

MINISTÉRIO DA DEFESA
EXÉRCITO BRASILEIRO
DEPARTAMENTO DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA
INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ALESSANDRA CONCEIÇÃO DA SILVA RODRIGUES

MODULAÇÃO ADAPTATIVA PARA CANAIS WSS-US BASEADA
NA DETECÇÃO DE ERROS DE EQUALIZAÇÃO

Rio de Janeiro
2006

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

ALESSANDRA CONCEIÇÃO DA SILVA RODRIGUES

**MODULAÇÃO ADAPTATIVA PARA CANAIS WSS-US
BASEADA NA DETECÇÃO DE ERROS DE EQUALIZAÇÃO**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Maj QEM Juraci Ferreira Galdino -
D. C.

Rio de Janeiro
2006

c2006

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
Praça General Tibúrcio, 80 - Praia Vermelha
Rio de Janeiro-RJ CEP 22290-270

Este exemplar é de propriedade do Instituto Militar de Engenharia, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmear ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

R696m Rodrigues, Alessandra Conceição da Silva
Modulação adaptativa para canais WSS-US baseada
na detecção de erros de equalização, Alessandra Con-
ceição da Silva Rodrigues. – Rio de Janeiro: Instituto
Militar de Engenharia, 2006.
103 p.: il, graf., tab.

Dissertação: (mestrado) – Instituto Militar de
Engenharia, Rio de Janeiro, 2006.

1. Modulação adaptativa. 2. Sistema de Comunicação
Móvel. I. Título. II. Instituto Militar de Engenharia.

CDD 621.38485

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

ALESSANDRA CONCEIÇÃO DA SILVA RODRIGUES

MODULAÇÃO ADAPTATIVA PARA CANAIS WSS-US BASEADA NA
DETECÇÃO DE ERROS DE EQUALIZAÇÃO

Dissertação de Mestrado apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Maj QEM Juraci Ferreira Galdino - D. C.

Aprovada em 29 de junho de 2006 pela seguinte Banca Examinadora:

Prof. Maj QEM Juraci Ferreira Galdino - D. C. do IME - Presidente

Prof. Ernesto Leite Pinto - D. C. do IME

Prof. Maj QEM Alberto Gaspar Guimarães - D. C. do IME

Prof. Pedro Henrique Gouvêa Coelho - Ph. D. da UERJ

Rio de Janeiro
2006

Aos meus queridos pais.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pelas maravilhas que Ele fez e faz por mim.

Aos meus pais e meu irmão, por todo amor, amizade, compreensão e muita força em todos os momentos.

Ao meu orientador, Prof. Maj. QEM Juraci Ferreira Galdino, por toda atenção, profissionalismo e paciência, fundamentais para que eu concluísse com êxito esse trabalho.

A minha vovó (*in memoriam*), tias, tios, primos e primas pelo eterno incentivo.

Aos meus amigos, civis e militares, do Instituto Militar de Engenharia por todo o apoio e pelo convívio amigável. Em especial, Diogo, Roberto, Carlos Paúl, Catia, Michele, Carlos Henrique e Arthur.

A todos os professores da Seção de Engenharia Elétrica do Instituto Militar de Engenharia que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho.

A Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pela ajuda financeira dada durante o curso.

Aos funcionários da secretaria da SE-3: Maria de Lourdes, Souza, ST Ferrão, Ronaldo, ST Maxwell e ST Rodrigues, por toda a atenção e por estarem sempre dispostos a ajudar seja qual for o motivo.

A todos os meus amigos do Rio de Janeiro e de outras partes do mundo, pelo apoio constante.

Senhor, fazei-me instrumento de vossa paz
Onde houver ódio, que eu leve o amor
Onde houver ofensa, que eu leve o perdão
Onde houver discórdia, que eu leve a união
Onde houver dúvida, que eu leve a fé
Onde houver erro, que eu leve a verdade
Onde houver desespero, que eu leve a esperança
Onde houver tristeza, que eu leve a alegria
Onde houver trevas, que eu leve a luz

Ó Mestre, fazei que eu procure mais consolar que ser
consolado
Compreender que ser compreendido
Amar que ser amado
Pois é dando que se recebe
É perdoando que se é perdoado
E é morrendo que se vive para a vida eterna

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	9
LISTA DE TABELAS	12
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS	13
1 INTRODUÇÃO	19
1.1 Motivação do Trabalho	19
1.2 Objetivos	21
1.3 Posicionamento e Justificativa	21
1.4 Organização da Dissertação.....	22
2 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA	23
2.1 Características da técnica de modulação adaptativa	23
2.1.1 Diagrama de blocos de um esquema de modulação adaptativa	26
2.1.2 Vantagens e Desvantagens da modulação adaptativa	28
2.2 Modelagem estatística do Canal de Comunicação	30
2.3 Modulação adaptativa em canais com desvanecimento plano	35
2.4 Modulação adaptativa para canais com desvanecimento seletivo em frequência	37
2.5 Resumo.....	38
3 DETECÇÃO DE ERROS DE EQUALIZAÇÃO E EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA	39
3.1 O equalizador não-linear DFE	39
3.1.1 Equalizadores adaptativos	39
3.1.2 O uso de filtros adaptativos no DFE	43
3.2 O uso de filtros adaptativos na identificação do canal	45
3.3 A técnica de diversidade em filtragem (DF)	47
3.4 Resumo.....	49
4 MODULAÇÃO ADAPTATIVA PARA CANAIS SELETIVOS EM FREQUÊNCIA	50
4.1 Introdução	50

4.2	Diagrama de blocos do sistema	50
4.3	Cálculo dos limiares de adaptação	53
4.4	Resultados de Simulação	54
4.4.1	Desempenho considerando condições ideais	55
4.4.2	Desempenho considerando Canal Variante e desconhecido	58
4.5	Resumo	62
5	O ALGORITMO DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA PROPOSTO	63
5.1	Diagrama em blocos do esquema de modulação adaptativa proposto	63
5.2	Detalhamento das novas estruturas de modulação adaptativa propostas	64
5.2.1	Variáveis de teste	65
5.2.2	Limiares de decisão das variáveis de teste	68
5.2.3	Definição das estratégias de adaptação de modulação adotadas	71
5.3	Resumo	76
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	77
6.1	Introdução	77
6.2	Avaliação de desempenho	77
6.3	Comparação de desempenho entre o sistema Proposto I e o sistema adaptativo em (Hanzo, 2000)	79
6.4	Avaliação de desempenho do esquema Proposto II	81
6.4.1	Avaliação de desempenho em função do efeito doppler	81
6.4.2	Avaliação de desempenho em função do perfil de potência de atraso do canal	89
6.5	Curvas de probabilidade de perda, probabilidade de detecção e probabilidade de falso alarme	94
6.6	Resumo	96
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	99
7.1	Conclusões	99
7.2	Propostas para futuros trabalhos	100
8	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	102

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG.2.1	Diagrama básico de um enlace de comunicação que emprega a técnica de modulação adaptativa.	26
FIG.2.2	Estrutura do bloco de dados.	27
FIG.2.3	Classificação dos tipos de desvanecimento em canais de comunicação sem fio.	30
FIG.2.4	Sistemas Convencionais.	35
FIG.3.1	Estrutura básica do DFE convencional.	41
FIG.3.2	Canal completo hipotético com 5 coeficientes.	42
FIG.3.3	Diagrama em blocos simplificado do sistema em tempo discreto empregado para identificar os coeficientes da RI do canal.	46
FIG.3.4	Diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicações que emprega o esquema de Diversidade em Filtragem para detectar erros de equalização (GALDINO, 2004b).	48
FIG.4.1	Diagrama de blocos do esquema de modulação adaptativa proposto em (HANZO, 2000).	51
FIG.4.2	Curvas da BER para os esquemas de modulação BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM e curvas de BER e eficiência espectral para o esquema de modulação adaptativa proposto em (HANZO, 2000).	57
FIG.4.3	Curvas comparativas da BER e eficiência espectral do sistema adaptativo proposto em (HANZO, 2000) sob várias considerações de simulação.	59
FIG.4.4	Curvas de desempenho de esquemas de modulação convencional e adaptativo sob condições de estimação dos coeficientes do DFE e RIC.	61
FIG.5.1	Diagrama em blocos do esquema de modulação adaptativa proposto.	63
FIG.5.2	Esquemas de modulação adaptativa propostos.	65
FIG.5.3	Saída do DF <i>versus</i> limiar (l_i).	71
FIG.5.4	Número de erros de símbolo detectados pelo algoritmo de DF <i>versus</i> o número de erros de símbolo na saída do decisor.	73

FIG.6.1	Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema adaptativo Proposto I e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil III.	80
FIG.6.2	Taxa de erro de bit para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), em função da RSR, admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil I.	82
FIG.6.3	Eficiência espectral em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil I.	83
FIG.6.4	Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil I.	85
FIG.6.5	Eficiência espectral em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil I.	86
FIG.6.6	Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema Proposto II e $P_{FA} = 0,1$ e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil I.	87
FIG.6.7	Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema Proposto II e $P_{FA} = 0,1$ e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil I.	88
FIG.6.8	Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil III.	90
FIG.6.9	Eficiência espectral em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil III.	91
FIG.6.10	Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil II.	92
FIG.6.11	Eficiência espectral em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil II.	93

FIG.6.12	Curvas de estimativa da probabilidade de detecção versus a RSR para vários valores de P_{FA} , admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil III.	94
FIG.6.13	Curvas de probabilidade de perda versus a RSR para vários valores de P_{FA} , admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil III.	96
FIG.6.14	Curvas de probabilidade de falso alarme versus a RSR para vários valores de P_{FA} , admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil III.	97

LISTA DE TABELAS

TAB.2.1	Exemplo de mapeamento dos esquemas de modulação e intervalo de RSR	37
TAB.3.1	Algoritmo LMS utilizado para estimar a RIC	46
TAB.4.1	Mapeamento dos esquemas de modulação e intervalo da pseudo RSR	53
TAB.4.2	Mapeamento dos esquemas de modulação em função da pseudo RSR empregados em (HANZO, 2000)	55
TAB.5.1	Mapeamento dos esquemas de modulação e variável de teste (Z_2)	75

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

ABREVIATURAS

AFA	-	Algoritmo de Filtragem Adaptativa
ASK	-	Amplitude Shift Keying
AWGN	-	Additive White Gaussian Noise
BER	-	Bit Error Rate
BPSK	-	Binary Phase Shift Keying
QAM	-	Quadrature Amplitude Modulation
CSI	-	Channel State Information
DD	-	Decision-Directed
DF	-	Diversidade em Filtragem
DFE	-	Decision Feedback Equalizer
DSFVT	-	Desvanecimento Seletivo em Frequência e Variante no Tempo
EI	-	Estatisticamente Independente
EMQ	-	Erro Médio Quadrático
FIR	-	Finite Impulse Response
FFT	-	Fast Fourier Transform
GWSS	-	Gaussian Wide Sense Stationary
IES	-	Interferência Entre Símbolos
IFFT	-	Inverse Fast Fourier Transform
IID	-	Independentes e Identicamente Distribuídos
LMS	-	Least Mean Square
LS	-	Least Square
MLSE	-	Maximum Likelihood Sequence Estimation
OFDM	-	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAM	-	Pulse Amplitude Modulation
fdp	-	Função densidade de probabilidade
QAM	-	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	-	Qualidade de Serviço
RI	-	Resposta ao Impulso
RIC	-	Resposta ao Impulso do Canal

RLS	-	Recursive Least Square
RSR	-	Razão Sinal-Ruído
RTT	-	Round Trip Time
TCP/IP	-	Transmission Control Protocol/Internet Protocol
UDP	-	User Datagram Protocol
US	-	Uncorrelated Scatering
VA	-	Variável Aleatória
WSS-US	-	Wide Sense Stationary Channels-Uncorrelated Scattering
T_b	-	Intervalo de bit
R_b	-	Taxa de bit
T	-	Intervalo de símbolo
R	-	Taxa de símbolo
n	-	Número de bits modulados
D	-	Número total de blocos transmitidos
M	-	Nível de modulação
B	-	Eficiência Espectral
L	-	Comprimento do filtro transversal que modela o canal
P_{alvo}	-	Taxa de erro alvo
F_i	-	i -ésimo símbolo da sequência de treinamento
G_i	-	i -ésimo símbolo da sequência de informação
$f_D\tau$	-	Frequência Doppler normalizada do enlace
f_D	-	Máximo Desvio Doppler
θ	-	Ângulo entre a direção do movimento e a direção de propagação da onda eletromagnética
λ	-	comprimento de onda eletromagnética
V	-	velocidade do móvel
B_c	-	Banda de coerência do canal
B_s	-	Largura de Banda do Sinal Transmitido
σ_τ	-	Espalhamento no tempo do canal
T_c	-	Tempo de coerência
$\sigma_{f_i}^2$	-	Potência média associada ao i -ésimo coeficiente da RI do canal
s_k	-	k -ésimo símbolo transmitido
v_k	-	k -ésima amostra do sinal na saída do canal de comunicação

h_k	-	k -ésima amostra dos coeficientes da RIC
n_k	-	Ruído aditivo no k -ésimo intervalo de símbolo
y_k	-	k -ésima amostra da observação do sinal na estrada do receptor
z_k	-	Sinal discreto na entrada do decisor
d_k	-	Sinal discreto na saída do filtro de realimentação
e_k	-	Sinal de erro do k -ésimo intervalo de símbolo
v_δ	-	Cursor principal da RIC
\mathbf{c}	-	Vetor de coeficientes do filtro avante do DFE
\mathbf{b}	-	Vetor de coeficientes do filtro de realimentação do DFE
N_f	-	Quantidade de coeficientes do filtro avante do DFE
N_r	-	Quantidade de de coeficientes do filtro de realimentação do
		DFE
β	-	Fator de esquecimento do RLS
ς	-	Fator de esquecimento exponencial do RLS
μ	-	Passo do LMS
μ_{otimo}	-	Passo ótimo do LMS, o qual garante erro mínimo em regime
		permanente
σ_n^2	-	Variância do ruído aditivo gaussiano branco
N_0	-	Densidade espectral de potência do ruído branco
σ_S^2	-	Variância do sinal transmitido
$\delta(\cdot)$	-	Função delta de Dirac
$P_a(\gamma)$	-	Taxa de erro de bit do sistema apresentado em (HANZO, 2000)
$f(\cdot)$	-	Função densidade de probabilidade
f_i	-	Limiares de adaptação da técnica proposta em (HANZO, 2000)
γ	-	Pseudo RSR da técnica proposta em (HANZO, 2000)
$E.$	-	Valor esperado
E_b	-	Energia de bit
$X_{i,k}$	-	Variável de teste i para o k -ésimo intervalo de símbolo
l_i	-	Limiar de decisão
$\hat{\mathbf{h}}_k$	-	Vetor da estimativa da RIC para o k -ésimo intervalo de símbolo
\mathbf{e}_k	-	Vetor de erros produzidos pelos estimadores da RIC para o
		k -ésimo intervalo de símbolo
$Re[.]$	-	Parte real
$Im[.]$	-	Parte imaginária

- P_{FA} - Probabilidade de falso alarme
- P_{DET} - Probabilidade de detecção
- P_{MISS} - Probabilidade de perda
- ϵ_k - Diferença entra as estimativas da RIC geradas pelos LMS para o k -ésimo intervalo de símbolo

RESUMO

Este trabalho aborda o tema de modulação adaptativa para canais caracterizados pelo efeito de desvanecimento seletivo em frequência e variante no tempo. Uma nova técnica de modulação adaptativa é proposta e seu desempenho é avaliado e comparado com o de técnicas de modulação convencionais, bem como com o de outra técnica de modulação adaptativa que foi proposta para o mesmo modelo de canal de comunicação aqui considerado.

A técnica proposta, que se baseia na detecção de erros de decisão através do emprego do conceito recentemente proposto de Diversidade em Filtragem, pode, em princípio, ser empregada em qualquer esquema de recepção. Porém, para fins de sua apresentação, foi considerado um receptor que adota o DFE (Decision Feedback Equalization) para combater o efeito da interferência entre símbolos, que é tipicamente provocada por canais com desvanecimento seletivo em frequência.

As avaliações e comparações de desempenho são realizadas via simulação computacional de Monte Carlo, tendo como figuras de mérito a taxa de erro e a eficiência espectral do sistema. Os diversos resultados obtidos sob variadas condições de simulação indicam que o esquema de modulação adaptativa proposto apresenta melhores características de desempenho que as demais técnicas aqui investigadas, tanto as de modulação fixa quanto a de modulação adaptativa.

ABSTRACT

This work focuses on adaptative modulation for frequency selective and time-varying fading channels. A new adaptative modulation technique is proposed and its performance is evaluated by computational simulation and compared with conventional modulation schemes, as well as another adaptative modulation technique which was proposed to the same channel model considered here.

The proposed technique is based on the detection of decision errors by using the Filtering Diversity (DF) scheme. It is important to mention that the proposed technique can be adopted, in principle, in any reception scheme. However, due to its good balance between performance and complexity computational, a receiver based on the Decision Feedback Equalization (DFE) was considered, in order to mitigate the intersymbol interference (ISI) effect typically caused by the channel model considered in this work.

Several computational simulations were accomplished in order to evaluate the bit error rate and spectral efficiency of the investigated schemes. These simulations were carried out under different operation conditions, such as, signal-to-noise ratio, power delay profile and maximum Doppler shift. The simulation results here presented clearly indicate a better performance characteristics of proposed scheme as compared with other investigated ones.

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

Devido à crescente demanda por serviços multimídia, um dos principais objetivos dos futuros sistemas de comunicação sem fio é fornecer acesso a taxa de dados espectralmente eficiente e flexível. Esses sistemas são caracterizados por empregarem canais com largura de banda limitada e por apresentarem diversos distúrbios que podem degradar sensivelmente o sinal transmitido, induzindo o surgimento de erros no processo de detecção da informação. O ruído e o desvanecimento são alguns dos importantes distúrbios provocados por tais canais.

Entre as diversas técnicas desenvolvidas com o intuito de aumentar a eficiência dos sistemas de comunicação sem fio, destacam-se as de transmissão adaptativa. Nessas técnicas, os parâmetros do sistema de transmissão (como por exemplo, esquema de modulação, taxa do código corretor de erros e potência transmitida) são dinamicamente adaptados às condições de propagação do canal de comunicação.

Técnicas de transmissão que não se adaptam às condições de propagação do canal de comunicação, em geral requerem um enlace de comunicação capaz de manter aceitável o desempenho do sistema nos períodos em que o canal se encontra em profundo desvanecimento. Assim sendo, esses sistemas são efetivamente projetados para o pior caso das condições do canal, resultando em uma ineficiente utilização de valiosos recursos do sistema de comunicação (GOLDSMITH, 1998).

Uma das técnicas adaptativas que tem recebido grande destaque nos últimos anos é a de modulação adaptativa. De acordo com essa técnica, pode-se variar o esquema de modulação adotado pelo transmissor em resposta às condições de propagação do canal, no sentido de melhorar a eficiência espectral quando o receptor não está enfrentando situações de desvanecimento. Tal melhoria é obtida mediante o aumento do número de pontos da constelação utilizada pelo esquema de modulação. Por outro lado, quando o receptor se encontra em desvanecimento, escolhe-se um esquema de modulação com poucos pontos na constelação, com o objetivo de fornecer uma taxa de erro de bit (BER - do termo em

inglês *Bit Error Rate*) aceitável.

A modulação adaptativa é especialmente atrativa para sistemas de comunicações cujos canais são caracterizados pelo efeito de desvanecimento variante no tempo. Como as condições de propagação desses canais variam ao longo da transmissão, essa técnica permite empregar esquemas de modulação com elevada eficiência espectral quando as condições de propagação são favoráveis e, com baixa eficiência espectral quando elas forem desfavoráveis, para atender a requisitos em termos de BER.

Canais sem fio se caracterizam por apresentarem o efeito de desvanecimento. Dependendo da aplicação, o desvanecimento pode ser classificado em plano ou seletivo no domínio da frequência, bem como pode ser classificado em lento ou rápido no domínio do tempo.

No desvanecimento plano as características do espectro do sinal transmitido são preservadas na recepção (RAPPAPORT, 1996). Já nos canais caracterizados pelo efeito de desvanecimento seletivo em frequência, como por exemplo, o de sistemas celulares e os sistemas de transmissão em HF, o sinal recebido é composto por várias versões do sinal transmitido que são atenuadas e atrasadas no tempo. Em geral, nesses sistemas, as técnicas de modulação que proporcionam uma elevada eficiência espectral se caracterizam por apresentarem alta sensibilidade ao efeito da interferência entre símbolos (IES).

A IES, que é causada pela dispersão e o espalhamento do sinal ao ser transmitido, degrada o desempenho do sistema, principalmente à medida em que se aumenta a taxa de transmissão, sendo esse um dos principais fatores que comprometem ou impedem o desenvolvimento de sistemas de transmissão de dados com taxas elevadas.

Algumas questões importantes relacionadas com a modulação adaptativa são a definição do parâmetro a ser utilizado para realizar a adaptação, a escolha dos limiares de adaptação e o conjunto de esquemas de modulação a ser adotado. Este trabalho pretende apresentar algumas contribuições em algumas das questões citadas anteriormente.

Muitos trabalhos abordam o tema de modulação adaptativa (J. F. PARIS, 2004; QIU, 1999; GOLDSMITH, 1998). Nesses trabalhos, diferentes estratégias para realizar a adaptação são propostas. A maioria dessas técnicas é apropriada para canais que são bem caracterizados pelo efeito do desvanecimento plano. Isso pode ocorrer em sistemas de comunicação faixa estreita ou nos sistemas de faixa larga que empregam esquemas de modulação OFDM (do termo em inglês *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Nesses casos, o parâmetro que é comumente adotado para realizar a adaptação é a razão

sinal-ruído (RSR). Para as aplicações que envolvem canais que são caracterizados pelo efeito do desvanecimento seletivo em frequência e variante no tempo, a RSR não descreve com acurácia o desempenho do sistema de comunicação em virtude do efeito da interferência entre símbolos. Assim sendo, essa medida de qualidade é inadequada para realizar adaptação de modulação em tais canais.

O presente trabalho apresenta uma nova técnica de modulação adaptativa para canais caracterizados pelo efeito do desvanecimento seletivo em frequência e variante no tempo. A estratégia proposta se baseia na detecção de erros na saída do decisor para promover a adaptação. A seguir, são apresentados os objetivos dessa dissertação.

1.2 OBJETIVOS

Os objetivos dessa dissertação são apresentados a seguir:

- Desenvolver uma nova técnica de modulação adaptativa para canais com desvanecimento seletivo em frequência e variante no tempo (DFSVT) e que empregam esquemas de modulação com apenas uma portadora.
- Avaliar e comparar o desempenho da técnica proposta com o desempenho de outro sistema de modulação adaptativa e, ainda, com os de sistemas de modulação fixa.

As avaliações e comparações de desempenho realizadas neste trabalho envolvem duas figuras de mérito: a taxa de erro de bit e a eficiência espectral, as quais são obtidas por meio de simulação computacional de Monte Carlo, considerando diversas condições do sistema de comunicação, tais como parâmetros dos perfis de espalhamento Doppler e espalhamento de retardo do canal e razão sinal-ruído (RSR).

1.3 POSICIONAMENTO E JUSTIFICATIVA

A crescente demanda por sistemas de comunicação sem fio tem exigido uma ocupação de espectro cada vez mais eficiente. Uma das técnicas propostas e que objetivam aumentar a eficiência espectral do enlace mantendo o desempenho do sistema em níveis aceitáveis é a modulação adaptativa.

Muitos dos atuais sistemas de comunicação sem fio de grande interesse atual, tanto para aplicações civis quanto para operações militares, tais como os sistemas de comunicações móveis e sistemas de transmissão em HF, podem adotar esquemas de modulação

adaptativa que forneçam melhores características de desempenho. No entanto, esse tema possui diversas questões em aberto, principalmente para sistemas de comunicações cujos canais são modelados pelo efeito do desvanecimento seletivo em frequência e variante no tempo. Em suma, trata-se de um tema de pesquisa atual, dual e de grande interesse.

1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está organizada em sete capítulos. No Capítulo 2, são discutidos os conceitos básicos da técnica de modulação adaptativa e os modelos de canal utilizados no emprego dessa técnica. No Capítulo 3, são apresentadas algumas técnicas de processamento digital de sinais empregadas no desenvolvimento do esquema de modulação adaptativa proposto. No Capítulo 4 descreve-se a técnica de modulação adaptativa proposta em (HANZO, 2000) cujos resultados, posteriormente, serão comparados com o sistema adaptativo proposto. No Capítulo 5 apresenta-se o algoritmo adaptativo proposto e o desenvolvimento analítico da técnica de adaptação de modulação utilizada em tal algoritmo. No Capítulo 6 apresenta-se além das curvas de desempenho dos sistemas de modulação fixa, uma análise do desempenho e da eficiência espectral referente às curvas resultantes da comparação dos dois sistemas adaptativos. O Capítulo 7 contém as conclusões do trabalho e algumas propostas para sua continuação.

2 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA

Neste capítulo, apresenta-se uma discussão suscinta sobre técnicas de modulação adaptativa. Na Seção 2.1 são descritos os princípios de funcionamento dessa técnica, suas características, vantagens e desvantagens. Para melhor entendimento, é apresentado, ainda, um diagrama em blocos de um sistema de modulação adaptativa. O emprego da modulação adaptativa depende do modelo adotado para o canal de comunicação, particularmente no que se refere ao seu perfil de espalhamento de atraso. Diante disso, na Seção 2.2 são apresentados modelos desse perfil comumente empregados em comunicações móveis. Por fim, na Seção 2.5 apresenta-se o resumo deste capítulo.

2.1 CARACTERÍSTICAS DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA

Em canais modelados pelo efeito de ruído aditivo gaussiano branco (AWGN - do termo em inglês *Additive White Gaussian Noise*), para uma dada potência de transmissão, a RSR na entrada do receptor é invariante no tempo e erros de decisão não interferem em decisões futuras. Em consequência disso, os erros se distribuem ao longo da transmissão. Por outro lado, para canais cujas condições de propagação variam ao longo do tempo, as características de desempenho dos enlaces neles estabelecidas também mudam com o tempo.

Em um canal de comunicação caracterizado pelo efeito do desvanecimento plano e variante no tempo, por exemplo, a RSR na entrada do receptor varia ao longo do tempo, mesmo quando a potência de transmissão é fixada e a distância entre o transmissor e o receptor é mantida constante. Assim sendo, os erros de detecção se concentram no tempo (surto), particularmente quando o canal apresenta picos de desvanecimento provocando baixos valores de RSR instantânea.

Os sistemas de comunicação que empregam técnicas de modulação, codificação e potência de transmissão fixas, em canais sem fio com características de propagação variante no tempo, fazem uso inadequado de valiosos recursos de um sistema de transmissão, tais como, a largura de banda e a potência de transmissão, pois quando o canal apresenta

excelentes condições de propagação, é possível atingir taxas de erro alvo usando códigos corretores de erros com taxa elevada, ou com o emprego de esquemas de modulação com elevada eficiência espectral ou até mesmo com baixa potência de transmissão. Por outro lado, quando o canal apresenta severas condições de propagação, a manutenção da BER requer o uso de códigos corretores com baixas taxas, esquemas de modulação com baixa eficiência espectral e/ou elevados valores de potência de transmissão.

Diante disso, para atender aos requisitos mínimos de desempenho em um enlace de comunicação, como por exemplo, a máxima taxa de erro de bit, é comum realizar o dimensionamento de parâmetros do sistema de transmissão com base em condições de propagação severas ou nas características estatísticas do canal.

As consequências do uso inadequado de valiosos e limitados recursos de comunicação, tais como a largura de banda em sistemas de comunicação sem fio, são mais severas se for levado em conta o grande e progressivo aumento de demanda dos sistemas digitais com velocidades de transmissão cada vez maior. A recente explosão da popularidade da Internet, de novos serviços e aplicativos, bem como a desregulamentação dos setores públicos de telefonia em muitos países, foram responsáveis por este aumento de demanda. Adicionalmente, houve um aumento no volume de tráfego em função do oferecimento de serviços multimídia de banda larga. Este crescimento rápido e global por demanda de largura de banda está acelerando o desenvolvimento e a implementação de técnicas de transmissão e recepção que propiciem elevada eficiência espectral sem, no entanto, degradar severamente a taxa de erro de bit nos sistemas de comunicação.

Nas técnicas de modulação adaptativa, em contraposição às técnicas de modulação fixa, que são nesta dissertação denominadas de convencionais, o esquema de modulação empregado em um enlace, varia ao longo da transmissão de acordo com as características de desempenho do enlace. Essas técnicas objetivam propiciar um bom compromisso entre taxa de erro e eficiência espectral. Canais sem fio, como o de telefonia móvel e os enlaces ionosféricos na faixa de HF, podem variar com o tempo, o que limita o desempenho da transmissão e a vazão dos sistemas de comunicação. Sendo assim, a adaptação de modulação surge como uma alternativa para amenizar essa desvantagem presente em tais canais.

Vale mencionar que os sistemas convencionais são projetados com base no comportamento estatístico do canal durante um longo intervalo de tempo, ao passo que os esquemas de modulação adaptativa são projetados com base na característica de curto intervalo de

tempo. Nesse caso, os parâmetros da técnica de modulação, que pertencem a um conjunto previamente fixado, podem ser determinados a partir da resposta ao impulso do canal (RIC) ou de parâmetros a ela associados.

Os sistemas de comunicação que adotam algoritmos de modulação adaptativa, têm se tornado cada vez mais atraentes do que os de modulação convencional, devido às boas características de desempenho no que diz respeito à BER e eficiência espectral. Esses algoritmos variam o índice de modulação de acordo com a situação do enlace de comunicação (CHE, 2005). Quando o canal de comunicação não se encontra em desvanecimento são utilizados esquemas de modulação com grande alfabeto, ou seja, com muitos pontos na constelação, para obter uma maior eficiência espectral; ao passo que, quando o canal se encontra em desvanecimento, são utilizados esquemas de modulação com pequeno alfabeto, ou seja com poucos pontos na constelação, objetivando reduzir a taxa de erro. Essa característica torna o sistema flexível e capaz de realizar um bom compromisso entre a eficiência espectral e a taxa de erro na transmissão da informação.

Diversas pesquisas, visando ao desenvolvimento de técnicas de modulação adaptativa, vêm sendo propostas nos últimos anos. Em (GOLDSMITH, 1997), por exemplo, é apresentado um esquema conjunto de adaptação de modulação e adaptação de potência para transmissão de dados através de canais com desvanecimento plano. Os resultados apresentados mostram que a técnica proposta fornece, em alguns casos, um ganho de potência maior que 20 dB em relação a sistemas não-adaptativos e, um ganho de 5 dB a 10 dB em relação àqueles sistemas que empregam esquemas de modulação fixa e potência variável. O autor ainda investiga o efeito do erro de estimação do canal e do retardo de propagação sobre o desempenho da BER nesse esquema proposto.

Já em (MOHAMMAD, 2005), propõe-se uma técnica de modulação adaptativa para canais caracterizados pelo efeito do desvanecimento plano e que usa como métrica a estimativa da RSR no receptor para selecionar o esquema de modulação para uma determinada taxa de erro alvo. Como na prática, a RSR é desconhecida pelo transmissor e tem que ser estimada pelo receptor, os resultados visam examinar o impacto do erro de estimação da RSR no desempenho do sistema adaptativo. Ambos os trabalhos citados utilizam um modelo de canal caracterizado pelo desvanecimento plano.

Em (HANZO, 2000), diferentemente das técnicas anteriores, propõe-se um esquema de modulação adaptativa para canais de comunicação sem fio que apresentam o efeito de desvanecimento seletivo em frequência. Nesse caso, utiliza-se um equalizador com

realimentação de decisão (DFE) para reduzir o efeito da interferência entre símbolos. A estratégia de adaptação do esquema de modulação é baseada em uma estimativa da RSR na saída do equalizador. No Capítulo 4 desta dissertação, essa técnica é detalhada e seu desempenho é avaliado e comparado com o dos esquemas de modulação fixa.

2.1.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM ESQUEMA DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA

O diagrama de blocos em banda base de um enlace de comunicação digital que emprega a modulação adaptativa é ilustrado na FIG. 2.1.

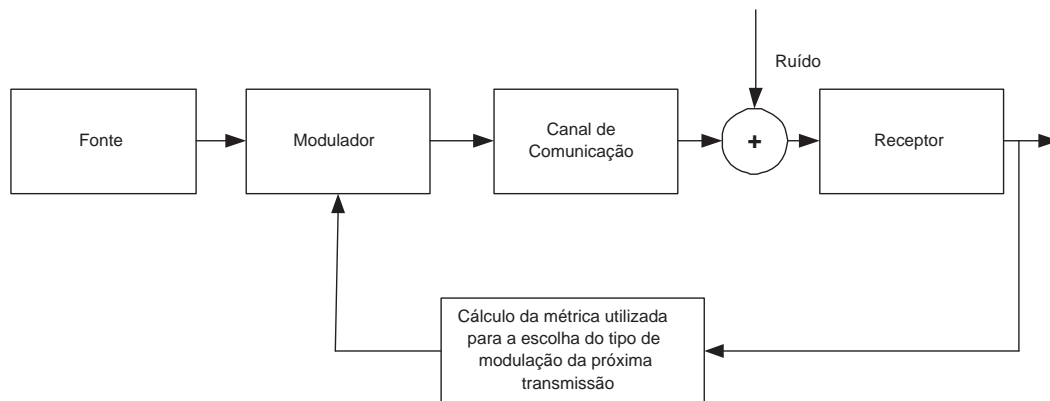


FIG. 2.1: Diagrama básico de um enlace de comunicação que emprega a técnica de modulação adaptativa.

Assume-se que a fonte de informação gera dígitos binários (bits) estatisticamente independentes e equiprováveis numa taxa de R_b bits por segundo.

Em seguida, a seqüência de informação binária é entregue ao modulador digital que mapeia blocos de n bits consecutivos em um dentre $M = 2^n$ símbolos do alfabeto do esquema de modulação. Os símbolos assim gerados são estatisticamente independentes. Supondo-se que cada bit tenha uma duração de $T_b = \frac{1}{R_b}$ segundos, o modulador gera a cada $T = n \times T_b$ segundos, um dentre os possíveis símbolos, ou seja, gera símbolos na taxa $R = \frac{1}{T}$ *baud*.

O canal de comunicação é o meio físico utilizado para enviar a informação do transmissor ao receptor. Neste trabalho, supõe-se que sua resposta ao impulso (RI) é variante

no tempo. Sua modelagem estatística será discutida posteriormente. O sinal, na saída do canal, é ainda contaminado pela ação de ruído aditivo para gerar a sequência na entrada do receptor.

O sinal recebido é empregado para detectar a informação transmitida e para estimar o parâmetro utilizado na escolha do esquema de modulação empregado na transmissão do próximo bloco de dados. Para tal, o valor desse parâmetro é enviado, através do canal de retorno, ao transmissor.

Neste trabalho, assume-se que o canal de retorno é ideal, ou seja, admite-se que esse canal não apresenta erro e nem retardo.

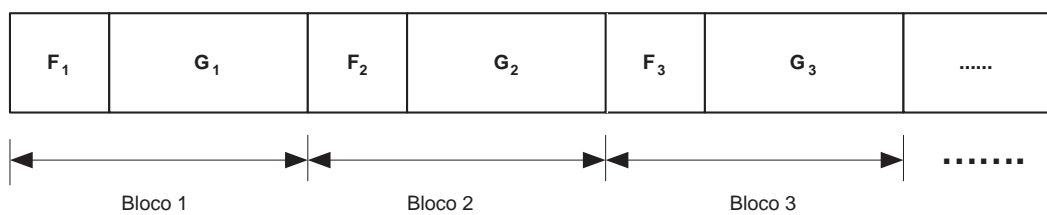


FIG. 2.2: Estrutura do bloco de dados.

A FIG. 2.2 ilustra a estrutura de dados adotada pelos sistemas de modulação empregados nesta dissertação. Cada bloco transmitido é formado por dois campos: F_i referente à sequência de treinamento e G_i , onde coloca-se a informação a ser transmitida.

A sequência de treinamento é uma sequência padronizada e pode ser utilizada pelo receptor, por exemplo, para obter uma estimativa do canal. Concluída a fase de treinamento, o receptor inicia a fase de recuperação da informação transmitida, na qual emprega os parâmetros obtidos na fase de treinamento. Um importante parâmetro dessa estrutura de dados é a vazão, definida pela razão entre o número de símbolos de informação e a quantidade total de símbolos do bloco.

Alguns fatores são de fundamental importância para um bom desempenho de um esquema de modulação adaptativa, como por exemplo, o conjunto de técnicas de modulação e constelações adotadas, o parâmetro usado para fazer a adaptação do sistema e também a taxa de variação do canal em relação ao tamanho do bloco.

Nas avaliações de desempenho aqui apresentadas, referentes às técnicas de modulação adaptativa, não se considerou que o canal de retorno apresentasse retardo de transmissão, de tal sorte que a escolha do tipo de modulação para o próximo bloco, parâmetro estimado

no k -ésimo bloco, é empregada na transmissão do $(k + 1)$ -ésimo bloco. A degradação de desempenho dessas técnicas em presença de atraso é deixada como tema para trabalho futuro.

O conjunto de esquemas de modulação a ser adotado, deve possibilitar elevada eficiência espectral quando as condições de propagação forem favoráveis, bem como deve possibilitar baixa eficiência espectral em situações de desvanecimento profundo. Esse conjunto pode contemplar esquemas BPSK a M -QAM.

Para um bom funcionamento do esquema de modulação adaptativa é preciso contar com um parâmetro que apresente boa correlação com a quantidade de erros ocorridos no bloco, sob várias condições de transmissão, tais como a frequência Doppler, o tipo de modelo de canal adotado (caracterizado pelo efeito do desvanecimento plano ou desvanecimento seletivo em frequência), o modo de transmissão utilizado e robustez à presença de ruído e interferência. Esse parâmetro é de fundamental importância para o sucesso da técnica de modulação adaptativa. Ele pode ser tanto associado à qualidade do canal como, por exemplo, a RSR na entrada do decisor, ou ao próprio desempenho do enlace como, por exemplo, a estimativa da quantidade de erros dentro do bloco de dados. Independente da maneira como o parâmetro é definido, é com base nele que se escolhe o esquema de modulação a ser empregado na transmissão.

O comprimento do bloco usado em um sistema de modulação adaptativa é outro parâmetro muito importante. Se esse comprimento for muito grande, a RIC pode mudar significativamente durante a transmissão de um bloco. Nesse caso, o tipo de modulação escolhido para o próximo bloco poderá não ser apropriado. Se o comprimento do bloco for muito pequeno, o fluxo de informação no canal de retorno aumenta, tornando o sistema de comunicação ineficiente.

2.1.2 VANTAGENS E DESVANTAGENS DA MODULAÇÃO ADAPTATIVA

Enlaces de comunicação que empregam não somente técnicas de recepção adaptativa, como por exemplo os equalizadores adaptativos, mas também técnicas de controle de transmissão adaptativa, são atraentes para os futuros sistemas de comunicação sem fio. Isto se deve ao elevado potencial que esses sistemas possuem para atender aos requisitos de qualidade de serviços (QoS) interativos, fazendo uso eficiente da largura de banda, um recurso cada vez mais escasso devido à crescente demanda de transmissão de dados em

sistemas de comunicação sem fio.

Sem desperdiçar potência ou sacrificar sobremodo a BER, os sistemas que empregam a técnica de modulação adaptativa podem oferecer um enlace com boa eficiência espectral tirando vantagem da natureza do canal, que é variante no tempo: eles transmitem em altas velocidades sob condições favoráveis do canal e respondem à degradação do canal através da redução da velocidade de transmissão.

Apesar de propiciar melhores características de desempenho para canais sem fio do que os esquemas de modulação fixa, a modulação adaptativa apresenta maior complexidade computacional que os esquemas que empregam modulação convencional. Algumas limitações e diversas questões ainda se encontram em aberto. Dessa forma, é necessário que os sistemas adaptativos satisfaçam a alguns desses requisitos e resolvam problemas relacionados à técnica.

A maior complexidade advém da necessidade de se empregar uma técnica para estimar a métrica a ser adotada na escolha do esquema de modulação, da necessidade do receptor enviar ao transmissor, através do canal de retorno, que deve ser confiável, o valor assumido por este parâmetro e a necessidade do receptor detectar o tipo de modulação em operação em cada bloco de dados, ao *overhead* do enlace avante para informar ao receptor o tipo de modulação.

As limitações se referem à necessidade de um canal de retorno. Nem todas as aplicações dispõem desse recurso, como por exemplo, o protocolo de comunicação UDP (do termo em inglês *User Datagram Protocol*), comumente empregado no modelo de referência TCP/IP (do termo em inglês *Transmission Control Protocol/Internet Protocol*) para transmissão de áudio e vídeo em tempo real na internet.

Além disso, em sistemas de comunicação cujos enlaces apresentam grande retardo de ida e volta (RTT - do termo em inglês *Round Trip Time*), a adaptação na modulação fica comprometida tendo em vista a perda de correlação das condições de propagação quando são estimadas e quando são empregadas no transmissor. Em suma, nas aplicações em que não se dispõe de canal de retorno, ou quando a $f_D\tau$ (frequência Doppler normalizada - parâmetro que será discutido posteriormente) é elevada, sendo τ igual ao RTT do enlace, o uso da técnica de modulação adaptativa não é indicado.

Mesmo nas situações em que o uso da modulação adaptativa é recomendado, muitas questões estão em aberto e representam temas atuais de pesquisa. Algumas dessas questões dizem respeito aos esquemas de modulação a serem considerados.

Uma outra questão em aberto é a maneira de definir e estimar os parâmetros utilizados como métrica de seleção do esquema de modulação utilizado na próxima transmissão.

Um outro ponto relevante é a escolha dos limiares de decisão para adaptação do sistema.

Esta dissertação apresenta algumas contribuições em alguns desses importantes temas em aberto.

2.2 MODELAGEM ESTATÍSTICA DO CANAL DE COMUNICAÇÃO

O modelo do canal de comunicação sem fio influencia sobremaneira o desempenho da técnica de modulação adaptativa. Diante disso, a seguir será feito um breve resumo a respeito de uma modelagem estatística comumente empregada para descrever o comportamento desses canais, bem como duas importantes classificações do desvanecimento que tais canais podem apresentar.

A FIG. 2.3 apresenta uma classificação do canal de comunicação segundo o tipo de desvanecimento por ele provocado.

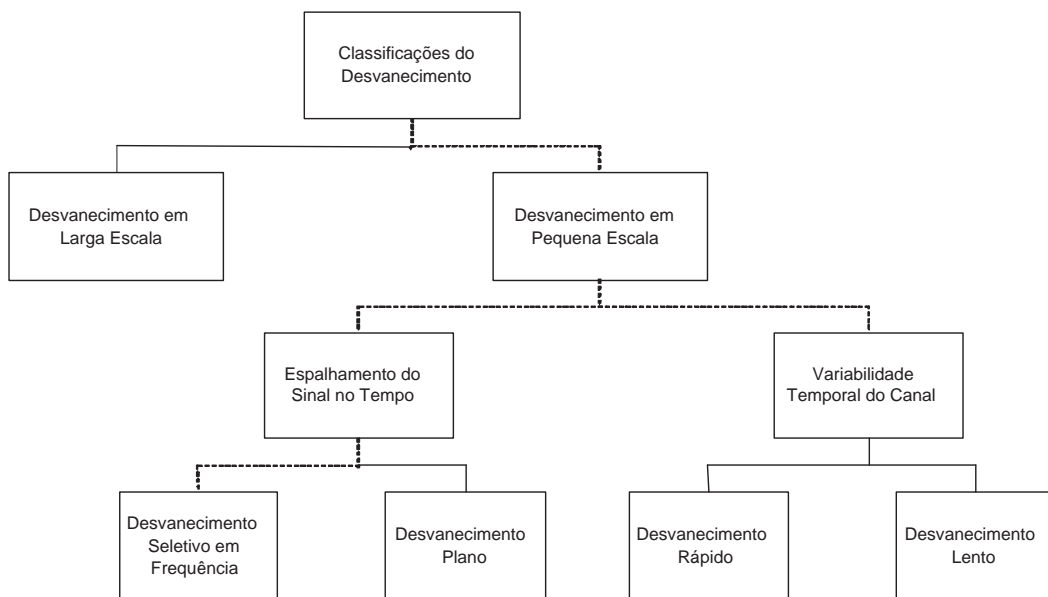


FIG. 2.3: Classificação dos tipos de desvanecimento em canais de comunicação sem fio.

Dois tipos de desvanecimento que caracterizam as comunicações sem fio são apresentados na FIG. 2.3: o desvanecimento em larga escala e o desvanecimento em pequena escala.

O desvanecimento em larga escala está relacionado às características de propagação que manifestam seus efeitos no sinal ao longo de médias e grandes distâncias em canais de comunicação móvel, quando comparadas ao comprimento de onda. Esse tipo de desvanecimento é também conhecido por “sombreamento”, pois ele se encontra mais relacionado a obstruções naturais (relevo e vegetação) e a construções, como casas e edifícios, que fazem com que o receptor fique em uma região de sombra (onde o nível de sinal é bastante reduzido) quando há obstrução. Esse tipo de desvanecimento não será detalhado, pois não será tratado ao longo do desenvolvimento desta dissertação.

O desvanecimento em pequena escala é causado pelo comportamento aleatório das componentes de fase e amplitude do sinal recebido, verificado a curtas distâncias ou pequenos intervalos de tempo entre o transmissor e o receptor. Tal comportamento é fruto da multiplicidade de caminhos percorridos pelas várias componentes do sinal, que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e defasagens. O desvanecimento em pequena escala, é também conhecido como desvanecimento Rayleigh, pois o envelope do sinal recebido é estatisticamente descrito por uma função densidade de probabilidade (fdp) Rayleigh (SKLAR, 1997).

Conforme indicado na FIG. 2.3, esse tipo de desvanecimento se manifesta através de dois mecanismos: de acordo com o espalhamento temporal do sinal e quanto à variação temporal do canal em relação à taxa de transmissão. São efeitos independentes, ligados a comportamentos distintos do canal.

Sempre que existe espalhamento temporal pode haver modificação de amplitude das várias componentes do espectro do sinal transmitido. Esta modificação pode ocorrer de maneira uniforme em toda faixa de frequências do sinal, configurando o chamado desvanecimento plano, ou pode afetar somente uma determinada faixa de frequências, configurando o que é conhecido como desvanecimento seletivo em frequência.

As manifestações de variação do canal de comunicação classificam o desvanecimento como desvanecimento rápido ou desvanecimento lento. Neste ponto, torna-se necessário introduzir o conceito de frequência Doppler, antes mesmo de descrever os tipos de desvanecimento citados acima.

Ocorrendo movimento relativo entre transmissor e receptor e/ou os objetos que os cir-

cundam, há variação nos caminhos tomados pelo sinal que trafega do transmissor ao receptor. Essa variação faz com que o sinal recebido apresente uma correspondente variação de fase cuja taxa pode ser vista como uma variação de frequência do sinal recebido em cada multipercurso, formando o chamado desvio ou espalhamento Doppler. O efeito Doppler é a percepção de uma frequência diferente daquela que está sendo transmitida por uma determinada fonte. Quanto maior a velocidade de deslocamento do receptor em relação à direção de propagação da onda, maior o desvio de frequência percebido. A expressão do desvio Doppler é dada por:

$$f_{Doppler} = f_D \times \cos(\theta) \quad (2.1)$$

sendo θ o ângulo entre a direção do movimento e a direção de propagação da onda eletromagnética e f_D o máximo desvio Doppler que é dado por:

$$f_D = \frac{V}{\lambda} \quad (2.2)$$

no qual V é a velocidade do móvel e λ o comprimento de onda.

Dessa característica pode-se retirar um parâmetro que informe a variabilidade temporal do canal. Quando um canal varia rapidamente, configura o chamado desvanecimento rápido, caso contrário, configura um desvanecimento lento.

A seguir, é apresentado um breve resumo a respeito do desvanecimento plano, seletivo em frequência, rápido e lento.

A ocorrência do desvanecimento plano ou desvanecimento seletivo pode ser determinada pela banda de coerência do canal (B_c). Este parâmetro fornece uma medida estatística da faixa de frequências para a qual o canal pode ser considerado plano, ou seja, a faixa de frequências dentro da qual as componentes espectrais do sinal recebido possuem grande correlação de amplitude.

Se o canal apresenta um ganho constante sobre uma largura de banda que é maior que a largura de banda do sinal transmitido (B_s), então o sinal recebido sofrerá um desvanecimento plano. No desvanecimento plano, a estrutura do multipercurso do canal é tal que as características espectrais do sinal transmitido são preservadas no receptor. No entanto, a intensidade do sinal recebido muda com o tempo, devido às flutuações no ganho do canal causado pelo multipercurso. No domínio do tempo, o sinal recebido varia em ganho, mas o espectro de transmissão é preservado. Em um canal com desvanecimento plano, a largura

de banda do sinal transmitido é muito maior que o espalhamento no tempo de atraso do multipercurso do canal. Pode-se dizer que um canal apresenta desvanecimento plano se:

$$B_s \ll B_c \quad (2.3)$$

e

$$T \gg \sigma_\tau \quad (2.4)$$

onde T é o intervalo de símbolo e B_s é a largura de banda de coerência do sinal transmitido, σ_τ e B_c são o espalhamento no tempo do canal e a largura de banda de coerência do canal, respectivamente.

O espalhamento temporal leva à possibilidade de ocorrência de desvanecimento seletivo o que pode resultar na interferência entre símbolos. Essa interferência é a sobreposição no tempo de símbolos vizinhos recebidos na saída do canal. Quando um sistema sofre o efeito da IES, há uma necessidade de redução da taxa de transmissão da informação através desse canal ou a implementação de técnicas que minimizem os seus efeitos, sob pena do desempenho, em termos de BER, ser severamente degradado.

Em suma, nos sistemas que empregam canais caracterizados pelo desvanecimento seletivo em frequência, as técnicas de modulação que proporcionam uma elevada eficiência espectral se caracterizam por apresentarem alta sensibilidade ao efeito da IES. A IES, degrada o desempenho do sistema, principalmente à medida que se aumenta a taxa de transmissão e, como já dito, é causada pela dispersão e pelo espalhamento do sinal ao ser transmitido, sendo ela, o principal fator determinante para o desenvolvimento de sistemas de transmissão de dados com taxas elevadas.

Para o desvanecimento seletivo em frequência, o espectro do sinal transmitido tem uma largura de banda que é muito maior que o a largura de banda de coerência do canal (B_c). Visto do domínio da frequência, o canal se torna seletivo em frequência, quando o ganho é diferente para diferentes componentes de frequência. O desvanecimento seletivo em frequência é causado pelo retardo dos multipercursos, o qual se aproxima ou excede o período de símbolo transmitido. Pode-se dizer que um canal apresenta desvanecimento seletivo em frequência se:

$$B_s > B_c \quad (2.5)$$

e

$$T < \sigma_\tau \quad (2.6)$$

O tempo de coerência (T_c) é uma medida estatística do intervalo de tempo durante o qual a resposta ao impulso do canal pode ser considerada como invariante ou, de maneira análoga, é o intervalo de tempo dentro do qual os sinais recebidos possuem grande correlação de amplitude.

Dependendo do quão rápido o sinal transmitido muda, quando comparado à taxa de variação do canal, um canal pode apresentar o desvanecimento lento ou rápido. Em um canal com desvanecimento rápido, a resposta ao impulso do canal muda rapidamente dentro da duração do símbolo. Isto é, o tempo de coerência do canal é menor que o intervalo de símbolo do sinal transmitido. Isto causa dispersão na frequência (também chamado de desvanecimento seletivo no tempo) devido ao espalhamento Doppler, o que produz uma distorção no sinal. Visto no domínio da frequência, a distorção do sinal devido ao desvanecimento rápido tende a aumentar com o incremento do espalhamento Doppler, relativo à largura de banda do sinal transmitido (RAPPAPORT, 1996). Pode-se dizer que um canal apresenta desvanecimento rápido se:

$$T_s > T_c \quad (2.7)$$

e

$$B_s < B_d \quad (2.8)$$

Em um canal com desvanecimento lento, a resposta ao impulso do canal muda para uma taxa muito menor que a do sinal transmitido. No domínio da frequência, isto implica que o espalhamento Doppler do canal é muito menor que a largura de banda do sinal. Sendo assim, pode-se dizer que um canal apresenta desvanecimento lento se:

$$T_s \ll T_c \quad (2.9)$$

e

$$B_s \gg B_d \quad (2.10)$$

O caminho da linha tracejada na FIG. 2.3, indica o tipo de desvanecimento considerado ao longo desse trabalho, ou seja, adota-se o modelo de desvanecimento variante no tempo e seletivo em frequência.

A resposta ao impulso (RI) do canal de comunicação é representada por um filtro transversal com L coeficientes variantes no tempo e com intervalo de tempo entre coeficientes vizinhos igual a T segundos, sendo T a duração ou o intervalo de símbolo. Adota-se,

aqui, o modelo GWSS-US (do termo em inglês *Gaussian Wide Sense Stationary - Uncorrelated Scatering*) para modelar estatisticamente a variação temporal dos coeficientes da RI do canal. De acordo com este modelo, a RI do canal é caracterizada por um conjunto de processos estocásticos estacionários em sentido amplo, mutuamente decorrelacionados.

O espalhamento Doppler de cada um desses coeficientes é modelado pelo espectro de Jakes e o perfil de intensidade de atraso é normalizado, ou seja:

$$\sum_{i=0}^{L-1} \sigma_{f_i}^2 = 1 \quad (2.11)$$

sendo $\{\sigma_{f_i}^2, i = 0, \dots, L-1\}$, sendo os $\sigma_{f_i}^2$ a potência média associada ao i -ésimo coeficiente da RI do canal.

2.3 MODULAÇÃO ADAPTATIVA EM CANAIS COM DESVANECIMENTO PLANO

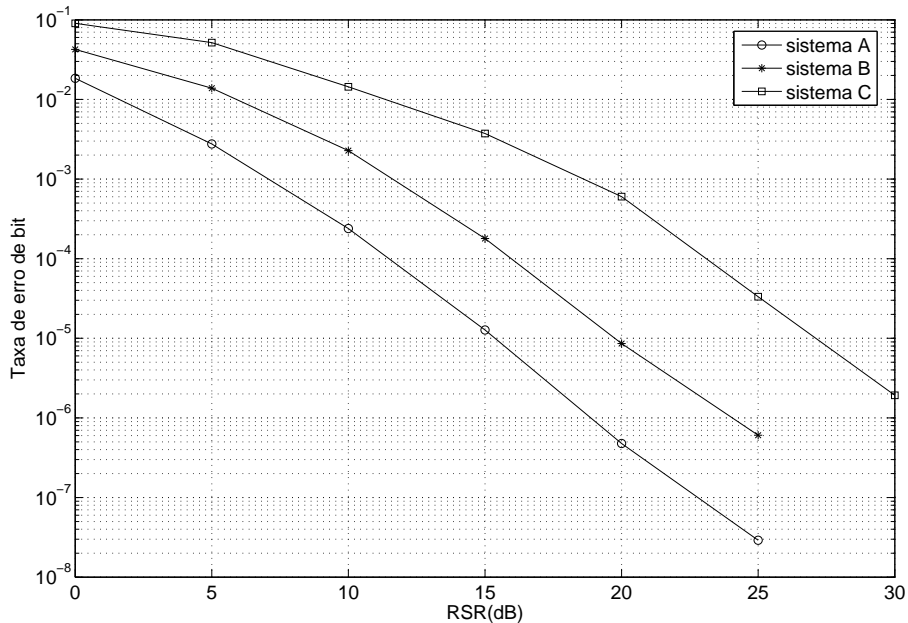


FIG. 2.4: Sistemas Convencionais.

O primeiro tópico a ser discutido é a escolha do esquema de modulação para uma determinada condição de propagação do canal ou estimativa da qualidade do enlace.

Uma métrica considerada em alguns trabalhos para realizar essa escolha em canais com desvanecimento plano é a RSR instantânea do enlace, isto porque, neste modelo de canal, todas as componentes de frequência do sinal são atenuadas pelo mesmo fator, logo a RSR instantânea do canal é a mesma para todas as componentes de frequência, ou seja, no desvanecimento plano, as características espectrais do sinal transmitido são preservadas na recepção.

A FIG. 2.4 apresenta curvas de taxa de erro de bit para diferentes valores de RSR considerando três sistemas convencionais e hipotéticos em canais com desvanecimento plano: A, B e C, os quais se diferenciam pelo esquema de modulação adotado. Para melhor entendimento da técnica de modulação adaptativa adotada em alguns trabalhos, cujo canal é caracterizado pelo efeito do desvanecimento plano, supõe-se que cada sistema na FIG. 2.4 empregue um esquema de modulação diferente, de modo que a eficiência espectral do sistema C é maior que a eficiência espectral do sistema B, e a eficiência espectral do sistema B é maior que a eficiência espectral do sistema A.

Admitindo-se que o sistema de comunicação (enlace) deve operar com uma probabilidade de erro alvo (P_{alvo}), o esquema de modulação adaptativa, com base na RSR instantânea, escolhe a técnica de maior eficiência espectral que garanta uma taxa de erro menor ou igual a P_{alvo} .

Para fins de exemplificação, se $P_{alvo} = 10^{-3}$ e a RSR instantânea do bloco estiver abaixo de 7 dB, não existe nenhum esquema que forneça a P_{alvo} . Diante disso, o esquema de modulação adaptativa não transmite informação. Se a RSR média do bloco estiver entre 7 dB e 12 dB, existe somente um esquema de modulação que propicia uma taxa de erro de bit igual ou inferior a P_{alvo} , que é o esquema de modulação empregado no sistema A. Entre 12 dB e 19 dB, existem dois esquemas de modulação que atendem ao critério da P_{alvo} . Neste caso, a técnica de modulação adaptativa emprega a modulação B, tendo em vista que ela produz uma maior eficiência espectral do que aquela empregada no sistema A. Para uma RSR maior do que 19 dB, o esquema empregado pelo sistema C é o que resulta em uma maior eficiência espectral e atende ao requisito de probabilidade de erro alvo, sendo assim, essa é a técnica de modulação empregada pelo esquema de modulação adaptativa para transmissão do próximo bloco de dados.

Em suma, em períodos de pouco desvanecimento, ou alto ganho, há um aumento na RSR instantânea, permitindo ao sistema usar esquemas de modulação com maior número de pontos para mapear o sinal transmitido e, em períodos de profundo desvanecimento,

TAB. 2.1: Exemplo de mapeamento dos esquemas de modulação e intervalo de RSR

Esquema de modulação	Intervalo da RSR
Não transmite	$RSR \leq 7$ dB
Modulação A	7 dB $< RSR \leq 12$ dB
Modulação B	12 dB $< RSR \leq 19$ dB
Modulação C	$RSR > 19$ dB

ocorre uma redução na RSR efetiva, fazendo com que o número de pontos na constelação usada para mapear o sinal de entrada seja reduzido.

2.4 MODULAÇÃO ADAPTATIVA PARA CANAIS COM DESVANECIMENTO SELETIVO EM FREQUÊNCIA

Atualmente, até onde concerne meu conhecimento, são poucos os trabalhos voltados para o desenvolvimento de alguma técnica de adaptação de modulação em canais com desvanecimento seletivo em frequência. A técnica proposta em (HANZO, 2000) e a técnica proposta nesta dissertação, se utilizam dessa condição para fazerem adaptação de modulação. O funcionamento do sistema proposto por cada uma delas e a métrica utilizada pra fazer adaptação de modulação são apresentadas no Capítulo 4 e Capítulo 5, respectivamente.

A maior parte dos trabalhos nesse cenário, propõem o uso do esquema de modulação OFDM. O OFDM é um sistema de transmissão multi-portadoras que divide a largura de banda usada para transmitir a informação, em diversas sub-bandas. Assim sendo, um canal com desvanecimento seletivo em frequência pode ser modelado em vários canais menores caracterizados pelo desvanecimento plano.

Um sistema OFDM convencional emprega o mesmo esquema de modulação em todas os sub-canais, ou seja, a alocação de bits é uniformemente distribuída entre eles.

A técnica OFDM pode empregar também a modulação adaptativa. Neste caso, o sistema é dito ser um OFDM adaptativo e a idéia básica é evitar a transmissão em portadoras com canal ruim (severa atenuação) e usar modulações com eficiência espectral maior nas portadoras com melhores características de propagação. Como a largura de banda é subdividida entre sub-portadoras sobre as quais a informação é modulada, pode-

se adotar a RSR instantânea por sub-portadoras para realizar a adaptação de modulação do sistema. Como já dito, a adaptação dos parâmetros de transmissão nesse tipo de sistema, também é vista como uma ação do transmissor em resposta às condições de propagação do canal de comunicação (KELLER, 2000).

Para conseguir um ganho de desempenho, é necessário que o transmissor OFDM adaptativo obtenha, com acurácia, a informação de estado de canal (CSI, do termo em inglês *Channel State Information*). Devido ao fato do canal ser desconhecido e variante no tempo, a estimativa de sua RI pode apresentar erro significativo e/ou estar desatualizada devido ao atraso na transmissão dessa informação através do canal de retorno, ou seja, atraso entre quando a estimação do canal é feita e quando o resultado da estimação é usado para a transmissão atual. Alguns trabalhos, como (SOURYAL, 2001) e (S. YE, 2002), examinam o desempenho de um sistema OFDM adaptativo quando a informação de estado de canal é conhecida e o impacto no desempenho devido aos erros de estimação da CSI.

2.5 RESUMO

Neste capítulo, apresentou-se, embora que de forma bastante suscinta, os princípios básicos de funcionamento das técnicas de modulação adaptativa. Foram discutidas algumas de suas vantagens e desvantagens em relação aos esquemas de modulação convencional e foram apresentados também, modelos de canais que são comumente adotados em sistemas de comunicações sem fio e detalhado o funcionamento de um esquema de modulação adaptativa para canais caracterizados pelo efeito do desvanecimento plano e seletivo em frequência e, considerado neste último caso, sistemas OFDM.

3 DETECÇÃO DE ERROS DE EQUALIZAÇÃO E EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA

Neste capítulo são discutidas as principais técnicas de processamento digital de sinais empregadas no desenvolvimento do esquema de modulação adaptativa proposto neste trabalho. Na Seção 3.1 é apresentado o equalizador não-linear do tipo DFE bem como o uso de algoritmos de filtragem adaptativa que são comumente empregados para ajustar os seus coeficientes. Na Seção 3.2 descreve-se o algoritmo LMS do termo em inglês *Least Mean Squares*, que é comumente utilizado na identificação de canais de comunicação e, por fim na Seção 3.3, apresenta-se uma técnica que visa detectar a presença de erros de equalização e que é empregada no desenvolvimento do sistema de modulação adaptativa proposto nessa dissertação. O resumo do capítulo é feito na Seção 3.4.

3.1 O EQUALIZADOR NÃO-LINEAR DFE

3.1.1 EQUALIZADORES ADAPTATIVOS

A interferência entre símbolos, causada pela limitação de banda dos filtros de transmissão e recepção e pelo efeito do desvanecimento seletivo em frequência dos canais sem fio, representa um dos principais problemas à obtenção de sistemas de transmissão de dados a taxas elevadas com baixa taxa de erro. As técnicas desenvolvidas com o intuito de combater esse efeito são denominadas de equalização.

Os equalizadores podem ser classificados em duas famílias: fixos e adaptativos. Na primeira família, como o próprio nome indica, a resposta em frequência dos equalizadores é fixa. Esses equalizadores são aplicáveis em sistemas de comunicação onde o canal é considerado aproximadamente invariante no tempo. Canais confinados, tais como, par trançado e cabos coaxiais se encaixam nessa categoria.

Quando o canal de comunicação é variante com o tempo, filtros de transmissão e recepção previamente projetados, em geral não conseguem reduzir satisfatoriamente a IES, o que leva ao emprego de equalizadores adaptativos, cujos pesos são atualizados de

acordo com algum algoritmo de filtragem adaptativa (HAYKIN, 1996). Nesse contexto, merecem destaque os algoritmos LMS e RLS (do termo em inglês *Recursive Least Square*).

A equalização adaptativa é uma técnica largamente utilizada em sistemas de comunicação digital para combater a deterioração do sinal na entrada do receptor. Das muitas estruturas de equalização utilizadas, a mais simples de todas é a linear, que é representada basicamente por um filtro FIR (do termo em inglês *Finite Impulse Response*) transversal, cujos pesos são adaptados conforme um algoritmo adaptativo que opera sob as observações na entrada do receptor.

Apesar de sua simplicidade computacional, os equalizadores lineares apresentam uma série de limitações de desempenho para canais que apresentam nulo espectral dentro da faixa de operação, o fortalecimento do ruído é uma delas. Vale mencionar que muitos canais sem fio de grande interesse possuem essa característica.

Uma alternativa ao equalizador linear que é muito utilizada em sistemas de comunicações digitais sem fio é o DFE. O DFE é um equalizador não-linear que apresenta características de desempenho intermediárias entre os receptores lineares e aqueles que realizam detecção da sequência de símbolos baseada no critério de máxima verossimilhança. Apesar de não propiciar taxas de erros tão baixas quanto os últimos, o DFE apresenta complexidade computacional bem inferior a estes, principalmente à medida em que se aumenta a cardinalidade do conjunto de símbolos do esquema de modulação e, por outro lado, apresentam um desempenho superior aos receptores lineares, sendo que, essa vantagem de desempenho é conseguida sem um significativo acréscimo de complexidade computacional (PROAKIS, 1995).

O DFE é composto basicamente de dois filtros adaptativos de duração finita (filtros transversais). Conjuntamente, esses filtros permitem combater o efeito da IES sem a necessidade de realizar a inversão do resposta em frequência do canal, como ocorre nos equalizadores lineares. Dessa maneira, no DFE não há fortalecimento da potência do ruído na presença de canais com nulos espectrais dentro da faixa de passagem.

O modelo simplificado do sistema em tempo discreto empregado para equalizar o canal é ilustrado na FIG. 3.1.

A entrada do filtro avante é o sinal na saída do amostrador, enquanto que na entrada do filtro de realimentação é formada pelos símbolos previamente detectados.

Para melhor compreender o funcionamento de um DFE, é importante analisar a resposta ao impulso formada pela convolução do filtro de transmissão com a RI do canal e

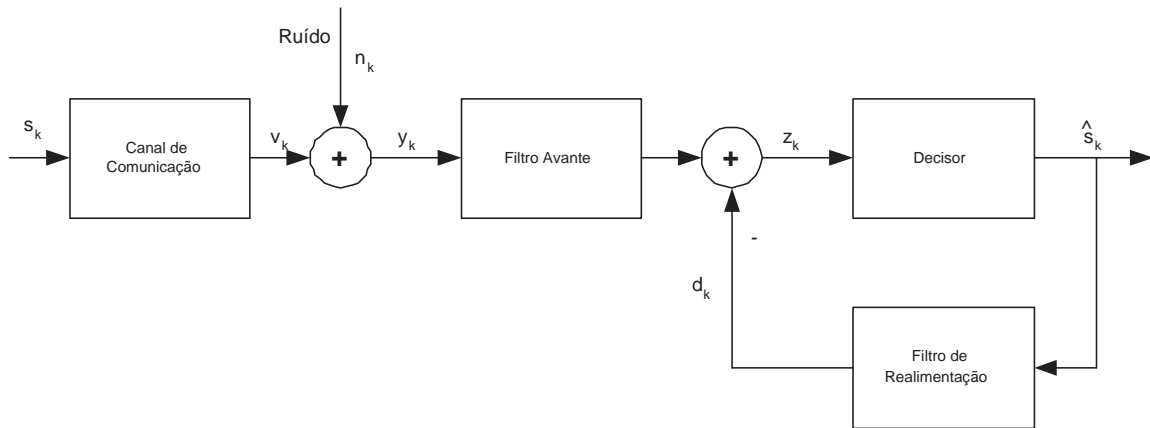


FIG. 3.1: Estrutura básica do DFE convencional.

com o filtro avante do DFE. Considerando que a RI resultante é mostrada na FIG. 3.2, ela pode ser dividida em 3 partes: pré-cursor, cursor principal e pós-cursor.

O cursor principal representa o raio ou coeficiente desta RI que apresenta o maior valor em módulo e está representado pelo coeficiente $v_{(t)}$, sendo $v_{(t-1)}$ e $v_{(t-2)}$ coeficientes da RI que antecedem o cursor principal e, portanto, são chamados de pré-cursors. $v_{(t+1)}$ e $v_{(t+2)}$, representam coeficientes da RI canal que estão à direita do cursor principal e por isso são denotados por pós-cursors. O retardo de decisão está associado ao cursor principal e, de acordo com a FIG. 3.2, é igual a t .

Os pós-cursors estão associados a símbolos que já foram decididos enquanto os pré-cursors a símbolos que ainda serão decididos. Embora essas classificações tenham sido específicas da RI apresentada na FIG. 3.2, é sempre possível dividir uma resposta ao impulso em cursor principal, pré-cursor e pós-cursor, sendo que a posição do cursor principal define o retardo de decisão do DFE.

O filtro avante é similar ao filtro transversal linear (equalizador linear), discutido anteriormente, sendo que este opera no sinal recebido para suprimir principalmente a IES devida aos pré-cursors do canal. Já o filtro de realimentação é utilizado para reconstruir completa ou parcialmente o padrão de IES provocado pelos símbolos previamente detectados - os quais estão associados aos pós-cursors do canal - e subtraí-los a partir do sinal recebido. Essa é a idéia principal do DFE, ou seja, extrair ou remover a interferência causada pelos símbolos que foram detectados, nas decisões futuras.

De acordo com a FIG. 3.1, a k -ésima amostra da observação do sinal na entrada do

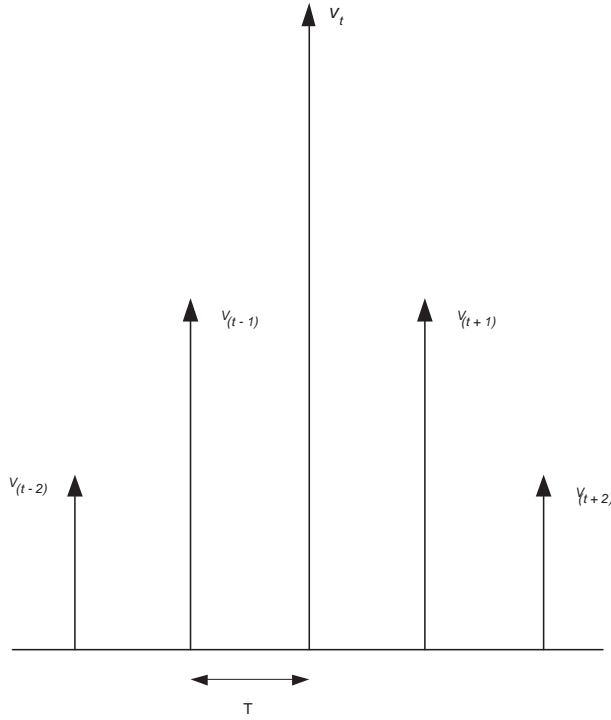


FIG. 3.2: Canal completo hipotético com 5 coeficientes.

receptor y_k é dada por:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{s}_k + n_k \quad (3.1)$$

onde $\mathbf{h}_k = (h_{0,k}, h_{1,k}, \dots, h_{L-1,k})^T$ representam a RI do canal no instante de tempo k e L é a quantidade de raios ou coeficientes do canal, os quais são uniformemente espaçados a intervalos de símbolos. $\mathbf{s}_k = (s_k, s_{k-1}, \dots, s_{k-L+1})^T$ é o vetor de símbolos transmitidos, sendo que s_k representa o símbolo transmitido no k -ésimo intervalo de tempo, $(\cdot)^H$ representa o hermitiano de (\cdot) e n_k representa a amostra do ruído de observação, o qual é modelado por um processo gaussiano branco de média nula.

Considerando que $\mathbf{c}_k = (c_{0,k}, \dots, c_{N_f-1,k})^T$ são os coeficientes do filtro avante e que $\mathbf{b}_k = (b_{0,k}, \dots, b_{N_r-1,k})^T$ são os coeficientes do filtro de realimentação no instante k , onde N_f e N_r representam o número total de coeficientes desses filtros, o sinal equalizado z_k pode ser escrito como:

$$z_k = \mathbf{c}_k^H \mathbf{y}_k - \mathbf{b}_k^H \mathbf{d}_k, \quad (3.2)$$

na qual $\mathbf{d}_k = (s_{k-\delta-1}, s_{k-\delta-2}, \dots, s_{k-\delta-N_r})^T$ na fase de treinamento e na fase de decisão direta (DD, do termo em inglês *Decision Directed*), $\mathbf{d}_k = (\hat{s}_{k-\delta-1}, \hat{s}_{k-\delta-2}, \dots, \hat{s}_{k-\delta-N_r})^T$. Além disso, $\mathbf{y}_k = (y_{k-\delta-1}, y_{k-\delta-2}, \dots, y_{k-\delta-N_f})^T$

O desempenho de cada tipo de equalizador depende das características do canal de comunicação, do número de coeficientes do equalizador, do atraso de decisão, do critério de otimização e do algoritmo adaptativo empregado para implementar esse critério no ajuste dos coeficientes do equalizador.

A avaliação de desempenho do DFE é complicada, devido às possíveis decisões erradas que podem ocorrer de forma imprevisível e que influenciam futuras decisões, uma vez que, a amostra \mathbf{z}_k , utilizada para estimar o k -ésimo símbolo transmitido, depende dos M símbolos previamente detectados. Quando uma decisão incorreta é realimentada, a saída do DFE reflete esse erro durante os próximos símbolos uma vez que, a decisão incorreta percorre a linha de atrasos do filtro de realimentação (QURESHI, 1982).

Além da dificuldade da avaliação de desempenho acarretada pelas decisões erradas, tanto o ajuste dos coeficientes do equalizador durante a fase de detecção, quanto o cancelamento da IES ficam prejudicados por esses erros. Esses dois distúrbios tendem a comprometer decisões futuras. Esse efeito é comumente denominado de propagação do erro e é um dos principais problemas do DFE.

O efeito de propagação do erro se processa da seguinte maneira. Quando um símbolo é detectado erroneamente ao invés de combater a IES, o DFE poderá intensificá-la, por conta do efeito que essa decisão errada causa na saída do filtro de realimentação. Além disso, em esquemas de equalização adaptativa, os erros de decisão podem prejudicar o ajuste dos coeficientes do DFE durante a fase de recepção. A intensificação de IES e o desajuste na adaptação de coeficientes do equalizador podem, por seu turno, prejudicar decisões futuras e originar ou causar surto de erros na recepção, aumentando a taxa de erro de símbolo ao longo da transmissão e requerendo a transmissão de sequência de treinamento com uma frequência elevada para manter a taxa de erro em níveis aceitáveis, comprometendo a vazão do sistema de comunicação (DUARTE, 2005a).

3.1.2 O USO DE FILTROS ADAPTATIVOS NO DFE

Os coeficientes dos filtros do DFE são estabelecidos no sentido de otimizar alguma função custo, como, por exemplo, o erro médio quadrático. Estes coeficientes são obti-

dos recursivamente utilizando algoritmos adaptativos como o LMS ou o RLS, os quais empregam sequência de treinamento e DD para estimar e rastrear as variações desses parâmetros durante o treinamento e ao longo do processo de detecção. Neste trabalho, em particular, foi empregado o RLS.

O RLS realiza a estimação e o rastreamento dos parâmetros de interesse com base no critério LS (do termo em inglês *Least Square*). Este critério conduz à seguinte função custo:

$$E_k = \sum_{i=1}^k \beta_{k,i} |e_i|^2 \quad (3.3)$$

onde e_i é a diferença entre a saída z_k do filtro avante do DFE e o sinal desejado d_k . Na fase de treinamento $d_k = s_k$, que na fase de DD $d_k = \hat{s}_k$. $\beta_{k,i}$ é o fator de esquecimento ($0 < \beta_{k,i} < 1$). Uma forma convencional de definir esse fator é:

$$\beta_{k,i} = \varsigma^{k-i} \text{ onde } i = 1, 2, \dots, k \quad (3.4)$$

Na EQ. 3.4, o parâmetro ς é comumente denominado de fator de esquecimento exponencial ou simplesmente de fator de esquecimento.

O algoritmo RLS pode ser descrito da seguinte forma:

$$\varphi_0 = \varrho^{-1} \mathbf{I}, \quad (3.5)$$

sendo ϱ uma constante pequena e positiva.

Definindo-se o vetor Θ como sendo formado pelos coeficientes do filtro avante e de realimentação da seguinte maneira: $\hat{\Theta}_k = [\mathbf{c}_k \mathbf{b}_k]$, tem-se que, inicialmente:

$$\hat{\Theta}_0 = \mathbf{0} \quad (3.6)$$

Para cada instante de tempo, $k = 1, 2, \dots, T$, calcular:

$$\alpha_k = \hat{d}_k - \hat{\Theta}_{k-1}^H \varphi_k \quad (3.7)$$

$$\Omega_k = \frac{\varsigma^{-1} \Delta_{(k-1)} \varphi_k}{1 + \varsigma^{-1} \varphi_k^H \Delta_{(k-1)} \varphi_k} \quad (3.8)$$

$$\Delta_k = \varsigma^{-1} \Delta_{(k-1)} - \varsigma^{-1} \Omega_k \varphi_k^H \Delta_{(k-1)} \quad (3.9)$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{(k-1)} + \Omega_k \alpha_k^* \quad (3.10)$$

sendo $\varphi_k = [\mathbf{y}_k \mathbf{d}_k]$

Em geral, esse algoritmo possui problemas de estabilidade numérica e maior complexidade computacional em relação ao LMS, mas apresenta melhores características de convergência do que este algoritmo, principalmente quando o vetor φ_k apresenta componentes correlacionadas, fato que ocorre na primeira parcela desse vetor (\mathbf{y}_k). Diante disso, esse algoritmo é mais apropriado para o DFE do que o LMS.

3.2 O USO DE FILTROS ADAPTATIVOS NA IDENTIFICAÇÃO DO CANAL

Neste trabalho, a técnica proposta para detectar a presença de erros de equalização baseia-se no uso de estimadores de canal, função que aqui foi implementada com o algoritmo LMS. Assim sendo, esta seção visa apresentar as características e o pseudo-código desse algoritmo nessa aplicação.

O LMS é amplamente utilizado em aplicações práticas por duas razões principais: a sua simplicidade, implicando em um baixo custo computacional, e a sua estabilidade numérica. Seu diagrama em blocos simplificado empregado no contexto de identificação do canal é apresentado na FIG. 3.3.

A estimativa da resposta ao impulso do canal \mathbf{h}_k , que aqui será denotada por $\hat{\mathbf{h}}_k$, obtida pelo LMS no $(k + 1)$ -ésimo intervalo de símbolo é expressa por (HAYKIN, 1996):

$$\hat{\mathbf{h}}_{k+1} = \hat{\mathbf{h}}_k + \mu \times \mathbf{d}_k \times e_k^* \quad (3.11)$$

sendo μ o passo do LMS, $\mathbf{d}_k = (d_k, d_{k-1}, \dots, d_{k-L+1})^T$, onde na fase de treinamento $d_k = s_k$ e $d_k = \hat{s}_k$ na fase de DD, e_k , o erro de estimação, que pode ser expresso por:

$$e_k = y_k - \hat{v}_k \quad (3.12)$$

onde y_k é o sinal na entrada do equalizador e sendo:

$$\hat{v}_k = \hat{\mathbf{h}}_k^* \mathbf{s}_k \quad (3.13)$$

Vale ressaltar que o valor do passo μ do LMS deve ser escolhido de tal forma que garanta a convergência do algoritmo. Um alto valor para o passo gera um erro médio

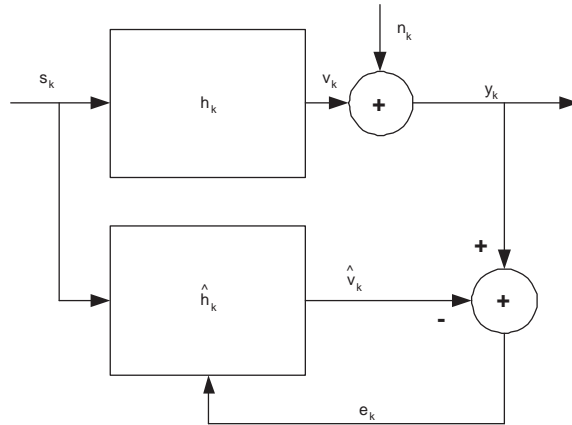


FIG. 3.3: Diagrama em blocos simplificado do sistema em tempo discreto empregado para identificar os coeficientes da RI do canal.

quadrático (EMQ) em regime permanente elevado, enquanto que um valor pequeno faz com que a convergência seja lenta, além de prejudicar o rastreamento de parâmetros que variam rapidamente com o tempo. Assim, o passo de adaptação, determina as propriedades de convergência, a estabilidade e o nível de EMQ em regime permanente do algoritmo LMS (GALDINO, 2004a).

TAB. 3.1: Algoritmo LMS utilizado para estimar a RIC

Algoritmo LMS
Inicialização do algoritmo: $\hat{\mathbf{h}}_0 = 0$ Para cada instante de tempo, $k = 1, 2, \dots, T$, calcule: $e_k = y_k - \hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{d}_k$ $\hat{\mathbf{h}}_{k+1} = \hat{\mathbf{h}}_k + \mu \times \mathbf{d}_k \times e_k^*$

A tabela TAB. 3.1 sumariza o funcionamento do LMS.

3.3 A TÉCNICA DE DIVERSIDADE EM FILTRAGEM (DF)

A diversidade em filtragem é uma estratégia que visa detectar a presença de erros de equalização em cenários que envolvem, em princípio, canais variantes no tempo. Esta técnica foi concebida em (GALDINO, 2002) com a finalidade de monitorar o funcionamento de receptores digitais. O esquema é baseado no uso de dois filtros adaptativos para estimação da resposta ao impulso do canal. Esses filtros devem possuir diferentes características de robustez a erros relativos à sequência de referência.

Diversos algoritmos de filtragem adaptativa (AFA), com variados graus de desempenho e complexidade computacional têm sido propostos ao longo dos anos. Velocidade de convergência, capacidade de rastreamento dos parâmetros estimados, complexidade computacional, susceptibilidade a erros nos modelos ou nos sinais de referência e robustez frente ao ruído são alguns indicadores importantes para qualificar e quantificar o funcionamento dos filtros adaptativos.

Para fins de apresentação da técnica de diversidade em filtragem, vamos tomar como base para emprego na estimação de canais variantes no tempo, dois algoritmos de filtragem adaptativa LMS, com características distintas entre si. O primeiro algoritmo apresenta maior robustez a erros enquanto o segundo é mais sensível aos erros relativos à sequência de referência. Vale ressaltar que, a robustez e a sensibilidade do LMS são controladas pelo passo do algoritmo, conforme citado na Seção 3.2.

Para diferenciar os algoritmos utilizados nessa etapa, pode-se usar um LMS com passo menor, o que resulta em uma convergência mais lenta e melhor capacidade de rastreamento dos parâmetros estimados, porém uma menor susceptibilidade a erros na sequência de referência e, o outro LMS com passo maior, resulta em uma convergência mais rápida porém maior sensibilidade a erros no sinal de referência.

Admitindo que os símbolos que trafegam na camada física de um sistema de comunicação móvel são independentes e identicamente distribuídos (IID), que a taxa de amostragem do receptor é igual à taxa de símbolos e que são usadas sequências de treinamento para a estimação da RI do canal, é razoável esperar que em regime permanente as estimativas dos parâmetros obtidas pelos dois algoritmos sejam bem parecidas, pois esses estimadores são despolarizados. Por outro lado, quando a sequência de referência, utilizada por esses algoritmos para produzir suas estimativas, contém erros, as estima-

tivas provenientes de cada LMS podem ser bem distintas, principalmente pelo fato de que, nessa situação, a despolarização nas estimativas não é garantida tampouco é óbvia a polarização para um mesmo valor. Em suma, quando os algoritmos usam sinais de referências corretos, há uma expectativa de comportamentos similares em suas saídas, e quando a sequência contém erros há expectativa de comportamentos diferenciados.

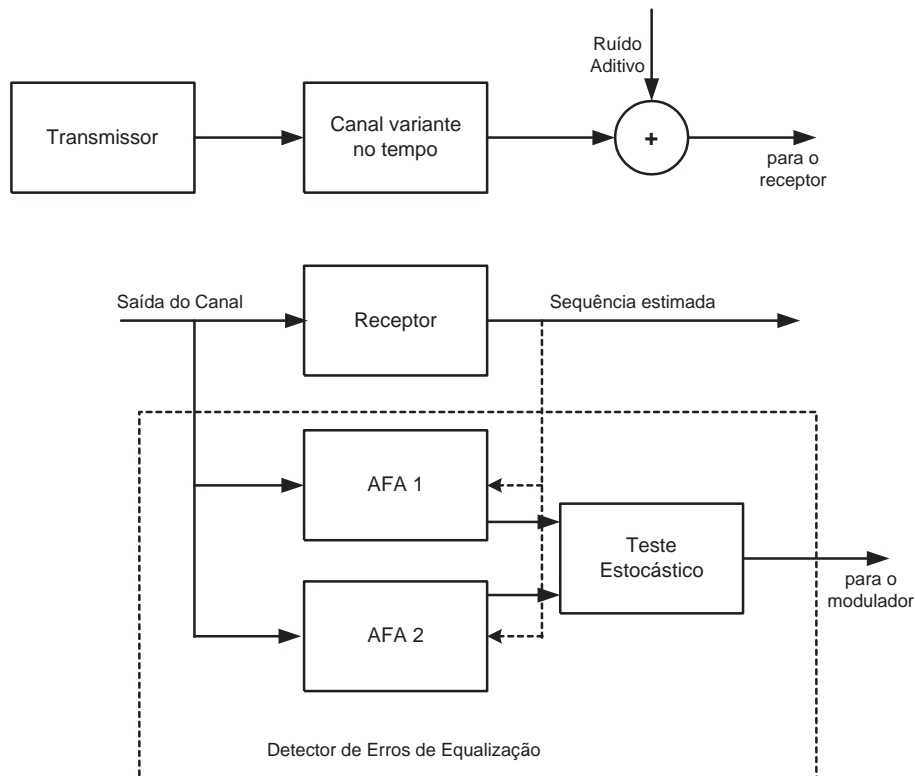


FIG. 3.4: Diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicações que emprega o esquema de Diversidade em Filtragem para detectar erros de equalização (GALDINO, 2004b).

A motivação para denominar o uso de dois filtros adaptativos em paralelo, de diversidade em filtragem, surge do fato que, a partir de uma única sequência de referência, são geradas instantaneamente duas observações (estimativas da resposta ao impulso do canal) que conjuntamente contêm alguma informação à respeito dos erros de recepção, o que não se verifica quando se dispõe de apenas um filtro adaptativo (GALDINO, 2004b).

O diagrama de blocos da FIG. 3.4 ilustra o esquema de diversidade em filtragem para detecção de erros na saída de receptores adaptativos. Nesse diagrama, o receptor

é genérico e o canal de comunicação é variante no tempo e possui resposta ao impulso caracterizada pelo efeito do desvanecimento seletivo em frequência.

No presente trabalho, a obtenção dos passos μ_1 e μ_2 correspondentes aos AFA1 (algoritmo de filtragem adaptativa 1) e AFA2 (algoritmo de filtragem adaptativa 2), respectivamente, é feita com base no cálculo do passo ótimo ($\mu_{ótimo}$) do LMS utilizando os resultados analíticos propostos em (GALDINO, 2004a). Após o cálculo de $\mu_{ótimo}$, obtém-se μ_1 , através da equação:

$$\mu_1 = 0,5 \times \mu_{ótimo} \quad (3.14)$$

e μ_2 , pode ser obtido através de:

$$\mu_2 = 1,75 \times \mu_{ótimo} \quad (3.15)$$

A partir das duas estimativas da RI do canal, obtidas usando como referência a sequência de símbolos detectada pelo receptor adaptativo e, como observação, o sinal em tempo discreto presente na entrada do receptor, pode-se realizar um teste estatístico com base na comparação dessas estimativas para detectar a presença de erros de recepção. Se as estimativas se aproximam, provavelmente este receptor está operando adequadamente, caso sejam bem distintas, pode ter ocorrido erro na saída do receptor. Este procedimento é independente do esquema de equalização adotado e da técnica de modulação empregada.

A variável de saída do módulo de diversidade em filtragem, pode ser formada a partir de uma função da diferença entre as estimativas da RIC, geradas pelo DF. No Capítulo 5 são apresentados dois possíveis testes estatísticos feitos com as estimativas, bem como lá serão discutidas definições importantes associadas a um teste estatístico, tais como a probabilidade de detecção (P_{DET}) e probabilidade de falso alarme (P_{FA}).

3.4 RESUMO

Neste capítulo, apresentou-se o emprego de esquemas de filtragem adaptativa na atualização de coeficientes de um equalizador com realimentação de decisão. Além disso, discutiu-se, de forma bastante sucinta, a técnica de diversidade em filtragem, que foi recentemente proposta para detectar a presença de erros de equalização.

4 MODULAÇÃO ADAPTATIVA PARA CANAIS SELETIVOS EM FREQUÊNCIA

O objetivo deste capítulo é apresentar e avaliar o desempenho da técnica de modulação adaptativa proposta em (HANZO, 2000). Essa avaliação de desempenho é realizada através de simulação computacional de Monte Carlo, sob diversas condições, muitas das quais não foram consideradas na supra-mencionada referência.

O restante deste capítulo é organizado da seguinte maneira. Na Seção 4.2 é descrito o diagrama de blocos da técnica de modulação adaptativa proposta em (HANZO, 2000). Na Seção 4.3 são apresentados os cálculos analíticos necessários para a obtenção dos limites superiores da taxa de erro de bit e da eficiência espectral do esquema proposto em (HANZO, 2000). Os resultados de simulações computacionais são avaliados e discutidos na Seção 4.4. Por fim, na seção Seção 4.5 apresenta-se um resumo deste capítulo.

4.1 INTRODUÇÃO

Em (HANZO, 2000) é apresentada uma técnica de modulação adaptativa para canais variantes no tempo e com desvanecimento seletivo em frequência que emprega um DFE para combater o efeito da interferência entre símbolos.

A idéia central desse trabalho reside no fato do equalizador eliminar grande parte da IES. Assim sendo, a estimativa da razão sinal-ruído na entrada do decisor, denominada pelos autores de pseudo RSR, pode ser empregada para quantificar a qualidade do enlace de comunicação e, por conseguinte, pode ser empregada como critério para adaptação do esquema de modulação. Vale mencionar que, se toda a IES for cancelada pelo DFE, a pseudo RSR representa a $RSR(\frac{E_b}{N_0})$ instantânea na entrada do transmissor.

4.2 DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA

O diagrama de blocos simplificado do esquema de modulação adaptativa proposto em (HANZO, 2000) é apresentado na FIG. 4.1.

Na etapa de transmissão, após ser modulado, o sinal passa através do canal de comu-

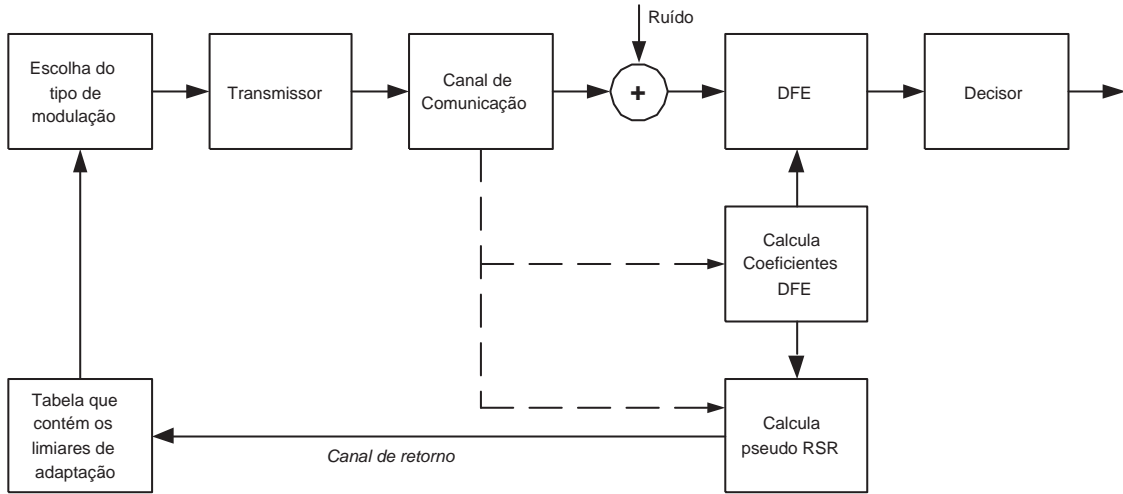


FIG. 4.1: Diagrama de blocos do esquema de modulação adaptativa proposto em (HANZO, 2000).

nicação, o qual é caracterizado pelo efeito do desvanecimento variante no tempo e seletivo em frequência e é contaminado pela ação do ruído aditivo, que é modelado por um processo gaussiano complexo de média nula, variância σ_n^2 e densidade espectral de potência plana dentro da faixa de operação do sistema (ruído branco). Para fins de apresentação da técnica proposta em (HANZO, 2000) e obtenção de resultados de simulação computacional, admite-se que a resposta ao impulso do canal é conhecida e invariante ao longo de um bloco, variando de um bloco para o outro.

Na recepção, os coeficientes do filtro avante (c_i) e do filtro de realimentação (b_i) do DFE, são estabelecidos no sentido de reduzir o erro médio quadrático entre o sinal na saída do filtro avante do DFE e o símbolo desejado. Esses coeficientes podem ser obtidos analiticamente resolvendo as seguintes equações:

$$\sum_{m=0}^{N_f-1} c_m \left[\sum_{v=0}^l h_v^* h_{v+m-1} \sigma_S^2 + N_0 \delta_{m-l} \right] = h_l^* \sigma_S^2, \quad l = 0, \dots, N_f - 1 \quad (4.1)$$

$$b_q = \sum_{m=0}^{N_f-1} c_m h_{q-m}, \quad q = 1, \dots, N_r \quad (4.2)$$

onde N_f e N_r representam o número de coeficientes dos filtros avante e de realimentação do DFE, respectivamente, σ_S^2 denota a variância do sinal transmitido, N_0 é a densidade espectral de potência do ruído branco ($N_0 = 2 \times \sigma_n^2$), h_i é o i -ésimo percurso da resposta

ao impulso do canal, $\delta(\cdot)$ é a função delta de Dirac e $(\cdot)^*$ denota o complexo conjugado de (\cdot) .

Segundo (HANZO, 2000), a pseudo RSR, denotada por γ , usada como critério de escolha do esquema de modulação, pode ser calculada através da seguinte equação:

$$\gamma = \frac{E \left[\left\| s_k \sum_{m=0}^{N_f-1} c_m h_m \right\|^2 \right]}{\sum_{q=1-N_f}^{-1} E \left[|d_q s_{n-q}|^2 \right] + N_0 \sum_{m=0}^{N_f-1} |c_m|^2} \quad (4.3)$$

onde

$$d_q = \sum_{m=0}^{N_f-1} c_m h_{q-m} \quad (4.4)$$

e s_k é o símbolo transmitido no instante k .

O numerador da EQ. 4.3 representa uma estimativa da potência do sinal na entrada do decisor e é obtido calculando-se o valor esperado da norma quadrática do produto entre o resultado da convolução dos coeficientes do canal com os coeficientes do filtro avante do DFE e os símbolos transmitidos. Já o denominador representa uma estimativa dos sinais espúrios, presentes na entrada do decisor, sendo composto pela soma de uma parcela da IES residual dos pós-cursors, parcela essa que não foi compensada pelo filtro de realimentação, e da potência efetiva do ruído na saída do filtro avante do DFE (ruído filtrado). Para realizar o cálculo da primeira parcela do denominador da EQ. 4.3 admitiu-se que os símbolos decididos utilizados na seção de realimentação do DFE são iguais aos transmitidos, ou seja, desconsiderou-se o efeito de propagação do erro que caracteriza o DFE.

A pseudo RSR, assim obtida é enviada ao transmissor através do canal de retorno. Em (HANZO, 2000), admite-se que o canal de retorno é confiável (sem erro) e sem retardo. Essa suposição é aqui referida como canal de retorno ideal a hipótese de canal ideal na referência (HANZO, 2000), designa um canal de comunicação fictício que não apresenta ruído, outras fontes de distúrbios e retardo de propagação.

No receptor, a pseudo RSR é comparada com limiares de adaptação para fins de escolha do esquema de modulação a ser empregado na transmissão do próximo bloco de dados.

Os limiares de adaptação são determinados previamente para atender a uma restrição de taxa de erro de bit. Para um sistema de modulação adaptativa que oferece quatro modulações como opção de escolha, serão quatro os limiares, por exemplo f_1 , f_2 , f_3 e f_4 ,

utilizados nessa comparação, sendo $f_1 \leq f_2 \leq f_3 \leq f_4$. Neste caso, os f_i , representam valores de $\frac{E_b}{N_0}$.

TAB. 4.1: Mapeamento dos esquemas de modulação e intervalo da pseudo RSR

Esquema de modulação	Intervalo da pseudo RSR
BPSK	$f_1 \leq \gamma < f_2$
4-QAM	$f_2 \leq \gamma < f_3$
16-QAM	$f_3 \leq \gamma < f_4$
64-QAM	$\gamma \geq f_4$

À medida que se aumenta a pseudo RSR, pode-se adotar um esquema de modulação com uma quantidade maior de pontos na constelação. Para o mapeamento apresentado na TAB. 4.1, no qual admite-se quatro possíveis esquemas de modulação (BPSK, 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM). Se γ estiver entre f_1 e f_2 , o tipo de modulação selecionado para a transmissão do próximo bloco de dados será o BPSK. Se o valor de γ estiver entre f_2 e f_3 , seleciona-se o 4-QAM. Caso γ possua um valor entre f_3 e f_4 , seleciona-se o 16-QAM e, caso a pseudo RSR seja maior do que f_4 o esquema de modulação a ser selecionado para a próxima transmissão é o 64-QAM.

O desempenho da técnica de modulação adaptativa depende sensivelmente dos valores atribuídos a f_1 , f_2 , f_3 e f_4 . A seguir, discute-se o procedimento proposto em (HANZO, 2000) para determinar os valores desses limiares.

4.3 CÁLCULO DOS LIMIARES DE ADAPTAÇÃO

O desempenho, em termos de taxa de erro de bit ($P_a(\gamma)$) e eficiência espectral (B), de uma técnica de modulação adaptativa baseada na pseudo RSR que emprega os esquemas de modulação BPSK, 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM, pode ser descrito respectivamente por:

$$P_a(\gamma) = B^{-1} \left[1 \int_{f_1}^{f_2} P_{BPSK}^b(\gamma) f(\gamma) d\gamma + 2 \int_{f_2}^{f_3} P_{4-QAM}^b(\gamma) f(\gamma) d\gamma + \right. \\ \left. + 4 \int_{f_3}^{f_4} P_{16-QAM}^b(\gamma) f(\gamma) d\gamma + 6 \int_{f_4}^{\infty} P_{64-QAM}^b(\gamma) f(\gamma) d\gamma \right] \quad (4.5)$$

e

$$B = 1 \int_{f_1}^{f_2} f(\gamma) d\gamma + 2 \int_{f_2}^{f_3} f(\gamma) d\gamma + 4 \int_{f_3}^{f_4} f(\gamma) d\gamma + 6 \int_{f_4}^{\infty} f(\gamma) d\gamma \quad (4.6)$$

nas quais a eficiência espectral, B , é expressa em termos do número médio de bits por símbolo.

Nas equações apresentadas acima, $f(\gamma)$ é a função densidade de probabilidade da pseudo RSR instantânea para uma dada razão sinal-ruído média do canal (γ_{canal}), que segue uma distribuição de Rayleigh; P_{MODN}^b é a taxa de erro de bit teórica considerando canal AWGN e o esquema de modulação $MODN$, onde $MODN$ representa os esquemas BPSK, 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM.

Os valores dos limiares definem o desempenho do esquema de modulação adaptativa tanto no que se refere à taxa de erro quanto à eficiência espectral. Por exemplo, reduzindo-se o valor de f_1 e aumentando-se o valor de f_2 , melhora-se o desempenho em termos de taxa de erro do esquema de modulação enquanto reduz-se a sua eficiência espectral (B), uma vez que se aumenta a probabilidade de se adotar o esquema de modulação BPSK e se reduz a de empregar o esquema 4-QAM. Em (HANZO, 2000), o critério adotado para determinar os limiares, foi fixar $P_a(\gamma)$, a probabilidade alvo de erro de bit a ser atingida pela técnica e variar os limiares f_i , no sentido de maximizar o valor de B na EQ. 4.6. Esse problema de otimização com restrição foi resolvido através de algoritmo de busca (TORRANCE, 1996).

4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção é avaliado o desempenho do esquema de modulação adaptativa apresentado na seção precedente e comparado com o desempenho dos seguintes esquemas de modulação fixa: BPSK, 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM. A avaliação de desempenho é realizada através de simulação computacional de Monte Carlo e considerando duas figuras de mérito: a taxa de erro de bit e a eficiência espectral, parâmetros que são estimados por frequência seletiva.

Para os esquemas de modulação fixa, a eficiência espectral pode ser definida como $\log_2(M)$, onde M é a quantidade de pontos do esquema de modulação. Já para os esquemas de modulação adaptativa, a eficiência espectral pode ser estimada empiricamente por:

$$\hat{B} = \frac{1}{D} \sum_{i=1}^D \log_2 M_i \quad (4.7)$$

onde D é o número total de blocos transmitidos e M_i a quantidade de pontos do esquema de modulação empregado na transmissão do i -ésimo bloco de símbolos.

Os esquemas de modulação escolhidos para obter os resultados das simulações em (HANZO, 2000) foram o BPSK, 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM e o conjunto de limiares de adaptação foi selecionado usando-se o procedimento apresentado na Seção 4.3, para uma probabilidade de erro alvo igual a 10^{-2} . São eles: $f_1 = -\infty$ dB, $f_2 = 12$ dB, $f_3 = 19$ dB e $f_4 = 25$ dB.

Para obter os resultados de simulação, aqui também adota-se esquemas de modulação e limiares de adaptação apresentados acima e sumarizados na TAB. 4.2, na qual apresenta-se também, a regra de decisão para escolha dos esquemas de modulação.

TAB. 4.2: Mapeamento dos esquemas de modulação em função da pseudo RSR empregados em (HANZO, 2000)

Esquema de modulação	Intervalo da pseudo RSR
BPSK	$-\infty \text{dB} \leq \gamma < 12 \text{ dB}$
4-QAM	$12 \text{ dB} \leq \gamma < 19 \text{ dB}$
16-QAM	$19 \text{ dB} \leq \gamma < 25 \text{ dB}$
64-QAM	$\gamma \geq 25 \text{ dB}$

De acordo com a TAB. 4.2, após o cálculo da pseudo RSR, se γ for menor que 12 dB, o esquema selecionado para a transmissão do próximo bloco de dados será o BPSK. Se o valor de γ estiver entre 12 dB e 19 dB, seleciona-se o 4-QAM para a próxima transmissão. Caso γ possua um valor intermediário a 19 dB e 25 dB, seleciona-se o 16-QAM e, caso seja maior que 25 dB o esquema de modulação a ser selecionado para a próxima transmissão é o 64-QAM.

4.4.1 DESEMPENHO CONSIDERANDO CONDIÇÕES IDEAIS

Para obter o primeiro conjunto de resultados foram assumidas as mesmas condições admitidas no artigo (HANZO, 2000), ou seja, o canal é invariante dentro do bloco, mas varia de um bloco para outro de acordo com o perfil de espalhamento Doppler. Além disso, a RI do canal é conhecida pelo receptor e os coeficientes do filtro avante e do filtro de realimentação do DFE são obtidos analiticamente através das EQ. 4.1 e EQ. 4.2. Ao assumir essas condições, utilizou-se a estrutura de dados apresentada na FIG. 2.2, porém não se empregou sequência de treinamento.

Os resultados das simulações foram obtidos considerando-se que os dados foram transmitidos em blocos de 250 símbolos. Para conferir maior riqueza estatística, a cada 100 blocos transmitidos, um novo canal estatisticamente independente do anterior foi gerado e cada resultado de simulação foi obtido com pelo menos 500 realizações independentes da RI do canal.

O perfil de espalhamento de retardo do canal é formado por três raios, espaçados no intervalo de um símbolo, sendo as variâncias dos raios $[0, 90, 0, 075, 0, 025]$.

A evolução temporal de cada raio da RI do canal entre blocos é modelada por um espectro de Jakes (JAKES, 1974; PARSONS, 1992), com máxima frequência doppler normalizada ($f_D T$) igual a 10^{-5} .

Adotou-se a mesma estrutura de equalização proposta em (HANZO, 2000), onde considerou-se um DFE com 35 coeficientes no filtro avante ($N_f = 35$), 7 coeficientes no filtro de realimentação ($N_r = 7$) e ausência de retardo de decisão. Essa ausência se justifica pela escolha do perfil de atraso, no qual o primeiro raio representa 70% da potência total do canal. Diante disso tem-se elevada probabilidade do cursor principal da RIC ser o primeiro raio.

Os resultados apresentados na FIG. 4.2 mostram curvas de taxa de erro de bit em função da RSR, expressa em termos de E_b/N_0 , para o esquema de modulação adaptativa e para os esquemas de modulação fixa. Os valores de $\frac{E_b}{N_0}$ variam no intervalo de 10 dB a 40 dB. Além disso, nessa figura, apresenta-se também a curva de eficiência espectral para o esquema de modulação adaptativa.

Como mostrado na FIG. 4.2, para os esquemas de modulação fixa, o aumento da eficiência espectral é acompanhado de severa degradação da taxa de erro de bit. Esses esquemas não fornecem um bom compromisso de BER e eficiência espectral. Por exemplo, para atingir uma taxa de erro de 10^{-3} , o esquema de modulação BPSK necessita de um valor de $\frac{E_b}{N_0}$ igual a aproximadamente 16 dB, enquanto o 16-QAM necessita de 22 dB e o 64-QAM necessita de 29 dB para fornecer a mesma taxa de erro de bit. Assim sendo, tomando como referência essa taxa de erro, a melhora de 1 para 4 na eficiência espectral implica na degradação de 6 dB, ao passo que a melhoria de 1 para 6 implica na degradação de 13 dB na razão $\frac{E_b}{N_0}$.

A técnica de modulação adaptativa, por seu turno, propicia uma melhor combinação dessas figuras de mérito. Conforme pode ser observado na FIG. 4.2, o sistema adaptativo proposto em (HANZO, 2000) melhora a eficiência espectral sem sacrificar sobremodo a

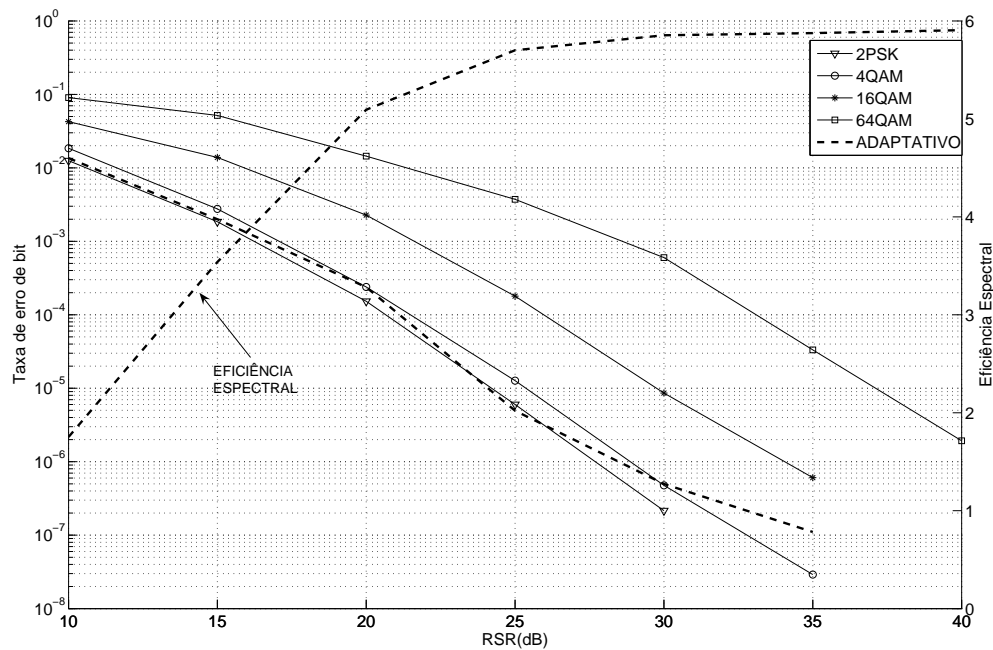


FIG. 4.2: Curvas da BER para os esquemas de modulação BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM e curvas de BER e eficiência espectral para o esquema de modulação adaptativa proposto em (HANZO, 2000).

taxa de erro de bit.

Para valores da $\frac{E_b}{N_0}$ inferiores a 30 dB, o sistema adaptativo apresenta uma taxa de erro intermediária entre o BPSK e o 4-QAM. Por outro lado, obtém um ganho considerável em relação a esses esquemas em termos de eficiência espectral. No intervalo de 15 dB a 30 dB, o sistema adaptativo utiliza cerca de 4 a 6 bits por símbolo, o que quer dizer que, em grande parte do tempo, empregou-se os esquemas de modulação 16-QAM e 64-QAM e ainda assim obteve uma taxa de erro de bit equivalente àquela apresentada pelo esquema de modulação 4-QAM.

Para valores acima de 30 dB até 40 dB, a BER do sistema adaptativo é melhor do que a esquema 4-QAM, no entanto, a eficiência espectral é bem próxima da do esquema de modulação 64-QAM.

4.4.2 DESEMPENHO CONSIDERANDO CANAL VARIANTE E DESCONHECIDO

Na presente seção, será avaliado o desempenho da técnica proposta em (HANZO, 2000) relaxando-se as hipóteses simplificadas apresentadas na seção anterior. A seguir, é investigado o efeito dos seguintes parâmetros na implementação da técnica proposta em (HANZO, 2000): estimação dos coeficientes do DFE usando o algoritmo adaptativo RLS, estimação dos coeficientes do canal usando o algoritmo LMS, para ser empregado no cálculo da pseudo RSR, e variação da RI do canal dentro do bloco transmitido de acordo com o perfil de espalhamento adotado.

Para fins de estimação dos parâmetros no receptor, inseriu-se um preâmbulo com símbolos de treinamento em cada bloco de dados (FIG. 2.2). Este preâmbulo é formado por 150 símbolos, destinados ao treinamento. O bloco de informação possui 250 símbolos, logo, cada bloco resulta num total de 400 símbolos. A cada 100 blocos transmitidos, um novo canal estatisticamente independente do anterior é gerado e cada resultado de simulação foi obtido com pelo menos 500 realizações independentes da RI do canal. Adotou-se a mesma estrutura de equalização, perfil de retardo e espalhamento Doppler da seção anterior.

A FIG. 4.3 apresenta as curvas de taxa de erro de bit e de eficiência espectral fazendo-se as considerações acima citadas.

As curvas tracejadas, similares àquelas apresentadas na FIG. 4.2, se referem ao desempenho em termos da taxa de erro de bit e da eficiência espectral obtidas sob condições ideais: canal conhecido e invariante dentro do bloco e cálculo analítico dos coeficientes do DFE e da pseudo RSR. Estas curvas apresentam vantagens de desempenho tanto em termos de BER quanto em termos de eficiência espectral em relação às demais curvas, as quais foram obtidas relaxando-se as hipóteses simplificadas.

A primeira análise a ser feita é entre a curva tracejada e a curva resultante da estimação dos coeficientes do DFE. Essa última foi obtida sob as mesmas condições da curva tracejada, porém, ao invés do cálculo analítico dos coeficientes do DFE, foi utilizado o algoritmo RLS para estimação de seus coeficientes durante o período de treinamento (150 símbolos). Neste caso, ainda considerou-se o canal invariante dentro do bloco, e conhecido para fins de cálculo da pseudo RSR.

É nítida a degradação da BER, em relação à situação ideal, principalmente para valores acima de 20dB. O sistema tido como ideal, também apresenta vantagem, porém

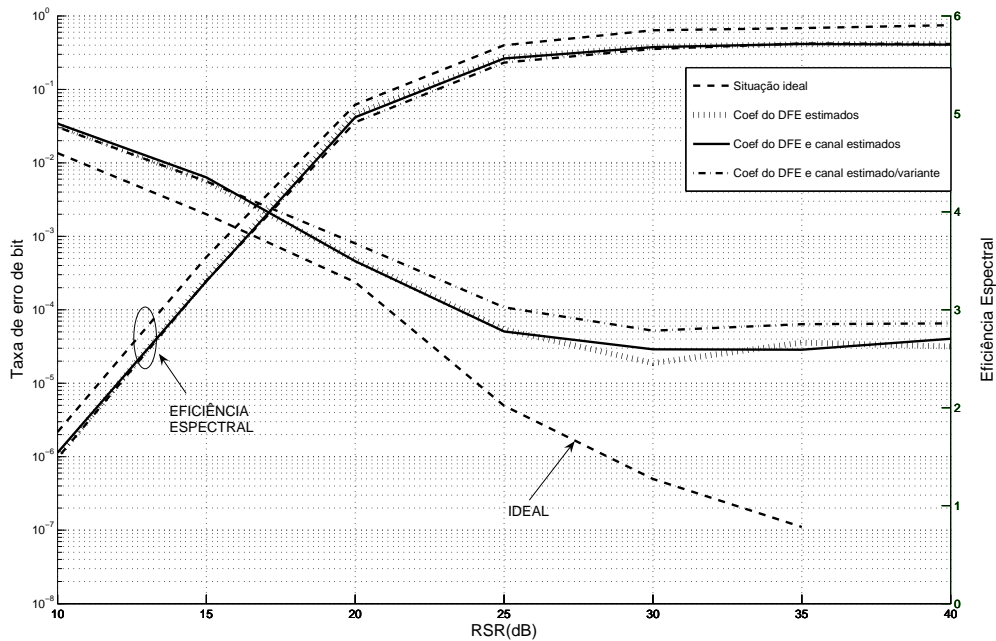


FIG. 4.3: Curvas comparativas da BER e eficiência espectral do sistema adaptativo proposto em (HANZO, 2000) sob várias considerações de simulação.

com relação a esta figura de mérito, a degradação de desempenho é bem menor.

Uma segunda análise é feita entre a curva tracejada e a curva resultante da estimação dos coeficientes do DFE em conjunto com a estimação dos coeficientes do canal. Essa última foi obtida sob as mesmas condições da curva tracejada, porém, utilizando-se além do RLS, para estimar os coeficientes do DFE, o LMS, para obter a RI do canal. Essa estimativa é empregada na EQ. 4.3 para obter a estimativa da pseudo RSR empírica. Neste caso, tanto em termos de BER quanto da eficiência espectral, não se verificou uma degradação de desempenho sensível em relação aos resultados obtidos quando se leva em conta somente a estimação dos coeficientes do DFE.

Esses resultados indicam que o desajuste nos valores da pseudo RSR, devido aos erros de estimação da RIC, não afeta significativamente o desempenho do sistema (quando comparado ao obtido considerando somente a estimativa dos coeficientes do DFE). A justificativa para isso, está no fato de que, para se fazer a adaptação, são fixadas faixas de valores de $\frac{E_b}{N_0}$. Um erro na estimativa dos coeficientes do DFE e/ou na estimativa do canal

(ambos parâmetros são usados no cálculo da pseudo RSR), não causará efeito no cálculo da pseudo RSR, quando comparado à situação de inexistência de erros de estimação (situação ideal), quando os valores obtidos com e sem os erros de estimação desses parâmetros se encontrarem em uma mesma faixa de valores demarcada pelos mesmos limiares de adaptação. Isso torna a estimativa da pseudo RSR robusta a esse tipo de erro.

A terceira e última análise é feita considerando a estimação dos coeficientes do DFE e da RIC, que varia ao longo do bloco. Neste caso, admitiu-se uma $f_D T = 10^{-5}$ (lenta variação) e empregou-se os algoritmos RLS e o LMS para estimar os coeficientes do DFE e da RIC, respectivamente.

Pode-se notar, na FIG. 4.3 que, ao assumir condições que mais se aproximam de situações práticas em cenário de comunicação sem fio, a degradação de desempenho tanto da taxa de erro de bit quanto da eficiência espectral é maior, quando comparado às demais curvas da FIG. 4.3, embora tenha sido considerado um canal sujeito ao efeito de desvanecimento lento. Uma avaliação de desempenho deste esquema de modulação para efeitos de espalhamento Doppler mais intenso é realizada no Capítulo 6.

Aqui também, para fazer adaptação, são fixadas faixas de valores de $\frac{E_b}{N_0}$ entre dois dos limiares de adaptação do sistema. Porém, com a variação do canal dentro do bloco, percebe-se uma maior degradação dos parâmetros de desempenho do sistema. No caso anterior, um erro na estimativa dos coeficientes do DFE e/ou na estimativa do canal, não causou um efeito significativo para o cálculo da pseudo RSR, porém esse erro torna-se mais crítico quando o canal varia, uma vez que, os algoritmos utilizados para estimar os coeficientes do DFE e do canal necessitam atualizar seus coeficientes de acordo com essa variação.

Os resultados apresentados na FIG. 4.4, visam comparar o desempenho, em termos de BER e eficiência espectral, do esquema de modulação adaptativa proposto em (HANZO, 2000) com os esquemas de modulação fixa, considerando-se, nessa comparação, a estimação dos coeficientes do DFE usando o algoritmo adaptativo RLS, estimação dos coeficientes do canal usando o LMS e variação do canal dentro do bloco transmitido.

Comparando-se os resultados de simulação apresentados na FIG. 4.2 com os resultados da FIG. 4.4, verifica-se uma severa degradação da BER para todos os esquemas de modulação considerados. Por outro lado, a eficiência espectral do esquema de modulação adaptativa, mantém-se praticamente inalterada para toda a faixa de $\frac{E_b}{N_0}$ investigada. Esse resultado é um indício de que os limiares estabelecidos sob condições ideais não são apro-

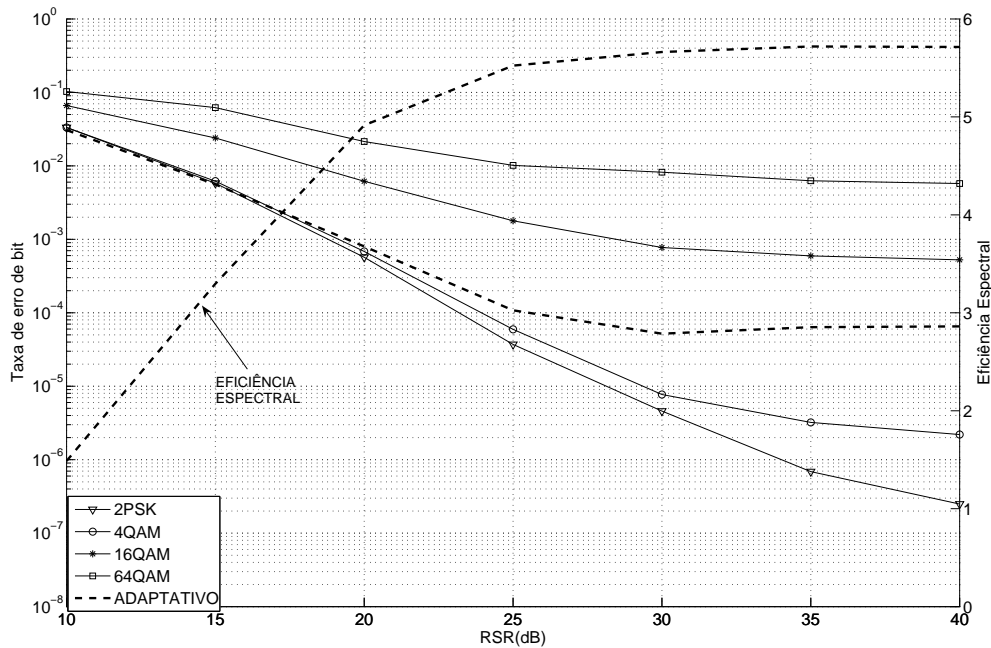


FIG. 4.4: Curvas de desempenho de esquemas de modulação convencional e adaptativo sob condições de estimação dos coeficientes do DFE e RIC.

priados quando considera-se os erros de estimação da RI do canal e dos coeficientes do DFE. É importante verificar que para $\frac{E_b}{N_0}$ menor do que 13 dB, a taxa de erro de bit é inferior a 10^{-2} , a probabilidade alvo, outro aspecto que corrobora a assertiva de que os limiares não são apropriados.

Independentemente das discussões apresentadas acima, mesmo levando-se em conta a variação do canal dentro do bloco, a estimação da RI do canal e dos coeficientes do equalizador, o sistema de modulação adaptativa possui nítida vantagem de desempenho em relação aos sistemas de modulação fixa. O sistema adaptativo, para a faixa de $\frac{E_b}{N_0}$ entre 10 dB e 20 dB, apresenta uma BER muito próxima daquela propiciada pelos sistemas de modulação fixa BPSK e 4-QAM.

Para valores de $\frac{E_b}{N_0}$ maiores do que 20 dB, a taxa de erro de bit do esquema com modulação adaptativa se degrada com relação aos esquemas de modulação fixas BPSK e 4-QAM, assumindo valores intermediários entre os do 4-QAM e o 16-QAM.

Em relação à eficiência espectral, para todos os valores de $\frac{E_b}{N_0}$ investigados, o sistema

adaptativo sempre supera a do esquema de modulação convencional BPSK, enquanto que, para valores de $\frac{E_b}{N_0}$ maiores do que aproximadamente 12 dB, a eficiência espectral do esquema de modulação adaptativa sempre supera a do 4-QAM.

A eficiência espectral continua melhorando com o aumento de $\frac{E_b}{N_0}$ de tal sorte que, para valores de $\frac{E_b}{N_0}$ superiores a 17 dB, esse parâmetro supera o apresentado pelo esquema de modulação 16-QAM (4 bits por símbolo). Para valores de $\frac{E_b}{N_0}$ maiores do que 25 dB, a eficiência espectral do esquema de modulação adaptativa tende a saturar em torno de 5,8 bits por símbolo - próxima da do 64-QAM (6 bits por símbolo) - porém, apresentando neste caso, como mencionado anteriormente, o desempenho em termos de BER muito melhor do que o deste esquema de modulação fixa.

Diante do acima exposto, mostra-se claramente que o esquema de modulação adaptativa apresenta melhores características de desempenho do que o sistema de modulação convencional.

4.5 RESUMO

Neste capítulo, foi avaliado o desempenho do sistema de modulação adaptativa proposto em (HANZO, 2000) nas condições admitidas naquela referência. Como contribuição desta dissertação, avaliou-se também o desempenho desse esquema de modulação adaptativa sob condição de estimação da pseudo RSR, dos coeficientes do equalizador, bem como da variação da RIC dentro do bloco de dados.

Para melhor identificar a degradação de desempenho diante dessas condições, foram obtidos vários resultados de simulação. Esses resultados indicam que o estimador da pseudo RSR é robusto aos erros provenientes da estimação da RI do canal, porém o desempenho do esquema de modulação adaptativa proposto em (HANZO, 2000) se reduz drasticamente diante dos erros de estimação dos coeficientes do DFE, particularmente quando se considera a variação da RI do canal ao longo do bloco. Esses resultados indicam ainda que o procedimento para determinação de limiares de adaptação é inadequado nessas condições de simulação.

Apesar da degradação de desempenho imposta por essas condições, os resultados aqui apresentados mostram claramente que o esquema de modulação adaptativa proposto em (HANZO, 2000) ainda proporciona melhores características de desempenho do que os esquemas de modulação fixa, quando tais esquemas são avaliados em condições similares.

5 O ALGORITMO DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA PROPOSTO

Neste capítulo são propostas novas estratégias de modulação adaptativa para canais variantes no tempo e caracterizados pelo efeito do desvanecimento seletivo em frequência. Inicialmente, na Seção 5.1, apresenta-se o diagrama de blocos do esquema de modulação adaptativa proposto. Em seguida, na Seção 5.2 é detalhada a estrutura de funcionamento da nova técnica de modulação adaptativa.

5.1 DIAGRAMA EM BLOCOS DO ESQUEMA DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA PROPOSTO

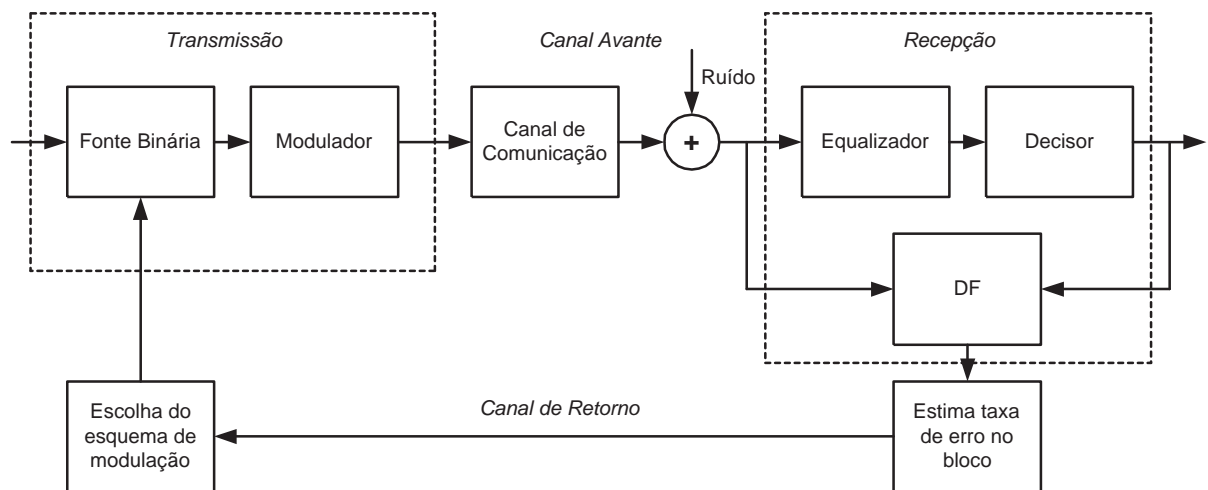


FIG. 5.1: Diagrama em blocos do esquema de modulação adaptativa proposto.

De acordo com a FIG. 5.1, o transmissor é composto basicamente por dois blocos que representam a fonte binária e o modulador. Após modulado, o sinal passa através do canal de comunicação, o qual é caracterizado pelo efeito do desvanecimento seletivo em frequência e variante no tempo. O sinal é ainda contaminado pela ação do ruído aditivo gaussiano branco, antes de ser processado pelo equalizador.

Basicamente, as diferenças dos esquemas aqui propostos, em relação àquele discutido no Capítulo 4, está na estrutura de recepção. Diferentemente daquele esquema de modulação, o proposto neste trabalho pode, em princípio, ser utilizado em conjunto com qualquer esquema de equalização, tais como o MLSE (do termo em inglês *Maximum Likelihood Sequence Estimation*), o equalizador linear ou o DFE. Porém, para fins de apresentação e validação da técnica proposta, optou-se pelo DFE, tendo em vista que este esquema de equalização promove um bom compromisso entre complexidade computacional e desempenho, como discutido no Capítulo 3. Um outro motivo para empregar o DFE no esquema de modulação adaptativa proposto é o fato do desempenho desse esquema poder ser comparado com o do procedimento apresentado no Capítulo 4, sob as mesmas condições de operação.

De acordo com a FIG. 5.1, o sinal presente na saída do equalizador é usado tanto pelo decisor, para detectar o símbolo transmitido através do critério de mínima distância (decisão abrupta), quanto pelo bloco de DF, em conjunto com o símbolo decidido, para detectar erros na saída do decisor.

Conforme mencionado no Capítulo 3, o objetivo principal do DF é detectar a presença de erro de símbolo, mediante a realização de um teste estatístico a partir de duas estimativas da RIC. O DF exerce um papel chave na técnica de modulação adaptativa proposta nesta dissertação, uma vez que é a partir dessa estimativa que, direta ou indiretamente, é obtida a métrica para escolha do esquema de modulação a ser empregado no próximo bloco (FIG. 5.1).

5.2 DETALHAMENTO DAS NOVAS ESTRUTURAS DE MODULAÇÃO ADAPTATIVA PROPOSTAS

O esquema apresentado na FIG. 5.2 ilustra os principais elementos das técnicas de modulação adaptativa propostas. Nesse esquema, $X_{1,k}$ e $X_{2,k}$ representam duas definições da variável de teste empregada no módulo de diversidade em filtragem, l_1 e l_2 são limiares de decisão, para detectar a presença de erros na saída do receptor. Z_1 e Z_2 representam estimativas da quantidade de erros em um bloco de dados, e são usados direta ou indiretamente para escolher o esquema de modulação a ser utilizado no próximo bloco de dados.

A seguir, os elementos básicos apresentados na FIG. 5.2 são discutidos em maior

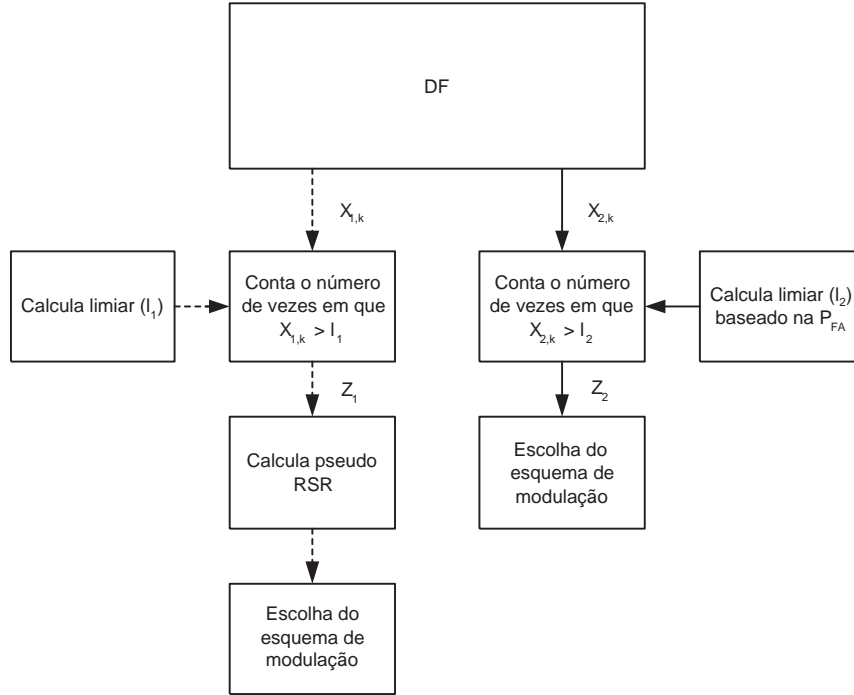


FIG. 5.2: Esquemas de modulação adaptativa propostos.

profundidade.

5.2.1 VARIÁVEIS DE TESTE

As variáveis de teste são definidas em função da diferença entre as estimativas da RIC, obtidas pelos dois algoritmos de filtragem adaptativa do módulo de DF.

Sejam $\hat{\mathbf{h}}_{1,k} = (h_{1,0}(k), h_{1,1}(k), \dots, h_{1,L-1}(k))^T$ e $\hat{\mathbf{h}}_{2,k} = (h_{2,0}(k), h_{2,1}(k), \dots, h_{2,L-1}(k))^T$ as estimativas da resposta ao impulso de um canal com L coeficientes, no k -ésimo intervalo de símbolo geradas pelos algoritmos LMS (AFA1 e AFA2 na FIG. 3.4) com passos μ_1 e μ_2 , respectivamente. Neste trabalho, duas maneiras para a definição dessa variável são testadas.

A primeira delas, foi apresentada em (GALDINO, 2004b), por ocasião da validação da técnica de DF e, em (DUARTE, 2005b) e (DUARTE, 2006), para combater o efeito de propagação do erro em equalizadores do tipo DFE em cenários de comunicação móvel e HF, respectivamente. Ela consiste na norma quadrática da diferença entre as duas estimativas

da RIC geradas pelos LMS em cada instante de tempo, e é dada por:

$$X_{1,k} = \left\| \hat{\mathbf{h}}_{1,k} - \hat{\mathbf{h}}_{2,k} \right\|^2 \quad (5.1)$$

Assumindo a ausência de erros de detecção, as estimativas da RIC, produzidas pelos LMS são despolarizadas e podem ser expressas por:

$$\hat{\mathbf{h}}_{1,k} = \mathbf{h}_k + \mathbf{e}_{1,k} \quad (5.2)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_{2,k} = \mathbf{h}_k + \mathbf{e}_{2,k} \quad (5.3)$$

onde $\mathbf{e}_{1,k} = (e_{1,0}(k), \dots, e_{1,L-1}(k))^T$ e $\mathbf{e}_{2,k} = (e_{2,0}(k), \dots, e_{2,L-1}(k))^T$ são vetores aleatórios gaussianos compostos por L componentes que modelam os erros produzidos pelos estimadores da RIC.

Assim sendo, a variável de teste fica dada por:

$$X_{1,k} = \left\| \mathbf{e}_{1,k} - \mathbf{e}_{2,k} \right\|^2 \quad (5.4)$$

Assumindo-se que esses vetores são estatisticamente independentes e que suas componentes seguem uma variável aleatória gaussiana de média nula e variância $\sigma_{1,j}^2$ e $\sigma_{2,j}^2$, para $j = 0, 1, \dots, L-1$ respectivamente, em (GALDINO, 2004b), mostrou-se que, a função densidade de probabilidade da variável $X_{1,k}$, dado que não existem erros de detecção, pode ser expressa como:

$$f(X_{1,k}) = \sum_{i=0}^{L-1} \frac{\rho_i}{\bar{\nu}_i} \times \exp\left(-\frac{X_{1,k}}{\bar{\nu}_i}\right) \quad (5.5)$$

onde

$$\rho_k = \prod_{i=0, i \neq k}^{L-1} \frac{\bar{\nu}_k}{\bar{\nu}_k - \bar{\nu}_i} \quad (5.6)$$

e

$$\bar{\nu}_i = \sigma_{1,i}^2 + \sigma_{2,i}^2 \quad (5.7)$$

i podendo variar de 0 até $L-1$.

Apesar das boas características de detecção dos erros de decisão apresentados em (GALDINO, 2004b), a variável de teste dada em EQ. 5.1 possui uma função densidade de probabilidade relativamente complexa, o que dificulta o seu uso para a obtenção de importantes parâmetros do teste de hipótese.

Em razão dessa dificuldade, nesse trabalho foi proposta uma nova definição da variável de teste, que também revela boas características de detecção, mas que apresenta uma função densidade de probabilidade mais fácil de se lidar.

Diante do acima exposto, define-se a variável de teste da seguinte maneira:

$$X_{2,k} = Re[\epsilon_k] + Im[\epsilon_k] \quad (5.8)$$

sendo $Re[\cdot]$ e $Im[\cdot]$ as partes real e imaginária, respectivamente de ϵ_k . Essa variável, por seu turno, é definida da seguinte maneira:

$$\epsilon_k = \sum_{i=0}^{L-1} (\hat{h}_{1,i} - \hat{h}_{2,i}) \quad (5.9)$$

Admitindo-se ausência de erros na saída do decisor, as médias das estimativas, produzidas pelos AFA1 e AFA2, tendem para a RIC, pois os algoritmos de filtragem são despolarizados, ou seja:

$$E[\hat{\mathbf{h}}_{1,k}] = E[\hat{\mathbf{h}}_{2,k}] = \mathbf{h}_k \quad (5.10)$$

Adotando-se as mesmas suposições feitas para as EQ. 5.2 e EQ. 5.3, pode-se escrever ϵ_k como:

$$\epsilon_k = \sum_{i=0}^{L-1} [e_{1,i}(k) - e_{2,i}(k)] \quad (5.11)$$

Dessa forma, a independência entre os vetores aleatórios $\mathbf{e}_{1,k}$ e $\mathbf{e}_{2,k}$ leva a:

$$E[X_{2,k}] = E[Re[\epsilon_k]] + E[Im[\epsilon_k]] = 0 \quad (5.12)$$

e

$$E[X_{2,k}^2] = E[Re^2[\epsilon_k]] + E[Im^2[\epsilon_k]] \quad (5.13)$$

Admitindo-se que o canal de comunicação segue o modelo WSS-US, pode-se supor que $E[Re^2[\epsilon_k]] = E[Im^2[\epsilon_k]]$. Assim sendo, chega-se a:

$$E[X_{2,k}^2] = 2 \times E\{Re^2[\epsilon_k]\} \quad (5.14)$$

ou ainda:

$$E[Re^2[\epsilon_k]] = \frac{1}{2} [\sigma_{LMS_1}^2 + \sigma_{LMS_2}^2] \times \sigma_w^2 \quad (5.15)$$

na qual

$$\sigma_{LMS_1}^2 = \sum_{j=0}^{L-1} \sigma_{1,j} , \quad (5.16)$$

$$\sigma_{LMS_2}^2 = \sum_{j=0}^{L-1} \sigma_{2,j} \quad (5.17)$$

e

$$\sigma_w^2 = \sum_{j=0}^{L-1} \sigma_{c,j} \quad (5.18)$$

ou seja, tais parâmetros representam o erro médio quadrático na condição de regime permanente dos LMS e o ganho de potência do canal de comunicação, respectivamente.

Substituindo-se a EQ. 5.15 na EQ. 5.14, chega-se a:

$$E [X_{2,k}^2] = [\sigma_{LMS_1}^2 + \sigma_{LMS_2}^2] \times \sigma_w^2 \quad (5.19)$$

Sendo assim, tem-se que na ausência de erros de decisão e considerando-se as diversas hipóteses de independência, a variável de teste $X_{2,k}$ segue uma distribuição gaussiana de média nula e variância dada pela equação:

$$\sigma_{X_{2,k}}^2 = \sigma_w^2 \times \sqrt{\sigma_{LMS_1}^2 + \sigma_{LMS_2}^2} , \quad (5.20)$$

ou seja, a função densidade de probabilidade (fdp), dado que não ocorrem erros de detecção, pode ser expressa como:

$$f(X_{2,k}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{X_{2,k}}} \exp \left[-\frac{X_{2,k}^2}{2\sigma_{X_{2,k}}^2} \right] \quad (5.21)$$

5.2.2 LIMIARES DE DECISÃO DAS VARIÁVEIS DE TESTE

A variável $X_{i,k}$ é empregada pelo DF para detectar a presença de erros na saída do decisor. Para tal, é preciso estabelecer-se um limiar de comparação (l_i) além do qual a variável de teste aponta a existência de erros de decisão.

Independente da maneira como a variável de teste é definida, é preciso estabelecer um limiar de comparação. Nos trabalhos (GALDINO, 2004b), (DUARTE, 2005b) e (DUARTE, 2006), que usam a variável de teste definida na EQ. 5.1, esse limiar, aqui denominado por ω foi estabelecido a partir do critério de Neyman-Pearson.

Levando-se em conta esse critério, em (GALDINO, 2004b), mostrou-se que:

$$P_{FA} \triangleq Pr(X_{1,k} \geq \omega) = \sum_{i=0}^{L-1} \rho_k \times \exp \left[\frac{-\omega}{\bar{\nu}_k} \right] \quad (5.22)$$

na qual P_{FA} representa a probabilidade de que a variável aleatória (VA) $X_{1,k}$ supere o limiar de decisão ω quando a sequência de referência não contém erros. Essa probabilidade é comumente chamada de probabilidade de falso alarme. Nessa situação, o teste de hipóteses tomará uma decisão equivocada. O subscrito “ FA ” de P_{FA} faz alusão à expressão “Falso Alarme” comum na área de radar e que é empregada para denotar o efeito de se decidir por um alvo quando, de fato, ele não existe (TREES, 1968).

O valor de ω na EQ. 5.22 pode ser obtido numericamente. De acordo com (GALDINO, 2004b), este valor está situado no seguinte intervalo:

$$\bar{\nu}_{min} \times C \leq \omega \leq \bar{\nu}_{max} \times C \quad (5.23)$$

onde $\bar{\nu}_{max}$ e $\bar{\nu}_{min}$ são valores mínimos e máximos, respectivamente de $\bar{\nu}_{ik}$ e:

$$C = \ln \left[\frac{L \times \sum_{k=0}^{L-1} \rho_k}{P_{FA}} \right] \quad (5.24)$$

onde $\ln[.]$ representa a função logarítmica.

No presente trabalho, são propostas duas novas maneiras de estabelecer o limiar: uma empírica, que pode ser adotada para as duas variáveis de teste, $X_{1,k}$ e $X_{2,k}$, e outra analítica usando o critério de Neyman-Pearson. Essa última depende da fdp da variável de teste e foi desenvolvida especificamente para a variável de teste $X_{2,k}$.

O limiar empírico l_1 é obtido no final da etapa de treinamento de cada bloco, onde espera-se que $X_{i,k}$, onde $i = 1, 2$ se encontre em regime permanente. Considerando-se, por exemplo, que a etapa de treinamento seja composta por n_2 símbolos e que no instante n_1 , sendo $n_1 < n_2$, no qual $X_{i,k}$ se encontre em regime permanente, computa-se a média empírica (η) de um conjunto de valores assumidos por $X_{i,k}$. A média (η), pode ser então obtida por:

$$\eta = \frac{\sum_{i=n_1}^{n_2} X_{i,k}}{n_2 - n_1 + 1} \quad (5.25)$$

Em seguida, calcula-se um ganho correspondente a:

$$\psi = \left\| \frac{\hat{\mathbf{h}}_{1,k} + \hat{\mathbf{h}}_{2,k}}{2} \right\|^2 \quad (5.26)$$

este ganho é função das estimativas de canal produzidas pelos LMS na etapa de diversidade em filtragem. Se o canal apresentar um pico de desvanecimento, o que poderá resultar em erros na etapa de recepção, o valor de ψ poderá diminuir o limiar fazendo com que um maior número de erros seja detectado na recepção.

O valor do limiar l_1 é então calculado da seguinte maneira:

$$l_1 = \eta \times \psi \times K \quad (5.27)$$

onde K é um valor obtido empiricamente no sentido de conferir boas características de probabilidade de detecção (P_{DET}) e de probabilidade de falso alarme (P_{FA}).

Vale enfatizar que apesar desse limiar ter sido expresso na EQ. 5.25 em termos de $X_{1,k}$, ele também pode ser calculado com base na variável de teste $X_{2,k}$.

Supondo-se agora que as componentes individuais de $\mathbf{h}_{1,k}$ e $\mathbf{h}_{2,k}$ são estatisticamente independentes, chega-se a:

$$E[\epsilon_k^2] = 2 \times E \{ Re^2[e_{1,i}(k)] \} + 2 \times E \{ Re^2[e_{2,i}(k)] \} \quad (5.28)$$

Aplicando-se o critério de Neyman-Pearson e adotando-se um procedimento similar ao empregado em (GALDINO, 2004b) para a variável de teste $X_{1,k}$, porém considerando a variável de teste $X_{2,k}$ que possui a fdp apresentada na EQ. 5.21, pode-se mostrar que:

$$l_2 = \sqrt{2} \times \sigma_w \times \sqrt{\sigma_{LMS_1}^2 + \sigma_{LMS_2}^2} \times erfc^{-1} \left(\sqrt[4]{PFA} \right) , \quad (5.29)$$

na qual $erfc(\cdot)^{-1}$ representa a inversa da função erro complementar $erfc(x)$, a qual se relaciona à função Q através de:

$$erfc(x) = \frac{1}{2} \times Q \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \quad (5.30)$$

Como pode-se verificar na EQ. 5.29, aplicando-se o critério de Neyman-Pearson em $X_{2,k}$, foi possível estabelecer uma expressão fechada para cálculo do limiar de decisão, diferente do que ocorreu com a variável $X_{1,k}$, para a qual o critério de Neyman-Pearson conduziu a uma faixa de valores para o limiar de decisão.

5.2.3 DEFINIÇÃO DAS ESTRATÉGIAS DE ADAPTAÇÃO DE MODULAÇÃO ADOTADAS

Após o cálculo dos limiares l_i , na etapa de transmissão da informação é contado o número de vezes que $X_{i,k}$ ultrapassa esse limiar. Assim sendo, esse valor representa uma estimativa do número de erros de símbolo no bloco considerado. Este valor está representado na FIG. 5.2 por Z_i onde $i = 1, 2$, ou seja, Z_i é calculado ao longo do bloco de dados da seguinte maneira:

$$Z_i = \sum_{k=n_2+1}^{n_3} \mathbf{I}(X_{i,k} > l_i), \quad (5.31)$$

sendo \mathbf{I} a função indicadora do evento $(.)$ e $n_3 - n_2$ o tamanho do bloco de dados (n_2 é a quantidade de símbolos de treinamento).

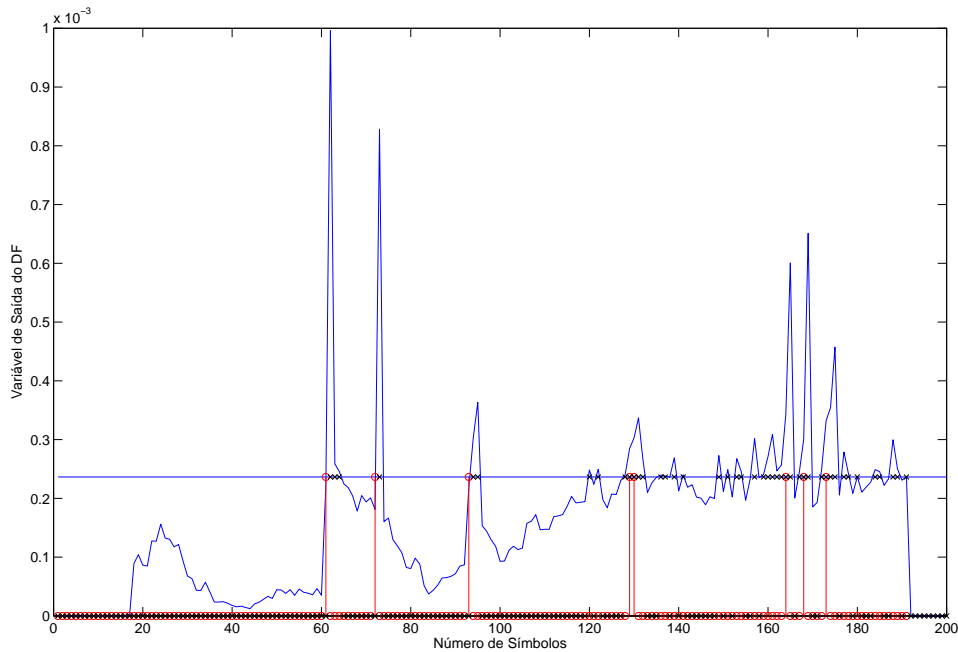


FIG. 5.3: Saída do DF *versus* limiar (l_i).

A FIG. 5.3 ilustra uma situação da variável de saída do DF *versus* o limiar (l_i). A curva contínua representa a variável de teste e a reta paralela ao eixo “x”, representa o limiar.

Para o caso considerado, foram utilizados 40 símbolos de treinamento ($n_2 = 40$), o que indica que, a contagem do número de vezes em que a variável de saída do DF ultrapassa o limiar é feita a partir do 41^o símbolo do bloco considerado. Esse número de vezes representa a quantidade de erros de símbolo detectada pelo DF e está representada na FIG. 5.3 pelos círculos situados sobre a reta. Os pontos representados por ‘x’ sobre essa reta indicam o número em que ocorreram erros de fato naquele bloco. Pode-se perceber que, em algumas situações a técnica detectou erro quando não houve. Em outras, ocorreu erro e a técnica não detectou. Em outros casos, ocorre um erro e a técnica detecta.

Percebe-se que, quanto maior o limiar (l_i), menor será a probabilidade do algoritmo de DF detectar um símbolo errado e quanto menor o limiar, maior é a probabilidade de detecção. Como a informação do número de vezes em que a variável de saída do DF ultrapassa o limiar é usada no cálculo da estratégia de adaptação do sistema, se o limiar for muito baixo, o DF irá indicar uma grande quantidade de símbolos errados, fazendo baixar a cardinalidade do alfabeto de modulação. Isso irá reduzir a eficiência espectral, porém tenderá a favorecer a taxa de erro do sistema. Caso contrário, se l_i for elevado, o algoritmo de DF terá mais dificuldades em detectar erros de símbolo, o que favorecerá a eficiência espectral do sistema adaptativo, mas, por outro lado, prejudicará a sua taxa de erro.

A quantidade de vezes em que ocorrem erros, segundo o algoritmo de DF, não indica necessariamente que hajam erros de símbolos na etapa de detecção da informação, originando o que chamamos de “falso alarme”. O que significa que, se a probabilidade de detecção de erro pelo DF for elevada, inclui também a probabilidade de falso alarme ser alta. Logo, ao aumentar o valor de P_{FA} , o limiar (l_i) diminuirá, favorecendo uma melhora no desempenho do sistema adaptativo baseado no uso da P_{FA} , porém a eficiência espectral será prejudicada, uma vez que o esquema de modulação usado no próximo bloco será mais baixo. Por outro lado, ao diminuir o valor do parâmetro P_{FA} , o limiar (l_i) aumentará, favorecendo uma melhora na eficiência espectral acompanhada de uma degradação na taxa de erro do sistema adaptativo.

A FIG. 5.4 mostra um gráfico que relaciona o número de erros na saída do decisor em termos do número de erros indicado pela variável (Z_i). Esses resultados foram obtidos por simulação computacional de Monte Carlo. Os detalhes de simulação são apresentados no Capítulo 6. O importante nesse ponto é mostrar a correlação entre os erros na saída do decisor e os detectados pelo DF.

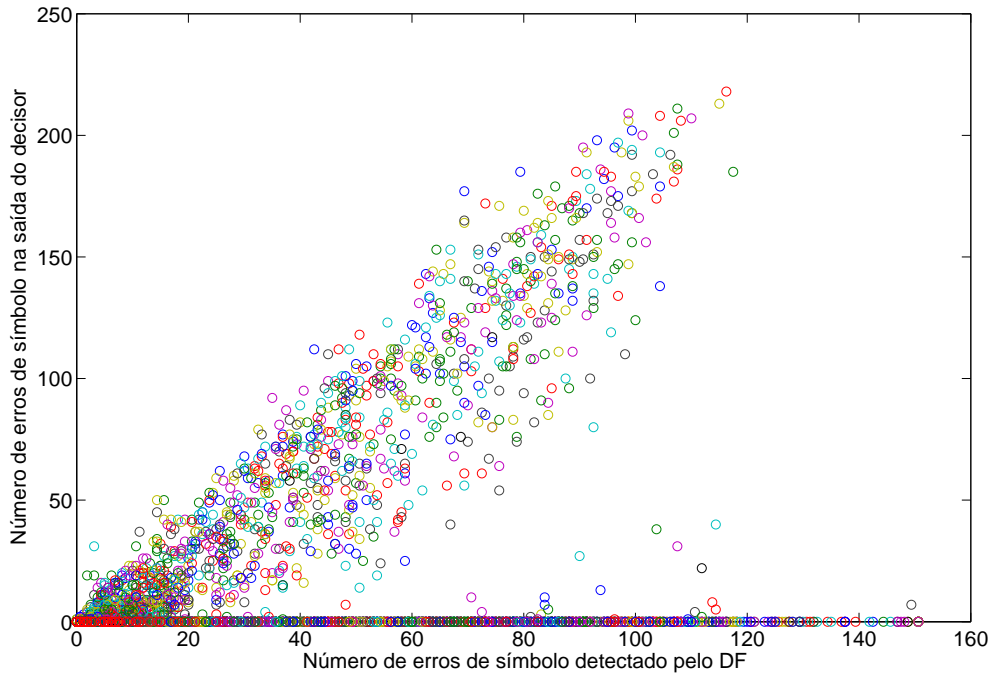


FIG. 5.4: Número de erros de símbolo detectados pelo algoritmo de DF *versus* o número de erros de símbolo na saída do decisor.

É importante verificar uma grande concentração de pontos em torno de uma reta, mostrando, qualitativamente, a correlação existente entre os erros apontados pelo procedimento proposto e os que ocorrem de fato.

Os pontos que estão concentrados no eixo “x”, indicam a quantidade de erros detectados erroneamente pelo algoritmo de DF. Nota-se que, em alguns casos, o algoritmo indica a ocorrência de 100 erros no bloco quando não ocorreram erros, resultando na presença de muito falso alarme para o bloco considerado. Em outros casos, o algoritmo indica a ocorrência de cerca de 90 erros no bloco quando ocorreram menos que 50 erros e, em algumas situações, o DF detecta 70 erros de símbolo quando ocorreram mais que 150 erros.

A partir de Z_i , propõe-se dois procedimentos para a escolha do tipo de modulação utilizado na transmissão do próximo bloco. O primeiro deles utiliza uma estimativa da RSR para a escolha do tipo de modulação a ser empregado. Nesse caso, calcula-se a razão entre Z_i e o número total de símbolos transmitidos naquele bloco, objetivando gerar uma

estimativa da taxa de erros de símbolo existente naquele bloco, a qual será empregada para obter uma estimativa da RSR. O outro procedimento, utiliza diretamente Z_i para a escolha do tipo de modulação da próxima transmissão.

O bloco 6 da FIG. 5.2, apresenta uma estratégia de adaptação do algoritmo proposto que utiliza uma estimativa da RSR (pseudo RSR) para a escolha do tipo de modulação utilizado na transmissão do próximo bloco.

As expressões para cálculo dessa estimativa são dependentes do erro estimado pelo DF e do esquema de modulação adotado. Essas expressões foram derivadas do cálculo da probabilidade de erro de símbolo em termos de $\frac{Eb}{N_0}$ para esquemas de modulação fixa em (PROAKIS, 1995).

Para esquemas M -PAM (M -ASK), a probabilidade de erro de símbolo em termos da RSR ($\frac{Eb}{N_0}$), aqui denotada por $P_M(RSR)$, é dada por:

$$P_M(RSR) = \frac{2 \times (M - 1)}{M} \times Q \left(\sqrt{\frac{(6 \times \log_2 M)}{(M^2 - 1)} \times RSR} \right), \quad (5.32)$$

sendo $Q(\cdot)$ a função Q de (\cdot) e M a quantidade de pontos da constelação.

A partir da EQ. 5.32, escrevendo a RSR em função de P_M , chega-se a:

$$RSR = \left\{ \sqrt{\frac{M^2 - 1}{3 \times \log_2 M}} \times \text{erfc}^{-1} \left[\frac{M}{M - 1} \times P_M(RSR) \right] \right\}^2 \quad (5.33)$$

A partir da EQ. 5.33, pode-se obter uma estimativa da RSR em termos de uma estimativa de $\hat{P}_M(RSR)$. Denotando-se a estimativa da RSR por $R\hat{S}R$, tem-se que:

$$R\hat{S}R = \left\{ \sqrt{\frac{M^2 - 1}{3 \times \log_2 M}} \times \text{erfc}^{-1} \left[\frac{M}{M - 1} \times \hat{P}_M(RSR) \right] \right\}^2 \quad (5.34)$$

Adotando-se o mesmo procedimento, para as constelações BPSK e M -QAM chega-se às seguintes expressões:

$$R\hat{S}R = \left\{ \text{erfc}^{-1} \left[2 \times \hat{P}_2(RSR) \right] \right\}^2 \text{ e}, \quad (5.35)$$

$$R\hat{S}R = \frac{2 \times (M - 1)}{3 \times \log_2 M} \times \left\{ \text{erfc}^{-1} \left[\frac{\sqrt{M}}{\sqrt{M} - 1} \times \hat{P}_M(RSR) \right] \right\}^2 \quad (5.36)$$

respectivamente.

Para todos os esquemas de modulação utilizados, $\hat{P}_M(RSR)$ é obtido através da variável Z_i , mediante a razão entre o valor assumido por essa variável no final do bloco

e a quantidade de símbolos contida no bloco. De posse do valor de $\hat{P}_M(RSR)$ para a constelação empregada, obtém-se a pseudo RSR ($R\hat{S}R$).

No bloco 7 da FIG. 5.2, a escolha do esquema de modulação a ser usado no próximo bloco é feita comparando-se diretamente o valor de Z_i a um conjunto de limiares pré-fixados. Aqui, também considera-se como possíveis esquemas de modulação empregados no sistema, B-PSK, 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM.

De acordo com a estratégia descrita acima, o novo conjunto de limiares encontra-se representado na TAB. 5.1.

TAB. 5.1: Mapeamento dos esquemas de modulação e variável de teste (Z_2)

Esquema de modulação	Variável de Teste
BPSK	$Z_2 > 25$
4-QAM	$8 < Z_2 \leq 25$
16-QAM	$0 < Z_2 \leq 8$
64-QAM	$Z_2 = 0$

Conforme foi dito, o valor de Z_i representa uma estimativa do número de erros dos símbolos presentes no bloco. A escolha dos valores dos limiares de adaptação utilizados nessa estratégia foi feita considerando-se um certo percentual de erros para o presente bloco.

Para o estabelecimento dos limiares apresentados na TAB. 5.1 foi considerado um bloco com 250 símbolos de informação. Caso não seja detectado erro, ou seja, se $Z_i = 0$, o esquema de modulação a ser selecionado para a próxima transmissão é o 64-QAM. Se o bloco apresentar um valor superior que 10 por cento dos erros, ou seja, $Z_i > 25$, o tipo de modulação selecionado para a transmissão do próximo bloco de dados será o BPSK. Entre 0 e 25 - limiares mínimo e máximo de adaptação - escolheu-se aleatoriamente o valor 8 como um limitante entre os esquemas 4-QAM e 16-QAM. Logo, se Z_i for maior que 0 e menor ou igual a 8, seleciona-se o 4-QAM. Caso Z_i seja maior que 8 e menor ou igual a 25 seleciona-se o 16-QAM. Formas algébricas para determinação desses limiares visando a obtenção de uma determinada probabilidade alvo ficam como tema para trabalho futuro.

Segundo a FIG. 5.2, o bloco 8 encerra uma das estratégias de adaptação de modulação propostas nessa dissertação. A escolha do esquema de modulação a ser usado no próximo bloco é feita comparando-se o valor de $\hat{R}SR$ a um conjunto de limiares pré-fixados. Nessa dissertação, para fins de comparação com a técnica descrita no Capítulo 4, que também

se utiliza do cálculo de uma pseudo RSR como estratégia de adaptação de modulação, adotou-se os mesmos limiares de adaptação e os mesmos esquemas de modulação, a saber B-PSK, 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM, apresentados em (HANZO, 2000).

5.3 RESUMO

Neste capítulo, foram apresentadas e detalhadas as técnicas de modulação adaptativa para canais variantes no tempo e caracterizados pelo efeito do desvanecimento seletivo em frequência, propostas nessa dissertação. Para melhor entendimento da estratégia apresentada, o esquema proposto foi dividido em blocos e detalhado o funcionamento de cada módulo ao longo deste capítulo. Mostrou-se ainda que é possível fazer uma combinação de alguns dos parâmetros da técnica proposta e avaliar o desempenho do sistema sob diferentes condições. Para fins de validação da técnica proposta, foram utilizadas duas estratégias cujos resultados de simulação serão apresentados no Capítulo 6.

6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo o desempenho dos sistemas de modulação adaptativa propostos é avaliado e comparado com o do esquema de modulação adaptativa apresentado em (HANZO, 2000). Essa avaliação de desempenho é realizada com base em duas figuras de mérito: a taxa de erro de bit e a eficiência espectral, as quais são obtidas por simulação computacional de Monte Carlo considerando diferentes valores de $f_D T$, diversos perfis de potência de atraso do canal, assim como diversos valores de razão sinal-ruído (RSR).

Na Seção 6.2 são apresentadas as condições de simulação utilizadas para gerar os resultados apresentados ao longo desse capítulo. Na Seção 6.3 e Seção 6.4 são apresentados os resultados de comparação entre os sistemas de modulação adaptativa propostos I e II e o sistema proposto em (HANZO, 2000). Por fim, na Seção 6.5 são apresentadas as curvas de probabilidade de perda, probabilidade de detecção e probabilidade de falso alarme empíricas do sistema Proposto II sob condições de variação da RSR ($\frac{E_b}{N_0}$). O resumo do capítulo é feito na Seção 6.6.

6.2 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

Com base nos procedimentos apresentados no Capítulo 5, são propostas duas novas estratégias de modulação adaptativa, cuja avaliação de desempenho será realizada neste capítulo.

A primeira dessas propostas, que será denominada de “Proposta I”, é constituída pela variável de teste $X_{1,k}$ com limiar de decisão empírico l_1 e emprega como critério para escolha do esquema de modulação, uma estimativa da pseudo RSR na entrada do decisor. Essa proposta, compreende os blocos 2, 3, 6 e 8 da FIG. 5.2 do Capítulo 5.

A segunda proposta, aqui denominada “Proposta II”, compreende a variável de teste $X_{2,k}$, o limiar de decisão l_2 , baseado na P_{FA} e emprega a estimativa da quantidade de erros no bloco como critério para escolha do esquema de modulação. Essa proposta é

formada pelos blocos 4, 5 e 7 da FIG. 5.2 do Capítulo 5.

Vale mencionar que outras estratégias de modulação adaptativa poderiam ter sido testadas mediante diferentes combinações da variável de teste, do limiar de decisão e critério de escolha do esquema de modulação. Por uma questão de limitação de tempo, apenas as Propostas I e II foram avaliadas no transcurso da dissertação.

Os esquemas de modulação adotados foram o BPSK, o 4-QAM, o 16-QAM e o 64-QAM. O modelo de canal é do tipo WSS-US com perfil de atraso discreto composto de três coeficientes espaçados por T (duração do símbolo) e espalhamento Doppler dado pelo espectro de Jakes, considerando dois valores diferentes de desvio máximo (normalizado) de frequência, $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e $f_D T = 10^{-4}$.

Foram considerados três perfis de potência de atraso de canal que, ao longo deste capítulo, serão referenciados como Perfil I, o mais severo e é descrito por $[0,5 \ 0,3 \ 0,2]$, um Perfil intermediário e chamado de Perfil II igual a $[0,7 \ 0,2 \ 0,1]$ e Perfil III descrito por $[0,9 \ 0,075 \ 0,025]$.

O equalizador adotado é do tipo DFE. Na Seção 6.3, assim como no Capítulo 4, o DFE é composto de trinta e cinco coeficientes no filtro avante e sete coeficientes no filtro de realimentação, sem atraso de decisão. Já na Seção 6.4, o DFE é composto de vinte e cinco coeficientes no filtro avante e dezessete coeficientes no filtro de realimentação (com atraso de decisão igual a 9). Em ambos os casos, seus coeficientes são ajustados com o algoritmo RLS, devido à sua característica de rápida convergência.

A razão para a adoção de uma quantidade de coeficientes do equalizador diferente na Seção 6.4 reside no fato de que, para gerar os resultados dessa seção, foram adotados perfis de atraso com considerável energia nos raios com retardo diferente de zero, a saber, Perfil I e Perfil II, havendo a necessidade de adoção de retardo de decisão e de uma quantidade maior de coeficientes no filtro de realimentação. Por conveniência, o mesmo equalizador foi usado para gerar os resultados referentes ao Perfil III.

A diversidade em filtragem faz uso de dois LMS com passos distintos, a saber, $\mu_1 = (0,5 \times \mu_{\text{ótimo}})$ e $\mu_2 = (1,75 \times \mu_{\text{ótimo}})$, para AFA1 e AFA2, respectivamente, sendo que $\mu_{\text{ótimo}}$ representa o valor de passo ótimo do LMS no sentido de prover o valor do mínimo EMQ na condição de regime permanente. Esse valor de passo foi obtido analiticamente a partir de parâmetros do sistema de comunicação e da função de espalhamento do canal, segundo os resultados publicados em (GALDINO, 2004a).

Os resultados de comparação de desempenho entre o sistema Proposto I, Proposto

II e a técnica proposta em (HANZO, 2000) foram obtidos sob as mesmas condições de simulação. Em ambos os sistemas, os dados são transmitidos em blocos de 400 símbolos, dos quais 150 são destinados ao treinamento e os 250 restantes representam a informação, resultando em uma vazão de 62,5%. Para conferir uma maior riqueza estatística, a cada 100 blocos transmitidos, um novo canal estatisticamente independente do anterior é gerado e cada resultado de simulação é obtido com pelo menos 500 realizações independentes da RI do canal. Para valores da RSR até 25 dB foram transmitidos 50000 blocos de símbolos. Já para valores da RSR superiores a 25 dB, foram transmitidos 100000 blocos de símbolos.

6.3 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE O SISTEMA PROPOSTO I E O SISTEMA ADAPTATIVO EM (HANZO, 2000)

Os resultados apresentados na FIG. 6.1, representam a taxa de erro de bit e a eficiência espectral das técnicas de modulação adaptativa apresentadas em (HANZO, 2000) e Proposto I.

Para esse conjunto de resultados, foi considerado o Perfil III e um desvio máximo (normalizado) de frequência ($f_D T$) igual a 5×10^{-5} .

Os limiares de adaptação adotados foram os mesmos para os dois sistemas, a saber: $f_1 = -\infty$ dB, $f_2 = 12$ dB, $f_3 = 19$ dB e $f_4 = 25$ dB.

Na FIG. 6.1, são apresentadas 4 curvas. As curvas tracejadas referem-se ao desempenho em termos da taxa de erro de bit e da eficiência espectral do sistema adaptativo em (HANZO, 2000), já as curvas cheias refletem o desempenho da técnica Proposta I.

Analisando-se os resultados, verifica-se que, para os valores da RSR de 10 dB a 20 dB, ambos os sistemas apresentam desempenhos similares em termos de BER, porém o sistema apresentado em (HANZO, 2000) possui um ganho em termos de eficiência espectral para toda a faixa de RSR considerada, quando comparado ao sistema de modulação adaptativa proposto. Assim sendo, para valores de RSR inferiores a 20 dB, a técnica Proposta I apresenta características de desempenho piores do que a técnica de modulação adaptativa em (HANZO, 2000).

A partir de 21 dB a taxa de erro de bit do sistema proposto é cada vez menor, quando comparada àquele sistema apresentando em (HANZO, 2000), chegando a atingir valores quase dez vezes menores, como é o caso no ponto de operação de 30 dB.

Conforme já dito, adaptação de modulação resulta em um compromisso entre a taxa

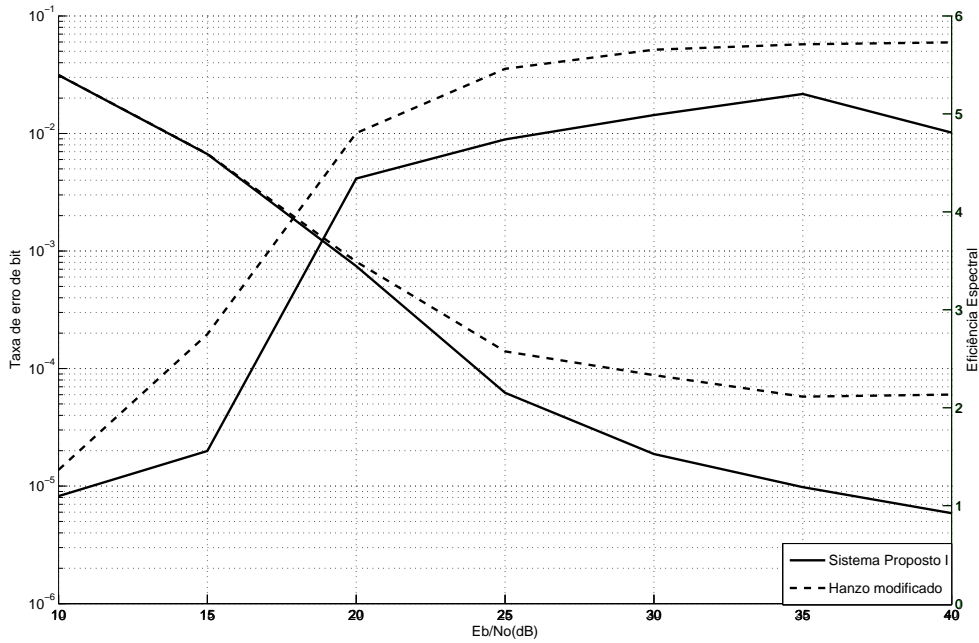


FIG. 6.1: Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema adaptativo Proposto I e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil III.

de erro e a eficiência espectral do sistema. De acordo com a FIG. 6.1, o sistema proposto baseado no uso da pseudo RSR apresenta um excelente desempenho em termos de taxa de erro para toda a faixa de RSR considerada, porém a sua eficiência espectral é pior que do sistema proposto em (HANZO, 2000). Nesse caso, o limiar (l_1), apresentado no Capítulo 5 na FIG. 5.2, poderia ser ajustado para fornecer um ganho em eficiência espectral ao invés de taxa de erro de bit, como visto na FIG. 6.1. Este limiar é controlado por uma constante que pode ser modificada e favorecer a taxa de erro ou a eficiência, dependendo da aplicação.

Para o caso da FIG. 6.1, se for desejado um ganho em termos de eficiência espectral, pode-se aumentar o valor da constante usada, o que aumentaria também o limiar (l_1). Dessa forma, a probabilidade de detecção de erro tornar-se-á menor, favorecendo o uso de esquemas de modulação com taxas maiores elevando, dessa forma, a eficiência espectral do sistema adaptativo. Por outro lado, essa melhora vem acompanhada de uma degradação da taxa de erro de bit.

Diante dos resultados apresentados nesta seção, conclui-se que, para uma RSR inferior a 20 dB, o esquema proposto em (HANZO, 2000) possui melhores características de desempenho mas para uma RSR superior a 20 dB, os testes realizados não permitem concluir qual a estratégia que apresenta melhor desempenho.

6.4 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO ESQUEMA PROPOSTO II

6.4.1 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO EFEITO DOPPLER

Os resultados de simulação apresentados nesta seção, comparam o desempenho em termos de taxa de erro de bit e da eficiência espectral do sistema adaptativo Proposto II com o do sistema adaptativo apresentado em (HANZO, 2000). Além das considerações apresentadas na Seção 6.2, é importante ressaltar que ambos os sistemas utilizam algoritmos para estimar os coeficientes do DFE e da resposta ao impulso do canal, que varia ao longo do bloco de dados.

No caso do procedimento proposto em (HANZO, 2000), admite-se o conhecimento da densidade espectral de potência do ruído (N_0) no cálculo da pseudo RSR (EQ. 4.3).

Os limiares de adaptação, utilizados no sistema proposto em (HANZO, 2000) foram os mesmos apresentados no Capítulo 4, a saber: $f_1 = -\infty$ dB, $f_2 = 12$ dB, $f_3 = 19$ dB e $f_4 = 25$ dB. Já no sistema adaptativo Proposto II, após o cálculo da variável de teste, se este valor for maior que 25, o esquema selecionado para a transmissão do próximo bloco de dados será o BPSK. Se o valor da variável de teste estiver entre 8 e 25, seleciona-se o 4-QAM para a próxima transmissão. Caso o valor seja maior que 0 e menor ou igual a 8, seleciona-se o 16-QAM e, se for igual a 0 o esquema de modulação a ser selecionado para a próxima transmissão é o 64-QAM, conforme apresentado na TAB. 5.1 do Capítulo 5. Esses limiares permitem obter uma probabilidade de erro de símbolo inferior a 10^{-1} .

Na FIG. 6.2 são apresentadas curvas da taxa de erro de bit em função da razão sinal-ruído ($\frac{E_b}{N_0}$), que compreende valores de 10 dB a 40 dB, para $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e para o Perfil II. São apresentadas 5 curvas, sendo que uma delas reflete o desempenho do sistema adaptativo apresentado em (HANZO, 2000) e as outras representam o desempenho em BER obtido pelo sistema adaptativo Proposto II variando a P_{FA} . São considerados os

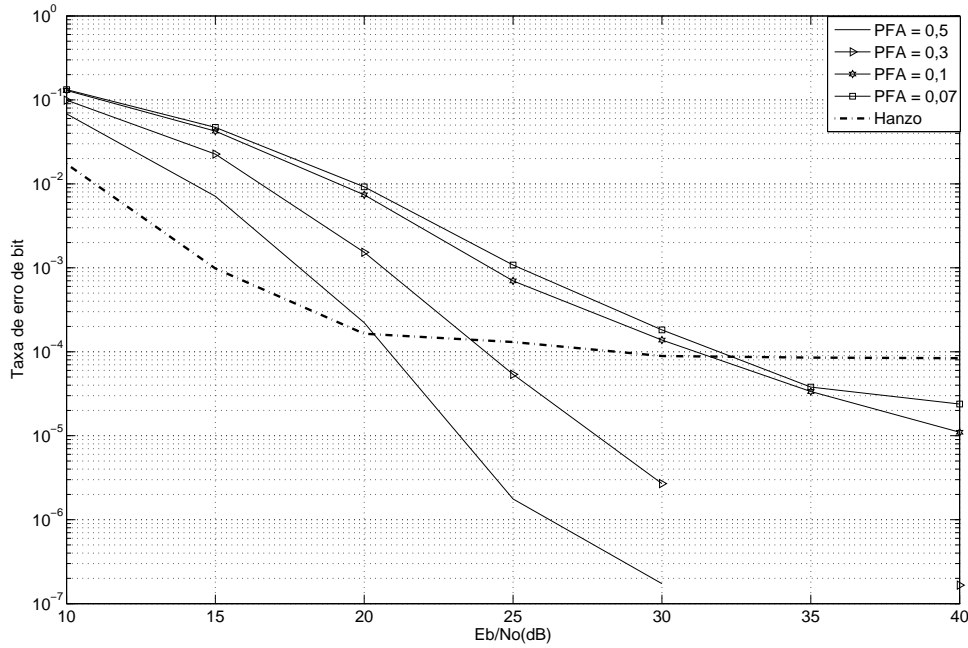


FIG. 6.2: Taxa de erro de bit para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), em função da RSR, admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil I.

seguintes valores: $P_{FA} = 0,5$, $P_{FA} = 0,3$, $P_{FA} = 0,1$ e $P_{FA} = 0,07$.

Analisando-se os resultados, verifica-se que, para os valores da RSR de 10 dB a 20 dB, o sistema apresentado em (HANZO, 2000) propicia um desempenho, em termos de BER, superior àquele propiciado pelo Proposto II, porém a eficiência espectral desses últimos é superior ao do primeiro sistema, para a faixa considerada.

Mas para valores de RSR superiores a 20 dB, pode-se verificar a existência de taxa de erro de bit irreduzível para o esquema proposto em (HANZO, 2000) em torno de 10^{-4} . No que se refere ao procedimento proposto aqui, nota-se que o desempenho em termos de taxa de erro de bit melhora sensivelmente com o aumento da P_{FA} . Verifica-se a inexistência de taxa de erro irreduzível para a faixa de valores de P_{FA} e RSR investigadas, de tal sorte que, com o aumento da RSR, o desempenho desse esquema de modulação adaptativa, supera aquele proposto em (HANZO, 2000). A taxa de erro de bit do procedimento proposto reduz com o aumento da P_{FA} . Esse comportamento é esperado, tendo em vista que, com esse aumento, eleva-se a estimativa da quantidade de erros dentro do bloco, fazendo

com que se adote uma postura conservadora na escolha do esquema de modulação. Isso, embora melhore as características da taxa de erro, degrada a eficiência espectral do enlace e será objeto de análise detalhada adiante.

Pode-se verificar que para valores superiores a 32 dB, o desempenho do sistema proposto em (HANZO, 2000) é pior que o desempenho daqueles baseados no uso da P_{FA} , com excessão do que utiliza $P_{FA} = 0,07$.

É válido notar também que, com o aumento da P_{FA} , obtém-se melhores valores de BER, uma vez que aumentando-se este parâmetro, o limiar (l_2), correspondente ao bloco 5 da FIG. 5.2 do Capítulo 5, diminui, elevando-se a estimativa da quantidade de erros dentro do bloco.

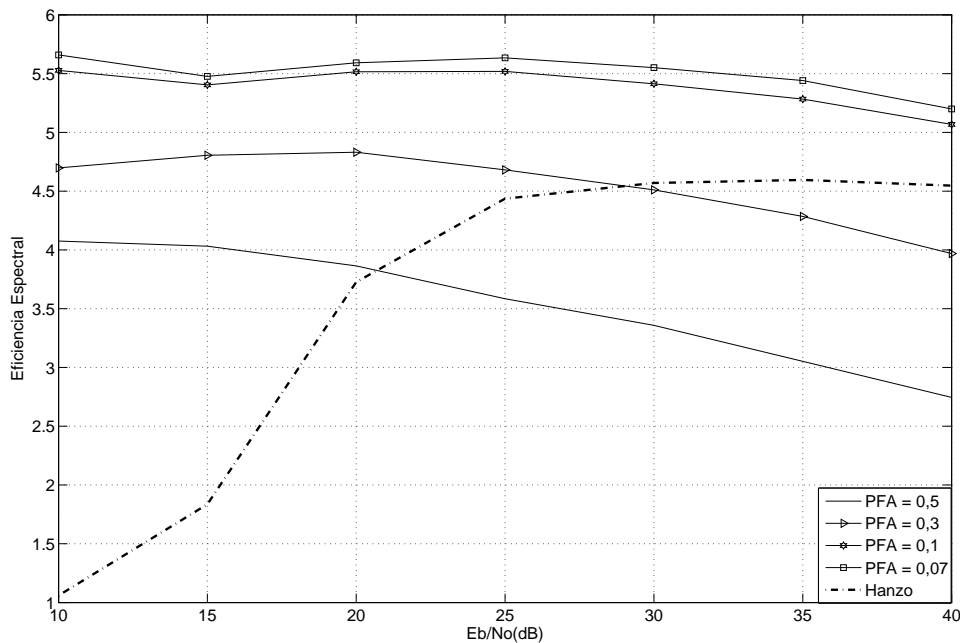


FIG. 6.3: Eficiência espectral em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil I.

A FIG. 6.3 apresenta curvas da eficiência espectral em função da RSR. Essas curvas foram obtidas nas mesmas condições de simulação daquelas apresentadas na FIG. 6.2. Assim sendo, para cada curva de BER na FIG. 6.2, existe uma curva correspondente de eficiência espectral na FIG. 6.3.

Como havia sido mencionado anteriormente, a eficiência espectral piora (reduz) com o aumento da P_{FA} , por razões que já foram comentadas.

Pode-se verificar que o sistema de modulação adaptativa proposto neste trabalho (Proposto II) com $P_{FA} = 0,07$ apresenta uma eficiência espectral melhor do que a dos demais sistemas para toda a faixa de RSR considerada.

Conforme aumenta-se o valor da RSR, há uma melhora na eficiência espectral do sistema proposto em (HANZO, 2000), apesar de, na faixa entre 10 dB a aproximadamente 20 dB, a eficiência espectral desse sistema seja pior que a dos demais apresentados. Por outro lado, verifica-se um comportamento diferente para o procedimento proposto. Isso se deve às características de desempenho do teste estatístico e que serão discutidos no final deste capítulo.

A análise conjunta dos resultados apresentados nas FIG. 6.2 e FIG. 6.3, mostra o compromisso entre a taxa de erro e a eficiência espectral do sistema proposto no sentido que, com o aumento da P_{FA} , melhora-se a taxa de erro e degrada-se a eficiência espectral. É importante mencionar que para a técnica proposta em (HANZO, 2000), é possível também estabelecer um compromisso entre a eficiência espectral e a taxa de erro, estabelecendo, empiricamente, novos limiares ou definindo uma nova probabilidade alvo para resolver o problema de otimização com restrição descrito pelas EQ. 4.5 e EQ. 4.6. Essa abordagem não foi aqui adotada, ficando como sugestão para um trabalho futuro. O importante é destacar que quando se analisa conjuntamente os resultados apresentados nas FIG. 6.2 e FIG. 6.3, pode-se identificar faixas de RSR nas quais o esquema aqui proposto apresenta ganho tanto em termos de BER quanto de eficiência espectral, indicando melhores características de desempenho do sistema Proposto II relação àquele proposto em (HANZO, 2000).

Um caso bastante interessante, pode ser verificado para a faixa de 30 dB a 40 dB, quando o sistema adaptativo proposto para uma $P_{FA} = 0,1$ apresenta um desempenho bem superior, tanto em termos de BER quanto de eficiência espectral, àquele proposto em (HANZO, 2000), fornecendo um forte indício de que o esquema aqui proposto apresenta melhores características de desempenho.

As FIG. 6.4 e FIG. 6.5 apresentam os resultados de simulações obtidos admitindo-se as mesmas condições de realização daqueles apresentados nas FIG. 6.2 e FIG. 6.3, respectivamente, exceto que agora, considera-se $f_D T = 10^{-4}$.

Em cada uma das FIG. 6.4 e FIG. 6.5, também são apresentadas 5 curvas de desem-

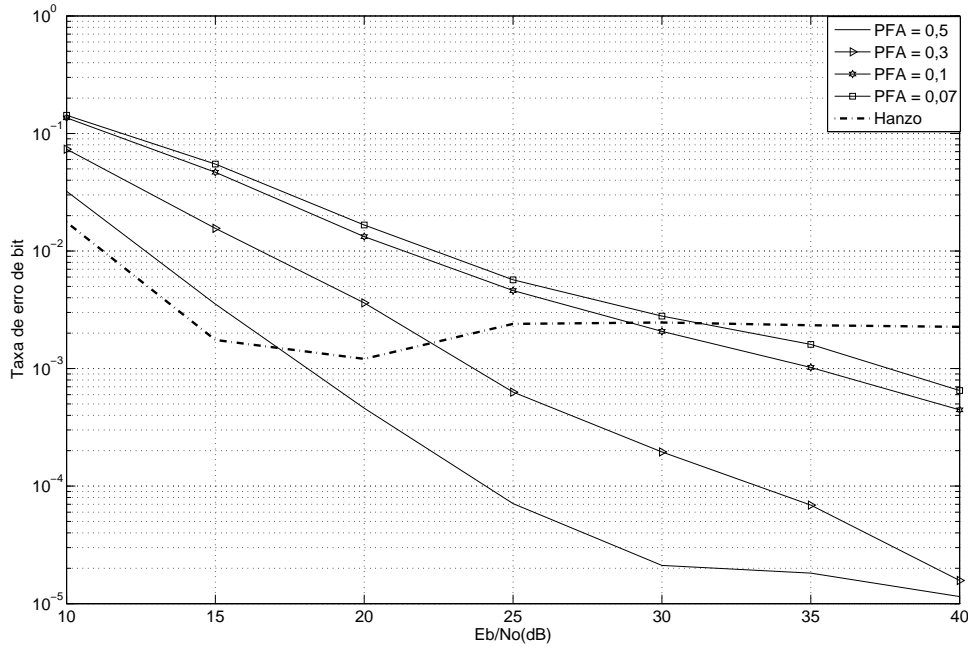


FIG. 6.4: Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil I.

penho, sendo que uma delas reflete o desempenho do sistema adaptativo apresentado em (HANZO, 2000) e as demais representam o desempenho obtido pelo sistema adaptativo proposto para valores de $P_{FA} = 0,5$, $P_{FA} = 0,3$, $P_{FA} = 0,1$ e $P_{FA} = 0,07$. Os resultados apresentados nas FIG. 6.4 e FIG. 6.5 são qualitativamente similares aos apresentados nas FIG. 6.2 e FIG. 6.3. As diferenças quantitativas principais são discutidas a seguir.

Verifica-se que, para a faixa de valores de RSR de 10 dB a 15 dB, o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) apresenta um desempenho superior àqueles sistemas adaptativos baseados no uso da P_{FA} , enquanto que, para a mesma faixa considerada, sua eficiência espectral é inferior aos demais sistemas.

Para valores de RSR entre 17 dB e 23 dB, o sistema da técnica em (HANZO, 2000) apresenta uma BER inferior àqueles que utilizam $P_{FA} = 0,3$, $P_{FA} = 0,1$ e $P_{FA} = 0,07$, porém a eficiência espectral desses últimos é muito superior ao do primeiro sistema. De acordo com FIG. 6.4, aproximadamente em 23 dB o sistema em (HANZO, 2000) e o sistema proposto que utiliza $P_{FA} = 0,3$ apresentam o mesmo desempenho, e para este

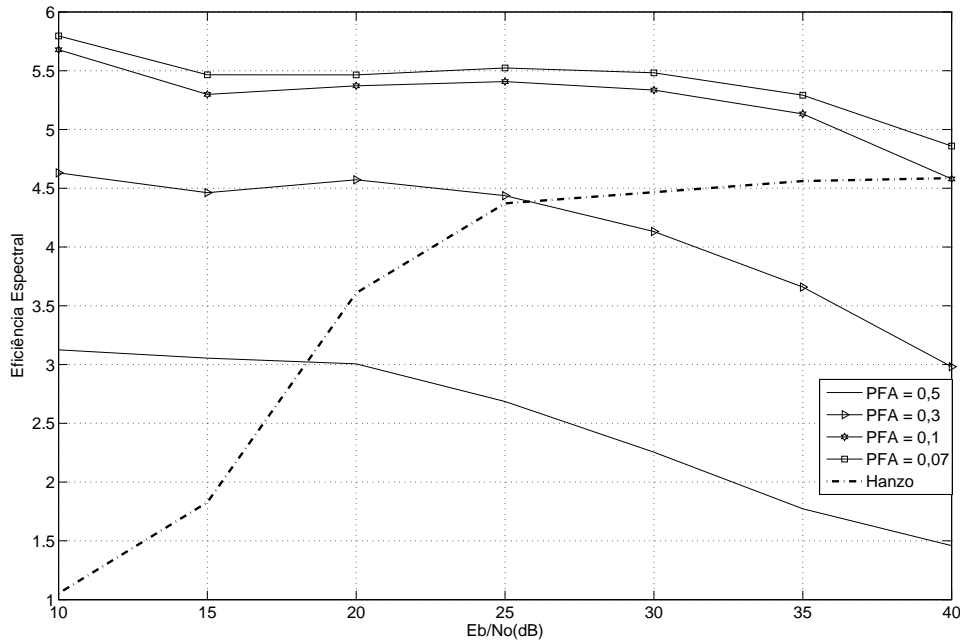


FIG. 6.5: Eficiência espectral em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil I.

mesmo valor de RSR, de acordo com FIG. 6.5, o último apresenta uma eficiência espectral superior.

Vale notar ainda que, para a $f_D T$ aqui considerada, que é igual a 10^{-4} , o sistema em (HANZO, 2000) apresenta uma pequena degradação da BER entre 20 dB e 25 dB. A partir desse valor de RSR, observa-se uma taxa de erro irreduzível em torno de 2×10^{-3} . É importante verificar que a degradação de desempenho supramencionada é acompanhada de uma sensível melhora na eficiência espectral, sendo provável que essa melhora tenha provocado a degradação da taxa de erro de bit.

Isso nos leva a concluir que, com o aumento da $f_D T$, piora as características de BER do sistema proposto por (HANZO, 2000), porém as de eficiência espectral são praticamente mantidas (FIG. 6.3 e FIG. 6.5). Vale mencionar que a determinação dos limiares não leva em conta o efeito Doppler ($f_D T$). Com o aumento da doppler, o canal varia mais rápido e, dessa forma, fica mais difícil acompanhar a sua evolução, aumentando os erros de estimação da RIC e dos coeficientes do DFE, provocando, com isso, a degradação da

taxa de erro de bit dos enlaces e o aumento do tamanho dos surtos, além de erros no estabelecimento da pseudo RSR.

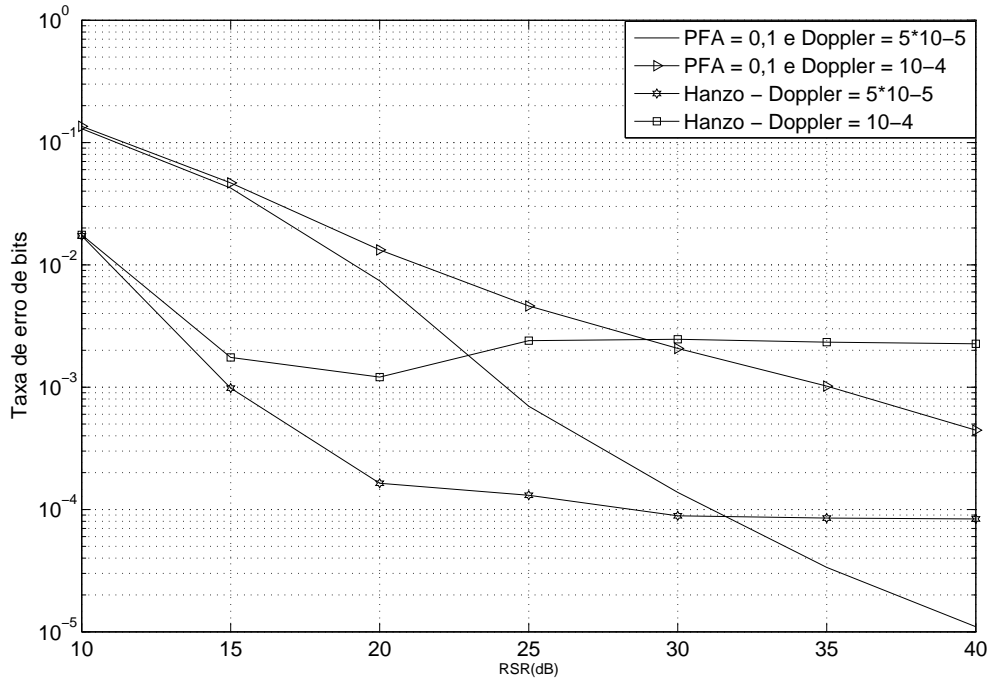


FIG. 6.6: Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema Proposto II e $P_{FA} = 0,1$ e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil I.

Para algumas faixas de valores de RSR, o sistema Proposto II apresenta um desempenho superior, àquele proposto em (HANZO, 2000), é o que se observa, por exemplo, para a faixa de 32 dB a 39 dB onde os sistemas que utilizam $P_{FA} = 0,07$ e $P_{FA} = 0,1$, respectivamente, têm o desempenho superior, tanto em termos de BER quanto de eficiência espectral, ao sistema proposto em (HANZO, 2000).

Pode ser verificado também que, para o valor de 40 dB, onde o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) e o sistema adaptativo proposto para $P_{FA} = 0,1$ apresentam a mesma eficiência espectral, este último apresenta um desempenho superior àquele sistema proposto em (HANZO, 2000).

As FIG. 6.6 e FIG. 6.7 apresentam o desempenho da taxa de erro de bit e eficiência espectral, respectivamente, em função da RSR para o sistema adaptativo em (HANZO,

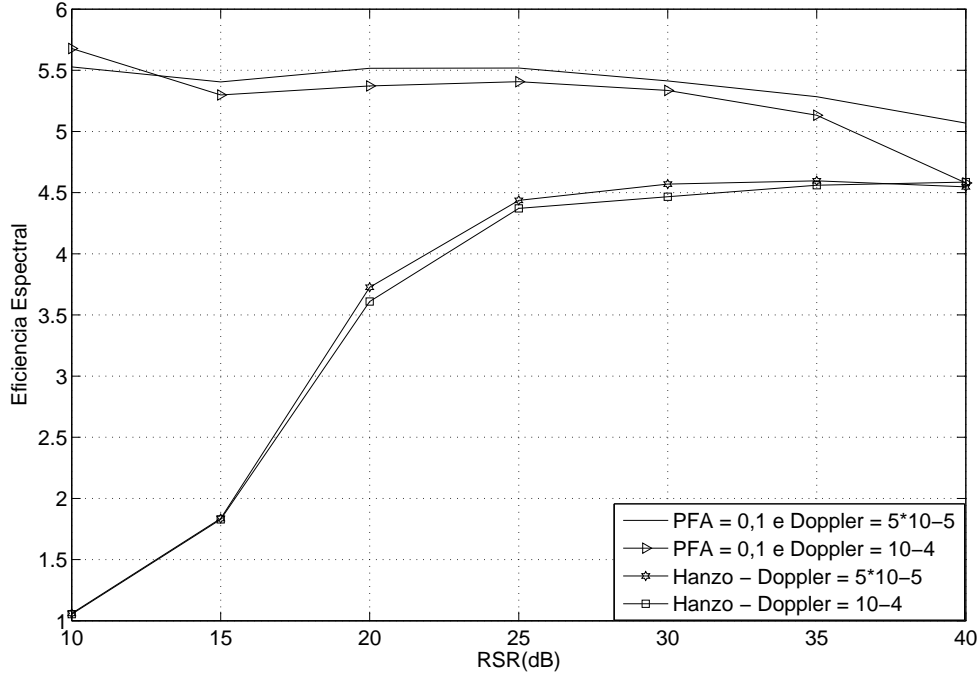


FIG. 6.7: Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema Proposto II e $P_{FA} = 0,1$ e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil I.

2000) e o sistema Proposto II admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e $f_D T = 10^{-4}$ e, em particular, para o sistema Proposto II, considerando uma $P_{FA} = 0,1$.

De acordo com a FIG. 6.6, para baixos valores de RSR, os dois sistemas apresentam valores muito próximos de taxa de erro de bit. Com o aumento da $f_D T$, piora a BER do sistema, apesar da eficiência espectral do sistema continuar aumentando, conforme mostra a FIG. 6.7. Ainda assim, observa-se que, quando aumenta-se a $f_D T$, a eficiência espectral tende a reduzir.

O desempenho do sistema proposto em (HANZO, 2000) mostra-se extremamente sensível ao aumento da $f_D T$ e, pode-se notar que na FIG. 6.6, para os dois valores de $f_D T$ considerados, esse sistema apresenta uma taxa de erro irreduzível a partir de 20 dB.

O desempenho do sistema Proposto II também piora sensivelmente com o aumento da $f_D T$, porém não se verifica o efeito de taxa de erro irreduzível. Verifica-se que o sistema Proposto II apresenta BER inferior ao (HANZO, 2000) para uma RSR maior que 24 dB

considerando-se $f_D T = 10^{-4}$, e para uma RSR maior do que 32 dB quando considera-se a $f_D T = 5 \times 10^{-5}$.

Já com relação às curvas de eficiência espectral apresentadas na FIG. 6.7, nota-se uma pequena degradação desse parâmetro com o aumento da $f_D T$.

6.4.2 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO PERFIL DE POTÊNCIA DE ATRASO DO CANAL

Os resultados dessa seção, referem-se às curvas da taxa de erro de bit e eficiência espectral em função da razão sinal-ruído, considerando os Perfis I, II e III para uma mesma $f_D T = 5 \times 10^{-5}$. Iniciamos apresentando resultados para o perfil mais moderado (Perfil III). Em seguida para o perfil intermediário (Perfil II) e, por último o perfil mais severo (Perfil I).

Para cada perfil considerado, são apresentadas duas figuras com 5 curvas cada, sendo que, em cada caso, uma das curvas reflete o desempenho do sistema em (HANZO, 2000), e as demais, o desempenho obtido pelo sistema adaptativo Proposto II para valores de $P_{FA} = 0,5$, $P_{FA} = 0,3$, $P_{FA} = 0,1$ e $P_{FA} = 0,07$ em uma faixa de RSR que compreende valores de 10 dB a 40 dB.

Analisando-se a FIG. 6.8 pode-se verificar que, para a faixa de valores de RSR de 10 dB a aproximadamente 15 dB, o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) apresenta uma taxa de erro de bit melhor que todos os outros sistemas, porém, de acordo com a FIG. 6.9, para esta mesma faixa de valores, a eficiência espectral do primeiro é muito inferior aos demais. Diante dos resultados apresentados nessas figuras, vê-se claramente que o esquema Proposto II com $P_{FA} = 0,5$ e $P_{FA} = 0,3$ apresenta melhores características de desempenho que o procedimento proposto em (HANZO, 2000), para a faixa de RSR menor que 20 dB.

A partir de 20 dB, o sistema em (HANZO, 2000), apresenta uma degradação de desempenho, com uma taxa de erro irreduzível em torno de 10^{-3} . Comparando-se a FIG. 6.8 com a FIG. 6.2, onde considera-se a mesma $f_D T$, porém o primeiro adota o Perfil I, nota-se que o sistema em (HANZO, 2000) apresenta uma severa degradação da BER (10 vezes maior que aquele cujo perfil é o III). Por outro lado, comparando-se as FIG. 6.9 e FIG. 6.3, verifica-se que além do comportamento da curva de eficiência espectral do sistema em (HANZO, 2000) ser mantido com a variação do perfil, para o perfil mais severo

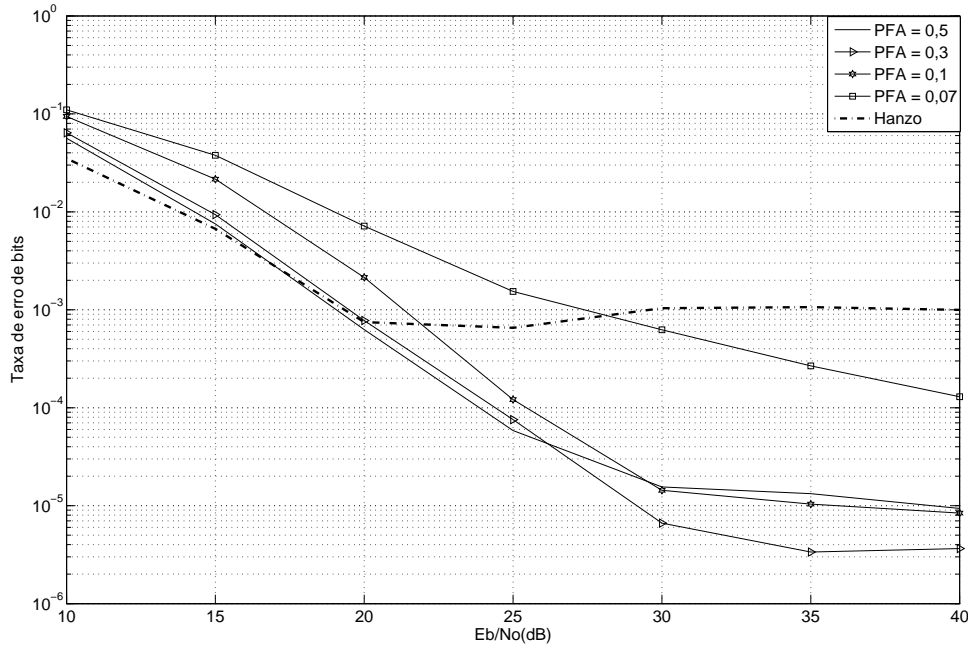


FIG. 6.8: Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil III.

houve uma melhoria dessa figura de mérito. Isso talvez seja justificado pelas hipóteses simplificadoras no cálculo da pseudo RSR (EQ. 4.3), em particular, com um perfil mais severo o efeito de propagação do erro, desprezado naquele cálculo, tende a ser mais intenso do que para um perfil com grande concentração de potência no primeiro raio.

Pode-se verificar que com o aumento de $\frac{E_b}{N_0}$, a eficiência espectral para o Perfil III tende para o valor de 4,5, enquanto que para o Perfil I (o mais severo), ela tende para o valor 5,5 bits por símbolo. Um contrapeso, levando-se em conta a severa degradação da taxa de erro de bit com a adoção de um perfil mais severo.

De acordo com a FIG. 6.8, em 20 dB, o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) e o sistema proposto para uma $P_{FA} = 0,3$ apresentam a mesma taxa de erro de bit, porém o primeiro apresenta uma eficiência espectral melhor, como pode ser visto na FIG. 6.9. Aproximadamente em 22 dB, o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) e o sistema proposto para uma $P_{FA} = 0,1$ apresentam a mesma taxa de erro de bit, mas nesse caso, para esse mesmo ponto de operação, o segundo faz melhor uso da eficiência

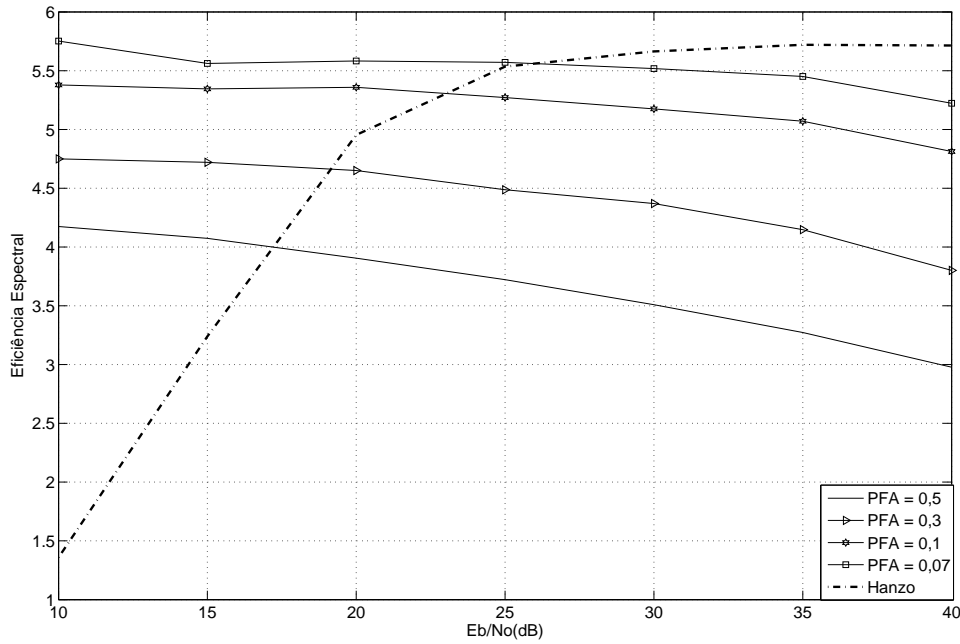


FIG. 6.9: Eficiência espectral em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil III.

espectral. Já em 27 dB, o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) e o sistema proposto para uma $P_{FA} = 0,5$ apresentam a mesma taxa de erro de bit com uma diferença quase imperceptível em relação à eficiência espectral.

Além disso, um caso diferente dos demais já apresentados, pode ser observado nas FIG. 6.8 e FIG. 6.9 a partir de uma razão sinal-ruído igual a 30 dB. O sistema adaptativo em (HANZO, 2000) apresenta uma taxa de erro de bit muito pior que os demais sistemas propostos, porém sua eficiência espectral atinge quase 6 bits por símbolo, o valor máximo permitido para o conjunto de esquemas de modulação considerado.

Os próximos dois gráficos referem-se às curvas da taxa de erro de bit e eficiência espectral em função da razão sinal-ruído, para $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e para o Perfil II.

A FIG. 6.2 e FIG. 6.10, as quais ilustram curvas de taxa de erro de bit em função da razão sinal-ruído média na entrada do receptor, foram obtidas sob as mesmas condições de simulação, porém com perfis de potência de atraso diferentes. Os resultados apresentados na FIG. 6.2 foram obtidos considerando o Perfil I, enquanto que, aqueles da FIG. 6.10

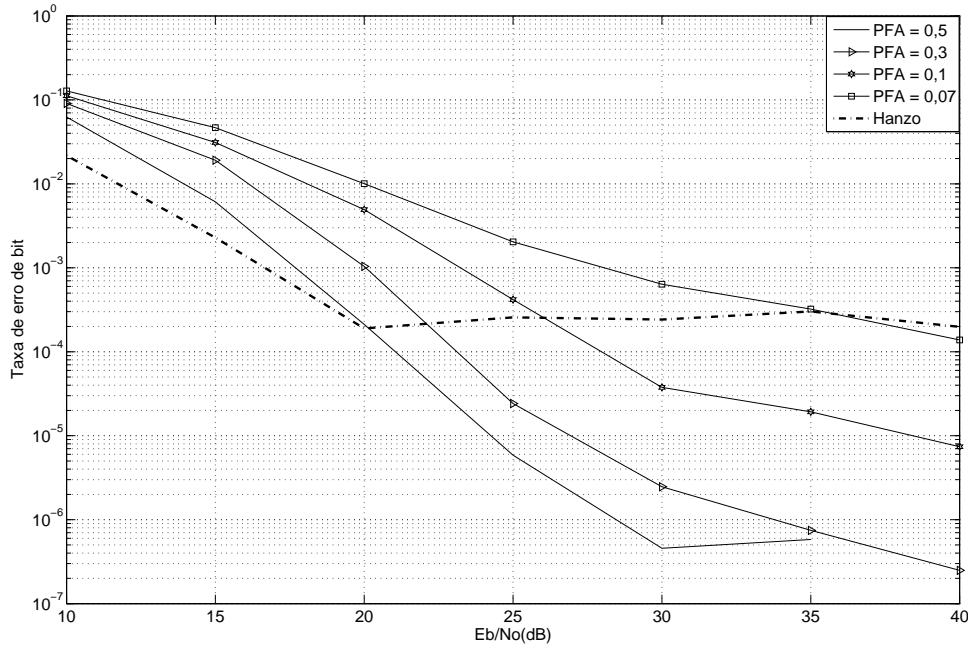


FIG. 6.10: Taxa de erro de bit em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil II.

foram obtidos considerando o Perfil II. Comparando-se os resultados dessas figuras, nota-se que o desempenho das curvas referentes ao Perfil II apresentam um desempenho em termos de BER um pouco pior que o anterior, porém sua eficiência espectral (FIG. 6.11), é um pouco melhor que as curvas apresentadas na FIG. 6.3.

Analisando-se a FIG. 6.10 pode-se verificar que, para a faixa de valores de RSR de 10 dB a aproximadamente 18 dB, o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) apresenta uma taxa de erro de bit melhor que todos os outros sistemas, porém, de acordo com a FIG. 6.11, para esta mesma faixa de valores, a eficiência espectral do primeiro é muito inferior aos demais.

A partir de 20 dB, o sistema em (HANZO, 2000), apresenta uma degradação de desempenho, com uma taxa de erro irreduzível em torno de 2×10^{-4} . O resultado apresentado na FIG. 6.2, mostra que a taxa de erro se torna irreduzível, a partir do mesmo valor de RSR considerado, porém o valor da taxa está em torno de 10^{-4} , o que nos leva a concluir que, para a $f_D T$ considerada e igual a 5×10^{-5} nos dois casos expostos, a degradação no

desempenho do sistema proposto em (HANZO, 2000), não é tão severa quando o perfil varia do Perfil II para o Perfil I. Ainda assim a degradação de desempenho é acompanhada de uma sensível melhora na eficiência espectral (FIG. 6.11), sendo provável que essa melhora tenha provocado a degradação da taxa de erro de bit.

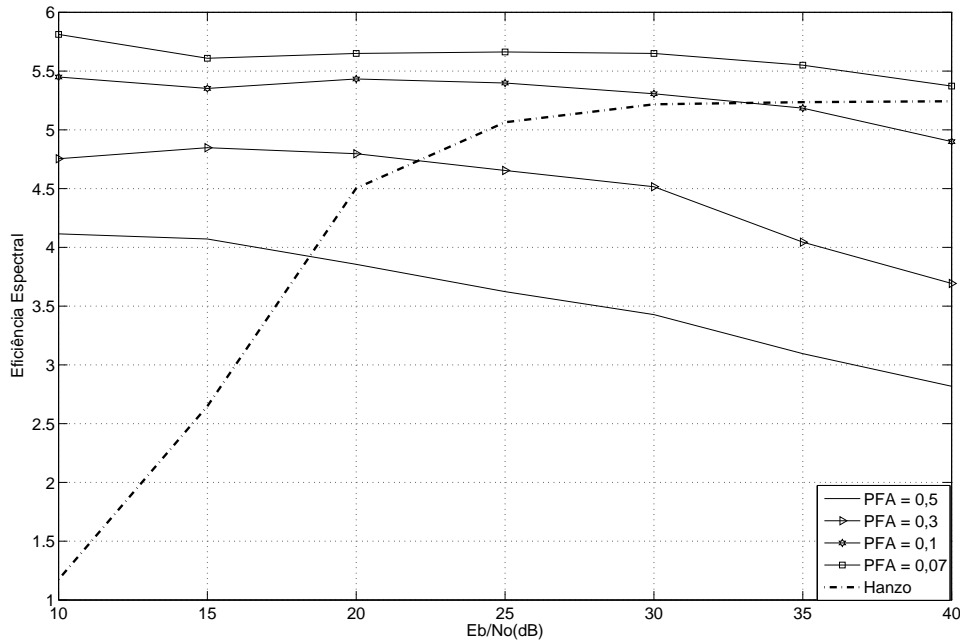


FIG. 6.11: Eficiência espectral em função da RSR para o sistema Proposto II e vários valores de P_{FA} e o sistema adaptativo em (HANZO, 2000), admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-5}$ e Perfil II.

De acordo com a FIG. 6.10, em 20 dB, o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) e o sistema proposto para uma $P_{FA} = 0,5$ apresentam a mesma taxa de erro de bit, porém o primeiro apresenta uma eficiência espectral melhor, como pode ser visto na FIG. 6.11. Aproximadamente em 22 dB, o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) e o sistema proposto para uma $P_{FA} = 0,3$ apresentam a mesma taxa de erro de bit fazendo uso da mesma eficiência espectral. Já em 26 dB, o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) e o sistema proposto para uma $P_{FA} = 0,1$ apresentam a mesma taxa de erro de bit com este último apresenta uma eficiência espectral melhor que o primeiro. E em 35 dB, o sistema adaptativo em (HANZO, 2000) e o sistema proposto para uma $P_{FA} = 0,07$ apresentam a mesma taxa de erro de bit, porém este último apresenta uma eficiência

espectral superior ao primeiro.

Além disso, um caso bastante interessante, pode ser verificado para a faixa de 37 dB a 40 dB, quando o sistema adaptativo proposto para uma $P_{FA} = 0,07$ apresenta um desempenho superior, tanto em termos de BER quanto de eficiência espectral, àquele sistema em (HANZO, 2000).

6.5 CURVAS DE PROBABILIDADE DE PERDA, PROBABILIDADE DE DETECÇÃO E PROBABILIDADE DE FALSO ALARME

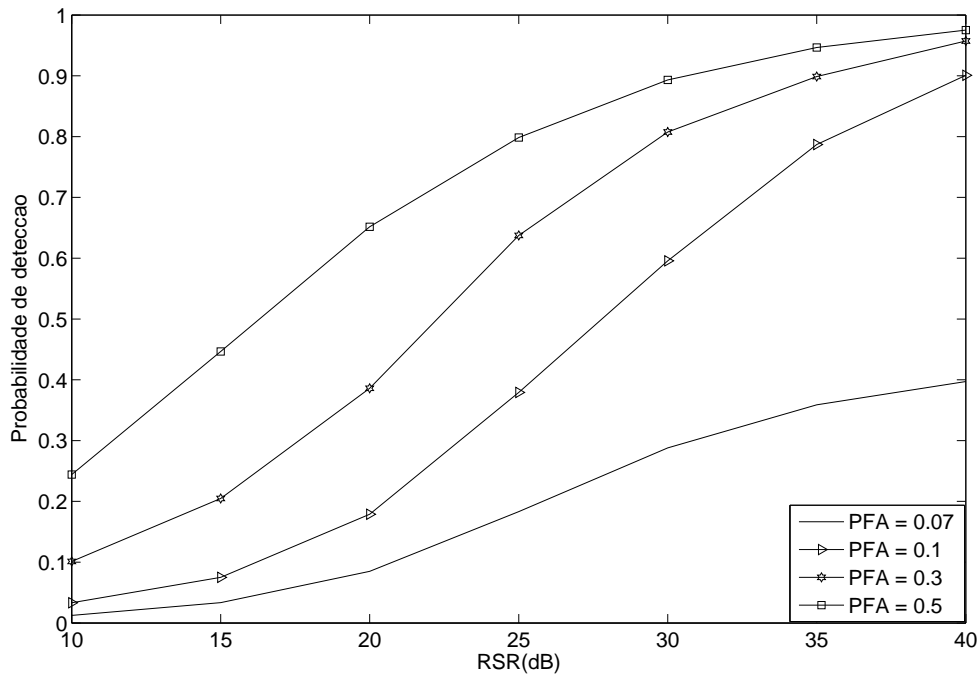


FIG. 6.12: Curvas de estimativa da probabilidade de detecção versus a RSR para vários valores de P_{FA} , admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil III.

Esta seção apresenta estimativas das probabilidades de detecção (P_{DET}), perda (P_{MISS}) e falso alarme (P_{FA}) da técnica de modulação adaptativa proposta neste trabalho (Proposta II). Essas estimativas foram produzidas através de frequência relativa. Os resultados apresentados nas FIG. 6.12, FIG. 6.13 e FIG. 6.14 foram obtidos considerando-se o Perfil

III e $f_D T = 10^{-4}$. As 4 curvas de cada figura referem-se ao sistema adaptativo proposto para valores teóricos da probabilidade de falso alarme e iguais a $P_{FA} = 0,5$, $P_{FA} = 0,3$, $P_{FA} = 0,1$ e $P_{FA} = 0,07$ em uma faixa de RSR que compreende valores de 10 dB a 40 dB.

Nota-se que, para todos os valores de P_{FA} considerados, a probabilidade de detecção empírica aumenta com o aumento da RSR. Além disso, verifica-se claramente que, para uma dada RSR, a estimativa da probabilidade de detecção aumenta com o aumento da P_{FA} , o que é o resultado esperado, tendo em vista que o aumento da P_{FA} reduz o limiar para detecção do erro, fazendo aumentar também a probabilidade de detecção. O comportamento das curvas de probabilidade de detecção com a RSR será abordado no final desta seção.

Na FIG. 6.13 são ilustradas curvas de estimativas da probabilidade de perda (probabilidade de perda empírica), as quais foram obtidas nas mesmas condições dos resultados apresentados na FIG. 6.12. Vale lembrar que $P_{DET} + P_{MISS} = 1$, e esses resultados foram apresentados apenas para validação das rotinas implementadas para cálculo das estimativas de P_{DET} e P_{MISS} .

A probabilidade de falso alarme empírica para esse conjunto de resultados é apresentada na FIG. 6.14. Essa probabilidade aumenta conforme aumenta-se a RSR do enlace de comunicação. Porém é importante verificar que a P_{FA} empírica aumenta com o aumento da P_{FA} teórica, no entanto, a primeira apresenta valor sempre inferior a seu valor teórico.

É importante lembrar que o valor teórico da P_{FA} foi estabelecido impondo uma série de suposições simplificadoras, conforme discurso apresentado no Capítulo 5. Duas das hipóteses mais severas, foram a de admitir independência entre erros de estimação do canal e que os erros de equalização são independentes ao longo da transmissão, fato que não se observa nesse esquema de recepção, onde tais erros ocorrem em surto. É de se esperar, no entanto, que o comprimento médio desses surtos reduzam com o aumento da RSR devido à redução da propagação de erro que é típica dos equalizadores DFE. Assim sendo, com o aumento da RSR e a conseqüente redução dos comprimentos médios dos surtos, aproxima-se, na simulação, a hipótese adotada no cálculo dos limiares a partir de P_{FA} teórica, pelo menos no que se refere ao comportamento do erro de equalização. Isso justifica não só o fato das estimativas da P_{DET} e P_{FA} variarem com o aumento da RSR, como a tendência da P_{FA} empírica variar para o seu valor teórico. Embora essa tendência deve ser melhor corroborada ampliando a faixa de RSR das simulações.

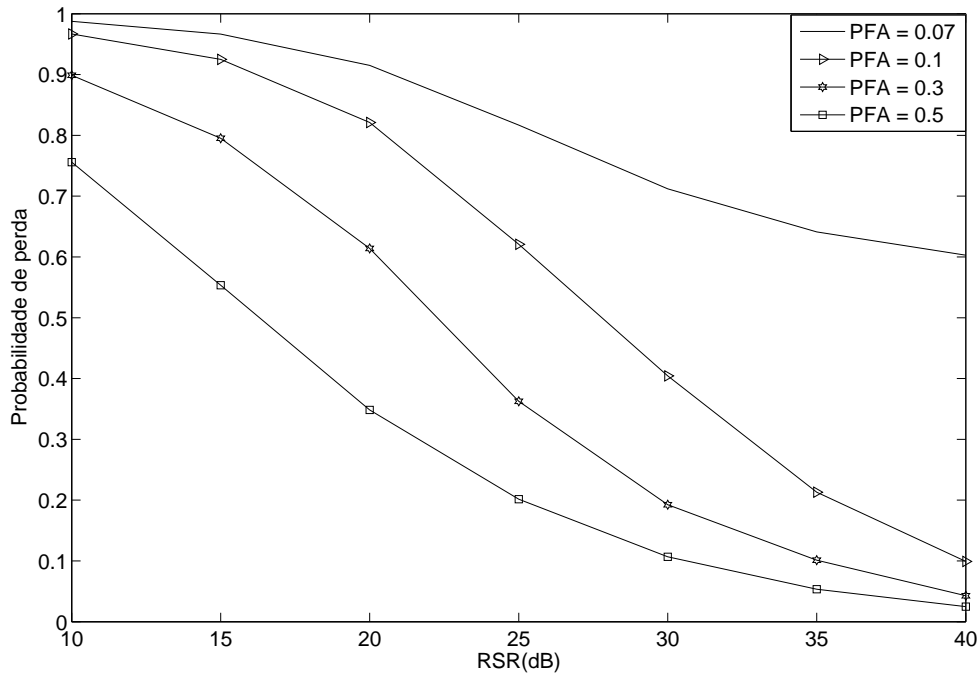


FIG. 6.13: Curvas de probabilidade de perda versus a RSR para vários valores de P_{FA} , admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil III.

6.6 RESUMO

Neste capítulo, foram avaliados os desempenhos dos sistemas de modulação adaptativa propostos I e II. A avaliação de desempenho foi realizada com base em duas figuras de mérito: a taxa de erro de bit e a eficiência espectral considerando diferentes valores de $f_D T$ e perfis de potência de atraso do canal assim como diversos valores de razão sinal-ruído (RSR).

O desempenho do sistema adaptativo Proposto I foi comparado àquele apresentado em (HANZO, 2000) sob condições de estimação dos coeficientes da RI do canal e do DFE e variação do canal dentro do bloco. Nesse caso, o sistema Proposto I apresentou uma taxa de erro melhor que o proposto em (HANZO, 2000), porém, a sua eficiência espectral é pior. Embora os limiares de decisão não tenham sido otimizados empiricamente, essas características de desempenho leva-nos a concluir que o sistema Proposto I possui características de desempenho piores do que o proposto em (HANZO, 2000).

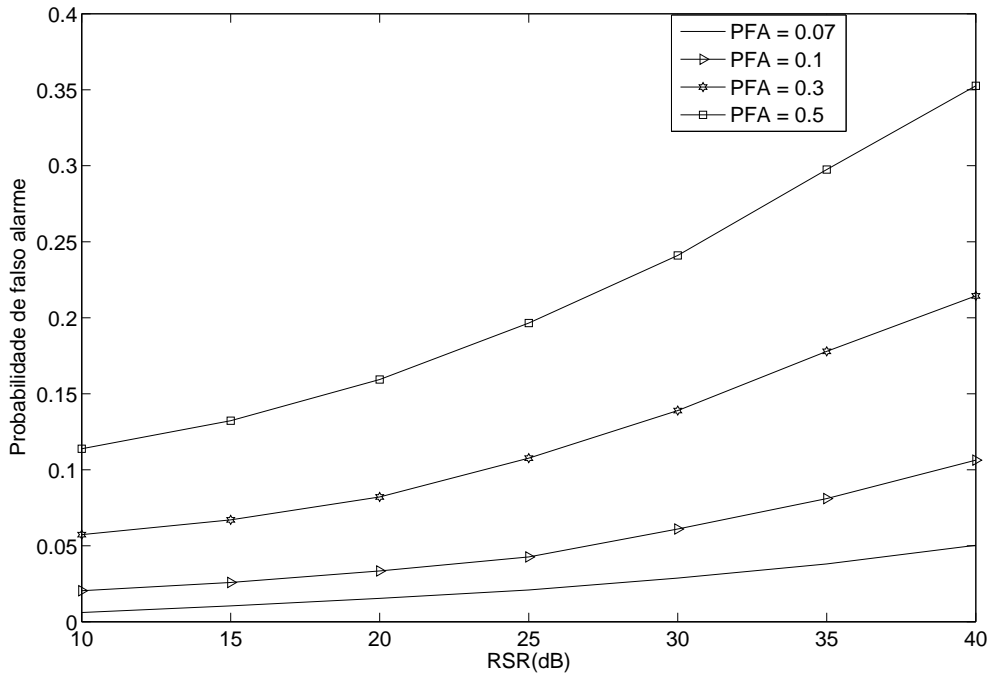


FIG. 6.14: Curvas de probabilidade de falso alarme versus a RSR para vários valores de P_{FA} , admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$ e Perfil III.

O desempenho do sistema Proposto II também foi comparado àquele proposto em (HANZO, 2000) e, apesar da modulação adaptativa representar um compromisso entre a taxa de erro e a eficiência espectral do enlace, para algumas faixas de RSR e determinados valores de P_{FA} , pode-se observar que o sistema Proposto II apresentou um ganho tanto em taxa de erro quanto de eficiência espectral.

Os resultados mostraram também que o desempenho tanto em termos de taxa de erro quanto de eficiência espectral do sistema Proposto II piora com o aumento da Doppler. Essa piora no desempenho também é observada quando o perfil de potência de atraso de canal se torna mais severo. Já no sistema proposto em (HANZO, 2000), o comportamento da curva de eficiência espectral é mantido com a variação do perfil e, ainda, para o perfil mais severo há uma melhora na eficiência, o que pode ser justificado pelas hipóteses simplificadoras no cálculo da métrica utilizada para fazer adaptação de modulação em (HANZO, 2000). Nota-se que com um perfil mais severo o efeito de propagação do erro, desprezado naquele cálculo, tende a ser mais intenso do que para um perfil com grande

concentração de potência no primeiro raio.

As técnicas de modulação adaptativa aqui propostas apresentam uma menor variação da eficiência espectral do que aquela proposta em (HANZO, 2000). Essa é uma boa vantagem das técnicas aqui propostas, tendo em vista, que elas conseguem garantir um fluxo quase contínuo de informação ao longo de toda a etapa de transmissão.

Por fim, foram apresentados alguns resultados de simulação referentes às estimativas das probabilidades de detecção (P_{DET}), perda (P_{MISS}) e falso alarme (P_{FA}) da técnica de modulação adaptativa proposta II. Segundo esses resultados mostraram, a probabilidade de detecção e a probabilidade de falso alarme empíricas aumentam com o aumento da P_{FA} teórica e o aumento da RSR.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

7.1 CONCLUSÕES

O presente trabalho teve como objetivo principal propor duas novas estratégias para adaptação de modulação em canais WSS-US. Os procedimentos adotados para fazer adaptação se baseiam na técnica de diversidade em filtragem, que visa, através do teste de hipóteses, detectar a presença de erros de decisão em canais variante no tempo e com desvanecimento seletivo no domínio da frequência. As técnicas propostas foram avaliadas via simulação computacional de Monte Carlo com base em duas figuras de mérito: a taxa de erro de bit e a eficiência espectral.

Foram propostas duas maneiras diferentes para a obtenção da variável de saída do módulo de diversidade em filtragem, sendo essa variável usada posteriormente para gerar uma estimativa produzida pelo DF da taxa de erro de símbolo do bloco. Essa estimativa é feita comparando-se a variável de saída do DF a um determinado limiar. O número de vezes em que a variável ultrapassa o limiar é empregado para gerar a métrica a ser usada para a escolha do esquema de modulação na próxima transmissão. As duas estratégias de adaptação de modulação propostas, baseiam-se, respectivamente em uma estimativa da RSR com base em uma estimativa da probabilidade de erro de símbolo. Neste caso, os limiares de decisão para fins de estabelecimento dos erros de equalização foram estabelecidos analiticamente a partir do critério de Neyman-Pearson, mediante a definição da probabilidade de falso alarme P_{FA} .

Avaliou-se também o desempenho da técnica de modulação adaptativa proposta em (HANZO, 2000). Além das condições de simulação apresentadas em (HANZO, 2000), admitiu-se condições mais próximas da realidade do que as supostas naquele trabalho. O seu desempenho foi comparado ao desempenho dos seguintes esquemas de modulação convencional: BPSK, 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM. A técnica adaptativa mostrou melhores características de desempenho em relação aos que empregam modulação fixa.

O desempenho do sistema adaptativo proposto em (HANZO, 2000) também foi comparado ao desempenho dos esquemas de modulação adaptativa propostos (baseado no

uso da pseudo RSR e baseado no uso da P_{FA}), sob diferentes condições de variação de frequência doppler normalizada e perfil de retardo de potência do canal.

Para verificar a eficiência da técnica de diversidade em filtragem em seu propósito de detectar erros de símbolos, foram obtidas estimativas da probabilidade de detecção e da probabilidade de falso alarme do sistema Proposto II, sob condição de variação da RSR média ($\frac{E_b}{N_0}$) e da P_{FA} analítica.

Além de propor as estratégias de adaptação de modulação supra-mencionadas, este trabalho apresentou e analisou diversos resultados de simulação computacional das técnicas propostas para canais caracterizados pelo efeito do desvanecimento variante no tempo e seletivo em frequência, cujas RI seguem o modelo estatístico WSS-US, e comparou o desempenho desses esquemas com o esquema proposto por (HANZO, 2000) nas mesmas condições de execução. De um modo geral, os resultados em termos de taxa de erro de bit e eficiência espectral indicam a clara vantagem de desempenho da técnica Proposta II em relação à técnica apresentada em (HANZO, 2000) e em relação aos sistemas convencionais.

7.2 PROPOSTAS PARA FUTUROS TRABALHOS

Em futuros trabalhos, pretende-se dar continuidade às pesquisas em comunicações digitais, em especial, ao uso de diversidade em filtragem para combater os problemas relacionados a adaptação de modulação e seu emprego em canais variantes no tempo e caracterizados pelo efeito do desvanecimento seletivo em frequência.

Dentre diversas opções, apresenta-se a seguir alguns temas para trabalhos futuros:

- Investigar procedimentos mais elaborados para calcular o limiar de decisão da métrica de adaptação baseada no uso da pseudo RSR, principalmente no que diz respeito à constante utilizada para obtenção desse limiar;
- Adaptação dos limiares para considerar o desajuste nos coeficientes do DFE na técnica apresentada em (HANZO, 2000);
- Ampliar o conjunto de resultados, no sentido de avaliar o desempenho do esquema proposto variando a quantidade de coeficientes dos filtros avante e de realimentação do DFE, a frequência doppler normalizada e o perfil de potência de retardo do canal;

- Ampliar o conjunto de resultados, no sentido de avaliar o desempenho do esquema proposto fazendo-se uma combinação entre os limiares e a forma de obtenção da variável de saída do DF para cada estratégia apresentada, ou seja, utilizar o limiar de uma estratégia proposta com a variável de saída do DF da outra estratégia;
- Empregar o DF tanto para combater o efeito do erro de propagação do DFE, quanto para realizar adaptação de modulação;
- Avaliar e comparar as complexidades computacionais da técnica Proposta II com aquela proposta em (HANZO, 2000);
- Investigar a validade de hipóteses aqui empregadas para obter as expressões da função densidade de probabilidade da variável de teste $X_{2,k}$ e dos limiares de comparação.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- CHE, H. **Adaptive OFDM and CDMA algorithms**. Tese de mestrado, Beijing Institute of Technology, May 2005.
- DUARTE, F. L. **Novas estratégias para adaptação de equalizadores DFE em canais WSS-US**. Tese de mestrado, Instituto Militar de Engenharia (IME), Fevereiro 2005a.
- DUARTE, F. L., P. E. L. e GALDINO, J. F. **A new decision feedback equaliser using filtering diversity to mitigate error propagation**. *In: Telecommunications 2005 - AICT/SAPIR/ELETE, IEEE Computer Society*, 9:284–288, July 2005b.
- DUARTE, F. L., P. E. L. e GALDINO, J. F. **Performance of a new decision feedback equaliser using filtering diversity over hf channels**. *In: International Conference on Ionospheric Radio Systems*, 2006.
- GALDINO, J. F. **Alternativas de redução de ruído e exploração de algoritmos de filtragem adaptativa em receptores para canais seletivos em frequência**. Tese de doutorado, Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Dezembro 2002.
- GALDINO, J. F., P. E. L. e ALENCAR, M. S. **Analytical performance of the lms algorithm on the estimation of wide sense stationary channels**. *In: IEEE Transactions on Communications*, 52(6):982–993, June 2004a.
- GALDINO, J. F., P. E. L. A. M. S. e SOUSA, E. S. **Detection of equalization errors in time-varying channels**. *In: Lecture Notes in Computer Science*, (3124):568–577, 2004b.
- GOLDSMITH, A. J. e CHUA, S. G. **Adaptive coded modulation for fading channels**. *In: IEEE Transactions on Communications*, 46(5):595–602, May 1998.
- GOLDSMITH, A. J. e CHUA, S. G. **Variable-rate variable-power mqam for fading channels**. *In: IEEE Transactions on Communications*, 45(10):1218–1230, October 1997.
- HANZO, L. e WONG, C. H. **Upper bound performance of a wide band adaptive modem**. *In: IEEE Transactions on Communications*, 48(3):367–369, March 2000.
- HAYKIN, S. **Adaptive Filter Theory**. New Jersey: Prentice-Hall, Englewood-Cliffs, 1996.
- J. F. PARIS, M. C. A. T. e ENTRAMBASAGUAS, J. T. **Impact of channel estimation error on adaptive modulation performance in flat fading**. *In: IEEE Transactions on Communications*, 52(5):716–720, May 2004.

- JAKES, W. C. *Microwave Mobile Communications*. John Wiley, 1974.
- KELLER, T. e HANZO, L. **Adaptive modulation techniques for duplex ofdm transmission**. *In: IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 49(5):1893–1906, September 2000.
- MOHAMMAD, M. e BUEHRER, R. M. **On the impact of snr estimation error on adaptive modulation**. *In: IEEE Communications Letters*, 9(6):490–492, June 2005.
- PARSONS, J. D. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley, 1992.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.
- QIU, X. e CHAWLA, K. **On the performance of adaptive modulation in cellular systems**. *In: IEEE Transactions on Communications*, 47(6):884–895, June 1999.
- QURESHI, S. **Adaptive equalization**. *In: IEEE Communications Magazine*, 20(2): 9–16, March 1982.
- RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications - Principles and Practice*. Prentice Hall, 1996.
- S. YE, R. S. B. e JR., L. J. C. **Adaptive modulation for variable-rate ofdm systems with imperfect channel information**. *In: IEEE 55th Vehicular Technology Conference*, 2(5):767–771, May 2002.
- SKLAR, B. **Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems - part 1: Characterization**. *In: IEEE Communications Magazine*, 35(7):90–100, July 1997.
- SOURYAL, M. R. e PICKHOLTZ, R. L. **Adaptive modulation with imperfect channel information in ofdm**. *In: IEEE International Conference on Communications*, 6:1861–1865, June 2001.
- TORRANCE, J. M. e HANZO, L. **Optimisation of switching levels for adaptive modulation in slow rayleigh fading**. *In: IEE Electronics Letters*, 32(13):1167–1169, June 1996.
- TREES, H. L. V. *Detection, Estimation and Modulation Theory*. Wiley, 1968.