

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

1^o TEN QEM FLAVIO LUIZ DUARTE

NOVAS ESTRATÉGIAS PARA ADAPTAÇÃO DE EQUALIZADORES
DFE EM CANAIS WSS-US

Rio de Janeiro
2005

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

1^o TEN QEM FLAVIO LUIZ DUARTE

**NOVAS ESTRATÉGIAS PARA ADAPTAÇÃO DE EQUALIZADORES
DFE EM CANAIS WSS-US**

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. Cap QEM Juraci Ferreira Galdino -
D. Sc.

Rio de Janeiro
2005

c2005

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, microfilmar 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).

D82n Duarte, Flavio Luiz
Novas Estratégias para Adaptação de Equalizadores
DFE em Canais WSS-US , 1º Ten QEM Flavio Luiz
Duarte.
– Rio de Janeiro: Instituto Militar de Engenharia, 2005.
107 p.:il, graf., tab.

Dissertação: (mestrado) – Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, 2005.

1. Comunicações Digitais. 2. Equalização Adaptativa.
I. Título. II. Instituto Militar de Engenharia.

CDD 621.3811

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA
1º TEN QEM FLAVIO LUIZ DUARTE
NOVAS ESTRATÉGIAS PARA ADAPTAÇÃO DE EQUALIZADORES
DFE EM CANAIS WSS-US

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. Cap QEM Juraci Ferreira Galdino - D. Sc.

Aprovada em 14 de fevereiro de 2005 pela seguinte Banca Examinadora:

Prof. Cap QEM Juraci Ferreira Galdino - D. Sc. do IME - Presidente

Prof. Mauro Soares de Assis - M. Sc. do IME

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

Prof. TC QEM José Antonio Apolinário Jr - D. Sc. do IME

Prof. Marco Antônio Grivet Mattoso Maia - Ph. D. do CETUC/PUC-Rio

Rio de Janeiro
2005

Aos meus pais e irmão queridos.

AGRADECIMENTOS

A Deus pela oportunidade de estar concluindo com êxito o Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica no Instituto Militar de Engenharia.

Aos meus pais, Walter Luiz Duarte Filho e Lucia Maria Ribeiro de Matos Duarte, por terem sempre feito o melhor por mim, por terem dado todo o apoio necessário para que eu pudesse estudar e seguir no caminho da Engenharia, pela compreensão, pela ajuda e pela força em todos os momentos.

Ao meu irmão, Diogo Luiz Duarte, porque também sempre foi um verdadeiro amigo e me deu força para vencer mais essa etapa.

Ao professor, orientador e amigo, Cap QEM Juraci Ferreira Galdino, o qual sempre acreditou no sucesso deste trabalho e contribuiu entusiasticamente para que este trabalho fosse feito da melhor forma possível. Por ter dado a máxima atenção às necessidades que iam surgindo durante o desenvolvimento do trabalho. Devo ressaltar sua grande capacidade intelectual e sua facilidade de ensinar e orientar, o que me ajudou bastante a cumprir esta missão e a ampliar meus conhecimentos nessa linha de pesquisa.

Ao co-orientador, professor e amigo, Mauro Soares de Assis, pela compreensão no momento em que o trabalho teve seu enfoque direcionado para comunicações digitais, pelo apoio e também pela colaboração na formação de disciplinas durante o curso.

Ao professores e amigos Ernesto Leite Pinto, TC QEM José Antonio Apolinário Jr. e Marco Antônio Grivet Matoso Maia pelo ensino, e por terem participado da banca examinadora.

Ao Cel QEM Alberto Tavares da Silva, amigo e Chefe do 2º Centro de Telemática de Área no período de 22 de fevereiro de 2001 a 05 de fevereiro de 2004, Organização Militar onde servi, por ter me incentivado a fazer o Curso de Mestrado no IME e pelo parecer favorável com elogio dando boas referências ao IME.

Ao amigo e companheiro de OM no 2º CTA, Cap QEM Rodrigo Martins de Souza,

pelos incentivos, pelos ensinamentos e por todo o reconhecimento durante o período em que servi no 2º CTA.

Ao amigo e companheiro de OM no 2º CTA, 1º Ten QAO Jorge Luiz Alves da Fonseca, pelos incentivos e pelas boas palavras sempre refletidas na Bíblia e na sua experiência na Força Terrestre, que me ajudaram na carreira como Engenheiro Militar.

Aos demais professores da SE-3, os quais contribuíram bastante para a base teórica deste trabalho de Dissertação de Tese.

Aos professores do Departamento de Engenharia Eletrônica da Escola Politécnica da Universidade Federal do Rio de Janeiro, onde obtive a graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica, e em particular aos professores Maurus Campello Queiroz e Joarez Bastos Monteiro, os quais me avaliaram, dando boas referências ao IME, para que eu pudesse cursar o Mestrado.

Aos amigos discentes do Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica pelos bons momentos de convivência e amizade.

Aos funcionários civis e militares da secretaria da SE-3: Maria de Lourdes, Ronaldo, Ten Edésio, Souza, ST Mendes, e Sgt Maxwell, pelo bom trabalho e por estarem sempre dispostos a ajudar seja qual for o motivo.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	9
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS	12
1 INTRODUÇÃO	15
1.1 Posicionamento do Trabalho	15
1.2 Detalhamento da Proposta	17
1.3 Objetivos	19
1.4 Organização da Dissertação	19
2 INTERFERÊNCIA ENTRE SÍMBOLOS	21
2.1 O modelo do sistema de comunicação	21
2.2 Critérios de Combate à IES	24
2.3 Equalizador Linear	28
2.4 Considerações Finais	35
3 O DFE E ALGUMAS TÉCNICAS TRADICIONAIS DE DETEÇÃO DE ERRO DE RECEPÇÃO	36
3.1 O Equalizador não-linear com estrutura DFE	36
3.2 O uso de Filtros adaptativos na Identificação do Canal e na adaptação do DFE	39
3.2.1 O uso de Filtros adaptativos em IC	40
3.2.2 O uso de Filtros adaptativos no DFE	46
3.3 Técnicas para combater o efeito de propagação do erro	48
3.4 Considerações Finais	53
4 DIVERSIDADE EM FILTRAGEM E SEU USO EM EQUALIZADORES DFE	55
4.1 A Técnica de detecção de erros que usa Diversidade em Filtragem (DF)	55
4.2 A estratégia de Equalização DFE proposta	60
4.3 DFE com mecanismo de retransmissão ideal	63
4.4 Considerações Finais	64

5	RESULTADOS DA AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO	65
5.1	Avaliação de desempenho da Técnica DF no DFE	65
5.1.1	Curvas do erro quadrático médio dos AFA1 e AFA2.....	66
5.1.2	Função amostra da Variável de Teste	69
5.1.3	Análise das curvas que relacionam a probabilidade de detecção com a probabilidade de falso alarme	70
5.2	Avaliação de desempenho do DF-DFE	76
5.2.1	DFE proposto com 2 LMS no módulo DF	76
5.2.2	DFE proposto com LMS e Filtro de Kalman no módulo DF.....	85
5.3	Avaliação do desempenho do DFE com mecanismo de retransmissão ideal...	89
5.4	Considerações Finais	92
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	93
6.1	Conclusão	93
6.2	Propostas para futuros trabalhos	97
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	99
8	APÊNDICES	101
8.1	APÊNDICE 1: O modelo do canal de comunicação simulado	102

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG.2.1	Diagrama de blocos simplificado do sistema de comunicação digital em banda básica investigado nesta dissertação.	21
FIG.2.2	Esquemas de recepção adaptativa. (a) equalização baseada em IC e (b) com equalizador operando diretamente nas observações.	26
FIG.2.3	Receptor usando DD e IC.	27
FIG.2.4	Receptor linear com ordem igual a K	29
FIG.3.1	Um canal hipotético com $L=5$ e retardo τ_0	37
FIG.3.2	Estrutura do equalizador DFE convencional.	38
FIG.3.3	Diagrama de blocos simplificado do sistema em tempo discreto empregado para identificar os coeficientes da RI do canal.	41
FIG.3.4	Diagrama de blocos simplificado do sistema em tempo discreto empregado para equalizar o canal.	47
FIG.3.5	Diagrama de blocos simplificado do procedimento em (CHIANI, 1997) para combater o efeito da propagação do erro de decisão	49
FIG.3.6	Região de decisões do procedimento em (CHIANI, 1997) para o PAM binário (a) e para o 4-PSK (b)	51
FIG.3.7	Diagrama simplificado do procedimento proposto em (REUTER, 2001) para combater o efeito da propagação do erro de decisão.	53
FIG.3.8	Regiões de decisão para constelação 4-PSK do decisor suave empregado no esquema de equalização DFE proposto em (REUTER, 2001).	54
FIG.4.1	Diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicações que emprega o esquema de Diversidade em Filtragem para detectar erros de equalização (J. F. GALDINO, 2004).	58
FIG.4.2	Diagrama simplificado do equalizador DF-DFE proposto	61
FIG.4.3	Diagrama simplificado do equalizador DFE com mecanismo de retransmissão ideal proposto.	63
FIG.5.1	Curvas de erro quadrático médio dos AFA1 e AFA2 (filtros LMS com passos μ distintos) para $f_D T = 10^{-4}$	68
FIG.5.2	Valores de μ -ótimo para diversas RSR.	69

FIG.5.3	A evolução estatística da variável de teste x_k	70
FIG.5.4	A evolução de uma realização da variável de teste x_k para $f_D T = 10^{-4}$ e $RSR = 25dB$	71
FIG.5.5	Distribuições ilustrativas da variável de teste x_k sem DF em a), e com DF em b).	72
FIG.5.6	DF-DFE - Probabilidade de detecção empírica (\hat{P}_D) e a Probabilidade de falso alarme empírica (\hat{P}_{FA}) para diversos valores de λ , admitindo-se $f_D T = 10^{-3}$ e diversas RSR.	73
FIG.5.7	Probabilidade de detecção empírica \hat{P}_D e a Probabilidade de falso alarme empírica \hat{P}_{FA} para diversos valores de λ , admitindo-se RSR=25dB e diversas $f_D T$	74
FIG.5.8	DF-DFE - A Probabilidade de detecção empírica (\hat{P}_D) e a Probabilidade de falso alarme empírica (\hat{P}_{FA}) para diversos valores de λ , admitindo-se $f_D T = 10^{-3}$ e diversas RSR.	75
FIG.5.9	Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS e vários valores de P_{FA} e o DFE convencional, admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$	78
FIG.5.10	Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS e vários valores de P_{FA} , e o DFE convencional, admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-4}$	80
FIG.5.11	Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS e o DFE convencional, admitindo-se $f_D T = 10^{-3}$	81
FIG.5.12	Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS para diversas Vazões, admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-4}$	82
FIG.5.13	Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS para algumas $f_D T$; Vazão= 92%	84
FIG.5.14	Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS para diversos passos nos LMS; Vazão= 92%	86
FIG.5.15	Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com LMS e Filtro de Kalman para vários valores de P_{FA} , e o DFE convencional, admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-4}$	88
FIG.5.16	Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com LMS e Filtro de Kalman para vários valores de P_{FA} , e o DFE	

	convencional, admitindo-se $f_D T = 10^{-3}$	89
FIG.5.17	Desempenho do DFE com mecanismo de retransmissão ideal para $f_D T = 10^{-4}$	90
FIG.5.18	A Vazão do DFE com mecanismo de retransmissão ideal, admitindo- se $f_D T = 10^{-4}$	91
FIG.8.1	Geometria inerente ao modelo de espalhamento	106

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

ABREVIATURAS

AFA1	-	Algoritmo de Filtragem Adaptativa $n^{\circ}1$ do módulo DF
AFA2	-	Algoritmo de Filtragem Adaptativa $n^{\circ}2$ do módulo DF
AR(I)	-	Modelo autoregressivo de ordem I
AWGN	-	<i>Additive White Gaussian Noise</i> (Ruído aditivo gaussiano branco)
DEP	-	Densidade espectral de potência
DD	-	<i>Direct Decision</i> (Decisão direcionada pela decisão)
DF	-	Diversidade em Filtragem
DFE	-	<i>Decision Feedback Equalization</i>
EQM	-	Erro quadrático médio
fdp	-	Função densidade de probabilidade
FIR	-	<i>Finite Impulse Response</i> (Resposta ao Impulso Finita)
FK	-	Filtro de Kalman
HF	-	<i>High Frequency</i>
IC	-	Identificação de Canal
IES	-	Interferência entre símbolos
IID	-	Independente e identicamente distribuidos
LMS	-	<i>Least Mean Square</i>
ML	-	Máxima verossimilhança
MLSE	-	Estimação de seqüência com o critério ML
PAM	-	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
PSK	-	<i>Phase Shift Keying</i>
RI	-	Resposta ao impulso
RLS	-	<i>Recursive Least Square</i>
RSR	-	Relação sinal-ruído
SER	-	<i>Symbol Error Rate</i> (Taxa de erro de símbolo)
VA	-	Variável aleatória

RESUMO

Este trabalho concentra-se na área de equalização adaptativa para canais caracterizados pelo efeito de desvanecimento variante no tempo e seletivo em frequência e que seguem o modelo estatístico WSS-US (do termo em inglês, Wide Sense Stationary - Uncorrelated Scattering). Em particular, tem-se como objetivo o desenvolvimento de novas estratégias de equalização pertencente à classe de equalizadores do tipo DFE (do termo em inglês, Decision Feedback Equalization). As estratégias propostas empregam a técnica de Diversidade em Filtragem (DF) que foi recentemente proposta em (J. F. GALDINO, 2004) e (J. F. GALDINO, 2003) para monitorar o funcionamento de receptores adaptativos. Neste trabalho a técnica de Diversidade em Filtragem auxilia o DFE proposto, aqui denotado de DF-DFE, a combater o efeito de propagação do erro no que concerne particularmente à adaptação dos coeficientes dos filtros adaptativos que são empregados na classe de equalizadores do tipo DFE. Aqui também propõe-se o uso de retransmissão controlada pela qualidade do sistema de comunicação. Diversos resultados de simulação computacional, obtidos sob variadas condições de operação, indicam que os esquemas de equalização propostos proporcionam sensível melhoria de desempenho em termos de taxa de erro de símbolo em relação aos esquemas de equalização DFE adaptativos convencionais. Além disso, aqui são fornecidos novos resultados de simulação computacional que indicam a eficiência da técnica de DF na detecção de erros de equalização.

ABSTRACT

This work was based on adaptive equalization for frequency selective fast fading channels, whose statistic model is WSS-US. The main goal was to develop new equalization strategies related to DFE (Decision Feedback Equalization). These proposed strategies use the Filtering Diversity scheme (DF), proposed in (J. F. GALDINO, 2004) and (J. F. GALDINO, 2003), to police adaptive receivers work. In this work, Filtering Diversity scheme helps the proposed DFE, here called DF-DFE, to combat error propagation effect, in particular on updating the coefficients of adaptive filters used by DFE. Besides, it is proposed the use of DF to develop a protocol with a retransmission mechanism controlled by the communication system quality. A lot of computation simulation results, obtained under different operation conditions, show that the proposed equalization schemes provide a great improvement in SER (Symbol Error Rate) performance compared to conventional adaptive DFE equalizers. Besides, here are presented new simulation results that show the DF scheme efficiency in equalization errors detection.

1 INTRODUÇÃO

1.1 POSICIONAMENTO DO TRABALHO

A incessante e crescente demanda por sistemas de comunicações digitais eficientes e o aparecimento de novas aplicações e serviços têm exigido uma ocupação de espectro de forma cada vez mais eficiente, o que em última análise motiva o desenvolvimento e o emprego de sofisticadas técnicas de processamento digital de sinais.

Canais sem fio, como os dos sistemas de telefonia celular móvel e os enlaces ionosféricos na faixa de HF, geralmente são modelados pelo efeito de desvanecimento com seletividade nos domínios do tempo e da frequência. O uso de canais que apresentam esses distúrbios em sistemas de comunicações que empregam portadora singela produz o fenômeno de interferência entre símbolos (IES) que em geral degrada sobremodo o desempenho destes sistemas, principalmente à medida que se aumenta a taxa de transmissão. Nesses casos, é de suma importância empregar sofisticadas técnicas de equalização adaptativa para combater a IES.

Diversas técnicas de equalização adaptativa vêm sendo propostas e utilizadas ao longo dos anos, as quais apresentam variados graus de sofisticação, desempenho e complexidade computacional. Essas técnicas utilizam parâmetros associados à resposta ao impulso (RI) do canal, os quais, na prática, são usualmente estimados com o auxílio de seqüências previamente conhecidas pelo receptor e que são comumente denominadas de seqüências de treinamento.

Para canais caracterizados pelo efeito de desvanecimento seletivo no tempo, como por exemplo, o de sistemas celulares e o de sistemas de transmissão em HF, a seqüência de treinamento é utilizada freqüentemente durante a transmissão, diminuindo a vazão de informação transmitida, principalmente à medida que a taxa de variação temporal do canal aumenta em relação à taxa de símbolos. Esse comprometimento de vazão tem motivado o desenvolvimento de novas estruturas de recepção como, por exemplo, os receptores cegos ou autodidatas, que realizam a detecção da informação sem o auxílio das seqüências de treinamento. No entanto, essa abordagem apesar de resolver o problema da vazão possui alguns sérios inconvenientes, dentre os quais se destacam a convergência lenta e a alta

complexidade dos algoritmos empregados em relação àqueles utilizados nos esquemas que se baseiam em seqüências de treinamento.

Outra abordagem para tentar melhorar a vazão é o desenvolvimento de esquemas de equalização robusta, nos quais ainda se empregam seqüências de treinamento porém com maior espaçamento entre elas. É neste contexto que o presente trabalho pretende se inserir, implementar equalizadores robustos para canais WSS-US que apresentem boas características de desempenho, vazão e complexidade.

Dentre as estruturas de equalização adaptativa, o DFE (Decision Feedback Equalization) ou Equalizador por realimentação de decisão é uma conhecida e importante técnica de equalização adaptativa (QURESHI, 1982), (QURESHI, 1985) e (PROAKIS, 1995). A importância dessa classe de equalizadores advém das boas características de desempenho em relação a outras estratégias de equalização. Esse esquema de equalização apresenta taxas de erro bem menores do que os receptores lineares, com uma complexidade computacional da mesma ordem de grandeza (considerando-se as duas estruturas com a mesma quantidade de parâmetros ou coeficientes). A melhoria em desempenho é acentuada principalmente para canais com nulos espectrais dentro da faixa de passagem.

Por outro lado, apesar dos equalizadores DFE se caracterizarem por apresentar taxas de erro, em geral, maiores do que as obtidas pelos receptores de seqüência de símbolos baseados no critério de máxima verossimilhança (SKLAR, 2003), eles apresentam complexidade computacional bem menor do que esses receptores de seqüência de símbolos, principalmente à medida que se aumenta a cardinalidade do conjunto de símbolos do esquema de modulação.

O DFE é composto basicamente de dois filtros adaptativos de duração finita (filtros transversais): um que opera sobre as amostras do sinal na entrada do receptor (filtro avante) e outro que opera sobre símbolos que foram detectados previamente (filtro de realimentação). Conjuntamente, esses filtros permitem combater o efeito de IES sem implementar uma aproximação do “canal inverso”, como ocorre para os equalizadores lineares provocando o conhecido efeito de fortalecimento do ruído em canais que apresentam severas atenuações dentro da faixa de passagem.

Apesar da vantagem de desempenho propiciada pelo esquema de equalização DFE em relação aos equalizadores lineares, eles apresentam um sério problema conhecido como propagação do erro. O combate desse distúrbio pode permitir melhoria de desempenho do esquema de equalização 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 do padrão de IES e desajustes na adaptação de coeficientes do equalizador podem, por seu turno, prejudicar decisões futuras e originar ou causar rajadas (surto) de erros de recepção, aumentando a taxa de erro de símbolo (SER) ao longo da transmissão de dados 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.

Neste contexto, surge a idéia de desenvolver novas estratégias de equalização do tipo DFE acoplado ao DFE convencional algum dispositivo para combater o efeito de propagação do erro, para melhorar a taxa de erro e/ou aumentar a vazão em canais variantes no tempo.

Diversos trabalhos tem proposto o uso de decisão suave (REUTER, 2001; CHIARI, 1997) e o uso de esquemas de filtragem adaptativa com restrição de potência (REUTER, 2001; TIAN, 2004) para combater o efeito da propagação do erro. Com o uso de decisão suave, o símbolo detectado só é realimentado pelo filtro de realimentação quando a probabilidade de ter sido cometido erro na detecção for pequena. O uso de técnicas de filtragem adaptativa com restrição, por seu turno, possibilita amenizar os efeitos de decisões erradas no combate à IES, por exemplo, limitando a energia do sinal na saída do filtro de realimentação.

É neste contexto que o presente trabalho se insere, propondo uma nova estratégia de equalização adaptativa do tipo DFE que dispõe de um procedimento para monitorar o funcionamento do decisor e combater o efeito desses erros no ajuste dos coeficientes do equalizador, visando aplicações que envolvem canais variantes no tempo e seletivos no domínio da frequência.

1.2 DETALHAMENTO DA PROPOSTA

A técnica de diversidade em filtragem (DF) foi concebida com o fim de monitorar o funcionamento de receptores digitais. Esse procedimento opera diretamente sobre a sequência detectada pelo receptor (sequência de referência) e se baseia no uso de dois estimadores ou algoritmos de filtragem adaptativa despolarizados com características distintas de ro-

bustez a erros relativos à sequência de referência. Quando DF foi proposta e testada (J. F. GALDINO, 2004, 2003), os erros foram introduzidos aleatoriamente na sequência de dados transmitida para gerar a sequência recebida, portanto, sem simular um particular esquema de recepção.

Em contrapartida, no presente trabalho, testes por simulação computacional foram realizados para avaliar o desempenho da técnica DF na detecção de erros de um receptor adaptativo baseado em DFE. Com a constatação da eficiência desta técnica no referido contexto, ela foi empregada para desenvolver novas estratégias de equalização do tipo DFE, aqui denominadas de DF-DFE, e para apoiar o desenvolvimento de protocolos de comunicação com mecanismo de transmissão de sequência de treinamento acionado de acordo com as condições de operação do receptor.

O esquema de equalização DF-DFE, compreende basicamente um DFE convencional e um módulo de DF que controla o funcionamento do algoritmo adaptativo empregado para ajustar os parâmetros do DFE. Visando detectar a ocorrência de erros, um teste de hipóteses é feito pelo módulo DF o qual faz uso de uma medida apropriada da distância entre estimativas do canal realizadas no modo de operação de decisão direta (DD), produzidas por dois filtros adaptativos com diferentes características de robustez a erros de recepção. Baseado no resultado desse teste, o equalizador desencadeia algumas contra-medidas no combate à propagação do erro, em particular na adaptação dos seus coeficientes.

O desempenho do esquema de equalização proposto foi avaliado e comparado com o do esquema de equalização DFE convencional para cenários de comunicação que envolvem canais com desvanecimento variante no tempo e seletivo em frequência, cujas respostas ao impulso seguem o modelo estatístico WSS-US. Essa avaliação e comparação de desempenho, que foi realizada via simulação computacional, mostra claramente a vantagem de desempenho do esquema proposto em relação ao convencional.

A segunda técnica de equalização proposta, o DFE com mecanismo de retransmissão ideal, trata-se de um equalizador do tipo DFE cujos períodos de treinamentos são realizados apenas quando solicitados pelo receptor. Esse esquema de equalização é bem diferente das estratégias convencionais, nas quais os treinamentos ocorrem em períodos regulares. Assim sendo, nas estratégias convencionais muitos períodos de treinamentos são desnecessários (quando o receptor opera adequadamente) prejudicando a vazão sem necessidade e, em outros casos o receptor está no meio de um surto, mas o treinamento

só é realizado nos instantes programados previamente, prejudicando a taxa de erro e sobrecarregando o sistema de comunicação. Em suma, o equalizador proposto só requer o treinamento quando este se faz necessário, ou seja, quando o módulo DF detecta erros de recepção. Esta nova idéia de protocolo rompe com a idéia do tradicional esquema de sequência de treinamento utilizado no DFE convencional. Ao invés de se usar quantidades fixas de símbolos para treinamento e transmissão de dados, o que fornece uma vazão fixa, nesse novo protocolo o algoritmo só faz uma parada na transmissão de dados, para treinar, quando há indicação por parte do módulo DF que está ocorrendo erro de recepção.

Uma série de resultados que refletem o desempenho do DFE com mecanismo de transmissão de seqüência de treinamento proposto foram obtidos, para diferentes condições de variabilidade do canal e relação sinal-ruído (RSR), e nos mostram a eficiência desse novo esquema de equalização.

1.3 OBJETIVOS

- Apresentar novos resultados por simulações computacionais referentes à avaliação de desempenho da técnica DF na detecção de erros em esquemas de equalização DFE adaptativos;
- Empregar a técnica DF para combater o efeito dos erros de recepção no ajuste dos coeficientes do DFE;
- Empregar a técnica DF para controlar a transmissão de seqüências de treinamento;
- Comparar o desempenho dos esquemas propostos com o obtido pelos esquemas de equalização DFE convencionais.

1.4 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

O restante do trabalho é organizado da seguinte forma: um capítulo sobre interferência entre símbolos e as principais técnicas que visam combatê-la em 2. No Capítulo 3, apresenta-se o equalizador DFE e algumas técnicas de detecção de erro de recepção empregadas no contexto do DFE. No Capítulo 4, apresenta-se as novas técnicas de equalização implementadas neste trabalho, o DF-DFE e o DFE com mecanismo de retransmissão ideal, as quais fazem uso de DF para detecção do erro de recepção. No Capítulo 5, apresenta-se a análise do desempenho obtido para as novas técnicas de equalização, aqui propostas, e o

compara com o obtido pelo DFE convencional. E finalmente, no Capítulo 6 apresenta-se as conclusões finais, assim como propostas para futuros trabalhos nesta linha de pesquisa de equalização robusta para canais WSS-US.

2 INTERFERÊNCIA ENTRE SÍMBOLOS

Neste capítulo será abordado o modelo do sistema de comunicação sob investigação nesta dissertação. Em seguida será apresentado um dos principais problemas em transmissão digital para canais seletivos em frequência, a interferência entre símbolos (IES), e por último são discutidas algumas técnicas tradicionais de equalização.

2.1 O MODELO DO SISTEMA DE COMUNICAÇÃO

O diagrama de blocos simplificado do sistema de comunicação em banda básica sob investigação nesta dissertação é mostrado na Figura 2.1. Nele destacam-se três blocos principais: o transmissor, o canal de comunicação e o receptor; os quais serão discutidos a seguir de forma bastante sucinta. Além desses blocos, o diagrama apresenta a taxa de erro de símbolo, um importante parâmetro que será empregado para avaliar e comparar o desempenho dos sistemas de comunicações aqui investigados.

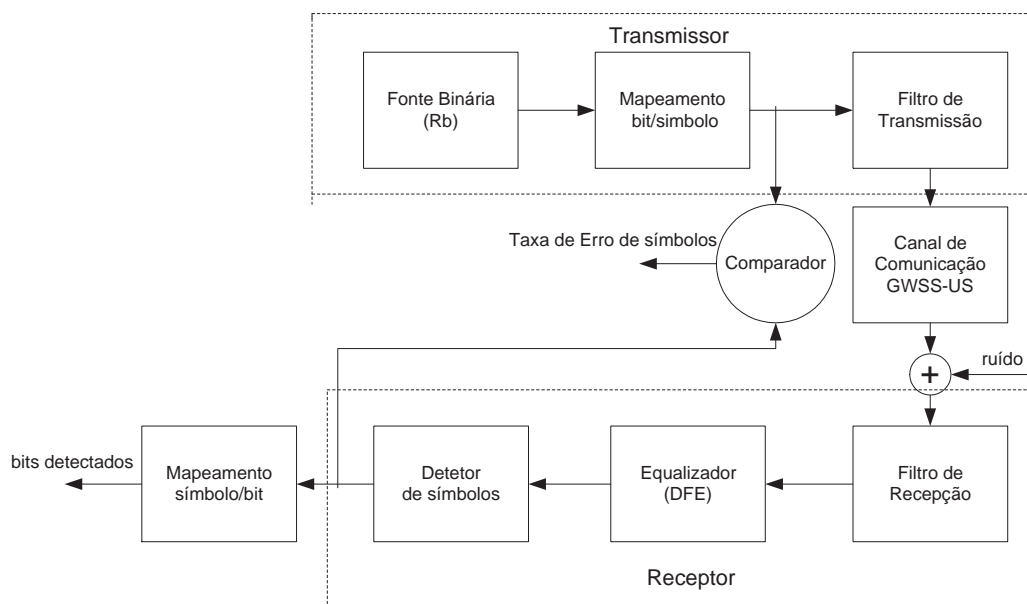


FIG. 2.1: Diagrama de blocos simplificado do sistema de comunicação digital em banda básica investigado nesta dissertação.

O transmissor é composto basicamente de três blocos: a fonte binária, o mapeamento

bit/símbolo e o filtro de transmissão. Assume-se que a fonte gera dígitos binários (bits) estatisticamente independentes e identicamente distribuídos numa taxa de R_b bits por segundo.

A seqüência de informação binária segue para o modulador digital que, considerando a representação em banda básica, associa a cada b bits de informação um dentre os Q possíveis símbolos, onde $Q = 2^b$. Supondo-se que cada bit tem uma duração de $T_b = 1/R_b$ segundos, o modulador gera a cada $T = b \times T_b$ segundos um dentre os possíveis símbolos, ou seja, gera símbolos na taxa $R = 1/T$.¹ Após o filtro de transmissão, o envelope complexo do sinal pode ser representado por:

$$s(t) = \sum_j a_j p_T(t - jT) \quad (2.1)$$

na qual $p_T(t)$ denota o pulso básico de transmissão ou a resposta ao impulso do filtro de transmissão e a_j são os símbolos transmitidos que, dependendo do esquema de modulação adotado, podem assumir um conjunto finito de valores no campo dos reais ou no dos complexos. Em particular, admitindo-se esquemas de modulação em fase e amplitude, tais símbolos assumem valores no campo dos complexos.

O canal de comunicação é representado por um filtro transversal com L coeficientes com intervalo de tempo entre coeficientes vizinhos igual a T segundos. Considera-se neste trabalho que os coeficientes do filtro transversal ou da resposta ao impulso (RI) do canal são processos complexos gaussianos de média nula e descorrelacionados. Ou seja, adota-se aqui o modelo GWSS-US (do termo em inglês *Gaussian Wide Sense Stationary - Uncorrelated Scatering*). O perfil de espalhamento Doppler, por seu turno, é obtido a partir do modelo clássico de Jakes (JAKES, 1974; PARSONS, 1992). Por outro lado, o perfil de intensidade de atraso do canal é discreto e contém L coeficientes, sendo o espaçamento entre retardos sucessivos igual ao intervalo de símbolo (T). Este perfil é dado pelo conjunto $\{\sigma_{c_i}^2, i = 0, \dots, L - 1\}$, cujos elementos atendem à condição de canal normalizado, ou seja:

$$\sum_{i=0}^{L-1} \sigma_{c_i}^2 = 1$$

Maiores detalhes sobre o modelo WSS-US e as técnicas de simulação computacional adotadas neste trabalho para reproduzir os seus efeitos são encontrados no Apêndice 8.1.

¹Apesar das técnicas de equalização aqui investigadas poderem ser utilizadas para os esquemas de modulação convencionais, todos os resultados de simulação foram obtidos considerando o esquema de modulação 4-PSK ($Q = 4$).

Além da distorção realizada pelo canal de comunicação, o sinal que alcança o receptor é contaminado pela ação de ruído aditivo, que é aqui modelado por um processo gaussiano branco complexo de média nula e estatisticamente independente do sinal transmitido e do canal de comunicação.

O sinal na entrada do receptor é dado por:

$$y(t) = \sum_j a_j h(t; t - jT) + n(t), \quad (2.2)$$

onde

$$h(t; \tau) = \int p_T(\lambda) c(t; \tau - \lambda) d\lambda, \quad (2.3)$$

sendo $c(t; \tau)$ a resposta do canal no instante t devido a um impulso aplicado em $t - \tau$ e $n(t)$ o ruído aditivo.

Já o receptor é composto basicamente de filtro de recepção, que neste trabalho é casado com o filtro de transmissão dado pela raiz do cosseno levantado, de um amostrador operando na taxa de símbolos $1/T$, de um processador principal que realiza a detecção dos símbolos transmitidos a partir das amostras tomadas na saída do amostrador (no diagrama de blocos esse processador é rotulado por equalizador) e de um procedimento que realiza o mapeamento dos símbolos detectados em bits. A função de todo o conjunto de recepção é prover uma estimativa do símbolo transmitido, a_j , aqui denotada por \hat{a}_j , tão boa quanto possível de acordo com algum critério de otimização adotado na recepção, apesar da presença de ruído de observação e das distorções e interferências introduzidas pelo canal de comunicação.

Admitindo-se sincronismo perfeito entre transmissor e receptor, as escolhas dos filtros de transmissão e recepção aqui realizados e o uso de amostrador na taxa de símbolos, a RI do “canal completo” formado pelos filtros de transmissão, canal de comunicação e filtro de recepção é dada pela RI do canal de comunicação.

Em geral, a limitação de faixa imposta pelos filtros de transmissão e recepção, espalha a informação inicialmente contida no intervalo de tempo T . A distorção ocasionada pela superposição de símbolos adjacentes é denominada interferência entre símbolos (IES), cujo efeito tende a ser intensificado pelos canais de comunicação que não apresentam respostas planas em toda a faixa de frequência utilizada pelo sistema de comunicações (canais seletivos em frequência). Em muitos sistemas de comunicações a IES é um dos principais distúrbios que degradam o desempenho dos enlaces de comunicações. A seguir

serão discutidas algumas técnicas de recepção que podem ser adotadas para combater o efeito desse distúrbio.

2.2 CRITÉRIOS DE COMBATE À IES

Quando o canal de comunicação é conhecido e invariante com o tempo, não é tão complicado controlar ou até mesmo anular a IES. Particularmente, quando ele não é dispersivo, o espalhamento no tempo da informação enviada pelo transmissor é provocado apenas pelo filtros de transmissão e recepção, os quais são especificados no projeto do sistema de comunicações, sendo possível usar filtros que realizam a limitação de faixa necessária sem provocar a IES nos instantes de amostragem. A fundamentação teórica para obter transmissão digital com limitação de faixa sem IES nos instantes de amostragem é fornecida pelo 1º Critério de Nyquist (PROAKIS, 1995).

De um modo geral, quando o canal de comunicação é dispersivo, a adoção do 1º Critério de Nyquist pode ocasionar um pobre desempenho, principalmente, em função do aumento da potência de ruído, parâmetro não considerado por este critério. Nesses casos, critérios de otimização que utilizam funções custo que levam em conta ruído e IES podem possibilitar melhores resultados. Além disso, a adoção desse critério para combater a IES fica prejudicada quando o canal de comunicação é desconhecido e principalmente variante no tempo.

Em função do desconhecimento do canal os receptores utilizados na prática incorporam um mecanismo para estimá-lo. Além disso, se o canal for variante com o tempo, os parâmetros estimados devem ser atualizados de acordo com a evolução do canal. Receptores que operam dessa forma são conhecidos como adaptativos. A Figura 2.2 apresenta duas abordagens para implementar recepção adaptativa.

A primeira delas, apresentada na Figura 2.2a, utiliza um dispositivo, denominado identificador de canal (IC), em paralelo com o sistema verdadeiro, formado pelos filtros de transmissão e recepção, pelo canal de comunicação e o amostrador. A função do IC é realizar estimativas e acompanhamento da resposta ao impulso do canal. Os parâmetros assim estimados auxiliam o processo de equalização e detecção.

O IC e o canal verdadeiro possuem a mesma entrada, ou seja, a seqüência de símbolos transmitida. Em sua saída, por outro lado, obtém-se a estimativa \hat{y}_k da saída do canal y_k .

dada por:

$$y_k = \sum_j a_j f(kT, (k-j)T) + n_k; \text{ para } k = 0, 1, 2, \dots, N-1; \quad (2.4)$$

onde n_k é dado por:

$$n_k = \sum_j n(jT) p_R(kT - jT) \quad (2.5)$$

sendo $p_R(\cdot)$ o pulso básico de recepção e $f(kT; \tau)$ é dado por:

$$f(kT, \tau) = p_T(t) \otimes c(t, \tau) \otimes p_R(t) \otimes \delta(t - kT) \quad (2.6)$$

o símbolo \otimes denota convolução e $\delta(\cdot)$ representa a função impulso unitário discreto.

Na segunda abordagem, apresentada na Figura 2.2b, o equalizador opera em série com o canal de comunicação. Em cada instante de tempo amostrado, o equalizador tenta compensar os efeitos indesejáveis provocados pelo canal de comunicação, fornecendo ao decisor amostras mais adequadas à decisão.

Conforme apresentado na Figura 2.2b a entrada do equalizador é a saída do canal de comunicação enquanto que em sua saída obtém-se uma estimativa dos símbolos transmitidos. Além disso o sinal de erro para ajuste dos coeficientes do equalizador considera como referência a seqüência de símbolos transmitida.

Com respeito aos diagramas de bloco apresentados na Figura 2.2 duas observações merecem ser destacadas. A primeira delas diz respeito à utilização da seqüência de símbolo transmitida, seja como entrada ou como sinal de referência. Tal suposição não tem sentido prático, em decorrência do prévio desconhecimento, na recepção, dos símbolos transmitidos, motivo pelo qual justifica-se a transmissão. Duas estratégias podem ser adotadas para solucionar este inconveniente. A primeira propõe o uso de uma seqüência padronizada no início da transmissão. Essa seqüência conhecida como seqüência de treinamento é utilizada no receptor para obter estimativa do canal ou dos próprios parâmetros do equalizador, conforme estrutura de recepção adotada. Concluída a fase de treinamento, admite-se que os parâmetros dessas estruturas foram apropriadamente estimados, sendo razoável considerar que as decisões subseqüentes realizadas pelo detector são confiáveis, podendo ser utilizadas para continuar o ajuste dos coeficientes no modo de operação DD. Essa consideração é particularmente verdadeira quando o sistema de comunicação opera em

níveis elevados de relação sinal-ruído (RSR). Vale salientar que, para não comprometer sobremaneira a vazão do sistema, a seqüência de treinamento, deve ser tão curta quanto possível.

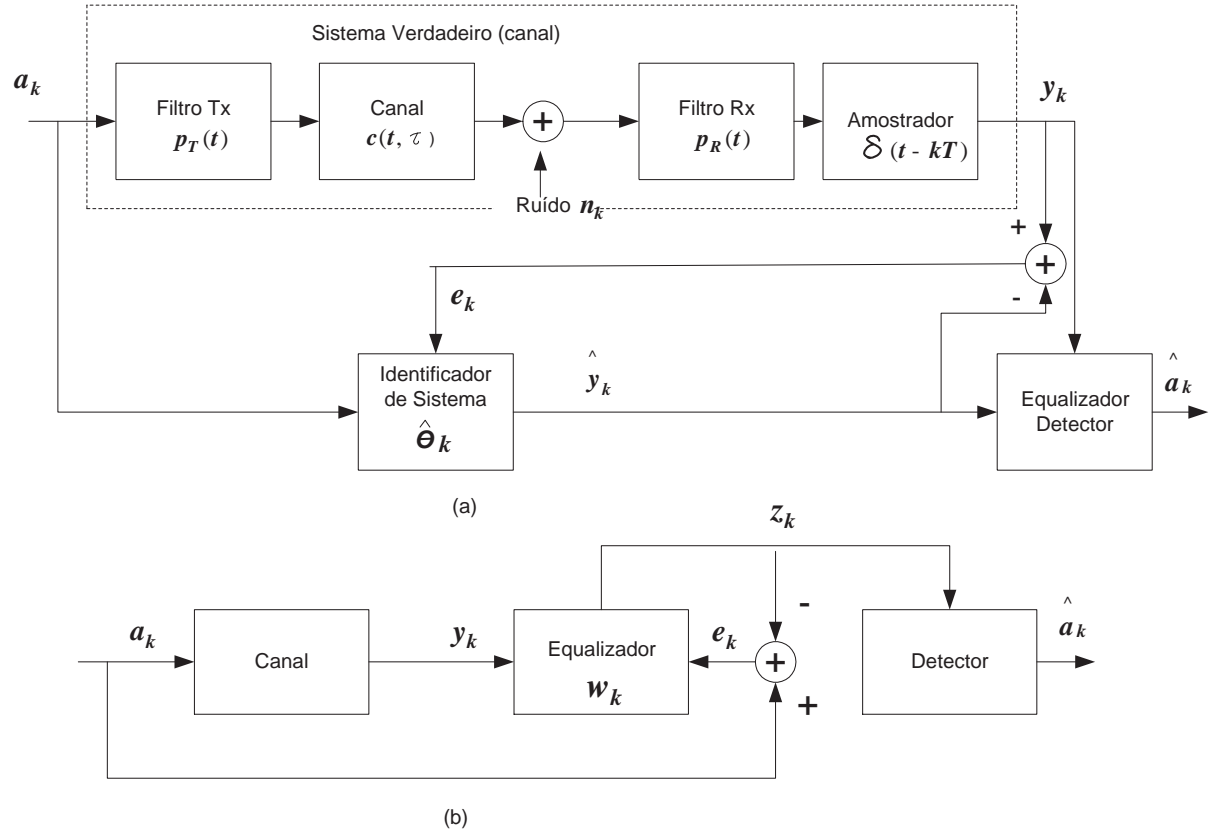


FIG. 2.2: Esquemas de recepção adaptativa. (a) equalização baseada em IC e (b) com equalizador operando diretamente nas observações.

A segunda estratégia procura aprimorar o procedimento de equalização ou de identificação, para tentar estimar e acompanhar os parâmetros necessários sem utilizar seqüência de treinamento. Os esquemas de recepção que operam dessa forma são denominados cegos ou autodidatas (MELO, 2000; CAMPOS, 2000). As técnicas para tentar obter tal capacidade incorporam no receptor estatísticas de ordem superior, superamostragem ou realizam estimativa por máxima verossimilhança conjunta (canal e símbolos). Obviamente, as estruturas propostas são bem mais complexas do que os receptores que adotam seqüência de treinamento e DD e apresentam, em geral, problemas de convergência. O receptor com IC e DD é apresentado na Figura 2.3.

A segunda observação diz respeito às diferenças entre as estruturas de equalização e de

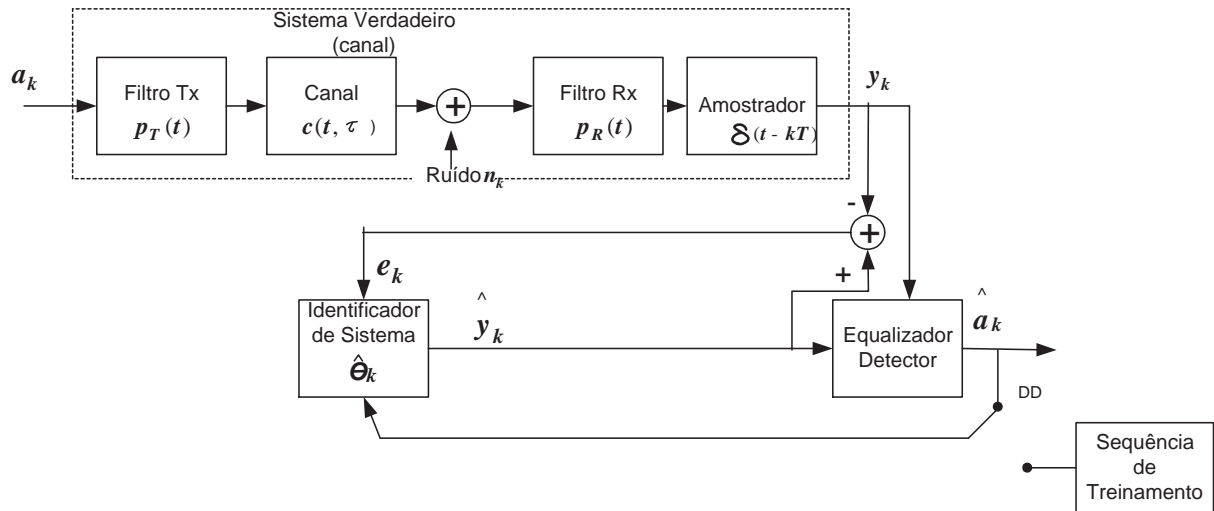


FIG. 2.3: Receptor usando DD e IC.

IC, que vão além das questões de implementação. Dependendo do algoritmo adaptativo utilizado, seu desempenho muda com o comportamento estatístico do sinal de entrada. Em particular, para o caso do algoritmo *Least Mean Square* (LMS), obtém-se uma melhor convergência e capacidade de acompanhamento de canais variantes, quando utilizado na estrutura de IC do que na de equalização, admitindo-se transmissão de seqüência com símbolos estatisticamente independentes.

Além disso, o equalizador operando em série com o canal de transmissão tenta estimar um sistema que, a rigor, deve ser o inverso do canal verdadeiro para combater o efeito do canal. Na realidade nem sempre o canal considerado admite inversa ou inversa única. Nessas situações o equalizador é capaz de obter apenas uma aproximação desse sistema. Em outros casos, apesar da inversa existir, ela pode conter picos na faixa de frequência utilizada na aplicação, o que provocará elevação da potência do ruído. Em suma, o desempenho do equalizador depende do tipo de canal a ser equalizado, ao passo que o desempenho do IC apresenta uma menor sensibilidade quanto a este critério.

Por outro lado, a técnica de equalização operando em série com o canal de comunicação é bastante simples, uma vez que sua saída já representa uma estimativa do símbolo transmitido. Já para o IC, deve ser adotado algum tipo de processamento equalizador seguido de detetor ou equalizador e detetor operando conjuntamente para obter as estimativas dos símbolos transmitidos.

Além das duas estruturas apresentadas, existem ainda as soluções híbridas que uti-

lizam um conjunto de parâmetros associados com a RI do canal de comunicação e ao “canal inverso”. Nesses sistemas, os parâmetros do equalizador associado com a RI do canal de comunicação compensam parcialmente os efeitos dispersivos do canal. A IES residual é compensada com o uso de coeficientes ou parâmetros associados com o canal inverso. Um esquema de equalização que se enquadra nessa categoria é o DFE (Decision Feedback Equalization) ou Equalizador baseado na realimentação de decisão.

Na literatura existem vários tipos de receptores, os quais podem ser classificados de acordo com a estrutura de recepção adotada, com os algoritmos adaptativos utilizados para realizar a estimação e rastreamento dos parâmetros do receptor, com o critério de otimização adotado para ajustar esses parâmetros e com o tipo de detector utilizado. Em cada uma dessas opções existe sempre um compromisso entre o desempenho proporcionado e a complexidade computacional exigida. A escolha de uma estrutura particular depende principalmente da aplicação, dos problemas a ela relacionados e do desempenho exigido. A busca incessante de muitos pesquisadores é a obtenção de técnicas que permitam melhores desempenhos com menores complexidades.

No tocante ao detector, duas alternativas têm sido propostas na literatura: os detectores que utilizam detecção símbolo a símbolo e aqueles que realizam detecção de seqüência de símbolo. Neste trabalho são investigadas apenas técnicas de recepção símbolo a símbolo; a seguir são apresentadas algumas estruturas deste tipo de recepção.

Como o próprio nome sugere, os receptores símbolo-a-símbolo realizam decisão de símbolos isolados. Assim sendo, para que a decisão seja ótima, as amostras na entrada do detector devem ser independentes. Isso implica que toda a informação referente a um símbolo transmitido deve estar contida na amostra utilizada para realizar a decisão. Como tal suposição é difícil de ser atendida, receptores símbolo a símbolo são geralmente sub-ótimos. Na próxima seção e no próximo capítulo são apresentados alguns importantes esquemas de recepção símbolo-a-símbolo.

2.3 EQUALIZADOR LINEAR

A Figura 2.4 apresenta a estrutura de um receptor empregando um equalizador linear. Os coeficientes do equalizador são ajustados diretamente a partir dos dados, de acordo com algum critério de otimização. Uma alternativa a esse procedimento é utilizar um IC. Nesse caso, os coeficientes do equalizador podem ser obtidos a partir da estimativa de canal. Após a equalização, o sinal resultante segue para o detector, o qual realiza a

deteção do símbolo transmitido usando geralmente o critério de mínima distância.

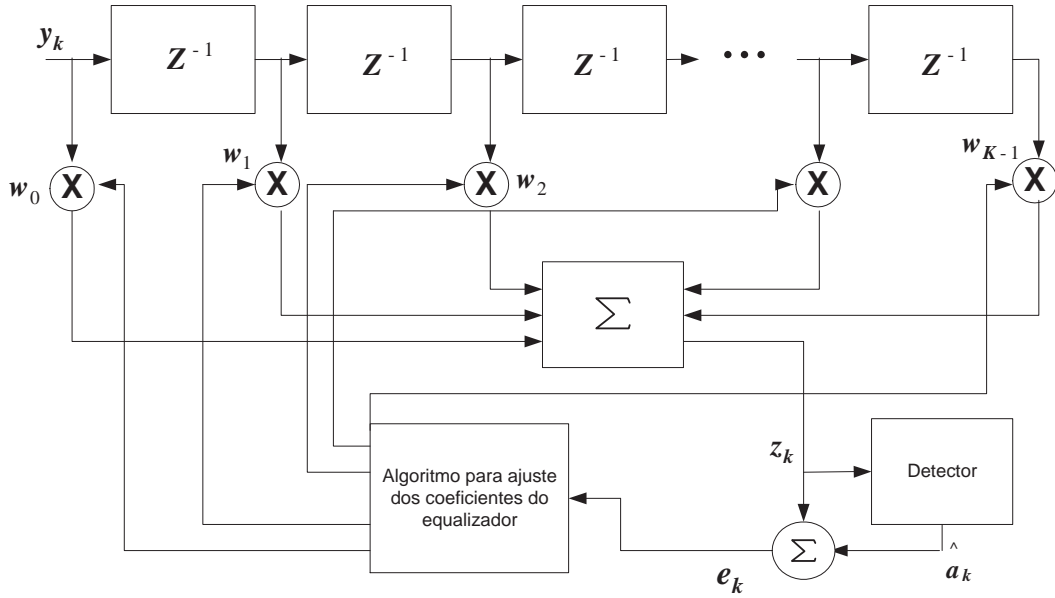


FIG. 2.4: Receptor linear com ordem igual a K

Denotando-se os coeficientes do equalizador por w_i e admitindo-se para fins de simplificação um retardo de decisão nulo, o sinal na entrada no detector é dado por:

$$z_k = q_0 a_k + \sum_{j \neq k} a_j q_{(k-j)} + \sum_j w_j n_{(k-j)}, \quad (2.7)$$

onde $q_j = w(jT) \otimes f(jT; mT)$.

O primeiro termo do lado direito da Equação 2.7 é função apenas do símbolo transmitido, o segundo representa o efeito da IES e o último termo representa o ruído convoluído com a RI do equalizador. O símbolo estimado \hat{a}_k é obtido na saída do detector a partir do processo discreto no tempo com amplitude contínua (z_k). Ocorre erro na detecção do k -ésimo símbolo quando $\hat{a}_k \neq a_k$.

Como a medida que caracteriza o desempenho de um sistema de comunicação é a probabilidade de erro de bit, seria desejável que esse critério fosse adotado na otimização dos coeficientes do equalizador, mas em muitos sistemas para canais seletivos em frequência não se dispõe de expressões para a probabilidade de erro em termos dos coeficientes dos equalizadores. Em razão disso, em geral se emprega outros critérios. Neste contexto, dois se destacam: o critério de Distorção de Pico e, principalmente, o de Erro Quadrático Médio (EQM).

A distorção de pico é definida como o pior padrão de IES na saída do equalizador, dada por (PROAKIS, 1995):

$$D_w = \sum_{j=-\infty}^{\infty} |q_j|; j \neq 0. \quad (2.8)$$

A minimização desse índice é definido como critério de mínima distorção e, de acordo com esse critério, a IES é eliminada se os coeficientes do equalizador tornarem $D_w = 0$. Isto geralmente pode ser obtido para canal invariante empregando-se um equalizador com uma quantidade infinita de coeficientes. Nesta situação, pode-se mostrar que tal critério conduz a inversão do canal, dada por:

$$W(z) = \frac{1}{F(z)}, \quad (2.9)$$

onde $W(z)$ e $F(z)$, representam as transformadas Z da resposta ao impulso do equalizador e do canal completo, respectivamente.

A rigor, para um equalizador com quantidade finita de coeficientes é geralmente impossível anular totalmente a IES usando o critério de Distorção de Pico.

De acordo com o EQM, por outro lado, os coeficientes do equalizador são ajustados no sentido de minimizar o valor quadrático médio do erro dado por:

$$EQM = E[|e_k|^2]$$

$$e_k = z_k - a_k, \text{ (quando em treinamento) ou } e_k = z_k - \hat{a}_k \text{ (quando em DD)} \quad (2.10)$$

que considerando-se um equalizador com quantidade infinita de coeficientes, conduz a:

$$W(z) = \frac{F^*(z^{-1})}{F(z)F^*(z^{-1}) + N_0} \quad (2.11)$$

onde N_0 denota a Densidade Espectral de Potência (DEP) do ruído.

Na Equação 2.11, verifica-se que quando a potência do ruído é pequena, os coeficientes do equalizador determinados pelo EQM, aproximam-se daqueles estabelecidos pelo critério de distorção de pico. Em geral, quando N_0 é diferente de zero, os coeficientes são distintos e, pelo EQM sempre existe IES residual e ruído aditivo na saída do equalizador, mesmo com uma quantidade infinita de coeficientes.

Como na prática, o canal de comunicação é desconhecido e, em muitas aplicações, variante com o tempo, os coeficientes do equalizador não podem ser determinados a priori, conforme especificado pelas Equações 2.10 e 2.11. Eles devem ser obtidos recursivamente,

à medida que o canal evolui com o tempo. Para obter um ponto de partida confiável, os equalizadores lineares tradicionais utilizam seqüência de treinamento e, o acompanhamento ou rastreamento dos parâmetros é obtido utilizando-se a DD, conforme apresentado na Figura 2.4.

Apesar das Equações 2.10 e 2.11 não possuírem sentido prático, em função do desconhecimento do canal e da quantidade infinita de coeficientes do equalizador, elas são importantes para evidenciar as deficiências da recepção linear, principalmente no que tange aos efeitos de aumento de potência de ruído para canais com nulos espectrais dentro da faixa de passagem.

No tocante aos equalizadores lineares FIR, a filtragem por eles realizada pode ser expressa em notação vetorial da seguinte forma:

$$z_k = \mathbf{y}_k^H \mathbf{w}_k + n_k \quad (2.12)$$

onde \mathbf{w}_k é um vetor $K \times 1$ que contém os coeficientes w_0 a w_{K-1} da RI do equalizador e n_k representa a k -ésima amostra de um processo branco gaussiano. Por outro lado, o vetor \mathbf{y}_k é conhecido como vetor de regressão e contém as K amostras do sinal recebido que são usadas para produzir a saída z_k . O superscrito H denota a operação transposto conjugado que também é conhecida como hermitiano (ANTON, 2001). O vetor \mathbf{y}_k é dado por:

$$\mathbf{y}_k = (y_k, y_{(k-1)}, \dots, y_{(k-K+1)})^T, \quad (2.13)$$

onde o superscrito T denota transposto.

Como a fonte gera um processo estacionário em sentido amplo, o vetor contendo os coeficientes ótimos do equalizador no sentido EQM é obtido por (HAYKIN, 1991; DINIZ, 1997):

$$\hat{\mathbf{w}}_0 = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}, \quad (2.14)$$

onde \mathbf{R} é a matriz de autocorrelação do processo de entrada e, \mathbf{p} é o vetor de correlação cruzada entre o vetor de regressão e a saída desejada do equalizador. A equação acima é conhecida como equação de Wiener. O EQM mínimo J_0 é dado por:

$$J_0 = E[y_k^2] - \hat{\mathbf{w}}_0^H \mathbf{p} \quad (2.15)$$

Para obter os coeficientes ótimos do equalizador no sentido EQM, \mathbf{R} e \mathbf{p} devem ser conhecidos. Na prática, dispõe-se apenas das amostras do processo de entrada y_k , ao invés

das estatísticas de segunda ordem mencionadas acima. Além disso, é necessário conhecer também os símbolos transmitidos.

Outra dificuldade inerente à Equação 2.14 é o cálculo de inversa, procedimento altamente complexo e que possui sérios problemas de precisão numérica. Todavia, a inversa pode ser obtida recursivamente pelo algoritmo *Levinson Durbin* que faz uso da estrutura Toeplitz da matriz de autocorrelação do sinal de entrada. A grande virtude desse algoritmo é a sua baixa complexidade computacional, proporcional a K^2 , em comparação com métodos típicos de inversão, como por exemplo o de eliminação de Gauss, cuja complexidade computacional é proporcional a K^3 (HAYKIN, 1991).

A solução da Equação 2.14 pode ser obtida em duas fases. Na primeira, os momentos de segunda ordem são estimados, em seguida os coeficientes são estabelecidos utilizando-se o algoritmo de *Levinson Durbin*. Um problema inerente a tais técnicas é a quantidade de dados necessária para se obter as estimativas. Um segundo procedimento muito utilizado em otimização de funções contínuas multidimensionais, conhecido como *Steepest Descent*, evita a obtenção da inversa. Nele, a partir de um ponto arbitrário na superfície ($J(\hat{\mathbf{w}}_0)$), parametrizada pelos coeficientes do equalizador, portanto de dimensão K , desloca-se no sentido contrário ao do gradiente no ponto $\hat{\mathbf{w}}_0$, ou seja, no sentido de diminuir o EQM. A cada iteração, o EQM diminui e os coeficientes tendem aos seus valores ótimos, de acordo com um parâmetro real positivo adimensional μ (passo). Nesse aspecto, o EQM é um critério adequado para a aplicação do *Steepest Descent*, tendo em vista que a superfície do erro com domínio complexo contido em C^K possui um ponto de mínimo global, e o *Steepest Descent* garante, sob determinadas condições, a obtenção desse ponto com quantidade de iterações que depende do passo e das propriedades estatísticas do sinal de entrada do filtro. Matematicamente o algoritmo *Steepest Descent* é definido por:

$$\hat{\mathbf{w}}_{(k+1)} = \hat{\mathbf{w}}_k - \mu \nabla_k, \quad (2.16)$$

onde ∇_k denota o valor do gradiente de $\hat{\mathbf{w}}$ na k -ésima iteração e, é dado por:

$$\nabla_k = 2\mathbf{R}\hat{\mathbf{w}}_k - 2\mathbf{p}, \quad (2.17)$$

Apesar do *Steepest Descent* evitar o cálculo da inversa, é preciso conhecer a matriz de autocorrelação do sinal de entrada e o vetor de correlação cruzada entre o sinal de entrada e a amostra desejada. Uma técnica clássica para evitar este problema é o *Least Mean Square* (LMS), que propõe utilizar em lugar das medidas estatísticas os seguintes

estimadores:

$$\hat{\nabla}_k = 2\hat{\mathbf{R}}\hat{\mathbf{w}}_k - 2\hat{\mathbf{p}}, \quad (2.18)$$

sendo $\hat{\mathbf{R}}_k$ dado por:

$$\hat{\mathbf{R}}_k = \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H \quad (2.19)$$

e $\hat{\mathbf{p}}_k$ dado por:

$$\hat{\mathbf{p}}_k = \mathbf{y}_k d_k^*, \quad (2.20)$$

onde $d_k = a_k$, durante o período de treinamento e $d_k = \hat{a}_k$ durante o modo DD. Dessa forma o algoritmo fica definido por:

$$\hat{\mathbf{w}}_{(k+1)} = \hat{\mathbf{w}}_k - \mu \hat{\nabla}_k \quad (2.21)$$

O algoritmo LMS tem sido o objeto de estudo de vários pesquisadores, que tratam em especial, questões relacionadas com sua convergência e capacidade de acompanhamento de processos. A convergência do algoritmo é determinada por dois fatores. Primeiro a convergência do gradiente, e em segundo lugar, a convergência dos estimadores, que depende do comportamento estatístico do sinal de entrada e é tão melhor quanto mais decorrelacionado for o processo de entrada. A escolha do passo (μ) surge como compromisso entre a capacidade de acompanhamento, a velocidade de convergência do algoritmo e o valor de erro quadrático médio em regime estacionário (GALDINO, 2003, 2004). No próximo capítulo serão abordados o algoritmo LMS e outros que podem ser empregados para estimar os coeficientes do equalizador.

Outros critérios para otimizar os coeficientes do equalizador podem ser utilizados, como por exemplo o critério mínimo quadrático, do inglês Least Squares (LS), definido por (HAYKIN, 1991; DINIZ, 1997):

$$\sum_{k=0}^{J-1} |z_k - d_k|^2, \quad (2.22)$$

onde J é o tamanho da janela de dados considerada para obter a estimativa.

De acordo com este critério a minimização é realizada sobre a função amostra e não sobre o processo. Para o caso de processos ergódicos, a minimização fornecida por este critério tende para a solução do EQM. A implementação recursiva deste critério conduz

ao famoso algoritmo *Recursive Least Squares* (RLS). No RLS, a função custo que será minimizada é dada por:

$$\sum_{k=0}^{J-1} \varsigma^{J-1-k} |z_k - d_k|^2, \quad (2.23)$$

que resulta no LS se $\varsigma = 1$. Pelo RLS, os coeficientes do equalizador são atualizados da seguinte forma:

$$\hat{\mathbf{w}}_k = \hat{\mathbf{w}}_{(k-1)} + \mathbf{\Omega}_k \alpha_k^* \quad (2.24)$$

onde α_k é dado por:

$$\alpha_k = d_k - \hat{\mathbf{w}}_{(k-1)}^H \mathbf{y}_k \quad (2.25)$$

e $\mathbf{\Omega}_k$ é dado por:

$$\mathbf{\Omega}_k = \frac{\varsigma^{-1} \mathbf{\Delta}_{(k-1)} \mathbf{y}_k}{1 + \varsigma^{-1} \mathbf{y}_k^H \mathbf{\Delta}_{(k-1)} \mathbf{y}_k}, \quad (2.26)$$

sendo $\mathbf{\Delta}_k$ dado por:

$$\mathbf{\Delta}_k = \varsigma^{-1} \mathbf{\Delta}_{(k-1)} - \varsigma^{-1} \mathbf{\Omega}_k \mathbf{y}_k^H \mathbf{\Delta}_{(k-1)} \quad (2.27)$$

o parâmetro ς , conhecido como fator de esquecimento, controla o janelamento dos dados para produzir a estimativa. Da mesma forma que o passo (μ) do LMS, o fator de esquecimento (ς) é estabelecido como compromisso entre a capacidade de acompanhamento de parâmetros variantes no tempo e a velocidade de convergência.

O sinal desejado d_k , considerado na Equação 2.25 para produzir o sinal de erro α_k é conhecido no início da transmissão devido ao uso de sequência de treinamento. Concluída a fase de treinamento, $d_k = \hat{a}_k$, de acordo com a DD, para continuar atualizando os parâmetros do equalizador com o tempo.

Independente do algoritmo adaptativo utilizado, os receptores lineares possuem desempenho pobre quando empregados para equalizar canais contendo nulos espectrais, situação tipicamente encontrada em diversos cenários em transmissão sem fio. Além disso, as técnicas tradicionais para atualizar os coeficientes do equalizador (LMS, RLS) operando no modo de DD são ineficientes em presença de canais com desvanecimento rápido. Isto cria a necessidade de transmitir a informação em forma de blocos delimitados por sequências de treinamento, para estabelecer periodicamente a estimativa do canal. A necessidade da transmissão periódica da sequência de treinamento apresenta o efeito indesejável de reduzir a vazão, comprometendo a eficiência espectral do enlace de comunicação.

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi detalhado o funcionamento do modelo do sistema de comunicação sob investigação nesta dissertação. Além disso foi abordado o distúrbio causado pela seletividade em frequência, a interferência entre símbolos (IES), e algumas técnicas de combate à mesma. Ficou evidenciada a limitação no combate à IES por parte de equalizadores lineares na equalização de canais contendo nulos espectrais.

No próximo capítulo será abordada a técnica de equalização não-linear conhecida como DFE o qual obtém um desempenho superior ao alcançado por equalizadores lineares. Serão enfatizados os efeitos da propagação do erro: um dos principais problemas relacionados com o DFE, e serão apresentadas algumas técnicas que foram desenvolvidas para combater esse distúrbio.

3 O DFE E ALGUMAS TÉCNICAS TRADICIONAIS DE DETECÇÃO DE ERRO DE RECEPÇÃO

Neste capítulo será apresentado o esquema de equalização não-linear do tipo *Decision Feedback Equalization* (DFE). Essa apresentação contempla o estudo de algoritmos de filtragem adaptativa que são comumente empregados para ajustar os coeficientes desses equalizadores, o problema da propagação do erro: um dos principais distúrbios que afetam o desempenho desse tipo de equalizador, e algumas técnicas propostas em trabalhos anteriores (CHIANI, 1997; REUTER, 2001) para combater o efeito da propagação do erro.

3.1 O EQUALIZADOR NÃO-LINEAR COM ESTRUTURA DFE

O DFE é um equalizador não linear que apresenta características de desempenho intermediárias entre o receptor linear e aqueles que realizam detecção de sequência de símbolos baseada no critério de máxima verossimilhança (SKLAR, 2003). O DFE apesar de não propiciar taxas de erros tão baixas quanto os últimos, apresenta complexidade computacional bem inferior a estes principalmente nos sistemas com elevada eficiência espectral que adotam esquemas de modulação com muitos pontos em sua constelação. Por outro lado, apresenta desempenho bem superior em relação aos equalizadores lineares discutidos no capítulo anterior, principalmente quando estão envolvidos canais com nulos espectrais dentro da faixa de passagem. Vale ressaltar que esta vantagem de desempenho em relação aos equalizadores lineares é obtida sem significativo acréscimo de complexidade computacional do equalizador.

Assim como os equalizadores lineares, os DFEs se baseiam no uso de filtros transversais; no entanto, usam uma estratégia que evita a necessidade de realizar inversão do canal para combater o efeito da IES. Esta característica dos DFEs faz com que não haja fortalecimento da potência do ruído na presença de canais com nulos espectrais, um dos principais problemas dos equalizadores lineares.

Para entender o funcionamento de um DFE é preciso dividir a resposta ao impulso do canal de comunicação em pré-cursors, cursor principal e pós-cursors, conforme apresentado na Figura 3.1 para um canal hipotético.

Na Figura 3.1 podemos ver que o cursor principal representa o raio ou coeficiente de maior valor em módulo. Isso pode ser compreendido em função do maior peso que esse coeficiente dará à amostra por ele multiplicada. Os cursores que antecedem o principal são denotados por pré-cursors, já os que estão à direita do mesmo são denotados por pós-cursors.

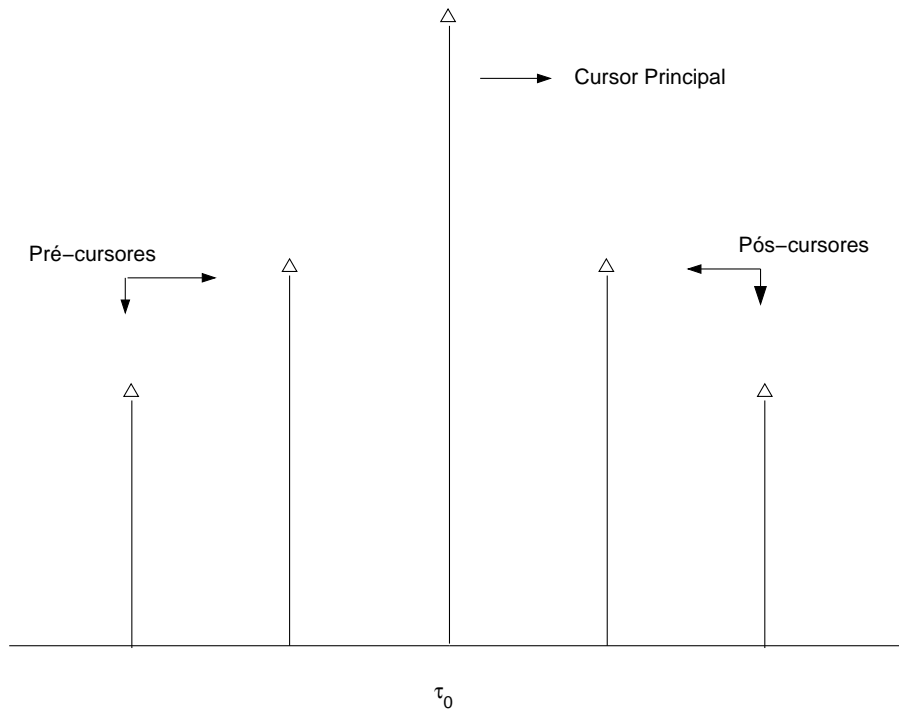


FIG. 3.1: Um canal hipotético com $L=5$ e retardo τ_0 .

O retardo do canal está associado ao cursor principal. Considerando o canal apresentado na Figura 3.1, o retardo do canal é τ_0 . Os pós-cursors estão associados a símbolos que já foram decididos e os pré-cursors a símbolos que ainda serão decididos. A idéia principal do DFE é extrair ou remover a interferência causada pelos símbolos que foram detectados, nas detecções futuras. O DFE é composto de dois filtros FIR (Finite Impulse Response) ou Resposta ao impulso finita: um avante e outro de realimentação. O sinal equalizado é a soma das saídas desses dois filtros. A entrada do filtro avante é o sinal na saída do amostrador, enquanto que na entrada do filtro de realimentação estão os símbolos previamente detectados. O filtro avante é similar ao filtro transversal linear, discutido anteriormente, e opera no sinal recebido para suprimir principalmente a IES devida aos pré-cursors do canal. Já o filtro de realimentação é utilizado para reconstruir

completamente ou parcialmente o padrão de IES provocado pelos símbolos previamente detectados, os quais estão associados aos pós-cursors do canal e, subtraí-lo a partir do sinal recebido. O sinal na entrada do decisor é dado por:

$$z_k = \mathbf{y}_k^H \mathbf{c}_k - \mathbf{d}_{(k-1)}^H \mathbf{b}_k, \quad (3.1)$$

os vetores \mathbf{c}_k e \mathbf{b}_k contêm os coeficientes dos filtros avante e de realimentação, respectivamente, o vetor de observação na saída do amostrador \mathbf{y}_k contém as N amostras para produzir a saída do filtro avante e o vetor \mathbf{d} contém os M símbolos previamente detectados, quando operando em DD, ou os próprios símbolos transmitidos, quando em treinamento, para produzir a saída do filtro de realimentação; e os índices N e M determinam a quantidade de coeficientes dos respectivos filtros. A estrutura do tipo DFE convencional encontra-se ilustrada na Figura 3.2.

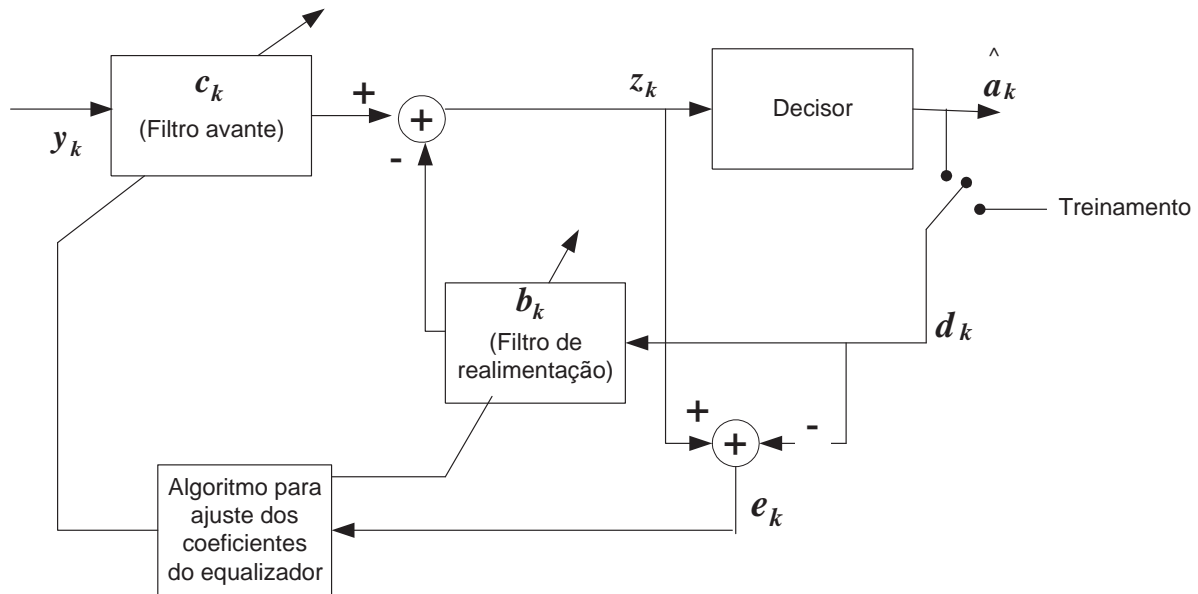


FIG. 3.2: Estrutura do equalizador DFE convencional.

Da mesma forma que na equalização linear, os coeficientes dos filtros do DFE são estabelecidos no sentido de otimizar alguma função custo, como por exemplo o EQM ou o LS. Os coeficientes são obtidos 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 ao longo do processo de detecção.

O desempenho de um equalizador é influenciado pelas características particulares do canal, pelo algoritmo adaptativo empregado, pelo número de coeficientes, pelo critério

usado para ajustar tais coeficientes e pelo atraso de decisão.

A avaliação de desempenho do DFE é complicada devido às possíveis decisões erradas, que podem ocorrer de forma imprevisível. Isso compromete futuras decisões, tendo em vista que a amostra z_k , utilizada para estimar o k -ésimo símbolo transmitido, depende dos M símbolos previamente detectados. Quando uma decisão incorreta é realimentada (no modo de operação DD), a saída do DFE reflete esse erro durante os próximos símbolos, uma vez que a decisão incorreta percorre a linha de atrasos de realimentações.

Desta forma, tanto o ajuste dos coeficientes do equalizador durante a fase de detecção quanto o cancelamento da IES devida aos pós-cursors ficam prejudicados. 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.

Apesar do problema de propagação do erro, o desempenho do DFE é geralmente bem melhor do que o propiciado pelos equalizadores lineares. O DFE propicia maior liberdade no ajuste dos coeficientes do filtro avante, principalmente, por não necessitar, a rigor, da obtenção da inversa do canal, em função da utilização do filtro de realimentação. Isto evita a ampliação excessiva de ruído e a sensibilidade à fase de amostragem.

Como podemos ver, um dos principais problemas do DFE é a propagação de erro. Neste contexto, surge a idéia de acoplar ao DFE algum dispositivo que forneça uma rápida e eficiente detecção de erros de equalização para que se possa desencadear alguma contra-medida, combatendo a propagação de erro e conseqüentemente melhorando o desempenho desse esquema de equalização. Adiante serão apresentados alguns procedimentos que vêm sendo propostos para combater esse efeito. Antes disso, na próxima seção serão apresentados alguns algoritmos adaptativos que são comumente empregados para realizar o ajuste dos coeficientes dos equalizadores.

3.2 O USO DE FILTROS ADAPTATIVOS NA IDENTIFICAÇÃO DO CANAL E NA ADAPTAÇÃO DO DFE

Em situações práticas o canal de comunicação é desconhecido; diante disso, alguns parâmetros dos receptores, como por exemplo os coeficientes do equalizador, devem ser estimados antes que o processo de detecção de informação transmitida seja iniciado. Além disso, quando o canal é variante no tempo, esses parâmetros devem ser rastreados durante a fase de detecção de informação, do contrário a taxa de erro do sistema de comunicação pode aumentar. No primeiro caso, canal invariante, os parâmetros do receptor podem

ser estimados em lote, enquanto que no segundo, geralmente adota-se soluções recursivas, implementadas com o uso de filtragem adaptativa.

Na literatura técnica existem diversos algoritmos de filtragem adaptativa, os quais se caracterizam por possuir características de desempenho bem diversificadas, no que se refere particularmente à complexidade computacional, à estabilidade numérica, à capacidade de rastreamento de parâmetros variantes no tempo, à robustez quanto a erros na modelagem e em sinais de referência usados por esses algoritmos, e quanto ao erro de estimativa que apresentam (DINIZ, 1997; HAYKIN, 1991).

Neste trabalho são empregados três tipos de algoritmos adaptativos a saber: o LMS e o Filtro de Kalman no processo de identificação de canal e o RLS para atualização dos coeficientes do equalizador.

3.2.1 O USO DE FILTROS ADAPTATIVOS EM IC

O modelo simplificado do sistema em tempo discreto empregado para identificar os coeficientes da RI do canal é ilustrado na Figura 3.3. A observação ruidosa no tempo k é dada por:²

$$d_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{s}_k + v_k, \quad (3.2)$$

em que v_k representa o ruído de observação, com variância σ_v^2 e média nula, \mathbf{s}_k é o vetor formado com o sinal na entrada do canal dado por:

$$\mathbf{s}_k = (a_k, a_{(k-1)}, \dots, a_{(k-L+1)})^T, \quad (3.3)$$

com a_k representando o símbolo transmitido no k -ésimo intervalo de símbolo, L denotando a quantidade de coeficientes do vetor \mathbf{h}_k , cujos elementos representam os coeficientes da RI do canal no instante k . Esses elementos resultam da amostragem da resposta ao impulso conjunta dos filtros de transmissão e recepção e do meio de propagação. Esse vetor é dado por

$$\mathbf{h}_k = (h_{(0,k)}, h_{(1,k)}, \dots, h_{(L-1,k)})^T. \quad (3.4)$$

² k é adimensional e expressa um particular intervalo de símbolo. Na verdade, o tempo decorrido do início da transmissão até este intervalo de símbolo é kT segundos.

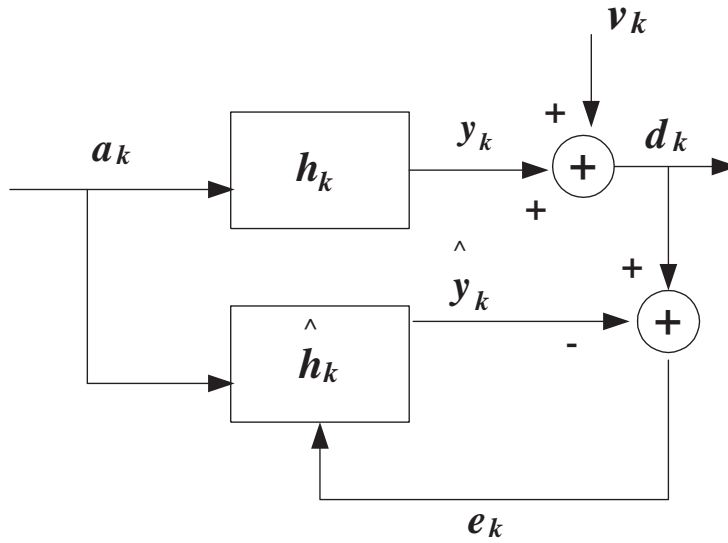


FIG. 3.3: Diagrama de blocos simplificado do sistema em tempo discreto empregado para identificar os coeficientes da RI do canal.

Para a realização da identificação do canal, foram utilizados neste trabalho dois algoritmos adaptativos, o LMS e o Filtro de Kalman, os quais serão descritos de forma sucinta a seguir.

a) LMS (“*Least Mean Square*”)

Esse algoritmo tem como base uma modificação do sistema de equações *Wiener-Hopf*, buscando o mínimo da superfície de erro quadrático médio. O conhecido algoritmo de *Steepest-Descent* faz uso do vetor gradiente para buscar o mínimo da função erro. Caso fosse possível fazer medidas exatas do vetor gradiente em cada iteração, e com uma escolha apropriada para o valor do passo μ , assim o vetor de pesos computado do *Steepest-Descent* convergiria à solução ótima de Wiener. Na verdade, medidas exatas do vetor gradiente não são possíveis, já que isso iria requerer o conhecimento prévio da matriz de autocorrelação dos dados de entrada \mathbf{R} e do vetor de correlação cruzada \mathbf{p} entre o vetor de regressão (amostra atual e amostras atrasadas do sinal de entrada) e a saída desejada do equalizador, conforme discutido no capítulo anterior. Conseqüentemente, o vetor gradiente deve ser estimado pelos dados disponíveis. Um algoritmo que segue essa abordagem usando estimativas mais simples é o LMS. Uma vantagem significativa do LMS

é a sua simplicidade computacional e estabilidade numérica, decorrentes principalmente pelo fato do algoritmo não requerer o cálculo de inversa de matrizes.

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

$$\hat{\mathbf{h}}_{(k+1)} = \hat{\mathbf{h}}_k + \mu \mathbf{s}_k e_k^*, \quad (3.5)$$

com μ representando o passo do LMS e e_k o erro de estimação do sinal recebido, expresso por:

$$e_k = d_k - \hat{y}_k, \quad (3.6)$$

sendo

$$\hat{y}_k = \hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{s}_k. \quad (3.7)$$

A escolha do passo μ é de fundamental importância no LMS. Um passo grande gera um EQM em regime permanente elevado, enquanto que um passo pequeno faz com que a convergência seja lenta além de prejudicar o rastreamento de parâmetros que variam rapidamente com o tempo (EWEDA, 1994; L. LINDBOM, 2001). Diversos trabalhos realizam análise do LMS na identificação de canais variantes no tempo (FARHANG-BOROUJENY, 1996; EWEDA, 1994). Em particular, considerando canais WSS-US, em (GALDINO, 2003, 2004) são apresentadas expressões analíticas para as curvas de EQM em função de valores do passo e de parâmetros típicos de sistemas de comunicações. Além disso, são apresentadas aproximações analíticas para o cálculo do valor ótimo do passo no sentido de reduzir o EQM na condição de regime permanente para alguns modelos de espectro doppler, dentre os quais o modelo de Jakes, que foi usado nesta dissertação.

Como características, o LMS apresenta convergência lenta e sensibilidade ao problema de espalhamento de autovalores da matriz de autocorrelação dos dados de entrada \mathbf{R} e baixa complexidade computacional (HAYKIN, 1991).

b) Filtro de Kalman (FK)

A formulação matemática do Filtro de Kalman é descrita em termos do conceito de espaço de estados. Em particular, usa-se um procedimento recursivo onde cada estimativa de estado é computada a partir do estado anterior.

Para o emprego de FK no esquema de identificação de canal citado, é preciso adotar um modelo estatístico racional para descrever a evolução temporal do canal de comunicação. Modelos autoregressivos de ordem I (HAYKIN, 1991), aqui denotados por AR(I), são alternativas interessantes, especialmente os de ordens pequenas, uma vez que a complexidade computacional do algoritmo de filtragem, e por conseguinte do esquema de recepção, cresce sensivelmente com este parâmetro.

Considerando que o canal de comunicação é modelado por um processo AR(I) a entrada do detector pode ser descrita pelo modelo de espaço em estado mostrado a seguir:

$$\boldsymbol{\chi}_{(k+1)} = \boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{\chi}_k + \boldsymbol{\Theta}\boldsymbol{\nu}_k; \quad (3.8)$$

$$y_k = (\boldsymbol{\psi}_k)^H \boldsymbol{\chi}_k + \eta_k, \quad (3.9)$$

sendo $\boldsymbol{\chi}_k$ o vetor de estados, cujos elementos, como mostrados adiante, são obtidos a partir dos atrasos da RI do canal, $\boldsymbol{\Phi}$ é a matriz de transição de estado e $\boldsymbol{\Theta}$ é uma matriz diagonal que controla a potência do ruído de geração do vetor de estados. Nas equações apresentadas acima, é admitido que $\boldsymbol{\nu}_k$ é extraído de um processo estocástico vetorial gaussiano com espectro de potência plano, vetor média nulo e matriz de covariância igual a uma matriz identidade de dimensões apropriadas. É admitido também que η_k é extraído de um processo gaussiano branco de média nula e variância σ_η^2 , e que os processos $\{\boldsymbol{\nu}_k\}$ e $\{\eta_k\}$ são estatisticamente independentes.

As matrizes que especificam o modelo em espaço de estados apresentado nas Equações 3.8 e 3.9 podem ser dadas por:

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{pmatrix} -p_1 & \cdots & 0 & -p_2 & \cdots & 0 & \cdots & -p_I & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & -p_1 & 0 & \cdots & -p_2 & \cdots & 0 & \cdots & -p_I \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix}; \quad (3.10)$$

$$\boldsymbol{\Theta} = \text{diag} \left(\sigma_{c_0}^2, \sigma_{c_1}^2, \cdots, \sigma_{c_{L-1}}^2, \sigma_{c_0}^2, \cdots, \sigma_{c_{L-1}}^2, \cdots, \sigma_{c_0}^2, \cdots, \sigma_{c_{L-1}}^2 \right) \text{ e} \quad (3.11)$$

$$\boldsymbol{\psi}_k = (a_k, \dots, a_{(k-L-1)}, 0, \dots, 0)^T \quad (3.12)$$

Por outro lado, o vetor de estado está relacionado com os coeficientes da RI do canal de comunicação da seguinte maneira

$$\boldsymbol{\chi}_k = (h_{(k,0)}, \dots, h_{(k,L-1)}, h_{(k-1,0)}, \dots, h_{(k-1,L-1)}, \dots, h_{(k-I+2,0)}, \dots, h_{(k-I+2,L-1)})^T \quad (3.13)$$

Na Equação 3.10 as constantes $\{p_k\}$ representam os parâmetros do modelo AR(I) e os elementos da diagonal principal da matriz Θ são extraídos do perfil de intensidade de atraso do canal (Apêndice 8.1).

A estimativa do vetor de estados $\boldsymbol{\chi}_k$ e a matriz de covariância do erro de estimação \mathbf{Q} são computadas recursivamente pelo FK da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\chi}}_{(k+1)} &= \Phi \hat{\boldsymbol{\chi}}_k + \Phi \mathbf{K}_k (y_k - \boldsymbol{\psi}_k^H \hat{\boldsymbol{\chi}}_k); \\ \mathbf{K}_k &= \mathbf{Q}_k \boldsymbol{\psi}_k (\boldsymbol{\psi}_k^H \mathbf{Q}_k \boldsymbol{\psi}_k + \sigma^2)^{-1}; \\ \mathbf{Q}_{k+1} &= \Phi (\mathbf{Q}_k - \mathbf{K}_k (\boldsymbol{\psi}_k^H \mathbf{Q}_k) \Phi^H) \Phi^H + \Theta \Theta^H \end{aligned} \quad (3.14)$$

As condições iniciais para realizar estimação ML, independentemente do esquema de filtragem empregado, são dadas por:

$$\hat{\boldsymbol{\chi}}_0 = \mathbb{E} [\boldsymbol{\chi}_0] = \mathbf{0} \text{ e} \quad (3.15)$$

$$\mathbf{Q}_0 = \mathbb{E} [\boldsymbol{\chi} \boldsymbol{\chi}^H] = \Theta. \quad (3.16)$$

Os modelos estatísticos geralmente empregados para descrever a evolução temporal dos coeficientes da RI do canal de comunicação móvel são não-rationais (PARSONS, 1992). Neste caso, a rigor, o uso de processos AR induz a um erro de modelagem na Equação 3.8 e, por conseguinte, no esquema de estimação recursiva realizado pelo filtro de Kalman. Para tentar minimizar esse problema, os parâmetros $\{p_k\}$ devem ser escolhidos no sentido de obter um bom ajuste estatístico entre os processos alvo e o modelo AR(I). Usando o critério de minimização da variância do erro de predição para realizar esse ajuste, o vetor de parâmetros autoregressivos, \mathbf{p} , é obtido por (HAYKIN, 1991, Capítulo 6)

$$\mathbf{p} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}, \quad (3.17)$$

em que \mathbf{R} é uma matriz $I \times I$ e \mathbf{r} um vetor de M elementos, ambos especificados pela função de autocorrelação do processo estocástico a ser aproximado, $R(\cdot)$. Admitindo que esta função assume valores reais, os referidos parâmetros são dados por:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R(0) & R(1) & \cdots & R(I-1) \\ R(1) & R(0) & \cdots & R(I-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R(I-1) & \cdots & R(1) & R(0) \end{pmatrix}$$

e

$$\mathbf{r} = (R(1) \cdots R(I-1))^T.$$

Além disso, a variância do erro de predição, σ_{EP}^2 , fica dada por (HAYKIN, 1991, Capítulo 6)

$$\sigma_{\text{EP}}^2 = R(0) + \mathbf{r}^T \mathbf{p}. \quad (3.18)$$

Considerando que os processos estocásticos que modelam as variações dos coeficientes da RI do canal físico têm espectros de potência dados pelo modelo de Jakes, em (GALDINO, 2002) são apresentados os valores das variâncias dos erros de predição para alguns valores da ordem do processo AR e do produto $f_D T$. Os resultados apresentados em (GALDINO, 2002) nos permite concluir que a ordem do processo AR que melhor aproxima o espectro de Jakes aumenta com o valor de $f_D T$ (produto do Desvio máximo de frequência f_D pela duração do intervalo de símbolo T). No entanto, levando em conta a complexidade computacional associada ao uso desses modelos, é razoável admitir que o modelo AR(2) representa uma boa solução de compromisso para $10^{-4} < f_D T < 10^{-2}$ e que o modelo AR(1) é uma boa aproximação para $f_D T \leq 10^{-4}$.

Deve-se ressaltar também que em comparação com o LMS, o Filtro de Kalman possui uma convergência bem mais rápida, convergência insensível ao problema de espalhamento de autovalores, maior robustez ao erro de detecção e maior complexidade computacional, além de possuir desempenho sensível ao ajuste da modelagem estatística na equação de espaço de estados.

3.2.2 O USO DE FILTROS ADAPTATIVOS NO DFE

O modelo simplificado do sistema em tempo discreto empregado para equalizar o canal é ilustrado na Figura 3.4. O sinal na entrada do decisor é dado por:

$$z_k = \mathbf{y}_k^H \mathbf{c}_k - \mathbf{d}_{(k-1)}^H \mathbf{b}_k, \quad (3.19)$$

sendo:

$$\mathbf{y}_k = (y_{(k-N_1)}, \dots, y_{(k+N_2)})^T,$$

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{s}_k + v_k,$$

$$\mathbf{d}_{(k-1)} = (d_{(k-M)}, \dots, d_{(k-1)})^T$$

em que $N = (N_1 + N_2 + 1)$ e M representam o número de coeficientes do filtro avante e do filtro de realimentação, respectivamente; v_k representa o ruído de observação, com variância σ_v^2 e média nula, \mathbf{s}_k é o sinal na entrada do canal, que é dado na representação vetorial por

$$\mathbf{s}_k = (a_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-L+1})^T, \quad (3.20)$$

com a_k representando o símbolo transmitido no k -ésimo intervalo de símbolo, L denotando a quantidade de coeficientes do vetor \mathbf{h}_k , cujos elementos representam os coeficientes da RI do canal no instante k . Esses elementos resultam da amostragem da resposta ao impulso conjunta dos filtros de transmissão e recepção e do canal de propagação. Esse vetor é dado por

$$\mathbf{h}_k = (h_{(0,k)}, h_{(1,k)}, \dots, h_{(L-1,k)})^T. \quad (3.21)$$

Para a realização da adaptação dos coeficientes do equalizador DFE, foi utilizado neste trabalho o algoritmo adaptativo RLS (*Recursive Least Squares*). Este algoritmo foi escolhido em função de ter seu desempenho pouco sensível à correlação do sinal de entrada (importante para o treinamento dos coeficientes do filtro avante do DFE). Por conta disso, apresenta um desempenho melhor que o LMS em função de possuir uma convergência mais rápida. Além disso, sua complexidade computacional é inferior a de

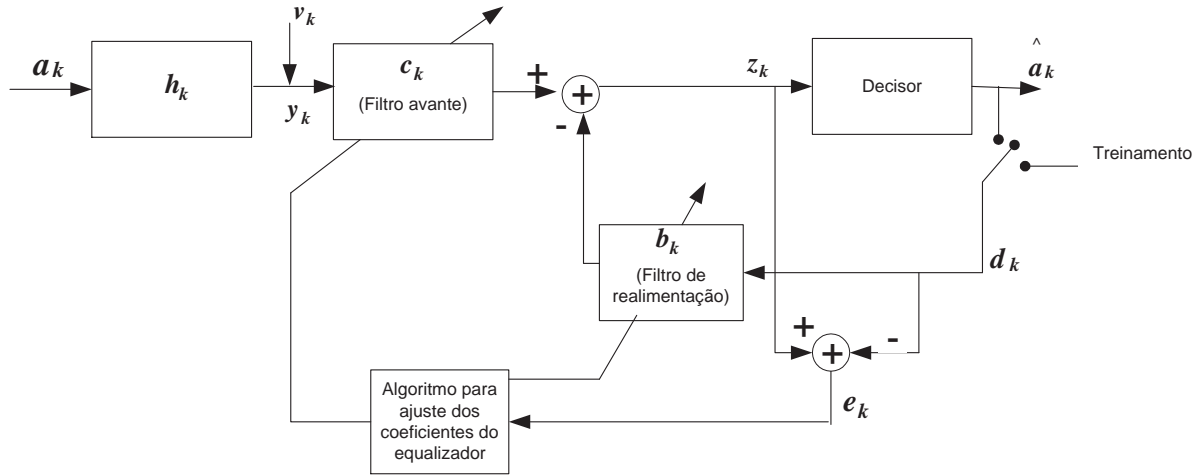


FIG. 3.4: Diagrama de blocos simplificado do sistema em tempo discreto empregado para equalizar o canal.

outros algoritmos que também apresentam bom desempenho, como por exemplo o Filtro de Kalman.

Apesar do RLS geralmente apresentar alguns problemas de instabilidade numérica, neste trabalho a cada bloco de símbolos transmitidos o algoritmo tem seus coeficientes reinicializados evitando a ocorrência desse problema.

O RLS realiza a estimação e o rastreamento dos parâmetros de interesse com base no critério LS, que conduz à seguinte função custo:

$$E_k = \sum_{i=1}^k \beta_{(k,i)} |e_i|^2 \quad (3.22)$$

onde e_i é a diferença entre a saída desejada d_i e a saída do equalizador z_i e $0 < \beta_{(k,i)} < 1$, sendo $\beta_{(k,i)}$ o fator de esquecimento. Esse fator faz com que erros passados tenham um peso cada vez menor na função custo. Uma forma de definir o fator de esquecimento é fazer sua queda de forma exponencial:

$$\beta_{(k,i)} = \zeta^{k-i}, i = 1, 2, \dots, k \quad (3.23)$$

O algoritmo pode ser descrito da seguinte forma:

Condições Iniciais:

$$\begin{aligned} \Delta_0 &= \delta^{-1} \mathbf{I}, \\ \hat{\mathbf{w}}_0 &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (3.24)$$

(sendo δ uma constante pequena positiva)

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

$$\alpha_k = d_k - \hat{\mathbf{w}}_{(k-1)}^H \boldsymbol{\varphi}_k \quad (3.25)$$

$$\boldsymbol{\Omega}_k = \frac{\varsigma^{-1} \boldsymbol{\Delta}_{(k-1)} \boldsymbol{\varphi}_k}{1 + \varsigma^{-1} \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\Delta}_{(k-1)} \boldsymbol{\varphi}_k} \quad (3.26)$$

$$\boldsymbol{\Delta}_k = \varsigma^{-1} \boldsymbol{\Delta}_{(k-1)} - \varsigma^{-1} \boldsymbol{\Omega}_k \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\Delta}_{(k-1)} \quad (3.27)$$

$$\hat{\mathbf{w}}_k = \hat{\mathbf{w}}_{(k-1)} + \boldsymbol{\Omega}_k \alpha_k^* \quad (3.28)$$

sendo $\boldsymbol{\varphi}_k = [\mathbf{y}_k \ \mathbf{d}_k]$ e $\hat{\mathbf{w}}_k = [\mathbf{c}_k \ -\mathbf{b}_k]$.

3.3 TÉCNICAS PARA COMBATER O EFEITO DE PROPAGAÇÃO DO ERRO

Nos receptores digitais que operam em canais variantes no tempo é bastante comum a ocorrência de erros num curto intervalo de tempo. Nesses casos, dependendo do esquema de recepção empregado, é preciso fazer uso de alguma ajuda externa para que o enlace físico opere em níveis aceitáveis. A concentração de erros no processo de detecção é usualmente denominada surto ou rajada. Alguns dos motivos que podem contribuir para o surgimento de surtos são a perda de acompanhamento da RI do canal, elevados níveis de ruído, e a propagação de erros nos equalizadores que utilizam estruturas com realimentação de decisão (DFE, por ex.).

Nas aplicações que fazem uso de sequência de treinamento, obtém-se, geralmente, boa estimativa dos parâmetros do receptor antes de se iniciar a fase de detecção da informação transmitida, o que contribui para diminuir a incidência de surtos. No entanto, é comum utilizar os símbolos detectados no equalizador, para realizar acompanhamento de

parâmetros variantes no tempo. Isso é particularmente verdade em esquemas de equalização DFE adaptativo, objeto de estudo desta dissertação. Como já foi mencionado, nesses esquemas de equalização os erros de decisão dos símbolos transmitidos podem comprometer o cálculo de IES devido aos pós-cursors e o ajuste dos coeficientes dos filtros avante e de realimentação. A propagação de erro pode originar surtos e aumentar bastante a taxa de erro do enlace de comunicação. Desta forma, dispositivos que identifiquem a ocorrência de erros de detecção em esquemas de equalização vem sendo propostos para combater o efeito da propagação do erro em esquemas de equalização DFE. Em (CHIANI, 1997) foi proposto o emprego de decisão suave para combater esse efeito. A técnica foi apresentada para canais invariantes, esquema de modulação PAM binário e admitindo-se o cancelamento ideal do efeito dos pré-cursors realizado pelo filtro avante. O sinal na entrada do

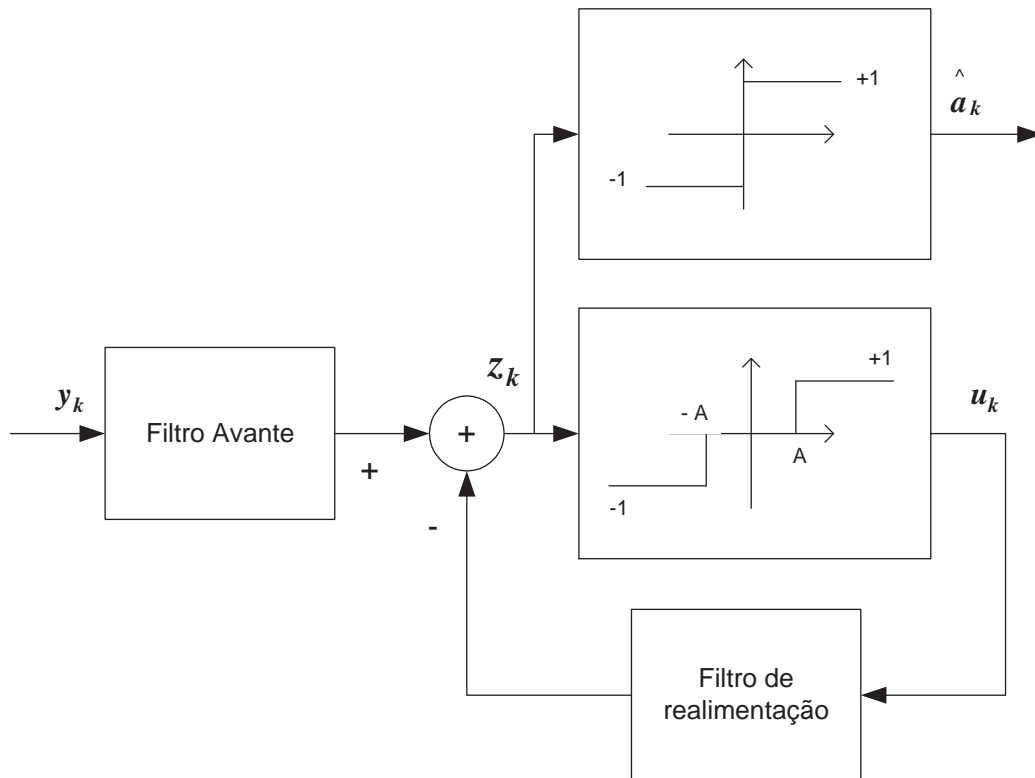


FIG. 3.5: Diagrama de blocos simplificado do procedimento em (CHIANI, 1997) para combater o efeito da propagação do erro de decisão

equalizador é dado por:

$$y_k = a_k + \sum_{j=1}^{\infty} h_j a_{(k-j)} + n_k \quad (3.29)$$

no qual a_k é o símbolo atual a ser detectado, h_j é a j -ésima amostra da resposta do canal, e n_k é o ruído aditivo, que é modelado por um processo gaussiano branco com média nula e variância σ_n^2 .

Embora o procedimento tenha sido proposto considerando o esquema de modulação PAM binário, ele pode ser adotado para constelações bidimensionais. A escolha pelo PAM binário foi determinada por razões de simplicidade de apresentação da técnica.

A idéia chave da técnica, baseia-se no fato de que se a amostra na entrada do decisor (z_k) está próxima ao limiar de decisão, o símbolo detectado \hat{a}_k possui elevada probabilidade de ter sido detectado erroneamente. Assim sendo, a realimentação deste símbolo na estrutura do equalizador pode intensificar o padrão de IES ao invés de reduzi-lo. Isto sugere a possibilidade de combater a propagação do erro ao eliminar a realimentação de símbolos que foram detectados nas condições acima mencionadas. Diante disso, em (CHIANI, 1997) foi proposto um DFE no qual zeros são introduzidos no filtro de realimentação mediante a adoção do seguinte critério de decisão:

$$z_k \geq A \rightarrow \text{decide por "1"} \quad (3.30)$$

$$|z_k| \leq A \rightarrow \text{símbolo não confiável: decide por "0"} \quad (3.31)$$

$$z_k \leq -A \rightarrow \text{decide por "-1"} \quad (3.32)$$

onde a escolha apropriada do limiar A é fundamental para o bom desempenho do equalizador. Diante disso, o diagrama de blocos simplificado do procedimento proposto é apresentado na Figura 3.5 e a Figura 3.6 ilustra as regiões de decisão para o PAM binário em a) e para o 4-PSK em b). Nesta figura, os símbolos transmitidos são representados por (*) enquanto que as decisões intermediárias são representadas por (x). Caso A tenha um valor bem próximo a zero, o equalizador apresentará um desempenho bem próximo ao obtido pelo DFE convencional. Já para um valor extremamente alto de A , o desempenho do DFE tende para o desempenho de um equalizador linear, uma vez que o efeito dos pós-cursos não será compensado e a equalização ficará restrita à ação do filtro avante.

Em (CHIANI, 1997), mostra-se que com uma criteriosa escolha do limiar A o equalizador proposto apresenta vantagens de desempenho em relação ao DFE convencional, no entanto esse trabalho apresentou sérias limitações tais como: assumir que o canal é invariante, assumir que o filtro avante é ideal e a inexistência de uma forma analítica para o cálculo do limiar A .

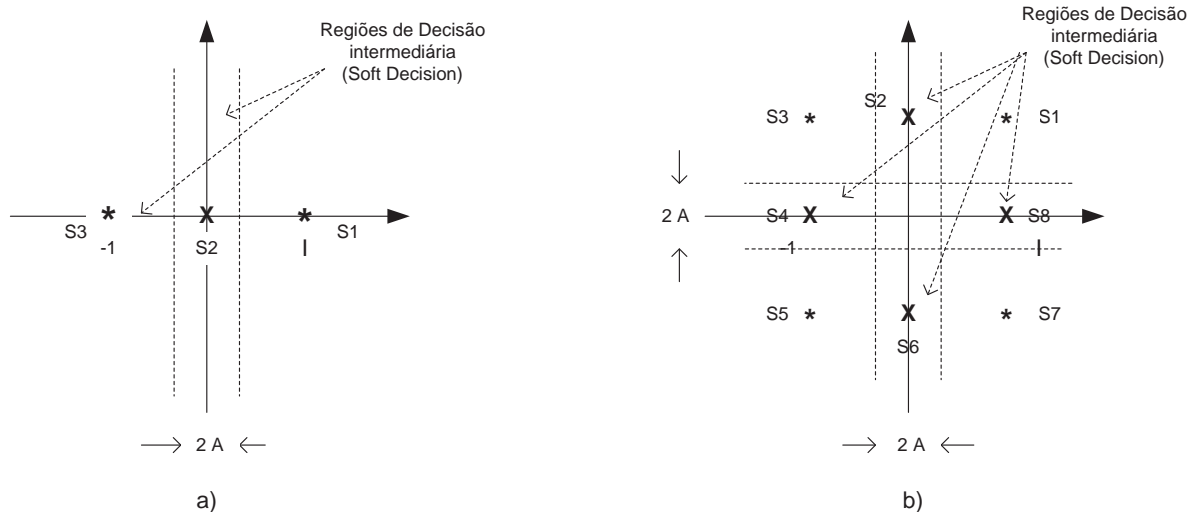


FIG. 3.6: Região de decisões do procedimento em (CHIANI, 1997) para o PAM binário (a) e para o 4-PSK (b)

A idéia de realizar decisão suave para evitar a propagação do erro também foi proposta em (REUTER, 2001). No referido trabalho foi proposto um esquema de equalização DFE com critério de busca pelo mínimo EQM, que incorpora tanto um dispositivo de decisão suave como um dispositivo de otimização por restrição de potência, no filtro de realimentação. Além disso, é adotada uma taxa de amostragem no filtro avante duas vezes maior que a taxa de transmissão, conforme podemos ver no diagrama da Figura 3.7.

No referido trabalho é assumido que caso a amostra na entrada do decisor esteja afastada do limiar de decisão, o símbolo detectado \hat{a}_k possui elevada probabilidade de ter sido detectado corretamente e o símbolo é realimentado como “hard decision”. Já amostras próximas aos limiares de decisão e fazendo parte da região de decisão suave, ou “soft decision” são realimentadas como decisões intermediárias. O ganho de realimentação também é limitado pela restrição.

Na Figura 3.8 é ilustrado o critério de decisão utilizado ao visualizar as regiões de decisão para o 4-PSK, o qual é dado como exemplo dentre as constelações do tipo PSK. Na figura, as 4 áreas triangulares que contem S2, S4, S6 e S8, todos representados por (×), denotam as regiões de decisão intermediária e são definidas pelo ângulo θ . As decisões intermediárias são médias dos símbolos complexos adjacentes que formam a constelação (S1, S3, S5 e S7, todos representados por (*))³. A intenção aqui é de minimizar a distância entre

³Como exemplo, temos que o símbolo S2 é a média de S1 e S3

uma decisão intermediária e seus símbolos adjacentes. Ao aplicar esse mesmo raciocínio para uma constelação PAM binária temos como resultado o mesmo esquema apresentado anteriormente em (CHIANI, 1997), o qual introduz zeros como decisões intermediárias.

Os coeficientes dos filtros avante e de realimentação do esquema de equalização DFE proposto são obtidos resolvendo-se o seguinte problema de otimização com restrição:

$$\min E[|d_k - z_k|^2] \quad (3.33)$$

$$\text{sujeito a: } \|\mathbf{b}\|^2 = \gamma \|\mathbf{b}_v\|^2$$

onde $E[\cdot]$ é o operador de Esperança matemática tomado sobre os dados e os processos de ruído, e $\|\mathbf{b}_v\|$ é a norma dos coeficientes de realimentação sem restrição. O parâmetro γ controla a norma com restrição onde $0 \leq \gamma \leq 1$.

Em (REUTER, 2001), os coeficientes dos filtros avante e de realimentação são descritos por:

$$\mathbf{c} = (\mathbf{R} - \vartheta \mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{p} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{b} = -\vartheta \mathbf{P} \mathbf{c}$$

onde $\mathbf{R} = E[\mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H]$, $\mathbf{P} = E[\mathbf{u}_k \mathbf{y}_k^H]$, $\mathbf{p} = E[a_k^* \mathbf{y}_k]$ e $*$ denota complexo conjugado, $\vartheta = 1/(1 + \epsilon)$, sendo ϵ o multiplicador de Lagrange ($\epsilon \geq 0$), e $0 \leq \vartheta \leq 1$. Se $\vartheta = 1$, os coeficientes ótimos representam o DFE convencional sem restrição. Quando $\vartheta \rightarrow 0$, os coeficientes se aproximam do equalizador linear.

Mostra-se ainda no referido trabalho que o equalizador proposto apresenta vantagens de desempenho em relação ao DFE convencional, no entanto esse trabalho apresentou sérias limitações tais como: assumir que o canal é invariante no tempo; assumir que o filtro avante é ideal e a inexistência de uma forma analítica para o cálculo do parâmetro γ . Cabe notar, que o uso de restrição na determinação dos coeficientes do filtro de realimentação não permite cancelar completamente a IES dos pós-cursors mesmo durante o treinamento, mas por outro lado, reduz o impacto dos erros de detecção no cálculo da IES devido aos pós-cursors.

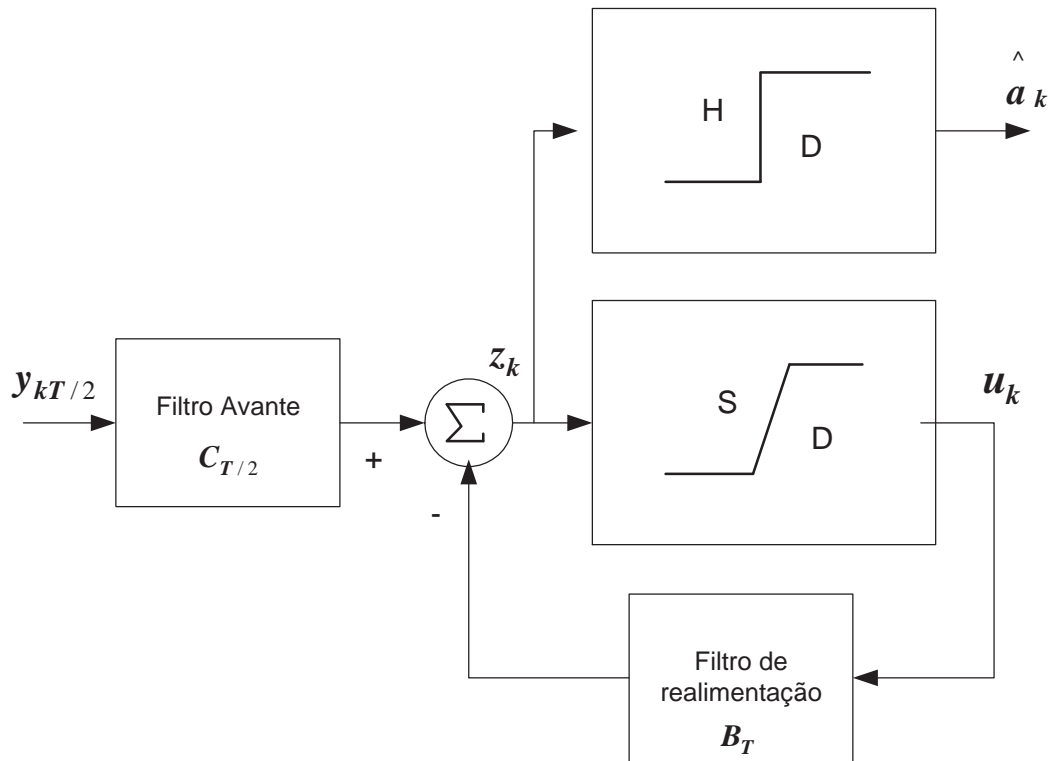


FIG. 3.7: Diagrama simplificado do procedimento proposto em (REUTER, 2001) para combater o efeito da propagação do erro de decisão.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado o esquema de equalização DFE convencional, alguns algoritmos de filtragem adaptativa usados no esquema de identificação do canal e no próprio equalizador, assim como algumas técnicas propostas para combater a propagação do erro que tipicamente ocorre em esquemas de equalização DFE (CHIANI, 1997; REUTER, 2001).

No próximo capítulo será apresentada a técnica de Diversidade em Filtragem que foi proposta em (GALDINO, 2002; J. F. GALDINO, 2004) para detectar a ocorrência de erros de detecção em receptores adaptativos. Além disso, será proposto o uso de DF em esquemas de equalização DFE para combater o efeito de erros de detecção no ajuste dos coeficientes dos filtros empregados neste esquema de equalização.

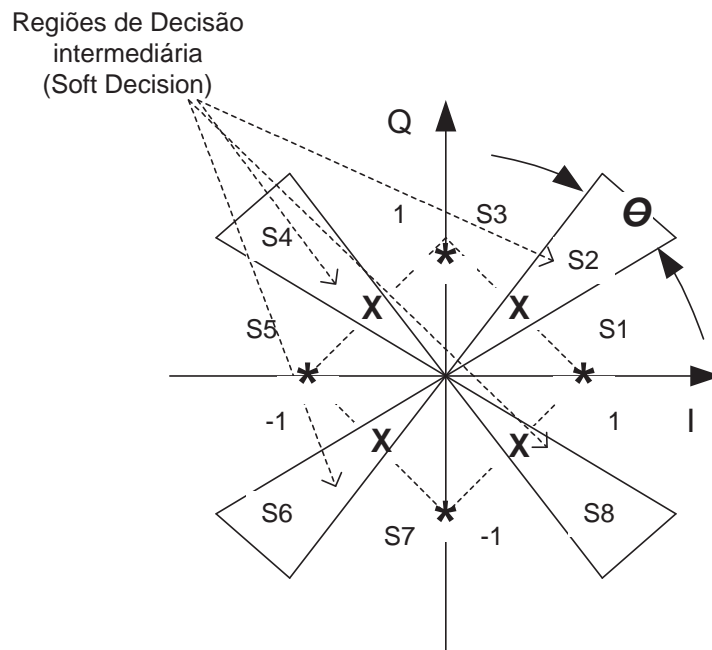


FIG. 3.8: Regiões de decisão para constelação 4-PSK do decisor suave empregado no esquema de equalização DFE proposto em (REUTER, 2001).

4 DIVERSIDADE EM FILTRAGEM E SEU USO EM EQUALIZADORES DFE

No capítulo anterior vimos que os equalizadores do tipo DFE apresentam o problema de propagação do erro. Em canais variantes no tempo esse distúrbio afeta a remoção da IES devida aos pós-cursors e compromete a atualização dos coeficientes dos filtros adaptativos que são empregados nesses equalizadores. Em razão desses efeitos, a propagação do erro degrada o desempenho em termos de taxa de erro de símbolos (bits) e a vazão do enlace de comunicação, em razão da necessidade de restabelecer periodicamente a estimativa dos coeficientes dos referidos filtros adaptativos. Além disso, no capítulo anterior foram apresentadas duas técnicas visando o combate da propagação do erro em canais invariantes no tempo.

Neste capítulo serão propostas duas estratégias de equalização DFE que visam combater o efeito da propagação do erro em cenários que envolvam canais variantes no tempo. As estratégias propostas se baseiam no conceito recentemente desenvolvido de Diversidade em Filtragem (J. F. GALDINO, 2003, 2004) e que aqui será apresentada de forma sucinta.

O capítulo é organizado da seguinte forma: inicialmente, na Seção 4.1, é apresentada uma breve introdução sobre a técnica de Diversidade em Filtragem. Já na Seção 4.2 discute-se uma nova técnica de equalização com estrutura do tipo DFE que faz uso de DF. E na Seção 4.3 discute-se a implementação de um mecanismo de retransmissão ideal, o qual também faz uso da técnica DF no DFE. Este mecanismo de retransmissão pode ser empregado para fins de desenvolvimento de um protocolo de comunicações com vazão aleatória dependente da qualidade do enlace de comunicação diferentemente dos protocolos convencionais que apresentam vazão fixa.

4.1 A TÉCNICA DE DETEÇÃO DE ERROS QUE USA DIVERSIDADE EM FILTRAGEM (DF)

A Diversidade em Filtragem foi concebida em (J. F. GALDINO, 2003, 2004) com o fim de monitorar o funcionamento de receptores digitais. Esse procedimento opera diretamente sobre a sequência detectada pelo receptor (sequência de referência) e se baseia no uso de dois estimadores ou algoritmos de filtragem adaptativa despolarizados com características

distintas de robustez a erros relativos à sequência de referência.

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

Para fins de apresentação da técnica DF tomemos por base dois importantes AFA para emprego na estimação de canais variantes no tempo que são o LMS e o FK, discutidos no capítulo precedente. O último algoritmo possui características de desempenho excelentes quando são empregados modelos estatísticos bem ajustados aos parâmetros que devem ser estimados. Nesses casos, é comum observar boas velocidade de convergência e capacidade de acompanhamento da evolução temporal dos parâmetros envolvidos. No entanto, o FK geralmente possui complexidade computacional elevada e, em alguns casos, apresenta problemas de instabilidade numérica. Em contrapartida, o algoritmo de filtragem adaptativa LMS possui menor complexidade computacional, mas, dentre outros inconvenientes, apresenta problemas de rastreamento quando utilizado para estimar parâmetros que variam rapidamente no tempo, além de também apresentar alta 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 seqüências de treinamento para estimação da RI do canal, é razoável esperar que em regime permanente as estimativas dos parâmetros obtidas pelos algoritmos LMS e FK sejam bem parecidas. Nessas condições, tais algoritmos apresentam boa velocidade de convergência e produzem estimativas despolarizadas. Por outro lado, quando a seqüência de referência utilizada por esses algoritmos para produzir suas estimativas contém erros, os comportamentos observados podem ser bem distintos. Em particular, o LMS é bastante sensível a esses erros, ao contrário do algoritmo FK. Em suma, quando os algoritmos usam sinais de referências corretos, há uma expectativa de comportamentos similares. Por outro lado, quando a seqüência de referência contém erros há expectativa de comportamentos diferenciados. Daí a motivação para denominar o uso de filtros adaptativos em paralelo com tais propriedades, de Diversidade em Filtragem, uma vez que a partir de uma única seqüência

de referência são geradas instantaneamente duas observações (estimativas da resposta ao impulso do canal) que conjuntamente contêm alguma informação a respeito dos erros de recepção, o que não se verifica quando se dispõe de apenas um filtro adaptativo (J. F. GALDINO, 2004).

O diagrama de blocos da Figura 4.1 ilustra o esquema de diversidade em filtragem para detecção de erros na saída de receptores adaptativos, no qual o receptor adaptativo é genérico e o canal de comunicação possui resposta ao impulso caracterizada pelo efeito de desvanecimento variante no tempo e seletivo em frequência (DVSF).

Conforme ilustrado na Figura 4.1, o procedimento de DF consiste basicamente em realizar um teste de hipóteses observando as saídas dos dois estimadores da RI do canal. Esses estimadores usam como seqüência de referência a seqüência de símbolos detectada pelo receptor adaptativo, e como observação o sinal em tempo discreto presente na entrada do receptor. Como base nos argumentos acima apresentados, se as estimativas se aproximam, provavelmente este receptor está operando adequadamente. Por outro lado, se essas estimativas são bem distintas, pode estar ocorrendo erros em surto, talvez em decorrência de algum dos motivos mencionados no início desta seção. Note-se que a detecção desta última situação é de grande interesse para desencadear alguma contra medida, conforme os requisitos de desempenho do sistema de comunicação.

Para realizar a detecção de erros foi proposto em (J. F. GALDINO, 2004) um teste de hipóteses baseado no quadrado do módulo da diferença entre as estimativas da RI do canal obtidas pelos dois estimadores, x_k , sendo dado por:

$$x_k = \|\hat{\mathbf{h}}_1(k) - \hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2 = \sum_{i=0}^{L-1} \left| \hat{h}_i^1(k) - \hat{h}_i^2(k) \right|^2, \quad (4.1)$$

em que $\hat{\mathbf{h}}_1(k) = (h_0^1(k), \dots, h_{L-1}^1(k))^T$ e $\hat{\mathbf{h}}_2(k) = (h_0^2(k), \dots, h_{L-1}^2(k))^T$ são as estimativas obtidas no k -ésimo intervalo de símbolo pelos AFA 1 e 2, respectivamente, e L é o número de coeficientes da RI do canal.

As estimativas fornecidas pelos estimadores podem ser escritas como:

$$\hat{\mathbf{h}}_1(k) = \mathbf{h}(k) + \mathbf{e}_1(k) \text{ e } \hat{\mathbf{h}}_2(k) = \mathbf{h}(k) + \mathbf{e}_2(k), \quad (4.2)$$

sendo $\mathbf{e}_1(k)$ e $\mathbf{e}_2(k)$ vetores aleatórios de L componentes que modelam os erros produzidos pelos respectivos estimadores. Considerando o uso de estimadores despolarizados e que a identificação do canal é realizada admitindo-se a presença do ruído aditivo gaussiano

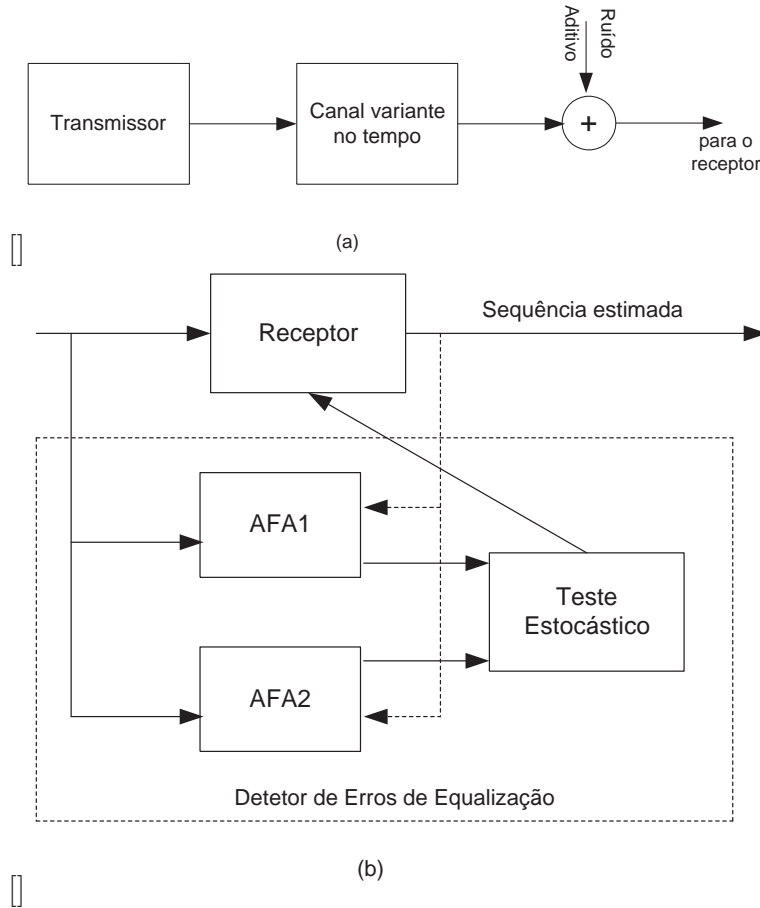


FIG. 4.1: Diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicações que emprega o esquema de Diversidade em Filtragem para detectar erros de equalização (J. F. GALDINO, 2004).

branco com vetor média nula e sequência de referência sem erros (sequência de treinamento), em (J. F. GALDINO, 2004) admitiu-se que as componentes dos vetores aleatórios $e_1(k)$ e $e_2(k)$ são modeladas por VAs conjuntamente gaussianas com vetor média nula, matrizes de covariâncias $\mathbf{\Lambda}_1$ e $\mathbf{\Lambda}_2$, modeladas por matrizes diagonais e que os vetores aleatórios $e_1(k)$ e $e_2(k)$ são estatisticamente independentes. Neste caso, considerando um determinado instante de tempo, k , lá mostrou-se que a estatística de teste, $X = x_k$ é dada por (PROAKIS, 1995):

$$X = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i, \quad (4.3)$$

em que cada uma das VAs α_i segue uma distribuição exponencial, com fdp $f(\alpha_i)$ dada

por:

$$f(\alpha_i) = \frac{1}{\alpha_i} \exp\left(\frac{-\alpha_i}{\bar{\alpha}_i}\right), \text{ para } \alpha_i \geq 0 \text{ e } i \in [0, L - 1], \quad (4.4)$$

sendo $\bar{\alpha}_i$ a média estatística da VA α_i , que é dada pela somas das variâncias dos erros de estimação do i -ésimo coeficiente do canal produzidos pelos dois estimadores, ou seja:

$$\bar{\alpha}_i = \Lambda_1(i, i) + \Lambda_2(i, i), \text{ para } i \in [0, L - 1]. \quad (4.5)$$

Em (J. F. GALDINO, 2004) usando a definição de função característica e o fato que as VAs α_i são estatisticamente independentes, mostrou-se que a fdp condicional da variável de teste X , admitindo-se a ausência de erros, é dada por:

$$f(X) = \sum_{i=0}^{L-1} \frac{\Pi_i}{\bar{\alpha}_i} \exp\left(-\frac{X}{\bar{\alpha}_i}\right) \text{ for } X \geq 0, \quad (4.6)$$

com

$$\Pi_k = \prod_{i=0, i \neq k}^{L-1} \frac{\bar{\alpha}_k}{\bar{\alpha}_k - \bar{\alpha}_i}. \quad (4.7)$$

para $\bar{\alpha}_i$ distintos. Para adotar o critério de minimizar a probabilidade de errar na detecção, seria necessário estabelecer a fdp da variável de teste condicionada à ocorrência de erros de equalização, o que parece inviável.

Diante disso, em (J. F. GALDINO, 2004) optou-se por usar o critério de Neyman-Pearson (TREES, 1968), o qual permite otimizar a escolha do limiar usando apenas a fdp condicional apresentada na equação (4.6). Seja P_{FA} a probabilidade de que a VA X supere o limiar de decisão quando a seqüência de referência não contém erros. 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 a efeito de se decidir pela existência de um alvo quando de fato ele não existe (TREES, 1968). Neste caso a P_{FA} é dada por:

$$P_{FA} \triangleq Pr(X \geq \lambda) = \sum_{k=0}^{L-1} \Pi_k \exp\left(-\frac{\lambda}{\bar{\alpha}_k}\right). \quad (4.8)$$

e mostrou-se em (J. F. GALDINO, 2004) que

$$\bar{\alpha}_{min} \ln\left(\frac{LC}{P_{FA}}\right) \leq \lambda \leq \bar{\alpha}_{max} \ln\left(\frac{LC}{P_{FA}}\right). \quad (4.9)$$

sendo $\bar{\alpha}_{max}$ e $\bar{\alpha}_{min}$ os respectivos valores máximo e mínimo de $\bar{\alpha}_k$ e a constante C dada por:

$$C = \sum_{k=0}^{L-1} \Pi_k \quad (4.10)$$

Isto permite obter o limiar de decisão para garantir uma desejável P_{FA} .

Vale mencionar que em (J. F. GALDINO, 2004) demonstrou-se a eficiência da técnica de DF através de simulação computacional, onde considerou-se apenas o uso dos filtros FK e LMS nos AFA1 e AFA2. Além disso não foi realizada a implementação de um receptor em particular, apenas gerou-se determinadas sequências contendo erros.

Nesta dissertação apresentam-se novos resultados que comprovam a eficiência da técnica de DF para monitorar o funcionamento do receptor. Estes novos resultados, diferentemente daqueles obtidos em (J. F. GALDINO, 2003, 2004), foram gerados considerando a implementação do esquema de recepção e usando diversas combinações de algoritmos adaptativos nos AFA1 e AFA2. Nessas combinações, considerou-se além do uso de LMS e FK, o uso de algoritmos LMS com passos distintos. Aqui, propõe-se o uso de DF em um esquema de equalização DFE adaptativo para combater o efeito da propagação do erro no que concerne à adaptação dos coeficientes do referido equalizador na fase de detecção da informação.

Além disso, propõe-se DF como um mecanismo para desenvolver um protocolo de comunicações do tipo ARQ.

Nas próximas seções serão apresentados os esquemas de recepção propostos.

4.2 A ESTRATÉGIA DE EQUALIZAÇÃO DFE PROPOSTA

Para canais variantes no tempo, os coeficientes do DFE devem ser rastreados ao longo do processo de detecção. Nesses casos, erros de detecção causam dois efeitos que podem degradar bastante o desempenho de esquemas de equalização DFE: erro no cancelamento da IES provocado pelos pós-cursors do canal e erro na adaptação dos coeficientes do equalizador. Em razão disto, geralmente, para melhorar o desempenho do esquema de recepção é preciso reduzir a vazão, comprometendo a eficiência do sistema de comunicação.

Nesta dissertação, será empregada a técnica de DF para controlar a adaptação dos coeficientes do equalizador, a fim de combater o segundo dos efeitos acima mencionados. O

não atualizar os coeficientes, ele passa a operar de forma similar a um equalizador não adaptativo, o que é ruim para canais variantes com o tempo. Por outro lado, à medida que se reduz a P_{FA} , o limiar de decisão aumenta, o que fará com que o equalizador esteja sempre atualizando seus coeficientes ainda que haja erros de recepção. Desta forma, o módulo de DF estaria deixando de indicar muitos erros de recepção, prejudicando a adaptação dos coeficientes do equalizador, e o desempenho tenderia a se aproximar ao obtido pelo equalizador DFE convencional. Assim sendo, a escolha de um limiar de decisão adequado é de suma importância para conferir bom desempenho ao esquema de equalização proposto, promovendo um bom compromisso entre falso alarme e detecção de erros de recepção, fazendo com que os coeficientes sejam atualizados apenas quando os símbolos detectados apresentam boa chance de estar corretos.

Diante do exposto acima, pode-se adotar um treinamento inicial com um número elevado de símbolos para garantir a convergência dos coeficientes do equalizador a partir de uma inicialização arbitrária (em geral, nula). Após esse treinamento inicial, os outros podem empregar sequências de treinamento mais curtas e empregar como inicialização os coeficientes obtidos ao final do último bloco de dados, ou seja, para possibilitar a operação do DFE com um conjunto reduzido de símbolos de treinamento, tornou-se fundamental inicializar os coeficientes do equalizador e as estimativas do canal em cada bloco com os últimos bons valores que ainda faziam com que x_k tivesse valor abaixo de λ no bloco anterior de símbolos transmitidos. Deve ser observado que essas boas estimativas do canal e os coeficientes do equalizador não acontecem necessariamente no final do bloco de símbolos transmitidos.

É válido ressaltar que o procedimento proposto acima além de evitar a perda no rastreamento dos coeficientes do equalizador DF-DFE, possibilita o aumento da vazão, mediante a adoção de sequências de treinamentos mais curtas.

O desempenho deste novo equalizador será avaliado através de simulação computacional, e os resultados dessa avaliação serão apresentados no próximo capítulo considerando-se diversos valores de P_{FA} e os correspondentes limiares de decisão, alguns valores de $f_D T$ e de relação sinal-ruído.

4.3 DFE COM MECANISMO DE RETRANSMISSÃO IDEAL

Uma segunda forma de fazer uso da detecção de erros de recepção, no nosso caso, fazendo uso de DF, seria criar um mecanismo de retransmissão para um protocolo de comunicação com vazão controlada pela qualidade do canal. Ou seja, de acordo com o procedimento que será detalhado nesta seção, só haverá período de treinamento quando houver uma solicitação do receptor, o que só ocorrerá quando o módulo DF detectar a ocorrência de surtos no processo de detecção.

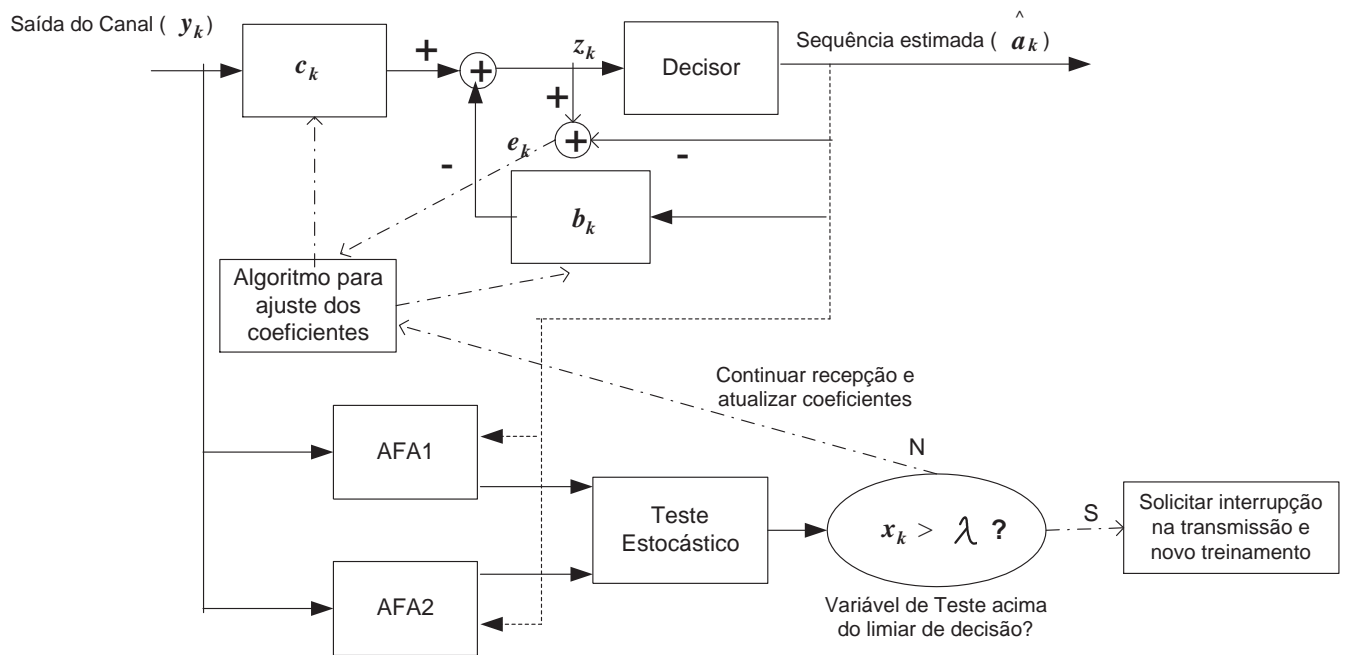


FIG. 4.3: Diagrama simplificado do equalizador DFE com mecanismo de retransmissão ideal proposto.

Esta nova idéia de protocolo rompe com a idéia do tradicional esquema de sequência de treinamento. Ao invés de se usar tamanhos de blocos fixos para treinamento e transmissão de dados, o que fornece uma vazão fixa, neste novo protocolo o algoritmo só faz uma parada na transmissão de dados, para iniciar uma fase de treinamento, quando há indicação por parte do módulo DF que está ocorrendo erro de recepção. Ou seja, faz-se uso da variável de teste x_k para indicar ou não a necessidade de um novo treinamento, o que cria uma vazão variante de acordo com as condições de recepção. Portanto, enquanto a variável de teste encontra-se abaixo do limiar de decisão λ , indicando que não está havendo erros de recepção, continua-se transmitindo símbolos. A partir do momento em que x_k tem

valor maior que λ , indicando o erro de recepção, é interrompida a transmissão e faz-se uso de um novo treinamento antes de continuar a transmissão de dados. Na Figura 4.3 é apresentado o esquema do equalizador proposto.

É importante notar que o uso desse tipo de protocolo pode permitir a obtenção de uma vazão elevada em condições favoráveis de recepção, além de conferir taxas de erros bem inferiores às obtidas por um DFE convencional, os quais operam com vazão fixa. Isto se deve ao fato de que ao detectar o erro de equalização e interromper a transmissão solicitando novo treinamento, o algoritmo está combatendo a propagação do erro de recepção.

A proposta do equalizador DFE com mecanismo de retransmissão controlado pela técnica de DF, apesar das vantagens apresentadas acima, possui implementação bem mais complexa do que o procedimento convencional, que adota sequências de treinamento e blocos de transmissão de dados com tamanho fixo. Questões de ordem prática referentes à implementação desse protocolo não são consideradas neste trabalho.

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi abordada a técnica DF e seu uso em esquemas de equalização do tipo DFE, assim como as novas estratégias de adaptação dos coeficientes do DFE aqui propostas, a saber o DF-DFE e o mecanismo de retransmissão ideal usando DF para emprego com protocolo de comunicação com vazão controlada pela qualidade do canal. No próximo capítulo serão apresentados novos resultados do desempenho da técnica DF na detecção do erro de recepção no DFE, assim como o desempenho obtido pelas novas estratégias de equalização, aqui propostas, e a comparação com o resultado obtido pelo DFE convencional.

5 RESULTADOS DA AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

Neste capítulo estará sendo avaliado o desempenho através de simulações computacionais de diversas técnicas de equalização do tipo DFE para canais WSS-US. Nessa avaliação são contemplados o equalizador DFE convencional e as estratégias de equalização propostas nesta dissertação: o equalizador DF-DFE e o DFE com mecanismo de retransmissão controlado pela técnica de DF. As estratégias de equalização investigadas foram avaliadas considerando diversas condições de simulação, contemplando diversos valores de $f_D T$ (produto do desvio Doppler máximo f_D pelo intervalo de duração do símbolo T) assim como diversos valores de razão sinal-ruído (RSR), aqui expressa em termos da razão entre a potência do símbolo e a variância do ruído na entrada do receptor.

Um outro parâmetro importante aqui considerado na avaliação de desempenho é a vazão, que é definida pela razão entre a quantidade de símbolos transmitidos por bloco e a soma dessa quantidade com a quantidade de símbolos usados para treinamento por bloco. Os índices utilizados para avaliação de desempenho foram curvas de erro quadrático médio referente a estimativas do canal, obtidas durante as fases de treinamento e transmissão de dados, curvas de taxa de erro de símbolo, curvas de probabilidade de detecção empírica em função da probabilidade de falso alarme empírica, diagramas da variável de teste x_k e da ocorrência de erros durante a transmissão de dados.

O capítulo é organizado da seguinte forma: Na Seção 5.1 é avaliado o desempenho da técnica de DF na detecção do erro de recepção no DFE; já na Seção 5.2 é avaliado o desempenho do novo esquema de equalização proposto, o DF-DFE, e por último na Seção 5.3 é avaliado o desempenho do outro esquema de equalização aqui proposto, o DFE com mecanismo de retransmissão controlado pela técnica DF. Para ambos os esquemas de equalização propostos, há uma comparação com o desempenho obtido com o DFE convencional nas mesmas condições de operação.

5.1 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DA TÉCNICA DF NO DFE

Nesta seção é apresentado um conjunto de resultados obtidos via simulação computacional visando comprovar ou validar a técnica de Diversidade em Filtragem na detecção de erros em equalizadores DFE adaptativos para canais WSS-US. Os resultados aqui apresentados

foram obtidos em condições bem diferentes daqueles apresentados em (J. F. GALDINO, 2004). Em primeiro lugar a técnica DF opera com símbolos detectados na saída de um equalizador DFE, diferente daqueles obtidos na citada referência, onde os erros foram gerados aleatoriamente, independente da condição de operação do canal. Em segundo lugar, empregou-se um esquema com 2 filtros LMS com passos distintos para AFA1 e AFA2 no módulo DF, e, por fim, adotou-se novas medidas para comprovação da eficiência da técnica.

Os resultados a serem apresentados e discutidos são os erros quadráticos médios produzidos pelos AFA1 e AFA2 na estimação do canal durante o treinamento inicial, o comportamento médio da variável de teste também durante o treinamento, uma função amostra dessa variável durante o treinamento e a fase de recepção e curvas que relacionam a probabilidade de falso alarme e a probabilidade de detecção empíricas, aqui denotadas por \hat{P}_{FA} e \hat{P}_D . Cabe mencionar que essas probabilidades empíricas foram obtidas por frequências relativas. A \hat{P}_{FA} foi obtida dividindo a quantidade de vezes que a variável de teste superou o limiar de decisão (λ) dado que não houve erro de detecção, pela quantidade de acertos (quantidade total de símbolos transmitidos menos a quantidade de símbolos decididos de forma errada). Já a \hat{P}_D foi obtida dividindo a quantidade de vezes que a variável de teste superou o limiar de decisão dado que ocorreu erro de decisão, pela quantidade de símbolos decididos de forma errada.

Os resultados apresentados nesta seção foram obtidos considerando um canal WSS-US com três coeficientes com espaçamento entre os coeficientes adjacentes igual ao intervalo de símbolo. Cada um de seus coeficientes possui espalhamento Doppler dado pelo espectro de Jakes, e o perfil de intensidade de atrasos discretos característico do canal simulado é dado por: $[0,5 \ 0,3 \ 0,2]$, ou seja, o retardo do canal na maior parte do tempo é nulo. Considerou-se um equalizador DFE com 6 coeficientes no filtro avante e 5 coeficientes no filtro de realimentação, os quais foram atualizados de acordo com o algoritmo adaptativo RLS. Diversas curvas são apresentadas para três valores de $f_D T$ a saber: 10^{-4} , 5×10^{-4} e 10^{-3} , RSR expressa em termos da razão entre a potência do sinal e a do ruído.

5.1.1 CURVAS DO ERRO QUADRÁTICO MÉDIO DOS AFA1 E AFA2

O primeiro conjunto de resultados, apresentado na Figura 5.1, mostra a evolução das curvas de erros quadráticos médios (EQM) dos filtros AFA1 e AFA2 durante o treinamento inicial, que neste caso consiste de um treinamento inicial com 512 símbolos QPSK. O

objetivo deste treinamento é de fazer com que as estimativas do canal alcançadas por AFA1 e AFA2 sejam as mais próximas possíveis dos coeficientes que formam a resposta ao impulso do canal. Desta forma, espera-se que com o tempo, o erro quadrático médio obtido de forma empírica (EQM empírico) obtido por AFA1 e AFA2 decaia e se estabilize na condição de regime permanente.

Na Figura 5.1 são apresentadas curvas de EQM obtido pelo filtro LMS com passos distintos para os AFA1 e AFA2. As curvas apresentadas foram obtidas considerando uma média de 100 realizações independentes do canal, para uma faixa de RSR variando de 5 até 35dB e $f_D T = 10^{-4}$. Na referida figura são apresentadas também retas que mostram os valores de EQM obtidos analiticamente na condição de regime permanente para cada um dos valores de RSR considerados e para os passos empregados. Os valores analíticos de EQM foram obtidos empregando-se os resultados encontrados em (GALDINO, 2003, 2004). Podemos observar que o EQM obtido empiricamente estabiliza-se no valor esperado encontrado analiticamente para ambos os filtros LMS. Isto foi bem sucedido para todas as RSR consideradas.

Os passos dos dois LMS foram estabelecidos em função do passo que confere o menor valor de EQM na condição de regime permanente e que será aqui denotado por μ -ótimo. Os valores de μ -ótimo foram obtidos analiticamente usando o procedimento proposto em (GALDINO, 2003, 2004). A Figura 5.2 ilustra o critério usado para estabelecer os passos para diversos valores de RSR (5 a 40dB). Para cada RSR é calculado o valor de μ -ótimo. Para criar a diversidade em filtragem adota-se passos com tamanhos distintos, um com valor menor que μ -ótimo para AFA1 e outro com valor maior que μ -ótimo para AFA2. Do ponto de vista da diversidade em filtragem é interessante que os passos de AFA1 e AFA2 sejam distantes entre si pois à medida que se reduz o passo do LMS, o algoritmo de adaptação fica menos sensível aos erros no sinal de referência. Portanto o uso de um algoritmo com passo muito pequeno e outro muito grande pode conferir boa diversidade para detectar a ocorrência de erros. É importante no entanto que os valores dos passos escolhidos sejam bem distintos, mas que garantam a convergência dos algoritmos. Daí a razão dos passos serem escolhidos na proximidade do μ -ótimo calculado para cada RSR.

Podemos constatar na Figura 5.1, que o algoritmo LMS com passo maior ($1,25 \mu$ -ótimo) converge mais rápido que o algoritmo que emprega o passo menor ($0,75 \mu$ -ótimo), o que está de acordo com o comportamento esperado para esse algoritmo.

Estes valores de EQM analítico são utilizados no cálculo do limiar de decisão λ na

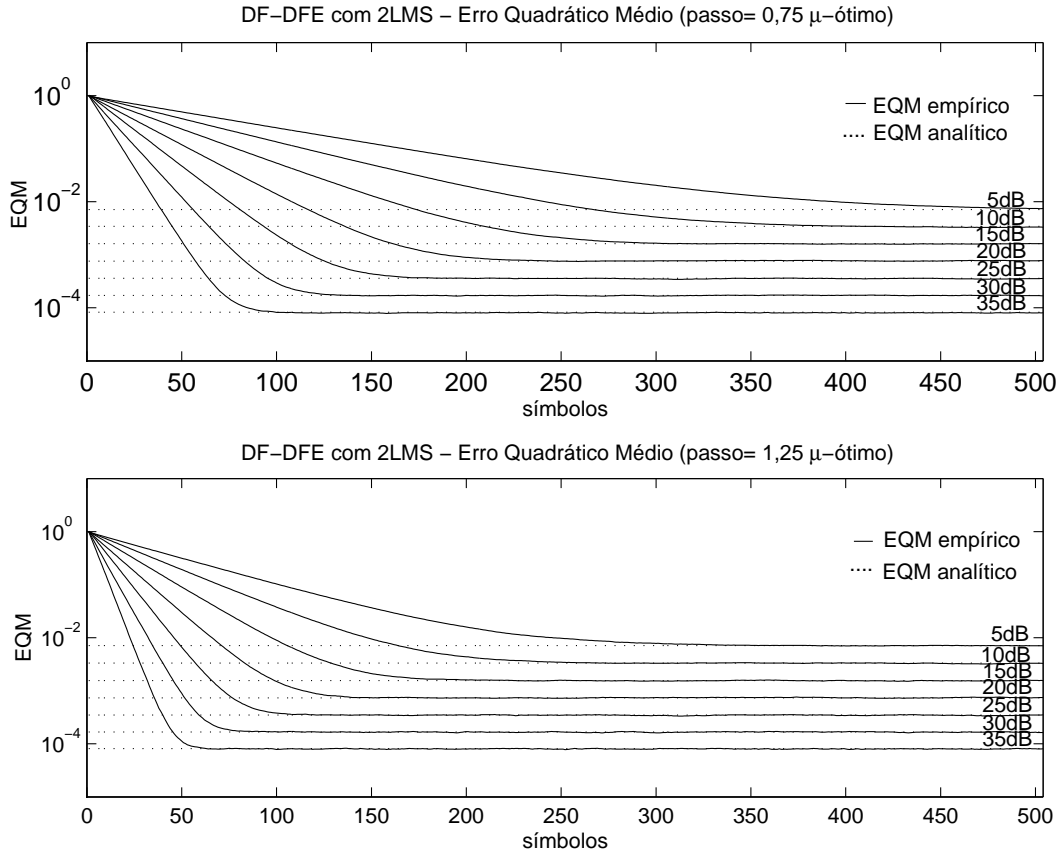


FIG. 5.1: Curvas de erro quadrático médio dos AFA1 e AFA2 (filtros LMS com passos μ distintos) para $f_D T = 10^{-4}$.

determinação das matrizes de covariância Λ_1 e Λ_2 , conforme descrito na Seção 4.1. Desta forma, espera-se que com boas estimativas do canal obtidas tanto por AFA1 como por AFA2, após o treinamento inicial, a variável de teste x_k encontre-se abaixo do limiar de decisão, e que somente fique acima desse valor quando da ocorrência de um erro de recepção.

A Figura 5.3 apresenta a evolução da média da variável de teste x_k obtida em função das estimativas do canal encontradas pelos filtros LMS descritos anteriormente, conforme o cálculo descrito na Equação 4.1, para 10000 blocos de 512 símbolos. Ao analisar a figura que aponta os encontros entre a variável de teste e o limiar de decisão para cada RSR, podemos observar que a variável de teste x_k inicialmente encontra-se acima do limiar de decisão λ , mas tende, com a convergência dos algoritmos AFA1 e AFA2 para o seu valor de regime permanente ao final do treinamento. Verifica-se ainda que esses valores de regime permanente são inferiores aos limiares de decisão estabelecidos para uma P_{FA} de 0,9.

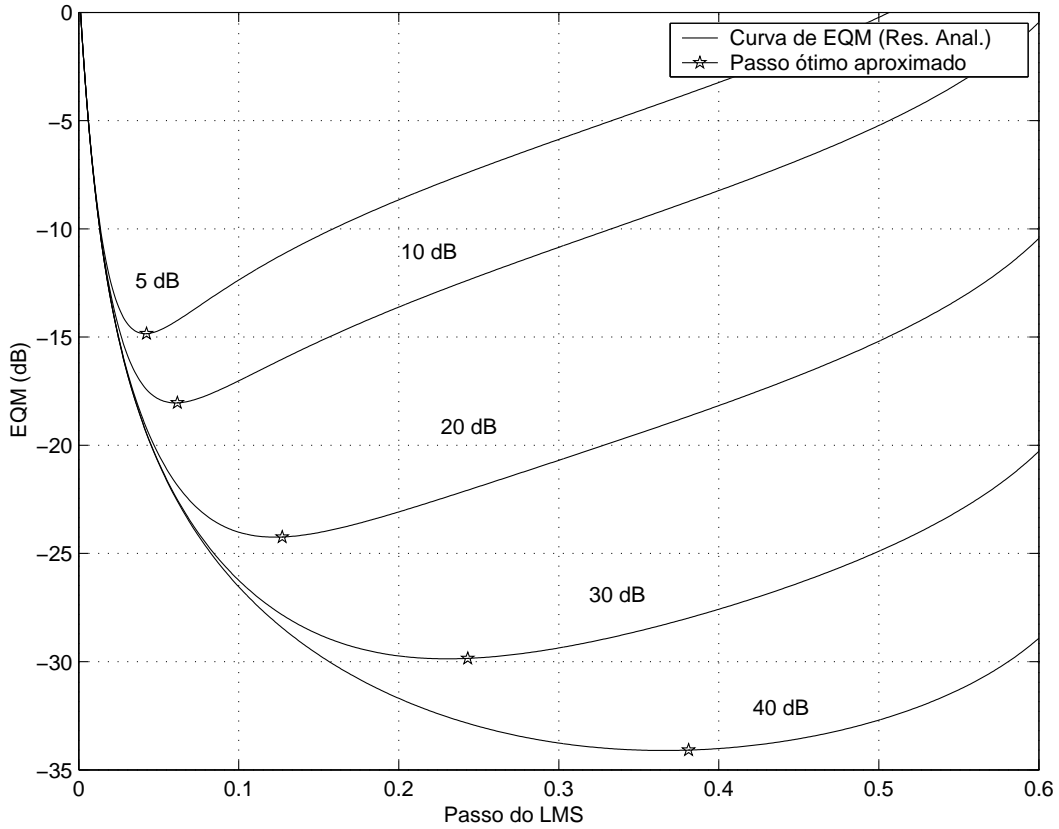


FIG. 5.2: Valores de μ -ótimo para diversas RSR.

5.1.2 FUNÇÃO AMOSTRA DA VARIÁVEL DE TESTE

Nesta sub-seção é apresentada uma função amostra da variável de teste x_k , ou seja a evolução da variável de teste ao longo do tempo expresso em termos de intervalo de símbolo, considerando-se um filtro LMS e um FK como AFA1 e AFA2 respectivamente. Neste caso, Λ_1 é determinado usando os resultados analíticos apresentados em (GALDINO, 2003, 2004), ao passo que Λ_2 é igualada à matriz de covariância Q que é obtida pelo Filtro de Kalman, conforme discutido no Capítulo 3. A função amostra a ser discutida nesta seção é apresentada na Figura 5.4 e foi obtida considerando uma RSR de 25dB e $f_D T$ igual a 10^{-4} .

Na figura são apresentados o valor do limiar de decisão λ (- -) obtido a partir do limite superior do intervalo descrito na Equação 4.9, e os intervalos de símbolos onde ocorreram erros de detecção, que são indicados por (*) na parte superior da figura. A figura nos mostra claramente uma drástica redução do valor da variável de teste durante o período de treinamento, decorrente da melhoria das estimativas do canal obtidas pelos

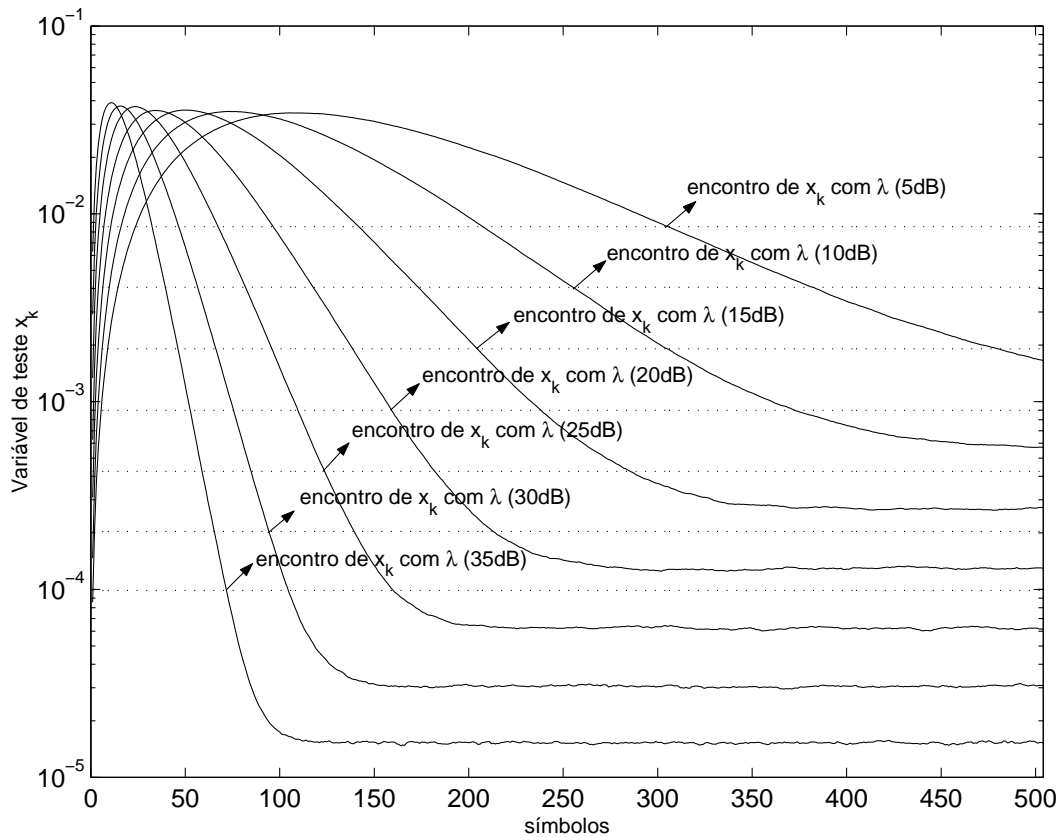


FIG. 5.3: A evolução estatística da variável de teste x_k .

filtros que integram o modulo DF (LMS e FK). Verifica-se no final do treinamento que o valor da variável de teste é menor do que o limiar de decisão. Após o término da fase de treinamento, quando começa a transmissão de dados propriamente dita, nos é evidenciado um interessante resultado: quando os erros de recepção começam a ocorrer, a variável de teste cresce, superando o limiar de decisão, indicando a ocorrência dos erros, ou seja, detectando-os.

5.1.3 ANÁLISE DAS CURVAS QUE RELACIONAM A PROBABILIDADE DE DETECÇÃO COM A PROBABILIDADE DE FALSO ALARME

Uma outra forma de comprovar a eficiência da Técnica DF é demonstrar através de experimentos que a densidade de probabilidade condicional (PDF) da variável de teste x_k dado que não há erros de recepção (PDF|sem erros) é diferente daquela dado que há erros de recepção (PDF|com erros). Na Figura 5.5 são consideradas duas configurações possíveis dessas funções de densidade de probabilidade.

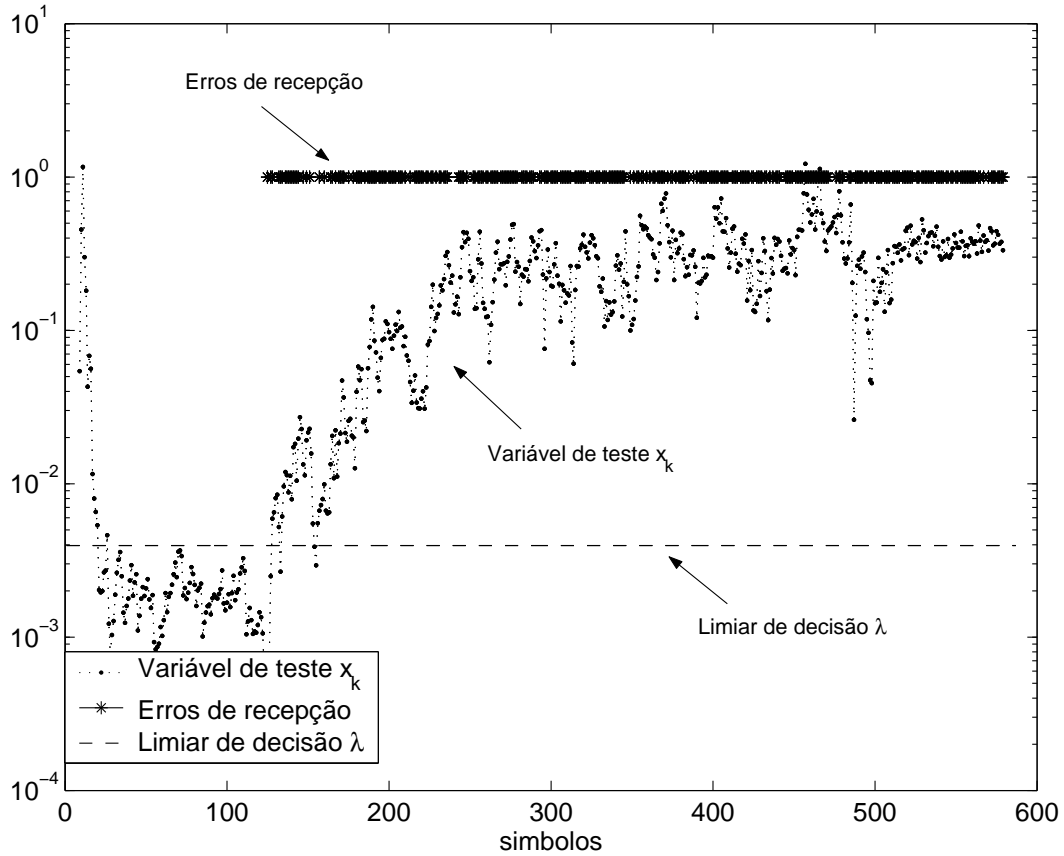


FIG. 5.4: A evolução de uma realização da variável de teste x_k para $f_D T = 10^{-4}$ e $RSR = 25dB$

A primeira ilustração da Figura 5.5 representa o caso em que a distribuição (PDF|com erros) é praticamente igual à distribuição (PDF|sem erros). Observa-se, neste caso, que $P_{FA} \approx P_D$. Neste caso, não existe o efeito da Diversidade em Filtragem.

Já a segunda ilustração da referida figura representa o caso em que a distribuição (PDF|com erros) é bem diferente da distribuição (PDF|sem erros). Neste caso, $P_{FA} \neq P_D$. Como os erros têm o efeito de aumentar o valor da variável de teste x_k , espera-se que a configuração das distribuições sejam como as apresentadas nesta figura. Como podemos observar, quanto mais afastadas as distribuições, maior será P_D em relação à P_{FA} , e melhor o efeito da Diversidade em Filtragem.

Diante da dificuldade de obter-se, mesmo que empiricamente, as distribuições mencionadas acima, uma forma indireta de comprovar a existência da diversidade em filtragem é relacionar a probabilidade de falso alarme empírica (\hat{P}_{FA}) e a probabilidade de detecção empírica (\hat{P}_D). Ambas foram obtidas usando o critério de frequência relativa. Em geral,

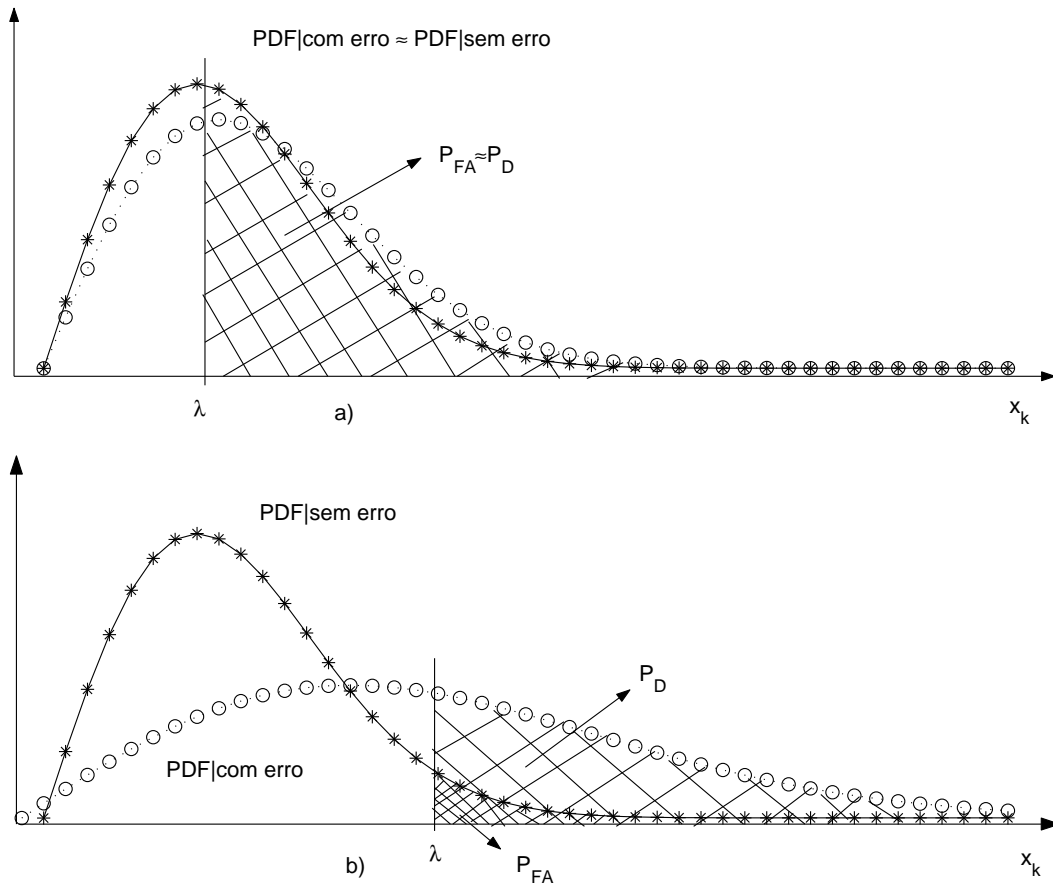


FIG. 5.5: Distribuições ilustrativas da variável de teste x_k sem DF em a), e com DF em b).

a intenção é fazer com que \hat{P}_{FA} seja a menor possível e \hat{P}_D a maior possível.⁴

A Figura 5.6 mostra valores de probabilidade de detecção empírica \hat{P}_D (eixo vertical) e valores de probabilidade de falso alarme empírica \hat{P}_{FA} (eixo horizontal) para $f_d T = 10^{-3}$ e diversas RSR, à medida que se varia o valor do limiar. Considera-se o uso de dois LMS com passos distintos em AFA1 ($0,75 \mu$ -ótimo) e AFA2 ($1,25 \mu$ -ótimo).⁵ Para obter tais curvas de desempenho, foram medidas empiricamente \hat{P}_D e \hat{P}_{FA} para vinte valores diferentes de limiar de decisão.⁶ A figura nos mostra quatro curvas, sendo uma curva traçada (- -) considerando-se $\hat{P}_{FA} = \hat{P}_D$ (que deveria ser a situação caso DF não existisse).

⁴Para a maioria dos problemas de importância prática, esses objetivos são conflituosos.

⁵A plotagem da probabilidade de detecção em função da probabilidade de falso alarme é conhecida como a característica operacional do receptor (COR)(TREES, 1968)

⁶Os pontos da curva foram obtidos para os seguintes valores de limiar de decisão: ($2 \times 10^{-5}, 4 \times 10^{-5}, 6 \times 10^{-5}, 8 \times 10^{-5}, 10^{-4}, 2 \times 10^{-4}, 4 \times 10^{-4}, 6 \times 10^{-4}, 8 \times 10^{-4}, 10^{-3}, 2 \times 10^{-3}, 4 \times 10^{-3}, 6 \times 10^{-3}, 8 \times 10^{-3}, 10^{-2}, 2 \times 10^{-2}, 4 \times 10^{-2}, 6 \times 10^{-2}, 8 \times 10^{-2}, 10^{-1}$)

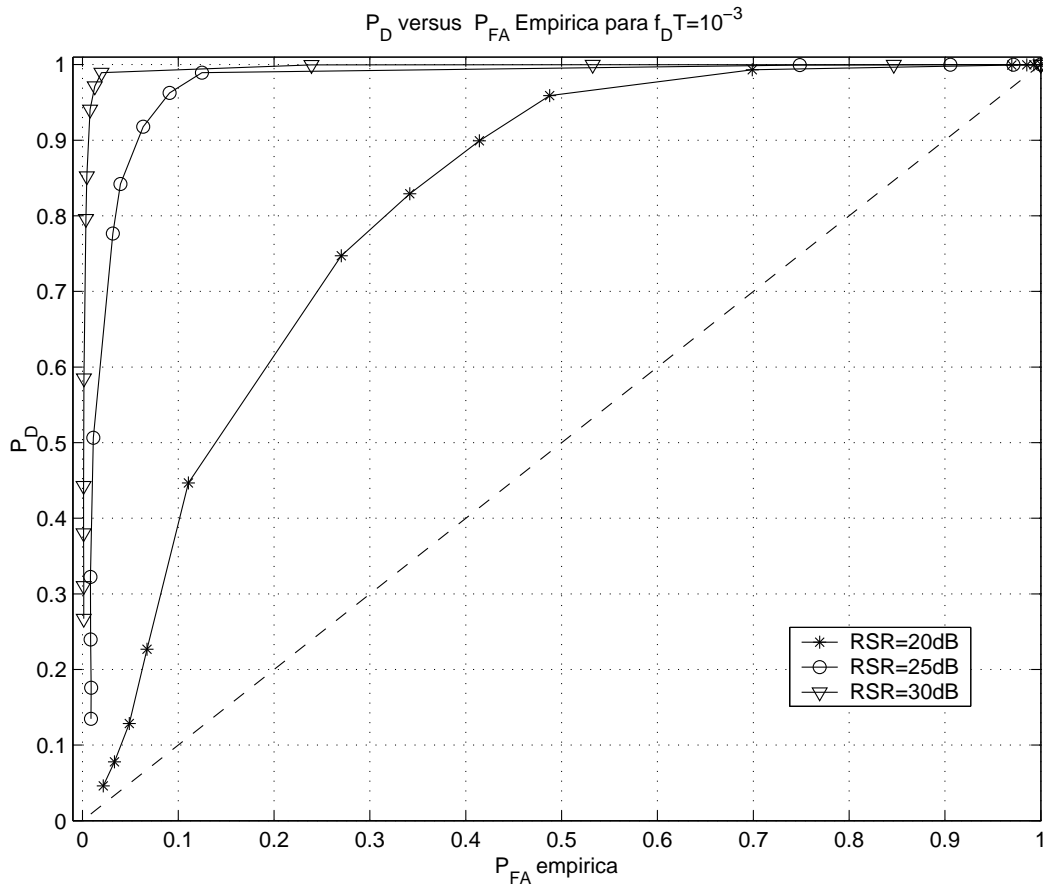


FIG. 5.6: DF-DFE - Probabilidade de detecção empírica (\hat{P}_D) e a Probabilidade de falso alarme empírica (\hat{P}_{FA}) para diversos valores de λ , admitindo-se $f_D T = 10^{-3}$ e diversas RSR.

As demais curvas foram obtidas com dados medidos na simulação, sendo uma para relação sinal-ruído de 20dB (-*-), outra para 25dB(-o-) e também para 30dB (-∇-).

Todos os resultados obtidos mostram que $\hat{P}_D > \hat{P}_{FA}$, indícios da existência de DF, além disso, analisando-se essas curvas, pode-se perceber que para baixos valores de \hat{P}_{FA} , temos também baixos valores de \hat{P}_D . Isto ocorre devido ao fato de que baixos valores de \hat{P}_{FA} estão relacionados a altos valores de limiar de decisão λ , que fazem com que o módulo DF seja menos sensível à presença de erros, daí o motivo do baixo valor de \hat{P}_D . Por outro lado, com menores valores de limiar de decisão obtém-se valores maiores para \hat{P}_{FA} , mas valores bem maiores de \hat{P}_D . Isso pode ser bem visualizado nas curvas para maiores valores de RSR (20, 25 e 30dB). O resultado obtido é muito interessante pois mostra que a técnica de DF pode nos fornecer um valor alto para probabilidade de detecção dos erros de recepção e criar poucas ocorrências de falso alarme ao mesmo tempo, caso o limiar de

decisão seja bem escolhido. Isto torna interessante a busca de outros critérios diferentes de Neyman Pearson para estabelecer este parâmetro.

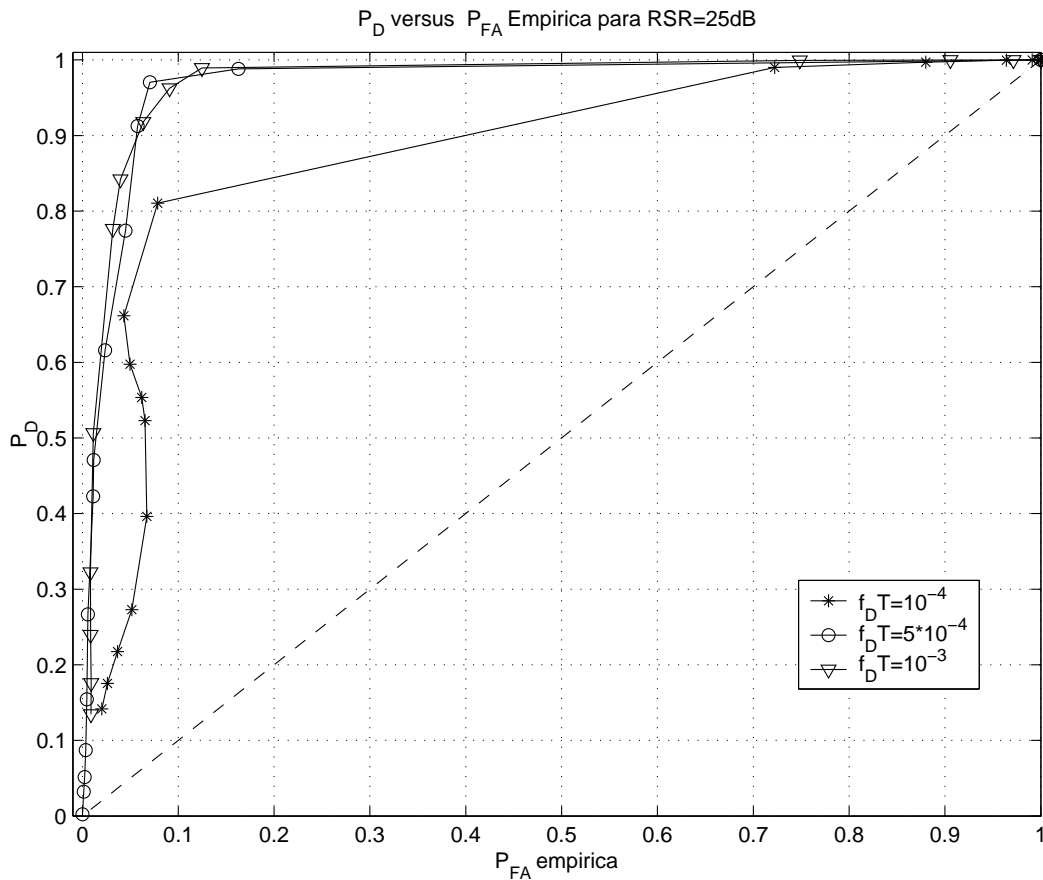


FIG. 5.7: Probabilidade de detecção empírica \hat{P}_D e a Probabilidade de falso alarme empírica \hat{P}_{FA} para diversos valores de λ , admitindo-se RSR=25dB e diversas $f_D T$.

A Figura 5.7 nos mostra a relação entre a probabilidade de detecção empírica \hat{P}_D (no eixo vertical) e a probabilidade de falso alarme empírica \hat{P}_{FA} (no eixo horizontal) mantendo a relação sinal-ruído fixa em $RSR = 25dB$, para diversos valores de $f_D T$, à medida que se varia o limiar de decisão. ⁷ Foram utilizados os mesmos AFA1 e AFA2 descritos na figura anterior. São apresentadas três curvas, uma para $f_D T = 10^{-4}$ (-*

⁷Para a $f_D T$ de 10^{-3} os pontos da curva foram obtidos para os mesmos valores de limiar de decisão citados na figura anterior. Já para a $f_D T$ de 5×10^{-4} os pontos da curva foram obtidos para os mesmos valores de limiar sendo que não foi considerado o valor de 2×10^{-5} e foi incluído o valor de 2×10^{-1} . E por último para a $f_D T$ de 10^{-4} , os pontos da curva foram obtidos para os seguintes valores de limiar de decisão: $4 \times 10^{-6}, 6 \times 10^{-6}, 8 \times 10^{-6}, 10^{-5}, 2 \times 10^{-5}, 4 \times 10^{-5}, 6 \times 10^{-5}, 8 \times 10^{-5}, 10^{-4}, 2 \times 10^{-4}, 4 \times 10^{-4}, 6 \times 10^{-4}, 8 \times 10^{-4}, 10^{-3}, 2 \times 10^{-3}, 4 \times 10^{-3}, 6 \times 10^{-3}, 8 \times 10^{-3}, 10^{-2}, 2 \times 10^{-2}$)

), outra para $f_D T = 5 \times 10^{-4}$ (-o-) e também para $f_D T = 10^{-3}$ (-▽-). Os resultados são quantitativamente semelhantes aos apresentados na figura anterior, no que se refere ao comportamento existente entre \hat{P}_{FA} e \hat{P}_D , porém verifica-se que a técnica apresenta melhor desempenho com o aumento da $f_D T$, além dos problemas numéricos apresentados na curva obtida para $f_D T = 10^{-4}$ provavelmente devido à massa de dados que nesse caso, canal mais correlacionado, deve ser maior para obter a mesma precisão das demais curvas.

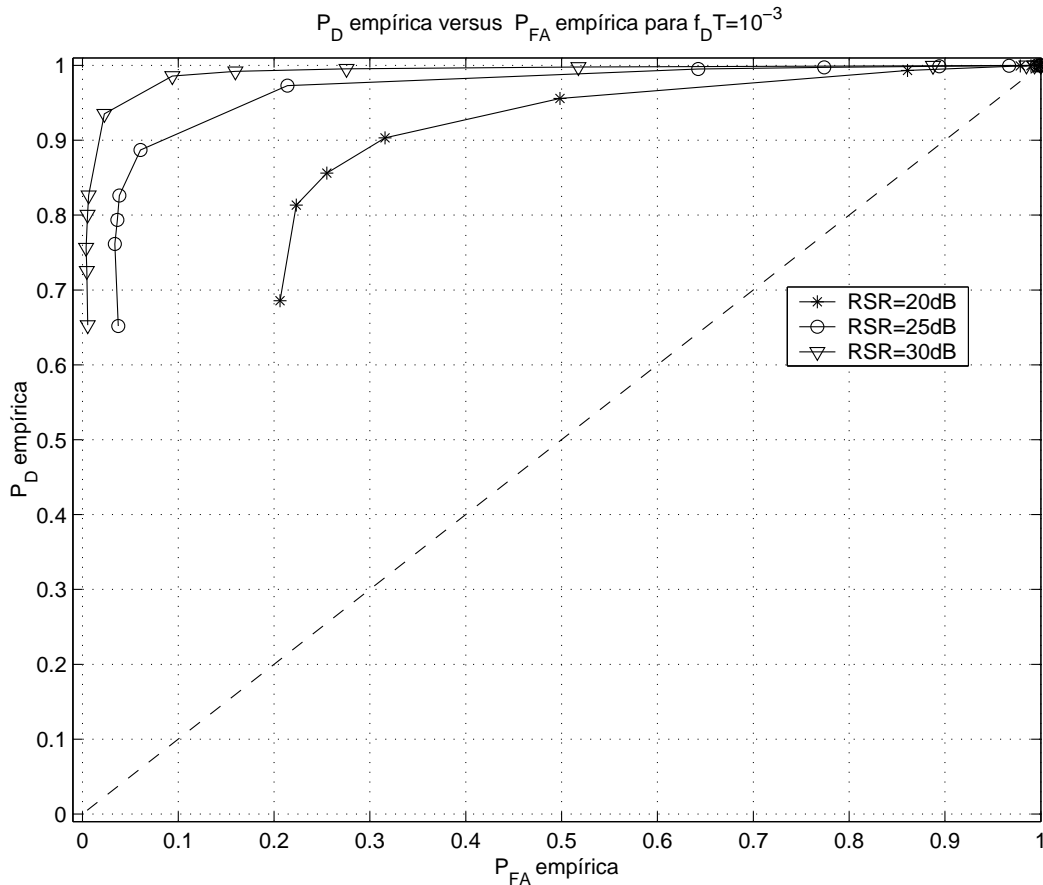


FIG. 5.8: DF-DFE - A Probabilidade de detecção empírica (\hat{P}_D) e a Probabilidade de falso alarme empírica (\hat{P}_{FA}) para diversos valores de λ , admitindo-se $f_D T = 10^{-3}$ e diversas RSR.

A Figura 5.8 mostra valores da probabilidade de detecção empírica \hat{P}_D (eixo vertical) e valores da probabilidade de falso alarme empírica \hat{P}_{FA} (eixo horizontal) para $f_D T = 10^{-3}$ e diversas RSR, à medida que varia o limiar de decisão, admitindo-se o uso de FK em AFA1 e o uso de LMS em AFA2 com passo de $1,25 \mu$ -ótimo (mais sensível ao erro de decisão).⁸ A figura nos mostra quatro curvas, sendo uma curva traçada (- -) considerando-se $\hat{P}_{FA} = \hat{P}_D$

⁸Os pontos da curva foram obtidos para os seguintes valores de limiar de decisão: $(4 \times 10^{-5}, 6 \times 10^{-5}, 8 \times$

(que deveria ser a situação caso DF não existisse). As demais curvas foram obtidas com dados medidos na simulação, sendo uma para relação sinal-ruído de 20dB (-*-), outra para 25dB (-o-) e também para 30dB (-∇-). Da mesma forma que na Figura 5.6, todos os resultados obtidos mostram que $\hat{P}_D > \hat{P}_{FA}$, indícios da existência de DF. Além disso, analisando-se essas curvas, nota-se que com certos valores de limiar de decisão obtém-se valores de \hat{P}_D bem maiores do que \hat{P}_{FA} . Isso pode ser bem visualizado nas curvas para maiores valores de RSR (20, 25 e 30dB). O resultado obtido é muito interessante pois mostra que a técnica DF pode nos fornecer um valor alto para probabilidade de detecção dos erros de recepção e criar poucas ocorrências de falso alarme ao mesmo tempo, caso o limiar de decisão seja bem escolhido. Isto é válido tanto para o uso de FK e LMS, como para o uso de 2 LMS com passos distintos em AFA1 e AFA2.

Constatada a eficiência da técnica de DF no contexto de equalização DFE, foi realizada uma série de testes para diversos cenários de transmissão digital. Para avaliar o desempenho do esquema de equalização proposto, DF-DFE, e comparar com o desempenho do DFE convencional, os resultados desse estudo comparativo são apresentados na próxima seção para vários valores de $f_D T$ e RSR.

5.2 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO DF-DFE

5.2.1 DFE PROPOSTO COM 2 LMS NO MÓDULO DF

Uma série de testes foi realizada por simulação computacional para avaliar o desempenho do esquema de equalização DF-DFE. O esquema de modulação aqui adotado foi o PSK-4. O modelo de canal adotado foi o WSS-US com perfil de atraso discreto composto de três coeficientes espaçados por T (duração do símbolo transmitido) e espalhamento Doppler dado pelo espectro de Jakes com três valores de desvio máximo (normalizado) de frequência $f_D T = 10^{-4}$, $f_D T = 5 \times 10^{-4}$ e $f_D T = 10^{-3}$. O perfil de intensidade de atrasos discretos característico do canal simulado é dado por: [0,5 0,3 0,2]. O equalizador empregou seis coeficientes no filtro avante e cinco no filtro de realimentação, e o algoritmo adaptativo adotado foi o RLS por causa da sua rápida convergência. A relação sinal-ruído foi calculada pela divisão da potência do sinal transmitido pela variância do ruído. O módulo de diversidade em filtragem fez uso de dois LMS com passos distintos para AFA1

$10^{-5}, 10^{-4}, 2 \times 10^{-4}, 4 \times 10^{-4}, 6 \times 10^{-4}, 8 \times 10^{-4}, 10^{-3}, 2 \times 10^{-3}, 4 \times 10^{-3}, 6 \times 10^{-3}, 8 \times 10^{-3}, 10^{-2}, 2 \times 10^{-2}, 4 \times 10^{-2}, 6 \times 10^{-2}, 8 \times 10^{-2}, 10^{-1}, 2 \times 10^{-1}$)

e AFA2. Estes valores de passos foram obtidos como sendo $(0,75 \mu\text{-ótimo})$ para o AFA1 e $(1,25 \mu\text{-ótimo})$ para o AFA2, onde $\mu\text{-ótimo}$ representa o valor do passo ótimo do LMS para obter o valor do mínimo EQM na condição de regime permanente (GALDINO, 2003).

Foi avaliado também o desempenho do DFE convencional para fins de realização de comparação de desempenho com o DFE proposto. O DFE convencional foi implementado de forma idêntica ao DFE do esquema DF-DFE. Em ambos os casos fez-se uso de um treinamento inicial com um número elevado de símbolos. Após esse treinamento inicial, os outros foram feitos com um conjunto reduzido de símbolos visando alcançar uma vazão elevada (a mesma obtida pelo DF-DFE).

Mas para que fosse possível a operação do DFE convencional com um conjunto reduzido de símbolos de treinamento, tornou-se fundamental inicializar os coeficientes do equalizador em cada bloco de símbolos com os valores que constavam nos coeficientes do equalizador no último símbolo transmitido do bloco anterior. Resultados de simulação, não apresentados aqui, mostram claramente que o DFE convencional assim projetado apresenta um desempenho bem superior àquele que zera os coeficientes do equalizador no início de cada bloco de treinamento. Assim sendo, utilizou-se nesta dissertação os resultados do primeiro DFE convencional.

Para obter maior riqueza estatística nas simulações, a cada 100 blocos de transmissão um novo canal estatisticamente independente do anterior era gerado de tal sorte que cada resultado de simulação foi obtido com pelo menos 100 realizações independentes do canal. Para RSR até 25dB foram transmitidos 10000 blocos de símbolos. Já para RSR=30 e 35dB, 100000 blocos, ou seja, 1000 realizações independentes de canal.

Além disso, o DFE convencional manteve a mesma estrutura do DF-DFE, ou seja, algoritmo RLS para atualização dos seis coeficientes no filtro avante e cinco no de realimentação e empregou sempre os mesmos canais simulados para o DF-DFE.

a) Avaliação de desempenho em função da P_{FA}

Nesta subseção avaliou-se a taxa de erro de símbolos (SER, do termo em inglês: Symbol Error Rate) considerando vários valores de P_{FA} para estabelecer o valor do limiar de decisão (λ), conforme o limite superior da Equação 4.9. As simulações foram realizadas considerando-se valores fixos de vazão e $f_D T$. Um treinamento inicial com 512 símbolos foi empregado para alcançar boas estimativas do canal em ambos os filtros LMS. Após esse

treinamento inicial, os outros foram feitos com um conjunto de 8 símbolos. Serão apresentadas 3 figuras, uma para cada $f_D T$: (10^{-4} , 5×10^{-4} e 10^{-3}). No caso de $f_D T = 10^{-4}$, foram transmitidos 128 símbolos por bloco, resultando numa vazão de 94%⁹. Já para $f_D T = 5 \times 10^{-4}$ e 10^{-3} em cada bloco foram transmitidos 96 símbolos, resultando em uma vazão de aproximadamente 92%.

Espera-se, conforme discutido em 4.2, que a solução ótima seja a escolha de uma P_{FA} adequada, que faça com que o equalizador consiga detectar bem os erros de recepção, combatendo a propagação do erro, mas que ao mesmo tempo não cometa tanto falso alarme nesse processo de detecção, para que possa constantemente atualizar corretamente seus coeficientes.

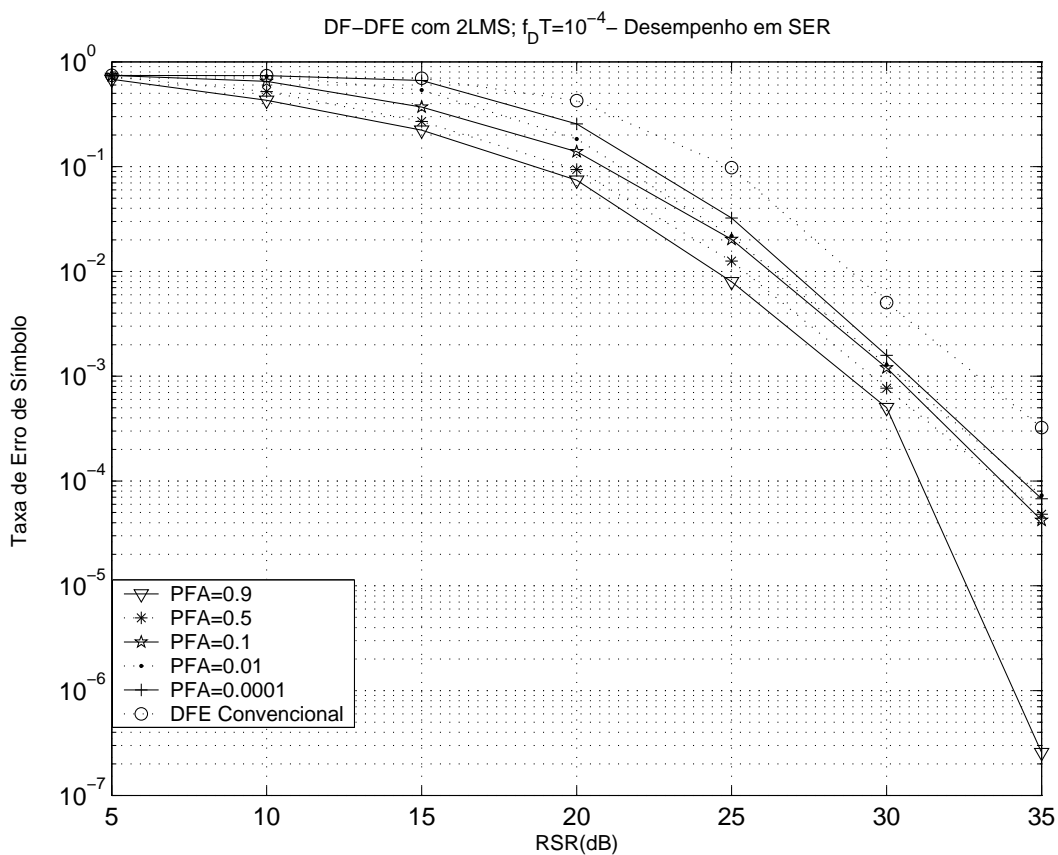


FIG. 5.9: Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS e vários valores de P_{FA} e o DFE convencional, admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$.

A Figura 5.9 apresenta curvas de taxa de erro de símbolo (SER) em função da relação

⁹No cálculo da vazão foi desprezada a quantidade de símbolos do treinamento inicial, considerou-se somente os treinamentos posteriores, com menor quantidade de símbolos.

sinal-ruído para $f_D T = 10^{-4}$. São apresentadas seis curvas, sendo que uma delas reflete o desempenho em SER do DFE convencional (-o-) e as outras representam o desempenho em SER obtido pelo DF-DFE para valores de P_{FA} iguais a 0,9 (-∇-), 0,5 (-*-), 0,1 (-*-), 0,01 (-●-) e 0,0001 (-+-), numa faixa de RSR que variou de 5 a 35 dB. Analisando-se as curvas, pode-se ver que o esquema de equalização DF-DFE obteve um desempenho em SER bem melhor que o obtido pelo DFE convencional para toda a faixa de RSR. O DF-DFE com P_{FA} igual a 0,9, a curva de melhor desempenho em SER, como pode-se ver na figura, obtém a mesma SER que o DFE convencional para valores de RSR bem menores (cerca de 5dB a menos). É válido notar também que ao aumentar a P_{FA} , obtivemos melhores valores de SER, uma vez que aumentando-se este parâmetro, a probabilidade de detecção do erro P_D também aumenta (conforme mostrado). Isto faz com que o equalizador só tenha seus coeficientes ajustados a partir de dados detectados que apresentam alta probabilidade de estarem corretos, além disso, neste caso ($f_D T$ pequena) o falso alarme não causa uma severa degradação uma vez que o canal evolui lentamente com o tempo em relação à taxa de transmissão.

A Figura 5.10 apresenta curvas de taxa de erro de símbolo (SER) em função da relação sinal-ruído, obtidas nas mesmas condições de execução dos resultados apresentados na Figura 5.9, exceto que considerou-se neste caso $f_D T = 5 \times 10^{-4}$. São apresentadas seis curvas, sendo que uma delas reflete o desempenho em SER do DFE convencional (-o-) e as outras representam o desempenho em SER obtido pelo DF-DFE para valores de P_{FA} iguais a 0,9 (-∇-), 0,5 (-*-), 0,1 (-*-), 0,01 (-●-) e 0,0001 (-+-) numa faixa de RSR que variou de 5 a 35 dB. O esquema DF-DFE obteve um desempenho em SER superior ao obtido pelo DFE convencional. Analisando as curvas de desempenho obtidas, podemos ver que para algumas P_{FA} s precisa-se de 5dB a menos que o DFE convencional para obter a mesma SER. Quando a P_{FA} tem um alto valor como 0,9 e a RSR é maior que 30 dB, constatou-se que o DF-DFE obtém um pobre desempenho em SER. A razão que explica esse fato é que o canal está variando de forma mais rápida do que o considerado na simulação anterior e, neste caso uma P_{FA} elevada pode comprometer o desempenho do esquema proposto uma vez que os coeficientes do equalizador podem estar deixando de ser atualizados por muitas vezes e por longos intervalos de tempo durante a transmissão. Se os coeficientes do equalizador não são atualizados, o desempenho em SER é prejudicado de forma similar ao que acontece num equalizador não adaptativo.

A Figura 5.11 apresenta curvas de taxa de erro de símbolo (SER) em função da relação

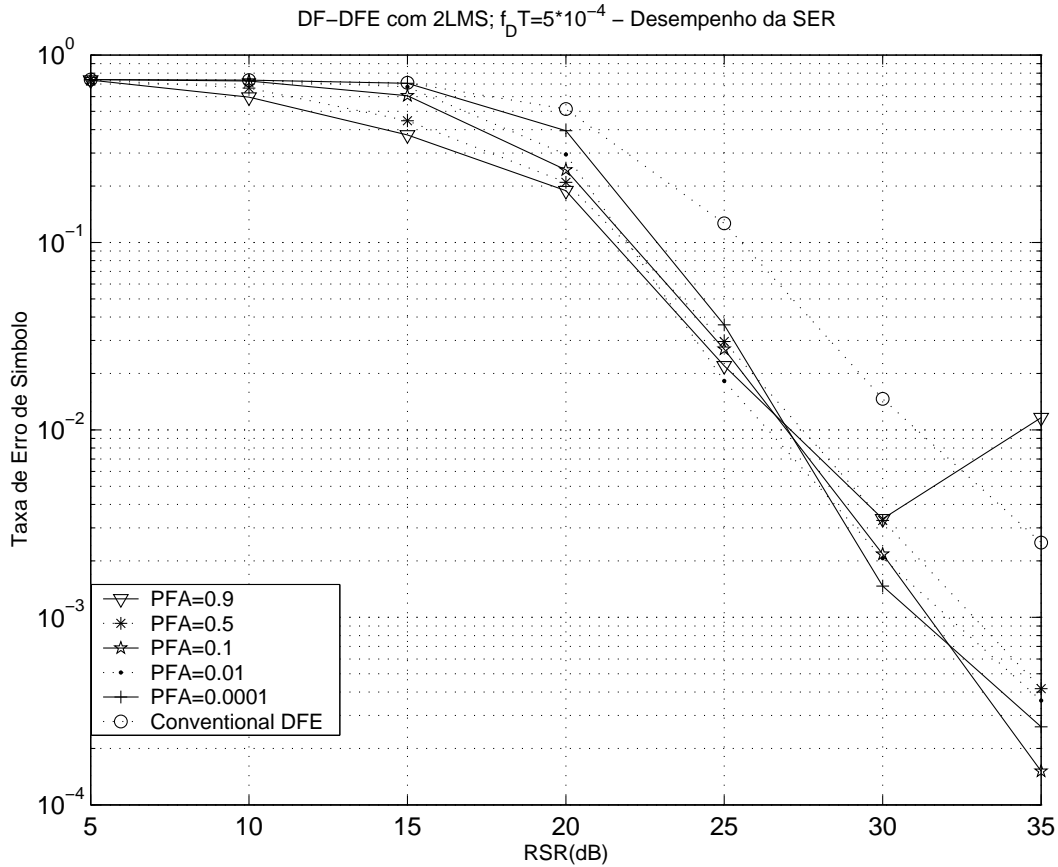


FIG. 5.10: Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS e vários valores de P_{FA} , e o DFE convencional, admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-4}$.

sinal-ruído para $f_D T = 10^{-3}$. São apresentadas seis curvas, sendo que uma delas reflete o desempenho em SER do DFE convencional (-o-) e as outras representam o desempenho em SER obtido pelo DF-DFE para valores de P_{FA} iguais a 0,9 (-▽-), 0,5 (-*-), 0,1 (-*-), 0,01 (-●-) e 0,0001 (-+-). Os resultados mostrados na referida figura foram obtidos através do uso de diferentes valores de P_{FA} numa faixa de RSR que variou de 5 a 35 dB. O esquema de equalização DF-DFE obteve um desempenho em SER superior ao obtido pelo DFE convencional. A tendência da necessidade de reduzir a P_{FA} com o aumento da $f_D T$, esboçada analisando-se conjuntamente as Figuras 5.9 e 5.10, confirmou-se nesses resultados. Neste caso, como considera-se uma $f_D T$ ainda maior, observa-se que até para a $P_{FA} = 0,5$ o esquema proposto obteve um desempenho ruim para RSR=30 e 35dB.

Fazendo-se uma análise global dos resultados apresentados nas figuras 5.9, 5.10 e 5.11, verifica-se que o desempenho dos esquemas de equalização investigados tende a piorar com o aumento da $f_D T$, o que é esperado diante da maior dificuldade de acompanhar as

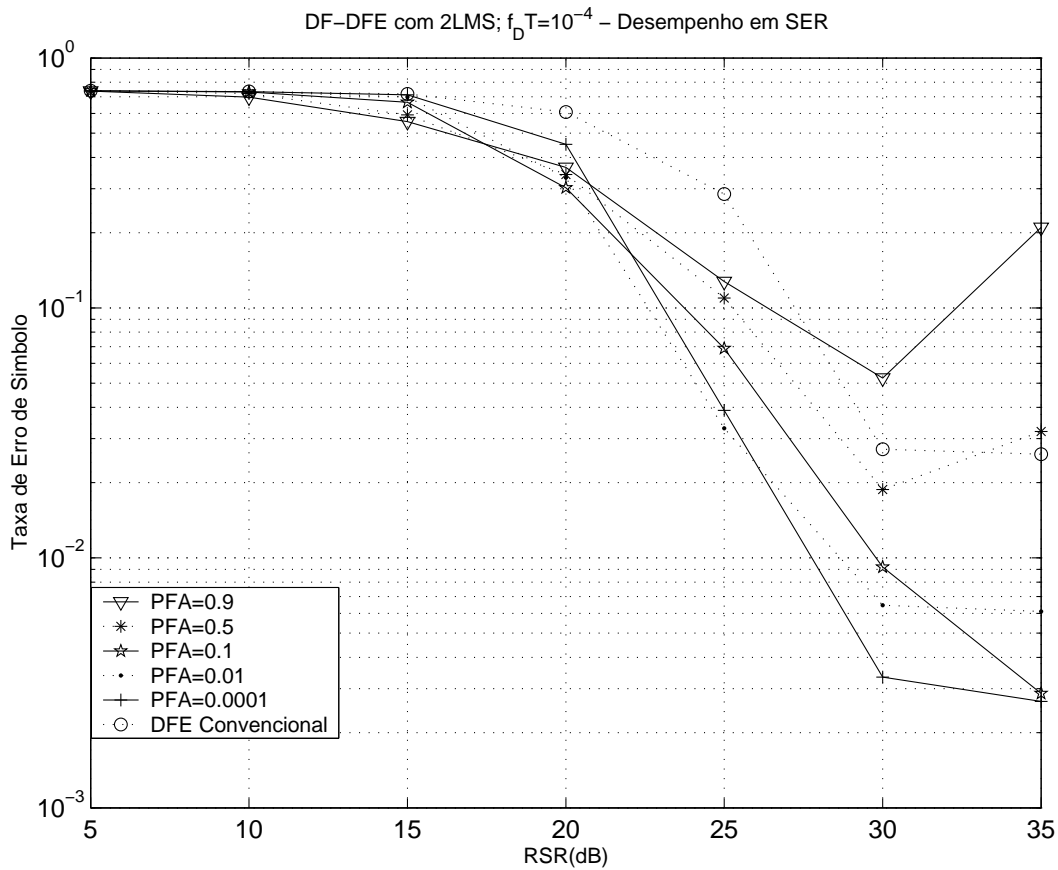


FIG. 5.11: Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS e o DFE convencional, admitindo-se $f_D T = 10^{-3}$.

mudanças cada vez mais intensas do canal, mas observa-se também que com uma escolha apropriada de P_{FA} a vantagem do desempenho obtido pelo esquema proposto em relação ao convencional aumenta, principalmente considerando-se elevados valores de RSR. Isso pode ser explicado lembrando-se que com maiores valores de $f_D T$, fica mais difícil para o equalizador acompanhar a evolução do canal, e com isto rajadas de erro tendem a ocorrer com maior facilidade. Já que o DF-DFE, de forma diferente do DFE convencional, possui mecanismos de detecção desses erros, sua melhoria em desempenho em SER fica cada vez mais evidenciada.

Outra maneira de entender esses resultados é mediante a análise das curvas apresentadas na Figura 5.7 que mostram um maior efeito de diversidade em filtragem para $f_D T = 10^{-3}$ e 5×10^{-4} em relação à $f_D T = 10^{-4}$ para uma RSR de 25dB.

b) Avaliação de desempenho da SER em função da vazão

Nesta subseção será analisado o desempenho do DF-DFE com 2LMS em função da vazão. Será apresentado o desempenho em SER para as vazões: 94% (4 símbolos de treinamento e 64 de dados), 88% (8 símbolos de treinamento e 64 de dados) e 80% (16 símbolos de treinamento e 64 de transmissão).

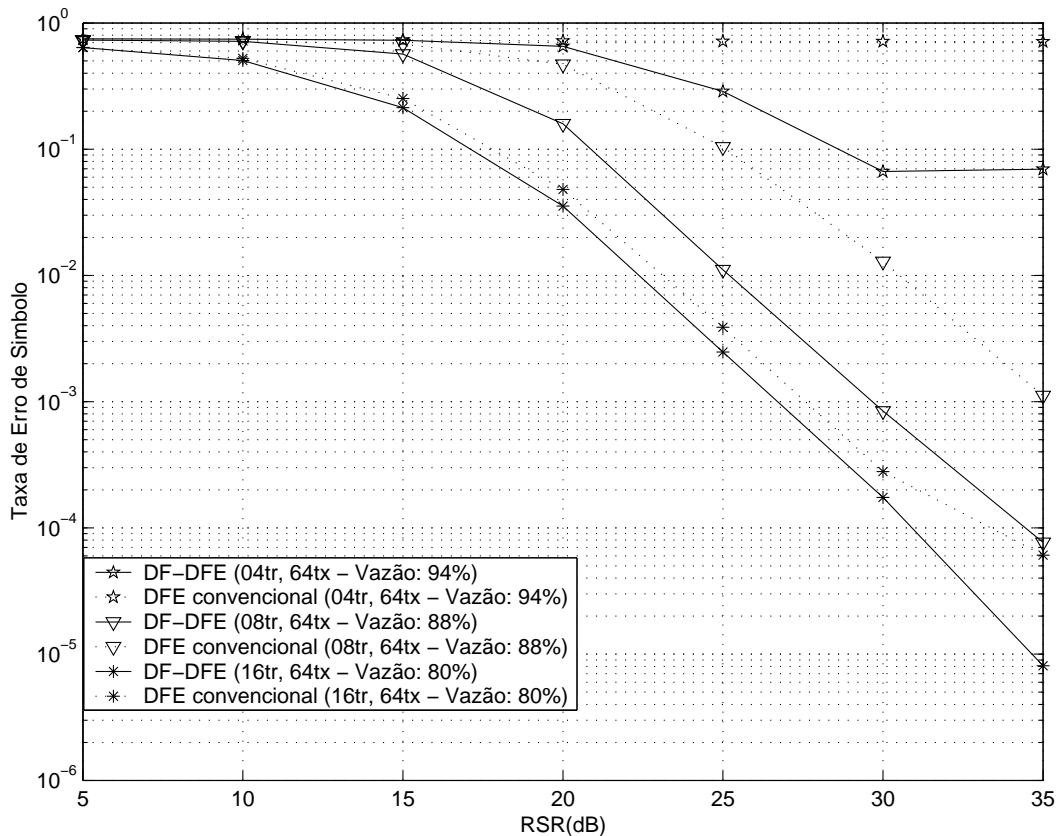


FIG. 5.12: Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS para diversas Vazões, admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-4}$.

Na Figura 5.12 são apresentadas curvas de taxa de erro de símbolo (SER) em função da relação sinal-ruído para diversas vazões, obtidas pelo DF-DFE e pelo DFE convencional admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-4}$ e $P_{FA} = 0,1$. Esses valores de $f_D T$ e P_{FA} foram escolhidos em função dos bons resultados alcançados pelo DF-DFE, quando utilizados conforme mostrado na subseção anterior. São apresentadas três curvas para cada equalizador, que representam o desempenho em SER obtido pelo DF-DFE e pelo DFE convencional para vazão igual a 94% (-*-), 88% (-*-) e 80% (-∇-). Ao analisar as curvas obtidas, constata-se

que os desempenhos dos procedimentos de equalização convencional e o do proposto são degradados com o aumento da vazão, porém essa degradação é mais intensa no DFE convencional. Ao aumentar a quantidade de símbolos de treinamento (diminuindo a vazão), a melhoria em desempenho em termos de SER obtida pelo DF-DFE com relação ao obtido pelo DFE convencional vai diminuindo. Para o caso da vazão de 80%, essa melhoria é bem pequena, ficando em torno de apenas 1dB para RSR até 30dB. Este resultado já era esperado uma vez que o DFE convencional estaria tendo um tempo maior durante o treinamento para alcançar boas estimativas dos seus coeficientes. E assim sendo, a vantagem que o DF-DFE tem de partir de um conjunto de boas estimativas para os coeficientes do equalizador não seria tão favorável. Em contrapartida, para uma pequena quantidade de símbolos de treinamento (vazão de 94%), o DFE convencional não consegue durante a fase de treinamento obter boas estimativas para os coeficientes do equalizador, e tem um desempenho em SER muito ruim. Para o DF-DFE, apesar da sensível melhoria de desempenho, particularmente para $RSR > 20dB$ em relação ao DFE convencional, o desempenho obtido é muito ruim. Neste caso, o tamanho do bloco de treinamento é tão pequeno que não permite que o equalizador se recupere de pequenos desajustes na inicialização das estimativas de seus coeficientes no início do bloco de treinamento. Por outro lado, para valores de vazão moderados, como a de 88%, o tamanho do bloco de treinamento é suficiente para prover boas estimativas dos parâmetros do equalizador a partir da inicialização feita com valores obtidos no bloco anterior. Provavelmente por conta disso, é que se observa ganhos da ordem de 5dB do DFE proposto em relação ao convencional, conforme mostrado na Figura 5.12.

c) Avaliação de desempenho da SER em função da $f_D T$

Nesta subseção será analisado o desempenho do DF-DFE com 2LMS para diferentes valores de $f_D T$. Será apresentado o desempenho em SER para as $f_D T$: 5×10^{-4} e 10^{-4} .

A Fig. 5.13 apresenta curvas de taxa de erro de símbolo (SER) em função da relação sinal-ruído para diferentes $f_D T$, vazão= 92% e $P_{FA} = 0,1$. São apresentadas quatro curvas, que representam o desempenho em SER obtido pelo DF-DFE e pelo DFE convencional para $f_D T = 5 \times 10^{-4}$ (∇) e para $f_D T = 10^{-4}$ (\circ). Ao aumentar a $f_D T$, obtivemos uma melhoria mais acentuada no desempenho em SER. Este resultado já era esperado

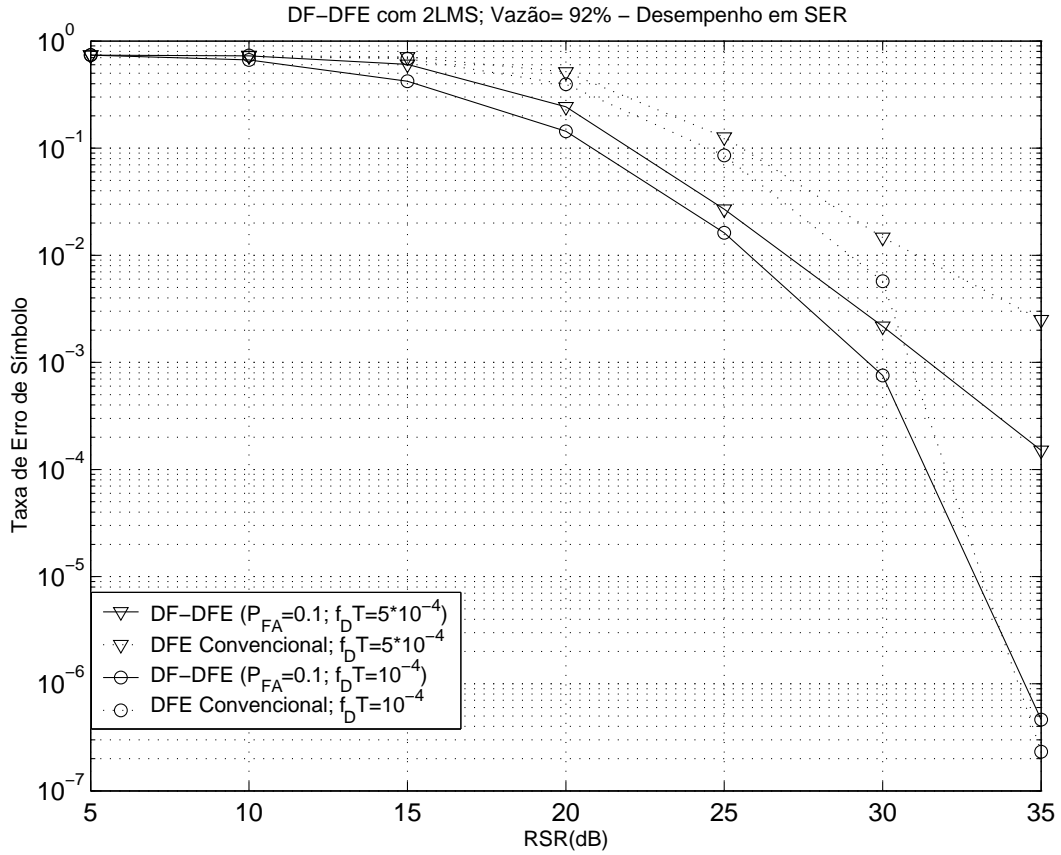


FIG. 5.13: Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS para algumas $f_D T$; Vazão= 92%

uma vez que com a maior variabilidade do canal, fica mais difícil para o DFE convencional acompanhar sua evolução e assim surgem erros em rajada. Em contrapartida, o DF-DFE possui contra-medidas para combater o efeito da propagação do erro na adaptação dos parâmetros do equalizador. Conforme a RSR aumenta, a melhoria em desempenho obtida pelo DF-DFE com relação ao DFE convencional vai aumentando enquanto que, no caso da $f_D T$ menor (10^{-4}), essa melhoria em desempenho para alta RSR (35dB) deixa de existir. A razão que explica esse fato é que para $f_D T = 10^{-4}$, o canal está variando de forma mais lenta e os coeficientes do DFE convencional estão conseguindo acompanhar bem a evolução do canal, mesmo com os eventuais erros de decisão.

d) Avaliação de desempenho em função da escolha dos passos μ utilizados nos 2 LMS (AFA1 e AFA2)

Nesta subseção será analisado o desempenho do DF-DFE com 2LMS para diversos valores de passos utilizados nesses algoritmos de filtragem adaptativa. São apresentados resultados para a vazão em 92%, $f_D T = 5 \times 10^{-4}$ e P_{FA} igual a 0, 1 e 0,01 na Figura 5.14, que mostra curvas de taxa de erro de símbolo (SER) em função da relação sinal-ruído. A figura mostra o desempenho para os seguintes conjuntos de passos: 1º conjunto: (AFA1: 0,99 μ -ótimo e AFA2: 1,01 μ -ótimo), ou seja, valores próximos entre os passos de AFA1 e AFA2, (-o-); 2º conjunto: (AFA1: 0,9 μ -ótimo e AFA2: 1,1 μ -ótimo), (-*-), e 3º conjunto: (AFA1: 0,75 μ -ótimo e AFA2: 1,25 μ -ótimo), ou seja, valores mais distantes entre os passos de AFA1 e AFA2 (-∇-). Além das taxas de erro para o procedimento proposto, nessa figura são mostradas também curvas de desempenho para o DFE convencional, para fins de comparação de desempenho (-*-).

Os resultados apresentados na Figura 5.14 mostram claramente que à medida que se aumenta a diferença entre os passos dos AFA1 e AFA2, obtém-se melhores valores de SER, uma vez que desta forma obtém-se um efeito de diversidade em filtragem mais acentuado, pois com passo pequeno o algoritmo é mais robusto a erros no sinal de referência, enquanto que para passos grandes o algoritmo é mais sensível a esses erros. Essa, portanto, é mais uma maneira de ilustrar a eficiência de DF. O aumento da diversidade, por seu turno, faz com que o equalizador ao detectar o erro de recepção, possa tomar medidas que venham combater o efeito do erro na atualização dos coeficientes do equalizador. Já para o caso em que os passos de AFA1 e AFA2 estão bem próximos, o desempenho do DF-DFE tende a se aproximar bastante ao desempenho obtido pelo DFE convencional, ou seja, um desempenho bem inferior.

5.2.2 DFE PROPOSTO COM LMS E FILTRO DE KALMAN NO MÓDULO DF

Uma série de testes foram realizados por simulação computacional para a avaliação de desempenho do DF-DFE, agora com esses dois filtros, o LMS e o Filtro de Kalman, no módulo de DF, como descrito em 4.1. O esquema de modulação adotado foi PSK-4. O modelo de canal adotado foi mantido, o WSS-US com perfil de atraso discreto composto de três coeficientes espaçados por T ([0,5 0,3 0,2]) e espalhamento Doppler dado pelo espectro

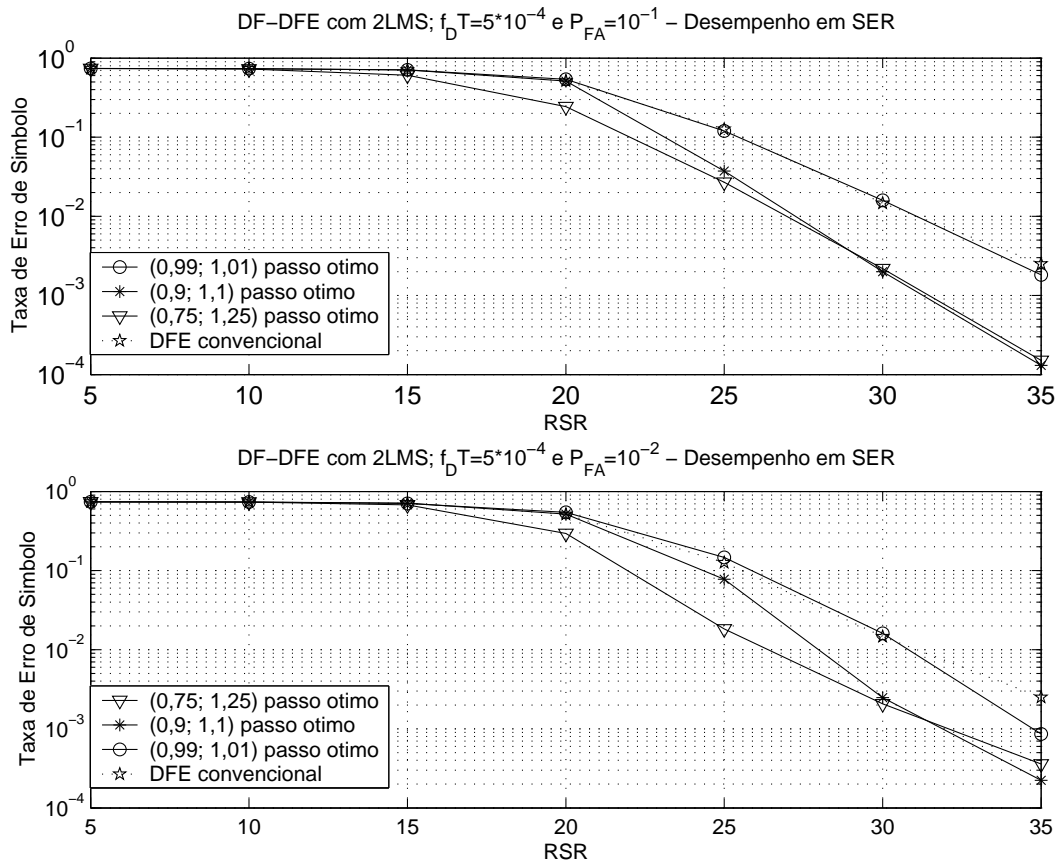


FIG. 5.14: Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com 2LMS para diversos passos nos LMS; $V_{azão} = 92\%$

de Jakes com dois valores de desvio máximo (normalizado) de frequência $f_D T = 5 \times 10^{-4}$ e $f_D T = 10^{-3}$. No equalizador foram mantidos os seis coeficientes no filtro avante e cinco no filtro de realimentação, e o algoritmo adaptativo adotado continuou sendo o RLS. A relação sinal-ruído foi calculada pela razão entre a potência do sinal transmitido e a variância do ruído.

O processo de geração do canal foi o mesmo adotado no caso do DFE com 2 LMS. Para conferir uma maior riqueza estatística a cada 100 blocos de transmissão, um novo canal estatisticamente independente do anterior era gerado de tal sorte que cada resultado de simulação foi obtido com pelo menos 100 realizações independentes do canal. Para RSR até 25dB foram transmitidos 10000 blocos de símbolos. Já para RSR=30 e 35dB, 100000 blocos, ou seja, 1000 realizações independentes de canal.

Para que pudéssemos visualizar a melhoria em desempenho alcançada pelo DF-DFE com LMS e Filtro de Kalman, recorreu-se novamente ao resultado em desempenho obtido

pelo DFE convencional, ou seja, O DFE sem o esquema de Diversidade de Filtragem. O DFE convencional da mesma forma que o DF-DFE fez uso de um treinamento inicial com um número elevado de símbolos para que pudesse chegar a um bom conjunto de coeficientes. Após esse treinamento inicial, os outros foram feitos com um conjunto reduzido de símbolos visando alcançar uma vazão elevada (a mesma obtida pelo DF-DFE).

Mas para que fosse possível a operação do DFE convencional com um conjunto reduzido de símbolos de treinamento, assim como na sub-seção anterior, tornou-se fundamental inicializar os coeficientes do equalizador em cada bloco de símbolos com os valores que constavam nos coeficientes do equalizador no último símbolo transmitido do bloco anterior.

Além disso, o DFE convencional manteve a mesma estrutura do DF-DFE, ou seja, algoritmo RLS para atualização dos seis coeficientes no filtro avante e cinco no de realimentação e empregou sempre os mesmos canais simulados para o DF-DFE.

a) Avaliação de desempenho em função da P_{FA}

Nesta subseção avaliou-se a taxa de erro de símbolos (SER) considerando vários valores de P_{FA} para estabelecer o valor do limiar de decisão (λ). As simulações foram realizadas considerando-se valores fixos de vazão e $f_D T$. Assim como no caso do DF-DFE com 2 filtros adaptativos LMS no módulo DF, um treinamento inicial com 512 símbolos foi empregado para alcançar boas estimativas do canal em ambos os filtros adaptativos (LMS e FK). Após esse treinamento inicial, os outros foram feitos com um conjunto de 8 símbolos. Serão apresentadas 2 figuras, uma para cada $f_D T$: 5×10^{-4} e 10^{-3} . Em cada bloco foram transmitidos 96 símbolos, resultando em uma vazão de aproximadamente 92%.

A Figura 5.15 apresenta curvas de taxa de erro de símbolo (SER) em função da relação sinal-ruído, obtidas para $f_D T = 5 \times 10^{-4}$. São apresentadas sete curvas, sendo que uma delas reflete o desempenho em SER do DFE convencional (-o-) e as outras representam o desempenho em SER obtido pelo DF-DFE com LMS e FK para valores de P_{FA} iguais a 0,9 (-∇-), 0,5 (-*-), 0,1 (-*-), 10^{-2} (-●-), 10^{-4} (-+-) e 10^{-6} (-×-) numa faixa de RSR que variou de 5 a 35 dB. O esquema DF-DFE com LMS e FK obteve um desempenho em SER superior ao obtido pelo DFE convencional. Analisando as curvas de desempenho obtidas, podemos ver que para algumas P_{FA} s precisa-se de 5dB a menos que o DFE convencional para obter a mesma SER, assim como ocorreu no caso do DFE com 2 LMS. Quando a P_{FA}

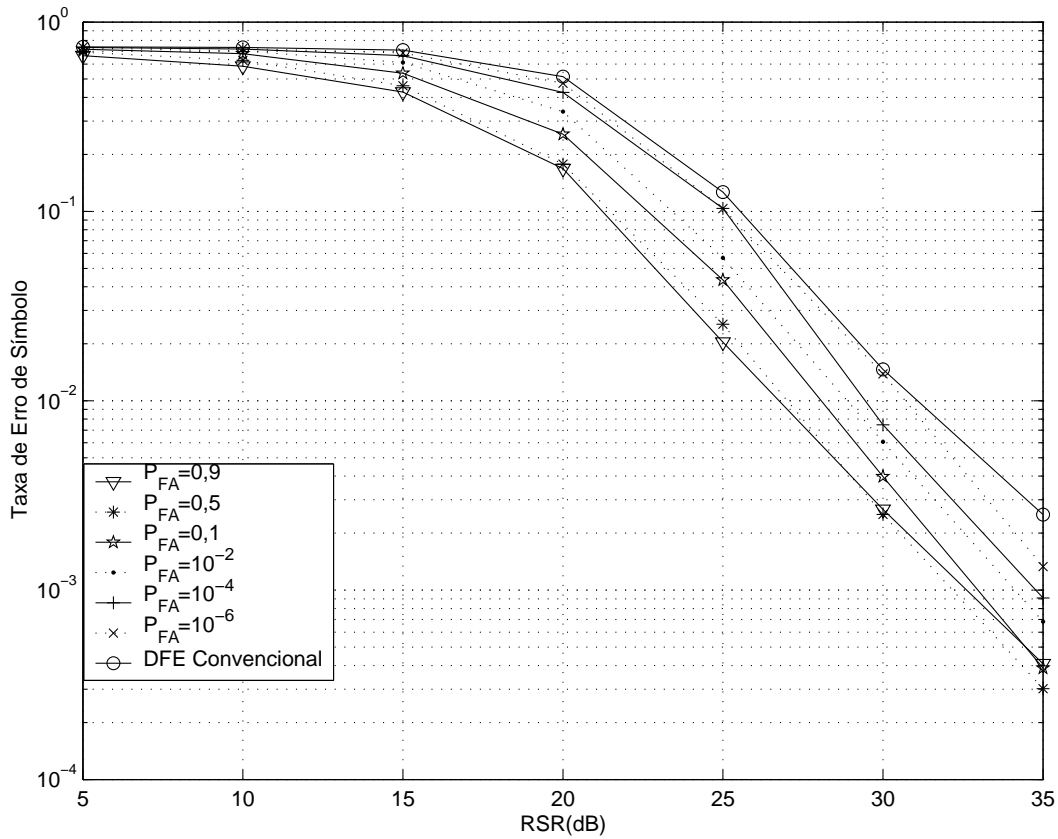


FIG. 5.15: Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com LMS e Filtro de Kalman para vários valores de P_{FA} , e o DFE convencional, admitindo-se $f_D T = 5 \times 10^{-4}$.

tem um alto valor como 0,9 e a RSR é maior que 30 dB, constatou-se que o DF-DFE com LMS e FK ainda obtém um bom desempenho em SER, diferentemente do que ocorreu com o DF-DFE com 2LMS.

A Figura 5.16 apresenta curvas de taxa de erro de símbolo (SER) em função da relação sinal-ruído para $f_D T = 10^{-3}$. São apresentadas seis curvas, sendo que uma delas reflete o desempenho em SER do DFE convencional (-o-) e as outras representam o desempenho em SER obtido pelo DF-DFE com LMS e FK para valores de P_{FA} iguais a 0,9 (-∇-), 0,5 (-*-), 0,1 (-*-), 10^{-2} (-●-) e 10^{-6} (-x-). Os resultados mostrados na referida figura foram obtidos através do uso de diferentes valores de P_{FA} numa faixa de RSR que variou de 5 a 35 dB. O esquema de equalização DF-DFE obteve um desempenho em SER superior ao obtido pelo DFE convencional. Observa-se que o esquema DF-DFE com LMS e FK obteve um bom desempenho para altos valores de $P_{FA} = 0,5$ e 0,9, não havendo a necessidade de reduzir a P_{FA} com o aumento da $f_D T$, diferentemente do que ocorreu no caso do DF-DFE

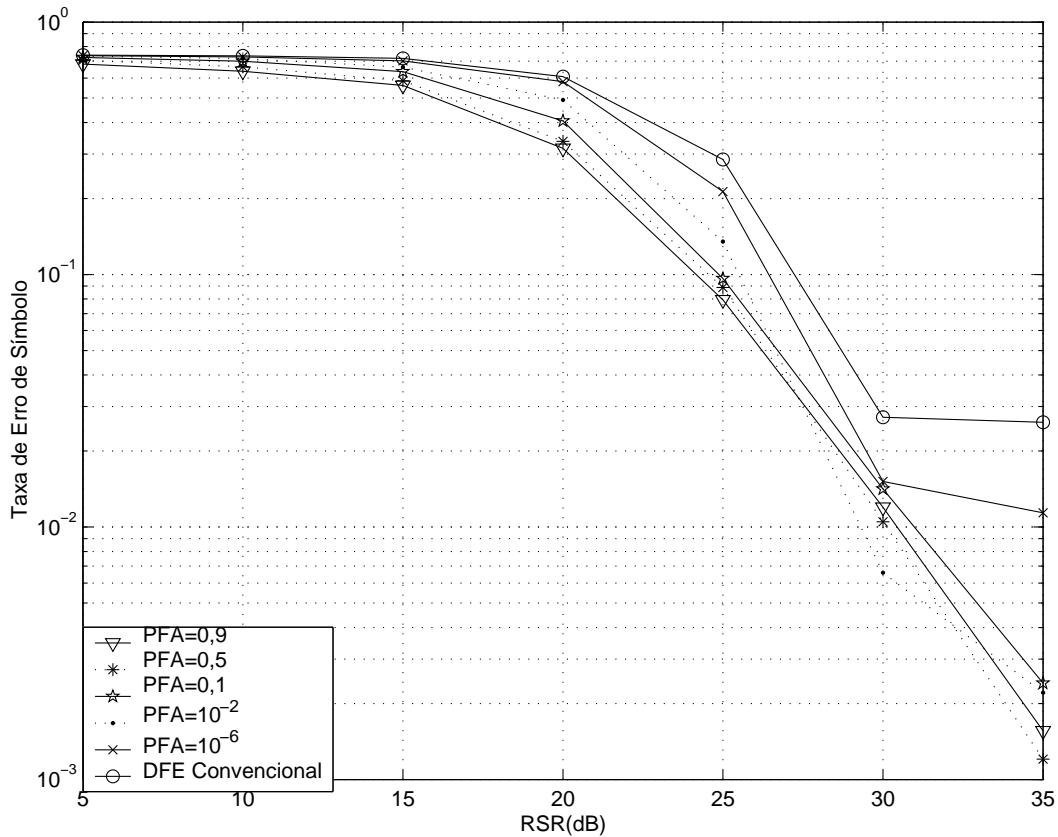


FIG. 5.16: Taxa de erro de símbolo em função da RSR para o DF-DFE com LMS e Filtro de Kalman para vários valores de P_{FA} , e DFE convencional, admitindo-se $f_D T = 10^{-3}$.

com 2 LMS. Observa-se ainda que para alta RSR (35dB) o desempenho obtido ainda foi melhor do que aquele alcançado pelo DFE com 2LMS mostrado na Figura 5.11.

5.3 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO DFE COM MECANISMO DE RETRANSMISSÃO IDEAL

Foi realizada uma série de testes por simulação computacional para avaliar o desempenho do DFE com mecanismo de retransmissão ideal. O esquema de modulação adotado foi o PSK-4. O modelo do canal adotado foi o WSS-US com três coeficientes espaçados por T (intervalo ou duração de cada símbolo) e com dois valores para o produto do desvio doppler máximo pelo intervalo de símbolo: $f_D T = 10^{-4}$ e $f_D T = 10^{-3}$. O equalizador empregado nesta seção é similar ao das seções anteriores, ou seja, utilizou-se de seis coeficientes no filtro avante e cinco no filtro de realimentação, ajustados pelo algoritmo adaptativo RLS. No módulo de diversidade em filtragem, adotou-se os algoritmos LMS e Filtro de Kalman.

O desempenho do esquema proposto é comparado com o do DFE convencional.

Considera-se que o mecanismo de transmissão proposto é ideal, por assumir que o canal de retorno não apresenta erro de transmissão e retardo nulo.

O DFE convencional fez uso de 64 símbolos de treinamento e 512 de dados por bloco. Este equalizador foi implementado em duas versões: com e sem a presença do efeito da propagação do erro de decisão. Nesta última versão, para que fosse possível eliminar o problema da propagação do erro, foi feito com que as decisões que são realimentadas pelo filtro de realimentação e utilizadas no cálculo do erro para ajuste dos coeficientes do equalizador fossem substituídas pelos próprios símbolos transmitidos, eliminando assim a propagação do erro tanto no ajuste dos coeficientes do equalizador quanto no combate à IES referente aos pós-cursors do canal de comunicação.

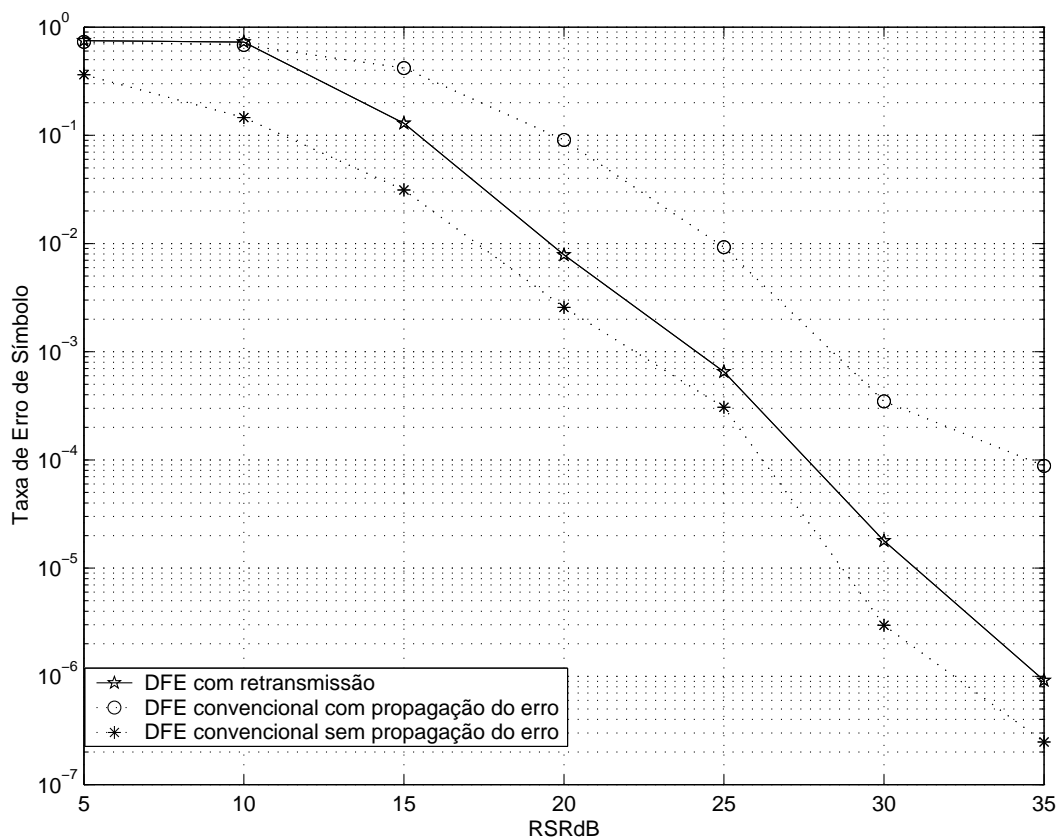


FIG. 5.17: Desempenho do DFE com mecanismo de retransmissão ideal para $f_D T = 10^{-4}$.

A Figura 5.17 apresenta curvas de taxa de erro de símbolo (SER) em função da relação sinal-ruído para $f_D T = 10^{-4}$. São apresentadas três curvas, sendo que uma delas reflete o desempenho em SER do DFE convencional com propagação do erro (-o-), outra re-

apresenta o desempenho em SER do DFE convencional sem propagação do erro (-*-), e a última reflete o desempenho em SER do DFE mecanismo de retransmissão ideal (-*-), numa faixa de RSR que variou de 5 a 35 dB. O esquema DFE com mecanismo de retransmissão ideal obteve um desempenho em termos de SER melhor do que o obtido pelo DFE convencional com propagação do erro ao longo de toda a faixa de RSR e um pouco pior do que o propiciado pelo DFE sem efeito de propagação do erro. Observa-se que o desempenho do procedimento proposto para elevados valores de RSR aproxima-se bastante daquele alcançado pelo DFE convencional sem propagação do erro. Para a RSR de 40 dB, tanto o DFE com mecanismo de retransmissão ideal assim como o DFE convencional sem propagação do erro não apresentaram erros de equalização para uma massa de dados composta de 10^8 símbolos transmitidos.

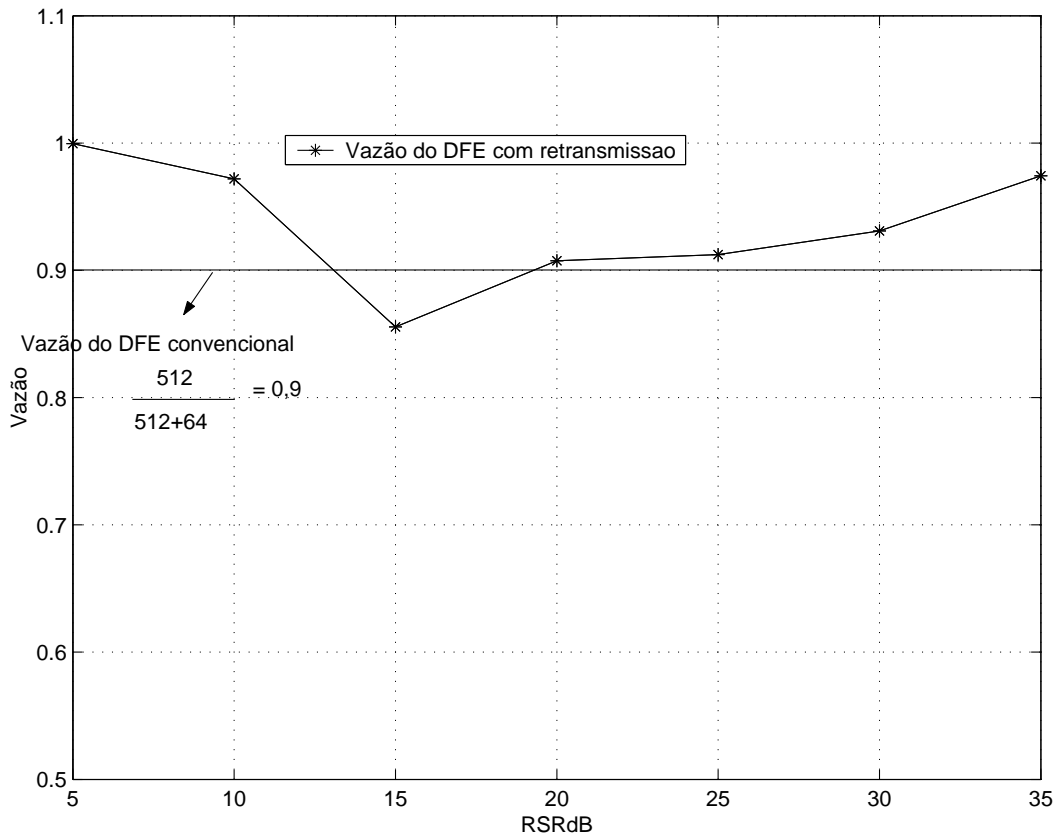


FIG. 5.18: A Vazão do DFE com mecanismo de retransmissão ideal, admitindo-se $f_D T = 10^{-4}$.

A Figura 5.18 apresenta a curva da vazão obtida em função da RSR para o esquema proposto e para fins de comparação, nessa figura inclui-se também a vazão para o proce-

dimento convencional. Observa-se que o procedimento proposto propicia uma vazão bem elevada, ficando acima de 0,9 para quase todas os valores de RSR investigados. Desta forma concluímos que o DFE com mecanismo de retransmissão ideal é eficiente não só em termos de SER, como também na capacidade de fornecer uma boa vazão.

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentada a eficiência da técnica de Diversidade em Filtragem na detecção de erros de recepção no contexto do esquema de equalização DFE. Também avaliou-se o desempenho das novas estratégias de equalização. A primeira estratégia, o DF-DFE, o qual faz uso de DF para combater a propagação do erro, particularmente na adaptação dos coeficientes do equalizador DFE, apresentou uma boa melhoria em desempenho em termos de SER tanto no uso de 2 algoritmos LMS com passos distintos no módulo DF, assim como no uso de LMS e Filtro de Kalman. A segunda estratégia, o DFE com mecanismo de retransmissão ideal controlado pela técnica de DF, também apresentou uma ótima melhoria de desempenho em termos de SER e além disso, mostrou que com o seu uso é possível acontecer um aumento da vazão do sistema de comunicações.

No próximo capítulo serão abordadas as conclusões finais deste trabalho, tratando sobre as principais contribuições do mesmo, assim como propostas para futuros trabalhos nesta linha de pesquisa.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

6.1 CONCLUSÃO

O presente trabalho teve como objetivos principais propor novas estratégias de equalização adaptativa do tipo DFE, que dispõem de um procedimento para monitorar o funcionamento do receptor, a técnica de Diversidade em Filtragem, e combater o efeito dos erros de recepção no ajuste dos coeficientes do equalizador, visando aplicações que envolvem canais variantes no tempo e seletivos no domínio da frequência.

Em trabalhos anteriores (J. F. GALDINO, 2004) e (J. F. GALDINO, 2003) avaliou-se o desempenho da técnica DF sem implementar um esquema de recepção em particular. Nesses trabalhos, a avaliação de desempenho da DF foi realizada gerando os erros de decisão de forma artificial. Apesar dessa abordagem ter sido importante para indicar a eficiência da técnica proposta, ela é bastante limitada pois o erro que eram induzidos na seqüência transmitida não guardavam correlação com os picos de desvanecimento do canal, mas de forma aleatória.

Neste trabalho, diferentemente dos trabalhos supracitados, a técnica de DF foi avaliada usando simulação de Monte Carlo, na qual implementou-se esquemas de recepção baseados em receptores DFE adaptativos.

Os resultados de simulação aqui apresentados indicam a eficiência da técnica de Diversidade em Filtragem em seu propósito de detectar erros de recepção de símbolos no contexto de equalizadores DFE. Verificou-se ainda que, para a faixa de efeito Doppler aqui investigada, o desempenho da DF é cada vez melhor com o aumento da $f_D T$. Com a constatação da eficiência da técnica, implementou-se as novas técnicas de equalização, as quais foram denominadas equalizador DF-DFE e DFE com mecanismo de retransmissão ideal.

O módulo DF do esquema de equalização proposto visa detectar a ocorrência de erros de decisão de símbolo, mediante a realização de um teste de hipóteses baseado no critério Neyman-Pearson. Esse teste de hipótese é realizado com base em uma medida de distância entre duas estimativas da RI do canal realizadas no modo de operação de decisão direta (DD) por dois filtros adaptativos com diferentes características de robustez a erros de

recepção. Quando o resultado desse teste indica a presença de um erro de decisão de símbolo (medida de distância entre as estimativas supera o limiar de comparação), os coeficientes dos filtros avante e de realimentação do DFE não são atualizados. Além disso, o esquema proposto emprega os coeficientes do DFE obtidos no final do bloco como inicialização na fase de treinamento do próximo bloco.

É importante mencionar que esses novos esquemas de equalização (DF-DFEs) requerem uma complexidade computacional adicional pequena em relação ao DFE convencional, uma vez que necessitam somente de dois filtros adaptativos adicionais (os quais possuem L coeficientes associados à resposta ao impulso do canal), a avaliação da variável de teste e sua comparação com o limiar de decisão.

A segunda técnica de equalização proposta, o DFE com mecanismo de retransmissão ideal, trata-se de um equalizador do tipo DFE cujos períodos de treinamentos são realizados apenas quando solicitados pelo receptor. Esse esquema de equalização é bem diferente das estratégias convencionais, nas quais os treinamentos ocorrem em períodos regulares.

A estratégia convencional apresenta clara vantagem no que concerne a complexidade computacional mas apresenta alguns sérios inconvenientes. Em primeiro lugar, muitos períodos de treinamentos podem ser realizados prejudicando a vazão, isto ocorre quando o receptor opera adequadamente, no final de um bloco de dados. Em segundo lugar, o receptor pode estar no meio de um surto, mas o treinamento só será realizado nos instantes programados previamente, prejudicando dessa forma a taxa de erro da camada física do sistema de comunicação. O procedimento proposto visa combater esses efeitos, uma vez que ele só requer o treinamento quando este se faz necessário, ou seja, quando o módulo DF detecta erros de recepção. Neste caso, ao invés de se usar quantidades fixas de símbolos para treinamento e transmissão de dados, o que fornece uma vazão fixa, a vazão do enlace é aleatória e depende basicamente das condições de recepção.

Além de propor as estratégias de equalização supra-mencionadas, este trabalho apresentou e analisou diversos resultados de simulação computacional das técnicas propostas para canais caracterizados pelo efeito de desvanecimento variante no tempo e seletivo em frequência, cujas RI seguem o modelo estatístico WSS-US, e comparou o desempenho desses esquemas de recepção com as estratégias convencionais nas mesmas condições de execução. De um modo geral, os resultados em termos de taxa de erro de símbolo e de vazão indicam clara vantagem de desempenho das técnicas propostas em relação às convencionais, quando os parâmetros dos equalizadores propostos são bem escolhidos.

Foi analisada a dependência do desempenho do DF-DFE em termos de SER com a probabilidade de falso alarme (P_{FA}), parâmetro utilizado no cálculo do limiar de decisão. Observou-se que ao aumentar a P_{FA} , se obteve melhores valores de SER, uma vez que aumentando-se este parâmetro, a probabilidade de detecção do erro (P_D) também aumenta. Isto faz com que o equalizador só tenha seus coeficientes ajustados a partir de dados detectados que apresentam alta probabilidade de estarem corretos. Foi mostrado também que um cuidado especial deve ser tomado em relação à adoção de altas P_{FA} , em ambientes que apresentam altos valores de $f_D T$, uma vez que isto pode vir a comprometer o desempenho do sistema. Com a variação mais rápida do canal, uma P_{FA} elevada pode comprometer o desempenho do esquema proposto, uma vez que os coeficientes do equalizador podem estar deixando de ser atualizados por muitas vezes e por longos intervalos de tempo durante a transmissão. Se os coeficientes do equalizador não são atualizados, o desempenho em SER é prejudicado de forma similar ao que acontece num equalizador não adaptativo.

Os resultados também mostram claramente que a melhoria em desempenho do DF-DFE em relação ao DFE convencional depende da vazão. Foi constatado que os desempenhos dos procedimentos de equalização convencional e o do proposto são degradados com o aumento da vazão, porém essa degradação é mais intensa no DFE convencional. Ao aumentar a quantidade de símbolos de treinamento (diminuindo a vazão), a melhoria em desempenho em termos de SER obtida pelo DF-DFE com relação ao obtido pelo DFE convencional vai diminuindo. Este resultado já era esperado uma vez que o DFE convencional estaria tendo um tempo maior durante o treinamento para alcançar boas estimativas dos seus coeficientes. E assim sendo, a vantagem que o DF-DFE tem de partir de um conjunto de boas estimativas para os coeficientes do equalizador não seria tão importante. Em contrapartida, para uma quantidade menor de símbolos de treinamento (maior vazão), o DFE convencional não consegue durante a fase de treinamento obter boas estimativas para os coeficientes do equalizador, e tem um desempenho em termos de SER pior. Por outro lado, o tamanho do bloco de treinamento é suficiente para prover boas estimativas dos parâmetros do equalizador DF-DFE a partir da inicialização obtida no bloco anterior. Provavelmente por conta disso, é que se observam ganhos da ordem de 5dB do DFE proposto em relação ao convencional.

Foi feita também a análise da dependência do desempenho do DF-DFE em termos de SER com a $f_D T$. Ao aumentar este parâmetro, obtivemos uma melhoria mais acentuada

no desempenho em termos de SER do DF-DFE em relação ao obtido pelo DFE convencional. Este resultado já era esperado uma vez que com a maior variabilidade do canal, fica mais difícil para o DFE convencional acompanhar sua evolução e assim surgem erros em rajada. Em contrapartida, o DF-DFE possui contra-medidas para combater o efeito da propagação do erro na adaptação dos parâmetros do equalizador.

Outra questão importante abordada nesta dissertação diz respeito à investigação da técnica de Diversidade em Filtragem. Em trabalhos anteriores, para demonstrar a eficiência da DF foram considerados os algoritmos LMS e o Filtro de Kalman para prover as estimativas da RI do canal de comunicação. Neste trabalho, além do emprego desses filtros, utilizou-se também dois filtros LMS com passos distintos para prover o efeito de diversidade. Além das importantes considerações de simplicidade computacional, o emprego dos filtros LMSs em lugar do par LMS e Filtro de Kalman contribui para considerar a técnica de DF como um princípio que pode ser obtido com combinação de diversos algoritmos de filtragem adaptativa.

Avaliou-se a dependência do desempenho da técnica de Diversidade em Filtragem com a escolha dos passos dos algoritmos LMS, tanto no caso em que são empregados 2 algoritmos LMS no módulo DF, assim como no caso em que é empregado um algoritmo LMS e um Filtro de Kalman. No caso em que são empregados 2 algoritmos LMS no módulo DF, à medida que se aumenta a diferença entre os passos dos algoritmos adaptativos, obtém-se melhores valores de SER, uma vez que desta forma obtém-se um efeito de diversidade em filtragem mais acentuado, pois com passo pequeno o algoritmo é mais robusto a erros no sinal de referência, enquanto que para passos grandes o algoritmo é mais sensível a esses erros. O aumento da diversidade, por seu turno, faz com que o equalizador ao detectar o erro de recepção, possa evitar o efeito desse erro no ajuste dos coeficientes do equalizador. Já para o caso em que os passos dos algoritmos LMS estão bem próximos, o desempenho do DF-DFE tende a se aproximar bastante ao desempenho obtido pelo DFE convencional, ou seja, um desempenho bem inferior.

Além disso, ao observarmos conjuntamente as informações contidas nas figuras de desempenho em termos de SER em função da RSR e aquelas contidas nas figuras de probabilidade de detecção empírica em função da probabilidade de falso alarme empírica, podemos escolher um limiar de decisão, e por consequência, uma P_{FA} , apropriada para cada RSR. Com isso, podemos visualizar a forma como a técnica de DF está sendo explorada no contexto do DFE e ao mesmo tempo, associar seu uso aos benefícios em termos

de melhoria no desempenho em SER alcançado.

Foi analisado também o desempenho obtido pelo esquema proposto de DFE com mecanismo de retransmissão ideal. Esta técnica obteve um desempenho em termos de SER melhor do que o obtido pelo DFE convencional com propagação do erro ao longo de toda a faixa de RSR e um pouco pior do que o propiciado pelo DFE sem efeito de propagação do erro. Observou-se também que o desempenho do procedimento proposto para elevados valores de RSR aproxima-se bastante daquele alcançado pelo DFE convencional sem propagação do erro.

A seguir são apresentadas as principais contribuições deste trabalho:

- Foram apresentados novos resultados por simulação computacional que comprovam a eficiência da técnica de Diversidade em Filtragem usando várias combinações de filtros adaptativos na identificação da RI do canal de comunicação;
- Foram propostos novos esquemas de equalização DFE, a saber o DF-DFE, o qual combate o efeito da propagação do erro na adaptação dos coeficientes dos filtros adaptativos, e o DFE com mecanismo de controle de transmissão da sequência de treinamento, o qual combate o efeito da propagação do erro e ajusta a vazão do enlace de acordo com as condições de recepção, ao solicitar novo treinamento de acordo com a qualidade do canal de comunicação;
- Foi feita a comparação do desempenho obtido pelos procedimentos propostos com aquele obtido pelos esquemas convencionais de equalização DFE, mostrando a eficiência dos procedimentos propostos.

6.2 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 à equalização de canais WSS-US, em particular, o de sistemas de comunicações celulares e o de sistemas em HF.

Dentre diversas opções, apresentamos a seguir alguns temas para trabalhos futuros:

- Investigar procedimentos mais elaborados para calcular o limiar de decisão, que atualmente é feito adotando o critério de Neyman-Pearson e diversas hipóteses simplificadoras;

- Empregar a técnica de DF para combater o efeito do erro de símbolo tanto no ajuste dos coeficientes dos filtros quanto do cálculo da IES devido aos pós-cursos da RI do canal de comunicação. Para tal pode-se combinar a técnica de DF com o critério de decisão suave para realimentação de símbolos no DFE (CHIANI, 1997; REUTER, 2001) e/ou otimização por restrição de potência nos coeficientes do filtro de realimentação do DFE (REUTER, 2001);
- Avaliar o desempenho das novas técnicas de equalização propostas neste trabalho para o canal de transmissão em HF;
- Comparar o desempenho do DF-DFE com outras técnicas que realizam o combate de Propagação do Erro;
- 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;
- Implementar os novos esquemas de equalização DFE, aqui propostos, em DSP (*Digital Signal Processing*) ou Processador Digital de Sinais, para sistemas de comunicações celulares assim como para sistemas de transmissão em HF. O produto final em DSP pode vir a ser acoplado futuramente ao rádio em HF, importante meio de comunicação utilizado por militares do Exército do Brasil, bastante necessário na Amazônia.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ANTON, H. e HORRES, C. *Álgebra Linear com aplicações*. Bookman, 2001.
- CAMPOS, W. S. Equalização adaptativa para receptores de portadora Única em HF. Tese de mestrado, Instituto Militar de Engenharia (IME), 2000.
- CHIANI, M. **Introducing erasures in decision-feedback equalization to reduce error propagation**. *IEEE Transactions on Communications*, 45(7):757–760, Jul 1997.
- DINIZ, P. S. R. *Adaptive Filtering Algorithms and Practical Implementation*. Kluwer Academic Publishers, 1997.
- EWEDA, E. **Comparison of RLS, LMS, and sign algorithms for tracking randomly time-varying channels**. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 42:2937–2944, Nov 1994.
- FARHANG-BOROJENY, B. e GAZOR, H. **Performance of LMS-based adaptive filters in tracking a time-varying plant**. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 44:2868–2871, Nov 1996.
- 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., PINTO, E. L. e ALENCAR, M. S. **Desempenho do algoritmo LMS na identificação de canais variantes no tempo e seu emprego em esquemas de recepção MLSE-PSP**. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, 18(3):273–284, Dez 2003.
- GALDINO, J. F., PINTO, E. L. e ALENCAR, M. S. **Analytical performance of the LMS algorithm on the estimation of wide sense stationary channels**. *IEEE Transactions on Communications*, 52(6):982–993, Jun 2004.
- HAYKIN, S. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, 1991.
- HOEHER, P. **A statistical discrete-time model for the WSS-US multipath channel**. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 41(4):461–468, Nov 1992.
- J. F. GALDINO, E. L. P. e ALENCAR, M. S. **Um novo procedimento para detecção de erros de equalização em canais variantes no tempo**. *Anais do XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2003.
- J. F. GALDINO, E. S. SOUZA, E. L. P. e ALENCAR, M. S. **Detection of equalization errors in time-varying channels**. *Lecture Notes in Computer Science*, 3124:568–577, 2004.

- JAKES, W. C. *Microwave Mobile Communications*. John Wiley, 1974.
- L. LINDBOM, M. S. e AHLÉN, A. **Tracking of time-varying mobile radio channels-part i: The Wiener LMS algorithm**. *IEEE Transactions on Communications*, 49: 2207–2217, Dec 2001.
- MELO, A. G. Equalização cega em canais wss-us. Tese de mestrado, Instituto Militar de Engenharia (IME), Julho 2000.
- PARSONS, J. D. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley, 1992.
- PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.
- QURESHI, S. U. H. **Adaptive equalization**. *Proceedings of the IEEE*, 73:1349–1387, 1985.
- QURESHI, S. **Adaptive equalization**. *IEEE Communications Magazine*, 1982.
- RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications Principles and Practice*. Prentice Hall, 1996.
- REUTER, M. **Mitigating error propagation effects in a decision feedback equalizer**. *IEEE Transactions on Communications*, 49(11):2028–2041, Nov 2001.
- SKLAR, B. **Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part i: Characterization**. *IEE Communications Magazine*, 1997a.
- SKLAR, B. **Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part ii: Mitigation**. *IEE Communications Magazine*, 1997b.
- SKLAR, B. **How I learned to love the trellis**. *IEE Signal Processing Magazine*, May 2003.
- TIAN, Z. **Mitigating error propagation in decision-feedback equalization for multiuser CDMA**. *IEEE Transactions on Communications*, 52(4):525–529, 2004.
- TREES, H. L. V. *Detection, Estimation, and Modulation Theory*. Wiley, 1968.

8 APÊNDICES

8.1 APÊNDICE 1: O MODELO DO CANAL DE COMUNICAÇÃO SIMULADO

Este apêndice apresenta, de forma sumária, considerações a respeito do canal de comunicação móvel. São abordadas as questões de ordem física, o modelo estatístico WSS-US (*Wide Sense Stationary - Uncorrelated Scattering*) e a técnica de simulação empregada para gerar suas funções amostras nesta dissertação.

a) Considerações físicas

O canal de comunicação móvel apresenta vários efeitos indesejáveis que afetam bastante o desempenho dos sistemas de comunicação. IES, interferências entre canais adjacentes e desvanecimento seletivo, são algumas das consequências das suas imperfeições.

O espaço livre representa um grande desafio ao projeto de sistemas de comunicação móvel, principalmente nos grandes centros urbanos, locais de maior interesse prático, em função da grande e crescente demanda por sistemas móveis confiáveis e eficientes com relação ao uso do espectro.

As dificuldades impostas pelo canal de comunicação móvel advêm principalmente dos mecanismos físicos de propagação a ele inerentes. Em decorrência da enorme quantidade de superfícies refletoras de grandes proporções, localizadas nas proximidades da antena do receptor, não existe a tão desejada linha de visada direta entre transmissor e receptor. A propagação é realizada pela combinação dos fenômenos de difração e reflexão, os quais determinam a existência de muitas ondas chegando instantaneamente na antena do receptor, com diferentes fases. Em decorrência disso, o canal de comunicação é caracterizado por múltiplos percursos de propagação.

A combinação das diversas ondas eletromagnéticas realizada pela antena do receptor, pode resultar num estímulo elétrico de baixa ou alta intensidade, dependendo das fases individuais das ondas incidentes. Além disso, uma pequena alteração na posição do receptor pode provocar uma mudança imprevisível nas fases dos fasores individuais, mantendo as suas respectivas amplitudes praticamente inalteradas. Isso é justificado pela grande velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas no espaço livre aliado aos pequenos comprimentos de onda utilizados nos sistemas de transmissão em meios não confinados.

Em suma, uma pequena mudança na posição do receptor pode implicar numa grande diferença dos comprimentos elétricos dos percursos propagantes, tornando possível que os sinais resultantes em duas posições próximas tenham amplitudes bastante diferentes.

Como o receptor é móvel, o fenômeno descrito acima ocorre dinamicamente. A amplitude do sinal recebido pode sofrer intensas oscilações em torno de um nível médio, resultante de alternâncias entre interferências construtivas e destrutivas. Essas variações na intensidade do sinal recebido, ocorridas em pequenas áreas, são conhecidas como desvanecimento.

Além da fase aleatória, cada onda tem associada a ela um deslocamento Doppler que depende da velocidade do veículo, da frequência da portadora e do ângulo entre o vetor frente de onda e o vetor velocidade do móvel. Esse efeito é conhecido como espalhamento Doppler.

No domínio do tempo o desvanecimento é classificado como lento ou rápido de acordo com a velocidade das oscilações dos retardos individuais da RI do canal em comparação com a taxa de transmissão utilizada (SKLAR, 1997a,b). No domínio da frequência, ele é classificado como plano ou seletivo. No caso do desvanecimento plano, o conteúdo espectral do sinal transmitido é afetado pelo canal aproximadamente da mesma forma. No caso do desvanecimento seletivo em frequência, por outro lado, a RI do canal a diferentes tons de frequência dentro da banda ocupada pela aplicação é bem diferente. Nesse caso o conteúdo espectral transmitido é distorcido.

Vale salientar que, com o movimento relativo entre o transmissor e o receptor, as superfícies refletoras desaparecem enquanto outras surgem. Portanto, a quantidade dessas superfícies é variável, bem como os retardos relativos entre os diversos percursos. Nesse contexto, a RI do canal a um impulso aplicado em um determinado instante de tempo é um trem de impulsos com amplitudes aleatórias. Retransmitindo-se o impulso, o trem de impulsos recebido pode diferir em amplitudes individuais, quantidade de impulsos e atrasos relativos entre os diversos impulsos.

Devido à grande quantidade de ondas incidentes, à grande quantidade de parâmetros envolvidos e, principalmente, em função da natureza aleatória do deslocamento do receptor, o que determina uma composição física aleatória do meio, o canal é geralmente modelado através de uma abordagem probabilística.

b) O modelo WSS-US

O canal, caracterizado pelo efeito de múltiplos percursos é modelado como um sistema linear variante no tempo. O envelope complexo de sua saída é dado por:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - \tau)c(t; \tau)d\tau, \quad (8.1)$$

onde $c(t; \tau)$ denota a resposta no instante t a um impulso aplicado em $t - \tau$.

O modelo WSS-US é bem aceito no meio acadêmico para modelar respostas ao impulso de canais de comunicação.

De acordo com este modelo, para um determinado valor de retardo τ_0 , $c(t; \tau)$ representa um processo estocástico estacionário em sentido amplo. Também, admite-se que $c(t; \tau_i)$ e $c(t; \tau_j)$ são descorrelacionados para $i \neq j$.

O canal pode ser caracterizado por uma uma função bidimensional chamada de função de espalhamento, a qual quantifica os espalhamentos feitos nos domínios do tempo e da frequência. As funções “marginais” da função espalhamento, obtidas por integração no domínio inteiro da cada uma das variáveis são denominadas de perfil de intensidade de atraso e de perfil de espalhamento Doppler.

Desses dois perfis, é possível a extração de parâmetros que quantificam os efeitos do canal. Do perfil de intensidade de atrasos obtém-se o parâmetro conhecido como espalhamento de atraso e, do perfil de espalhamento Doppler, obtém-se o espalhamento Doppler. Esses parâmetros estão associados com a largura do seu respectivo perfil.

A banda de coerência de um canal é definida como o inverso do espalhamento de atraso. Este parâmetro está associado com a faixa de frequência na qual o desvanecimento é bem correlacionado. Se o sistema de comunicações usa uma faixa de frequência menor ou igual a banda de coerência do canal, o desvanecimento é dito plano. Caso contrário, o desvanecimento é dito seletivo em frequência (quando ocorre multipercursos) (RAPPAPORT, 1996; PARSONS, 1992).

Já o tempo de coerência do canal é definido pelo inverso do espalhamento Doppler. Este parâmetro está associado com o intervalo de tempo no qual a resposta ao impulso do canal mantém-se bem correlacionada. Este parâmetro, juntamente com a taxa de transmissão adotada, permite classificar o desvanecimento como rápido ou lento.

Apesar do modelo físico indicar que o canal deve ser contínuo na variável τ , a grande maioria dos modelos matemáticos propostos para modelá-lo considera um perfil de espa-

lhamento por atraso discreto com quantidade de retardos fixa. Isso acaba sendo devido à maior simplicidade no contexto de simulação e ao próprio tratamento matemático associado.

A quantidade de retardos adotada, e conseqüentemente de coeficientes discretos para a RI do canal, depende da aplicação.

No momento de simular o canal de comunicação, vários modelos têm sido sugeridos para reproduzir as características estatísticas do modelo WSS-US. Dentre os quais, destaca-se a abordagem de Aulin (PARSONS, 1992), a qual utiliza um modelo físico para representar um sinal recebido, denominado “modelo de espalhamento”.

De acordo com esse modelo, o campo elétrico incidente na antena do receptor é composto por um número de ondas (N) com polarização horizontal, com ângulos de chegada e fases aleatórias, estatisticamente independentes.

Na figura 8.1 α_n representa o ângulo formado pela projeção do n -ésimo vetor frente de onda no plano horizontal (plano ZX) e o eixo X. Na mesma figura, β_n representa o ângulo formado pelo n -ésimo vetor frente de onda e o plano horizontal. O eixo do sistema ilustrado representa o ponto de incidência (antena do receptor móvel).

Nesse modelo considera-se que as fases das ondas incidentes possuem distribuição uniforme entre $[0, 2\pi)$. A partir da faixa de VHF, essa suposição é razoável pois o comprimento de onda é pequeno de forma que pequenas mudanças no caminho do receptor possam provocar mudanças significativas nas fases das portadoras.

Ao considerarmos a transmissão de uma portadora sem modulação, o sinal recebido em um certo instante de tempo é dado como:

$$E(t) = \sum_{n=1}^N E_n(t) \quad (8.2)$$

onde

$$E_n(t) = C_n \cos\left[w_0 t + \frac{2\pi}{\lambda_p}(X_0 \cos \alpha_n \cos \beta_n + y_n \sin \alpha_n \cos \beta_n + z_0 \sin \beta_n) + \phi_n\right]. \quad (8.3)$$

Na expressão acima, C_n , ϕ_n , α_n e β_n representam respectivamente a amplitude, a fase e os ângulos de chegada da n -ésima onda incidente. Em particular, o valor esperado de C_n ($E[C_n]$) é igual a E_0/N , onde E_0 especifica a potência do sinal recebido. A constante λ_p representa o comprimento de onda da portadora e, (x_0, y_0, z_0) denota um ponto no espaço.

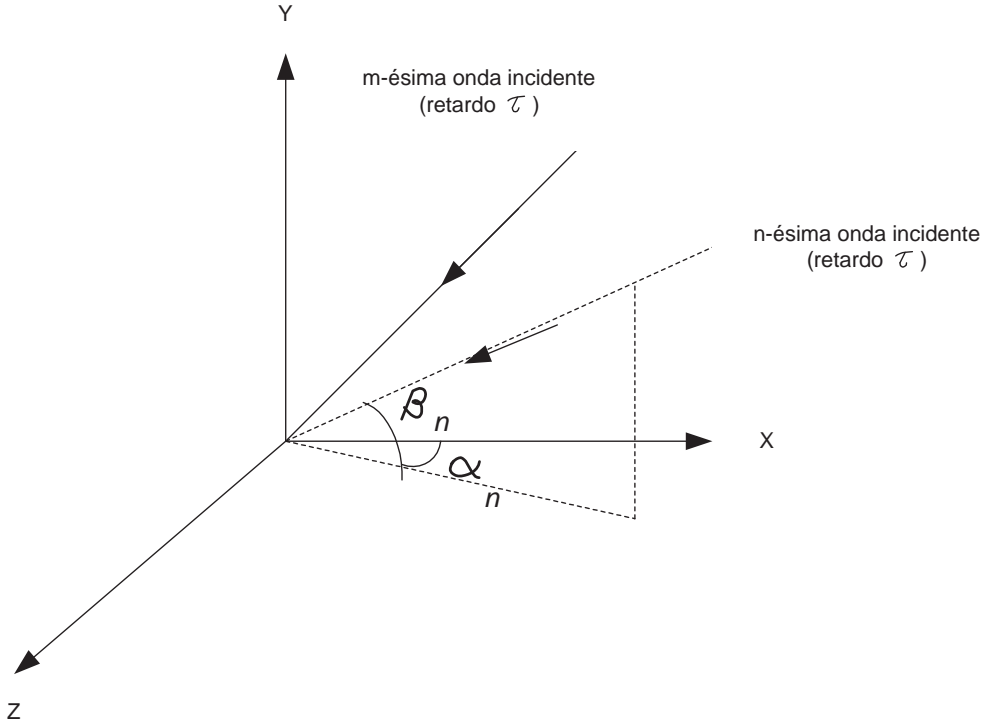


FIG. 8.1: Geometria inerente ao modelo de espalhamento

Substituindo a Equação 8.3 na Equação 8.2 tomando as componentes em fase e em quadratura de $E(t)$, considerando-se N grande o suficiente e fazendo uso do teorema do limite central, conclui-se que há uma convergência destas componentes para processos gaussianos. Também é possível demonstrar que tais componentes são estatisticamente independentes com média nula. Conclui-se então que, de acordo com o modelo, a amplitude do sinal recebido segue uma distribuição de Rayleigh e a fase possui distribuição uniforme entre $[0, 2\pi)$.

Para se obter a função autocorrelação do processo, é necessário especificar as distribuições dos ângulos espaciais. Restringindo-se a propagação ao plano horizontal ($\beta_n = 0$, para todo n), e supondo α_n uniforme em $[0, 2\pi)$, é possível mostrar que a autocorrelação de $E(t)$ é dada por:

$$R(\xi) = \frac{E_0}{2} J_0(2\pi f_D \xi), \quad (8.4)$$

onde $E_0/2$ representa a potência média associada ao valor de retardo considerado, $J_0(\cdot)$ denota a função de Bessel de ordem zero e f_D o máximo desvio Doppler dado por:

$$f_D = \frac{v}{\lambda_p} \quad (8.5)$$

onde v representa a velocidade do móvel.

O espectro correspondente a esta função autocorrelação, conhecido como espectro clássico ou de “Jakes”, é dado por:

$$S(f) = \frac{E_0}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_D)^2}} [u(f + f_D) - u(f - f_D)], \quad (8.6)$$

onde $u(\cdot)$ representa a função degrau unitário.

Considerando modelos de propagação tridimensionais, outros espectros podem ser obtidos, de acordo com a distribuição da variável aleatória. Nas simulações aqui apresentadas foi utilizado o espectro clássico.

c) A técnica de simulação do canal de comunicação móvel

A técnica para simular o canal WSS-US com perfil de intensidade de atrasos discretos utilizada nesse trabalho foi a de Monte Carlo, na qual a simulação procura aproximar o fenômeno físico de múltiplos percursos.

A resposta ao impulso simulado pela técnica de Monte Carlo é dada por:

$$c(t; \tau) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{N=0}^{N-1} a_n \delta(\tau - \tau_n) e^{j2\pi n t}, \quad (8.7)$$

onde a_n , v_n e τ_n são variáveis aleatórias que representam as amplitudes, fases e retardos das diversas ondas incidentes na antena do receptor e, N representa a ordem do modelo.

É possível mostrar que o canal dado pela Equação (8.7) atende as especificações do modelo WSS-US, desde que as variáveis aleatórias a_n sejam estatisticamente independentes com variâncias unitárias e que o par (V_n, τ_n) seja extraído de uma função densidade de probabilidade (fdp) conjunta, cuja forma é dada pela função espalhamento do canal a ser simulado (HOEHER, 1992).