.
- [15] B. G. Aguiar Neto. "Processamento e Transmissão Digital de Voz". Apostila, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, 1995.
- [16] M. R. Anderberg. *Cluster Analysis for Applications*. Academic Press, New York, NY, 1973.
- [17] N. Farvardin and J. W. Modestino. "Optimum Quantizer Performance for a Class of Non-Gaussian Memoryless Sources". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-30, no. 3, pp. 485-497, May 1984.
- [18] F. M. Bernardino Junior. "Projeto e Avaliação de Dicionários para Quantização Vetorial de Voz e Imagem". Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, Dezembro 2001.
- [19] N. Farvardin. "A Study of Vector Quantization for Noisy Channels". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 36, no. 4, pp. 799-809, July 1990.
- [20] P. Knagenhjelm and E. Agrell. "The Hadamard Transform - A Tool for Index Assignment". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 42, no. 4, pp. 1139-1151, July 1996.

- [21] K. Zeger and A. Gersho. "Pseudo-Gray Coding". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, no. 12, pp. 2147-2157, December 1990.
- [22] J. R. B. De Marca and N. S. Jayant. "An Algorithm for Assigning Binary Indices to the Codevectors of a Multi-dimensional Quantizer". *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC'87)*, pp. 1128-1132, Seattle, June 1987.
- [23] W. T. A. Lopes, F. Madeiro, M. S. Alencar and B. G. Aguiar Neto. "Simulated Annealing for Robust VQ: Improving Image Transmission through a Fading Channel". *Proceeding of The IEEE VI Brazilian Symposium on Neural Networks (SBRN'2000)*, pp. 243-248, Rio de Janeiro, RJ, Brazil, Novembro 2000.
- [24] N. Farvardin and V. Vaishampayan. "On the Performance and Complexity of Channel-Optimized Vector Quantizers". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 37, no. 1, pp. 155-160, January 1991.
- [25] H. Jafarkhani and N. Farvardin. "Design of Channel-Optimized Vector Quantizers in the Presence of Channel Mismatch". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 1, pp. 118-124, January 2000.
- [26] S. W. McLaughlin, D. L. Neuhoff and J. J. Ashley. "Optimal Binary Index Assignments for a Class of Equiprobable Scalar and Vector Quantizers". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, no. 6, pp. 2031-2037, November 1995.
- [27] W. T. A. Lopes, F. Madeiro, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "An Index Assignment Algorithm for Improving the Transmission of Vector-Quantized Images over a Rayleigh Fading Channel". *Anais do XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'2000)*, Gramado, RS, Brasil, Setembro 2000.
- [28] W. T. A. Lopes. "Transmissão de Imagens e Sinais de Voz Quantizados Vetorialmente em Canais com Desvanecimento". Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, Agosto 1999.
- [29] N. Farvardin. "Optimal Binary Code Word Assignment for Vector Quantization Over a Noisy Channel - An Application of Simulated Annealing". *Proceedings of*

- the *IEEE International Symposium on Information Theory*, Kobe, Japan, June 1988.
- [30] W. T. A. Lopes. "Atribuição de Índices Sub-ótimos para Quantização Vetorial de Imagens". Relatório Técnico RT00241/00, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, 2000.
 - [31] W. T. A. Lopes, F. Madeiro, M. S. Alencar e B. G. Aguiar Neto. "Quantização Vetorial Robusta Utilizando *Simulated Annealing*". *Anais do V Congresso Brasileiro de Redes Neurais (CBRN'2001)*, pp. 601–606, Rio de Janeiro, RJ, Brazil, Abril 2001.
 - [32] P. J. M. van Laarhoven and E. H. L. Aarts. *Simulated Annealing: Theory and Applications*. Boston: D. Reidel Publishing, 1987.
 - [33] S. Kirkpatrick, C. D. Gelatt Jr. and M. P. Vecchi. "Optimization by Simulated Annealing". *Science*, vol. 220, pp. 671–680, May 1983.
 - [34] D. P. Connors and P. R. Kumar. "Simulated Annealing and Balance of Recurrence Order in Time-Homogeneous Markov Chains". *Proc. 26th Conf. Decision Contr.*, pp. 2261–2263, December 1983.
 - [35] K. J. Kerpez. "Constellations for Good Diversity Performance". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41, no. 9, pp. 1412–1421, September 1993.
 - [36] S. B. Slimane. "An Improved PSK Scheme for Fading Channels". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 2, pp. 703–710, May 1998.
 - [37] 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.
 - [38] B. D. Jeličić and S. Roy. "Design of Trellis Coded QAM for Flat Fading and AWGN Channels". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, pp. 192–201, February 1995.
 - [39] D. Divsalar and M. K. Simon. "The Design of Trellis Coded MPSK for Fading Channels: Performance Criteria". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, no. 9, pp. 1004–1012, September 1988.

- [40] W. T. A. Lopes e M. S. Alencar. "Space-Time Coding Performance Improvement Using a Rotated Constellation". *Anais do XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'2000)*, Gramado, RS, Brasil, Setembro 2000.
- [41] 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.
- [42] 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, no. 3, pp. 311–335, March 1998.
- [43] 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.
- [44] A. Wittneben. "A New Bandwidth Efficient Transmit Antenna Modulation Diversity Scheme for Linear Digital Communications". *Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC'93)*, pp. 1630–1634, 1993.
- [45] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri and A. R. Calderbank. "Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criteria in the Presence of Channel Estimation Errors, Mobility and Multiple Paths". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 2, pp. 199–207, February 1999.
- [46] J. H. Winters and R. D. Gitlin. "The Impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communications Systems". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 2/3/4, pp. 1740–1751, February/March/April 1994.
- [47] N. Seshadri and C. W. Sundberg. "Multilevel Trellis Coded Modulations for the Rayleigh Fading Channel". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41, no. 9, pp. 1300–1310, September 1993.
- [48] J. Wu and S. Lin. "Multilevel Trellis MPSK Modulation Codes for the Rayleigh Fading Channel". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 41, no. 9, pp. 1311–1318, September 1993.

- [49] M. A. Tzannes and M. C. Tzannes. "Bit-by-Bit Channel Coding Using Wavelets". *Proceedings of the IEEE GLOBECOM'92*, pp. 684-688, April 1992.
- [50] G. M. Ferreira. "Codificação de Canal Usando Wavelets em Sistemas de Comunicação com Diversidade Sujeitos ao Desvanecimento Rayleigh". Dissertação de mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, Julho 2000.
- [51] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley, 1992.
- [52] G. A. Silva. "Contribuições para Análise de Desempenho de Sistemas de Transmissão em Diversidade por Codificação Espaço-Temporal e o Projeto de Sequências para Espalhamento Espectral Usando Códigos Algébrico-Geométricos". Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, Fevereiro 2001.
- [53] W. T. A. Lopes and M. S. Alencar. "Performance of a Rotated QPSK Based System in a Fading Channel Subject to Estimation Errors". *Proceedings of The IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC'2001)*, pp. 27-30, Belém, PA, Brasil, Agosto 2001.
- [54] S. S. Haykin. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, 1991.
- [55] W. T. A. Lopes, J. F. Galdino e M. S. Alencar. "Desempenho de um Sistema QPSK com Rotação na Constelação em Canais com Desvanecimento Rápido Sujeito a Erros de Estimação de Canal". *Anais do XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT'2001)*, Fortaleza, CE, Brasil, Setembro 2001.
- [56] W. T. A. Lopes, J. F. Galdino e 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.
- [57] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, 1989.
- [58] J. M. Wozencraft and I. M. Jacobs. *Principles of Communication Engineering*. John Wiley and Sons, 1965.
- [59] W. T. A. Lopes, M. S. Alencar and J. F. Galdino. "Modulation Diversity for Wireless Communications: Impact of Channel Estimation Errors and Doppler Effect

- on System Performance". *Communications, Information and Network Security*, edited by V. K. Bhargava, H. V. Poor, V. Tarokh and S. Yoon, chapter 1, pp. 1–16. Kluwer Academic Publishers, Boston, 2003.
- [60] W. T. A. Lopes. "Desempenho de um Sistema QPSK com Rotação na Constelação em Canais com Desvanecimento Rápido Sujeito a Erros de Estimção de Canal". Relatório Técnico RT00271/01, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, 2001.
- [61] P. Koufalias. "State Variable Approach to Carrier Phase Recovery and Fine Automatic Gain Control on Flat Fading Channels". Master's thesis, University of South Australia, 1996.
- [62] G. Minkler and J. Minkler. *Theory and Application of Kalman Filtering*. Magellan Book Company, 1993.
- [63] K. Cho and D. Yoon. "On the General BER Expression of One- and Two-Dimensional Amplitude Modulations". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 7, pp. 1074–1080, July 2002.
- [64] J. Lu, K. B. Letaief, J. C.-I. Chuang and M. L. Liou. " M -PSK and M -QAM BER Computation Using Signal-Space Concepts". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 2, pp. 181–184, February 1999.
- [65] L.-L. Yang and L. Hanzo. "A Recursive Algorithm for the Error Probability Evaluation of M -QAM". *IEEE Communications Letters*, vol. 4, no. 10, pp. 304–306, October 2000.
- [66] P.-M. Fortune, L. Hanzo and R. Steele. "On the Computation of 16-QAM and 64-QAM Performance in Rayleigh-Fading Channels". *IEICE Transactions on Communications*, vol. E75-B, no. 6, pp. 466–475, June 1992.
- [67] M. G. Shayesteh and A. Aghamohammadi. "On the Error Probability of Linearly Modulated Signals on Frequency-Flat Ricean, Rayleigh and AWGN Channels". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1454–1466, February/March/April 1995.

- [78] A. G. Guimarães, C. J. A. Silva, J. F. Galdino e E. L. Pinto. "Comparação de Desempenho de Simuladores de Canais com Desvanecimento Rápido: Parte I - Avaliação Numérica". *Anais do XV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT'97)*, pp. 426-430, Recife - PE, Setembro 1997.
- [79] A. Müller. "Simulation of Multipath Fading Channels using the Monte-Carlo Method". *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC'94)*, pp. 1536-1540, 1994.
- [80] P. Hoehner. "A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, no. 4, pp. 461-468, November 1992.
- [81] A. Papoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, New York, third edition, 1991.
- [82] A. D. Poularikas, editor. *The Transforms and Applications Handbook*. IEEE Press, 1996.