

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

1º TEN QEM WEBER SALMITO CAMPOS

**EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA PARA RECEPTORES DE
PORTADORA ÚNICA EM HF**

Rio de Janeiro

2002

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

1º TEN QEM WEBER SALMITO CAMPOS

**EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA PARA RECEPTORES
DE PORTADORA ÚNICA EM HF**

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. Ernesto Leite Pinto – D.C.

RIO DE JANEIRO

2002

c2002

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, microfilmар 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).

Campos, Weber Salmito
Equalização Adaptativa para Receptores de Portadora Única em HF / Weber Salmito
Campos. - Rio de Janeiro : Instituto Militar de Engenharia, 2002.

88 p. : il., graf., tab.

Dissertação (mestrado) - Instituto Militar de Engenharia, 2002.

1. Equalização em canais HF.

INSTITUTO MILITAR DE ENGENHARIA

Ten WEBER SALMITO CAMPOS

**EQUALIZAÇÃO ADAPTATIVA PARA RECEPTORES
DE PORTADORA ÚNICA EM HF**

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

Orientador: Prof. Ernesto Leite Pinto – D.C.

Aprovada em 28 de janeiro de 2002 pela seguinte Banca Examinadora:

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

Prof Marco Antônio Grivet M. Maia – Ph.D. da PUC-Rio

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

Prof Marcelo Sampaio de Alencar – Ph. D. da UFPB

Rio de Janeiro

2002

A Deus, aos meus pais Raimundo e Terezinha, à minha amada esposa e companheira Regina e à minha filha Beatriz.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos aqueles que me incentivaram, apoiaram e possibilitaram na confecção deste trabalho.

Ao professor Ernesto por sua orientação, dedicação e todos os conhecimentos transmitidos.

Aos demais professores do Departamento de Engenharia Elétrica do IME pelo incentivo e conhecimentos ministrados.

Ao IME, pelo fornecimento dos meios necessários para que este trabalho pudesse ser realizado com sucesso.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	08
LISTA DE TABELAS	10
LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS.....	11
LISTA DE SIGLAS	13
1 INTRODUÇÃO	16
1.1 POSICIONAMENTO DO TRABALHO	16
1.2 OBJETIVO DO TRABALHO.....	18
1.3 ORGANIZAÇÃO	18
2 COMUNICAÇÕES EM HF	20
2.1 INTRODUÇÃO	20
2.2 PROPAGAÇÃO DE ONDAS HF NA IONOSFERA	21
2.3 MODELAGEM DO CANAL HF	28
2.3.1 O MODELO CCIR PARA CANAL HF	28
2.4 A TÉCNICA DE SIMULAÇÃO DO MODELO DE CANAL HF	32
2.5 O PADRÃO MIL-STD-188-110A	33
3 EQUALIZAÇÃO DFE	36
3.1 INTRODUÇÃO	36
3.2 MODELO DO SISTEMA DE COMUNICAÇÕES DIGITAIS	36
3.3 DFE CONVENCIONAL ADAPTATIVO	39
3.4 DFE BAYESIANO	41
3.4.1 A SOLUÇÃO DE EQUALIZAÇÃO BAYESIANA	42
4 ESTIMAÇÃO CEGA DE CANAL	45
4.1 INTRODUÇÃO	45
4.2 MODELO MULTICANAL	45
4.3 CONDIÇÕES DE IDENTIFICABILIDADE DE CANAIS	46
4.4 MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS (MQ)	49

4.4.1	FORMULAÇÃO DO MÉTODO	49
4.5	VERSÃO RECURSIVA DO MÉTODO DOS MQ (MQR)	51
4.6	MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVO EXPLORANDO O CONHECIMENTO DOS FILTROS DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO	53
4.7	REDUÇÃO DE COMPLEXIDADE DA ECMQR	55
4.8	ESTIMAÇÃO DA NORMA DA RESPOSTA AO IMPULSO DO CANAL	56
5	AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO	58
5.1	INTRODUÇÃO	58
5.2	COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE O DFE CONVENCIONAL E O DFE BAYESIANO	58
5.3	O EQUALIZADOR CEGO PROPOSTO	60
5.3.1	INTRODUÇÃO	60
5.3.2	AVALIAÇÃO DA ECMQR	63
5.3.2.1	ESTIMAÇÃO DA NORMA DA RIC	63
5.3.2.2	FATOR DE ESQUECIMENTO DA ECMQR	64
5.3.2.3	A RDMQN	65
5.3.2.4	OBSERVAÇÕES ACERCA DA ECMQR	67
5.3.3	PROBABILIDADE DE ERRO DO DFE-ECMQR	68
5.3.3.1	ERROS DE SÍMBOLO NO BLOCO	68
5.3.3.2	PROBABILIDADE DE ERRO DE SÍMBOLO COM ESTIMAÇÃO DA NORMA DA RIC	71
5.3.3.3	PROBABILIDADE DE ERRO DE SÍMBOLO COM DIFERENTES TAMANHOS DE BLOCO	73
5.3.3.4	DESEMPENHO MÍNIMO EXIGIDO PARA CANAL HF	75
5.3.3.5	DESEMPENHO DO DFE-ECMQR COM A RIC TRUNCADA	72
5.3.3.6	OBSERVAÇÕES ACERCA DO DFE-ECMQR	80
6	CONCLUSÃO	82
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	85

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIG. 2.1	Algumas camadas da atmosfera da Terra	21
FIG. 2.2	Camadas da ionosfera	22
FIG. 2.3	Reflexão de ondas rádio HF na ionosfera	23
FIG. 2.4	Camada ionosférica: Dia x Noite	25
FIG. 2.5	Diversas trajetórias da onda HF na ionosfera	26
FIG. 2.6	Modelo de canal com linhas de retardos e ganhos de derivação	29
FIG. 2.7	Espectro de ganho de derivação (a) um modo (b) três modos	31
FIG. 2.8	Estrutura de dados em HF para a taxa de 4800 e 2400 bps	34
FIG. 3.1	Modelo equivalente em banda básica do sistema de comunicações digitais	36
FIG. 3.2	Equalizador DFE convencional espaçado de símbolo	39
FIG. 3.3	Equalizador DFE bayesiano	41
FIG. 4.1	Representação de um canal superamostrado por um sistema de múltiplos canais virtuais com entrada única e múltiplas saídas	46
FIG. 4.2	Pulso com espectro em cosseno levantado	56
FIG. 4.3	Representação simplificada do sistema de transmissão	57
FIG. 5.1	Probabilidade de erro de símbolo do DFE convencional e DFE bayesiano no canal CCIR Pobre	60
FIG. 5.2	Comportamento da RDMQN ao longo do bloco de 960 símbolos para os canais (a) Bom, (b) Moderado, (c) Pobre: 15,25 e 35 dB e (d) Pobre: 20 e 30 dB ...	66
FIG. 5.3	Comportamento da RDMQN para canal Pobre, E_b/N_0 de 25 dB, ao longo do bloco de 7680 símbolos	66

FIG. 5.4	Comportamento da RDMQN ao longo do bloco de 960 símbolos para o canal Pobre, com (a) ECMQR Truncada e (b) Norma Estimada da RIC	67
FIG. 5.5	Evolução da taxa de erro de símbolo para o canal CCIR Pobre com RSR de (a) 20 dB e (b) 30 dB	70
FIG. 5.6	Probabilidade de erro de símbolo com descarte dos 36 símbolos iniciais para os canais Bom, Moderado e Pobre, considerando a norma da RIC estimada e conhecida	72
FIG. 5.7	Probabilidade de erro de símbolo sem descarte de símbolos iniciais para os canais Bom, Moderado e Pobre	74
FIG. 5.8	Probabilidade de erro sem descarte de símbolos para tamanhos de bloco diferentes, nos canais Pobre e Moderado	75
FIG. 5.9	Estrutura de dados para comunicações em HF	76
FIG. 5.10	Probabilidade de erro de bit para o DFE-ECMQR no canal Misto	78
FIG. 5.11	Probabilidade de erro de símbolo, com descarte de 36 símbolos iniciais, para o esquema truncado	80

LISTA DE TABELAS

TAB. 2.1	Parâmetros do CCIR para simulação de condições do canal HF	31
TAB. 2.2	Quantidade de símbolos de canal referentes à matriz de entrelaçamento	33
TAB. 2.3	Número de símbolos de dados e treinamento na estrutura de dados HF	34
TAB. 2.4	Desempenho mínimo exigido para modems seriais (MIL-STD-188-110A)	35
TAB. 5.1	Espalhamento de retardo para simulação de condições do canal HF	61
TAB. 5.2	Duração da janela de tempo para cálculo da norma da RIC	64
TAB. 5.3	Fator de Esquecimento ótimo utilizado nas simulações	64
TAB. 5.4	Resultados obtidos pelo BCE-NDDE para o canal Misto e RSR de 27 dB	77
TAB. 5.5	Resultados obtidos com o DFE-ECMQR para o canal Misto e RSR de 27 dB ...	77
TAB. 5.6	Comparação dos esquemas com e sem truncamento	79

LISTA DE ABREVIATURAS

ABREVIATURAS

BER	- <i>Bit Error Rate</i>
BLOS	- <i>Beyond Line of Sight</i>
DFE	- <i>Decision Feedback Equalizer</i>
DFE-ECMQR	- DFE com estimação cega de canal ECMQR
ECMQR	- MQR explorando o conhecimento dos filtros de transmissão e recepção
EUMS	- Entrada única comum e múltiplas saídas
FIR	- Resposta impulsiva com duração finita
HF	- <i>High Frequency</i>
IES	- Interferência entre Símbolos
LMS	- <i>Least Mean Square</i>
LUF	- <i>Least Usable Frequency</i>
MQ	- Método de mínimos quadrados
MQR	- Método de mínimos quadrados recursivo
MSE	- <i>Mean Square Error</i>
MUF	- <i>Maximum Usable Frequency</i>
PSK	- <i>Phase Shift Keying</i>
RDMQN	- Raiz quadrada do desvio médio quadrático normalizado
RIC	- Resposta ao Impulso do Canal
RLS	- <i>Recursive Least Square</i>
RSR	- Razão Sinal Ruído
WSS-US	- <i>Wide Sense Stationary – Uncorrelated Scattering</i>

SÍMBOLOS

T	- Período de símbolo
Δ	- Período de amostragem
P	- Fator de superamostragem
L	- Memória do canal em número de símbolos

λ	- Fator de esquecimento
m	- Número de coeficientes do filtro direto do DFE
n	- Número de coeficientes do filtro de realimentação do DFE
d	- Retardo de decisão do DFE
B	- Matriz dos vetores de base do canal
$\hat{\mathbf{h}}$	- Estimativa da resposta ao impulso do canal
P_e	- Probabilidade de erro de símbolo
P_b	- Probabilidade de erro de bit
$\ v\ $	- Norma euclidiana de v
A^T	- Transposta de A
A^H	- Hermitiana de A
$\delta(t)$	- Função delta de Dirac

SIGLAS

CCIR - *International Radio Consultative Committee*

ITU - *International Telecommunication Union*

RESUMO

Neste trabalho considera-se o problema de equalização adaptativa para as comunicações em HF. O trabalho concentra-se na proposição de um novo esquema de equalização cega que atenda às exigências de desempenho especificadas no MIL-STD-188-110A, padrão técnico militar para modems de dados em HF.

O equalizador cego proposto é do tipo DFE com adaptação símbolo a símbolo baseada em estimativa de canal. Dois esquemas particulares são descritos e avaliados. Uma avaliação comparativa de desempenho entre os dois esquemas DFE em canais HF é realizada, a fim de justificar a escolha do tipo de estrutura DFE utilizada no equalizador cego proposto.

O estimador cego utilizado para adaptação do equalizador proposto se baseia no método de superamostragem com a técnica dos mínimos quadrados recursivo explorando o conhecimento dos filtros de transmissão e recepção. É formulado um procedimento para redução na complexidade deste estimador cego.

Também se avalia o desempenho do estimador cego e do equalizador cego proposto. Os resultados mostram que o equalizador cego proposto tem convergência rápida e potencial para atender as exigências de desempenho para as comunicações em HF.

ABSTRACT

In this work the problem of adaptive equalization for the communications in HF is considered. The work is concentrated in the proposal of a new scheme of blind equalization that meets the requirements of performance specified in the MIL-STD-188-110A, standard military technician for modems of data in HF.

The considered blind equalizer is of type DFE with adaptation symbol by symbol based on channel estimation. Two particular schemes are described and evaluated. A comparative evaluation of performance between two schemes DFE in channels HF is carried through, in order to justify the choice of the type of structure DFE used in the considered blind equalizer.

The used blind estimator for adaptation of the proposed equalizer bases on the method of oversampling with the technique of the adaptive least-squares exploring the knowledge of the transmission and reception filters. A procedure for reduction in the complexity of this blind estimator is formulated.

Also the performance of the blind estimator and the proposed blind equalizer are evaluated. The results show that the considered blind equalizer has fast convergence and potential to meet the requirements of performance for the communications in HF.

1 INTRODUÇÃO

1.1 POSICIONAMENTO DO TRABALHO

Os sistemas de comunicações digitais via rádio têm sido exigidos em robustez, flexibilidade e eficiência, a fim de atender às exigências de qualidade de serviço de novas aplicações que surgem. Porém, a interferência entre símbolos (IES) causada por canais dispersivos com propagação por múltiplos percursos degrada o desempenho dos sistemas e impõe limitações na taxa de transmissão de dados. Uma solução para este problema é compensar ou reduzir a IES usando um equalizador.

Classicamente, a equalização depende da transmissão de uma seqüência de treinamento conhecida pelo receptor. No entanto, existem muitas situações práticas em que é altamente desejável para um receptor alcançar equalização completa sem a cooperação do transmissor. Por exemplo, os sistemas de comunicações BLOS (do Inglês: “*Beyond Line Of Sight*”) em HF utilizam o canal ionosférico, que varia rapidamente no tempo. Em tal situação, não é eficiente o uso de seqüências de treinamento que deveriam ser utilizadas repetidas vezes, reduzindo a disponibilidade no tempo para a transmissão de informações. Algoritmos de equalização cega se preocupam em recuperar a seqüência de símbolos transmitida na presença de IES sem recorrer a seqüências de treinamento (PROAKIS, 1995). A principal vantagem desta técnica para canais variantes no tempo é aumentar a vazão de informação.

Este trabalho está voltado principalmente para a área de comunicações militares em HF, seguindo as especificações e exigências de desempenho definidas no MIL-STD-188-110A (MIL-STD-188-110A, 1975).

Nas aplicações militares, as comunicações em HF voltaram a despertar interesse a partir da metade dos anos noventa, cerca de duas décadas após terem perdido espaço para os sistemas de comunicação por satélite. A principal meta das pesquisas atuais nessa área consiste em se aumentar o limiar de máxima taxa de transmissão em canais com largura de faixa de 3 kHz. O uso de algoritmos de equalização cega eficientes se constitui naturalmente num caminho a ser investigado para se atingir este fim (EHRMAN, 1982).

Para se alcançar altas taxas de dados com um canal de 3 kHz em HF, é necessário procurar por novas técnicas de transmissão. Dois caminhos têm sido investigados (JOHNSON, 1997): modems paralelos, cuja informação é enviada em várias frequências portadoras ao mesmo tempo, e modems seriais, em que só existe uma frequência portadora. Este trabalho está restrito a modems seriais, investigando técnicas de equalização adaptativa que possibilitem o aumento da vazão de informação neste tipo de modem.

A complexidade de um modem serial reside principalmente no algoritmo de equalização, que se torna mais complexo quando se quer enviar altas taxas de dados. Assim, para o caso de modems seriais, a busca por algoritmos de equalização adaptativos menos complexos e sem perda significativa no desempenho tem se tornado cada vez mais atraente.

Por causa da seletividade em frequência do canal HF, técnicas de equalização não-lineares tais como DFE (do Inglês: “*Decision Feedback Equalization*”) ou MLSE (do Inglês: “*Maximum Likelihood Sequence Estimation*”) têm sido investigados para uso em receptores neste tipo de canal (ELEFTHERIOU, 1987), sendo o DFE de particular interesse por apresentar exigências computacionais e de memória menores que a do MLSE.

Vários tipos de equalizadores com treinamento foram propostos para canais HF, dentre os quais se destacam alguns esquemas DFE com adaptação baseada em estimação do canal (FECHTEL, 1991; FARHANG-BOROUJENY, 1993; CHEN, 1995) que apresentaram desempenho superior ao de esquemas DFE com adaptação direta (FECHTEL, 1991), nesta aplicação.

Visando obter maior vazão de informação em HF, este trabalho está voltado para o emprego de equalização cega. Propõe-se aqui uma alternativa aos esquemas DFE acima citados que consiste em se utilizar um estimador cego da resposta ao impulso do canal para adaptar símbolo-a-símbolo o DFE, ao invés de estimadores alimentados por referências de símbolos, que requerem o uso de seqüências de treinamento.

Para desempenhar o papel do estimador de canal neste novo esquema, propõe-se aqui o uso da técnica de identificação cega de canal baseada em superamostragem usando o método dos Mínimos Quadrados Recursivo (MQR), o qual se mostrou bastante promissor pelo seu desempenho em canais variantes no tempo (SILVA, 1998).

1.2 OBJETIVO DO TRABALHO

Neste trabalho procurou-se buscar um novo esquema de equalização cega que atenda às exigências de desempenho nas comunicações em HF, especificadas no MIL-STD-188-110A (Padrão de interoperabilidade e desempenho para modems de dados).

A consecução deste objetivo contempla a abordagem dos seguintes tópicos:

- Avaliar o estimador cego MQR e propor mudanças para melhorar o seu desempenho, tendo como referência a sua aplicação em sistemas de comunicações digitais em HF;
- Estudo de esquemas de equalização para HF que utilizam estimação de canal na sua adaptação;
- Propor e avaliar um novo algoritmo de equalização cega baseado no MQR que atenda às exigências de desempenho delineadas para as comunicações em HF.

1.3 ORGANIZAÇÃO

O trabalho está dividido em 6 capítulos.

No Capítulo 2 apresenta-se uma caracterização do canal HF e se discute os modelos específicos de canal que serão adotados como referências para avaliação de desempenho dos esquemas de equalização aqui investigados. Também é descrito o padrão MIL-STD-188-110A.

No Capítulo 3 apresenta-se dois algoritmos DFE com adaptação baseada em estimação de canal, que se diferenciam pelos esquemas de mapeamento das estimativas de canal no equalizador, os quais serão doravante denominados mapeamento bayesiano e mapeamento convencional.

No Capítulo 4 descreve-se o estimador cego MQR original e as modificações que foram feitas para melhorar o seu desempenho, explorando o conhecimento dos filtros de transmissão e recepção. Também são apresentadas as condições de identificabilidade de canais associadas ao estimador cego descrito.

No Capítulo 5 avalia-se primeiramente os desempenhos dos esquemas DFE apresentados no Capítulo 3 quando empregados para equalização com treinamento em canais HF. Em

seguida avalia-se o desempenho do novo equalizador proposto, que emprega o estimador cego MQR modificado e o mapeamento convencional.

Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões desta dissertação e propostas de futuros trabalhos dela decorrentes.

2 COMUNICAÇÕES EM HF

2.1 INTRODUÇÃO

As comunicações em HF têm oferecido uma solução para comunicações BLOS desde que o físico italiano Guglielmo Marconi realizou a primeira transmissão de sinal de rádio através do oceano Atlântico em 1895. Os sistemas de comunicação por satélite ganharam mais espaço em relação às comunicações em HF a partir da década de 1970, devido à limitação de largura de banda (3 KHz, tipicamente) inerente aos sistemas em HF e à sua natureza de canal variante no tempo. Entretanto, após alguns anos a importância das comunicações na faixa de HF (3 a 30 MHz) cresceu novamente, principalmente em sistemas de comunicações militares, devido ao baixo custo de operação, à independência de equipamentos operados por terceiros e ao longo alcance. O auge se deu pelo reconhecimento da necessidade das comunicações na faixa de HF pelas forças armadas americanas durante a operação tempestade no deserto durante a Guerra do Golfo, entre 1990 e 1991 (WALLACE, 1992).

As comunicações BLOS em HF são possíveis devido a existência da camada ionosférica, que se estende aproximadamente de 65 a 1000 km acima da superfície da Terra (ver FIG. 2.1) e se caracteriza pela ocorrência da ionização (separação de moléculas em íons positivos e negativos) causada pela radiação solar. A onda HF ao entrar na ionosfera começa a curvar-se devido às variações da densidade eletrônica do plasma ionosférico. Dentro das condições adequadas, a onda eletromagnética retorna a outro ponto da superfície da Terra, como se fosse refletida pela ionosfera, mas na verdade ocorre um processo de refração.

A ionosfera, como meio de propagação de ondas eletromagnéticas, é um meio dispersivo, ruidoso, dinâmico e aleatório. O caráter dispersivo se refere ao efeito do multipercurso e sua característica dinâmica resulta no espalhamento Doppler.

A resposta ao impulso aleatoriamente variante no tempo é consequência de mudanças aleatórias nas características físicas do meio. Em comunicações HF, os íons nas camadas ionosféricas que refletem os sinais transmitidos estão sempre em movimento aleatório, de forma que, se o mesmo sinal é transmitido em dois intervalos de tempo distintos, os respectivos sinais recebidos serão diferentes.

Nesse contexto, se um pulso extremamente pequeno, idealmente um impulso, é transmitido, o sinal recebido será um trem de pulsos com amplitudes aleatórias. Retransmitindo-se o mesmo pulso, o trem de pulsos recebido pode diferir em amplitudes individuais, quantidades de pulsos e atrasos relativos entre os diversos pulsos.

Neste capítulo serão descritas algumas características da propagação do sinal no meio ionosférico. Em seguida será apresentado o modelo estatístico para o canal multipercorso de HF e a técnica empregada no presente trabalho para a simulação deste modelo, para fins de avaliação de desempenho do equalizador cego. Por último, será apresentado o MIL-STD-188-110A que é o padrão técnico militar para modems em HF.

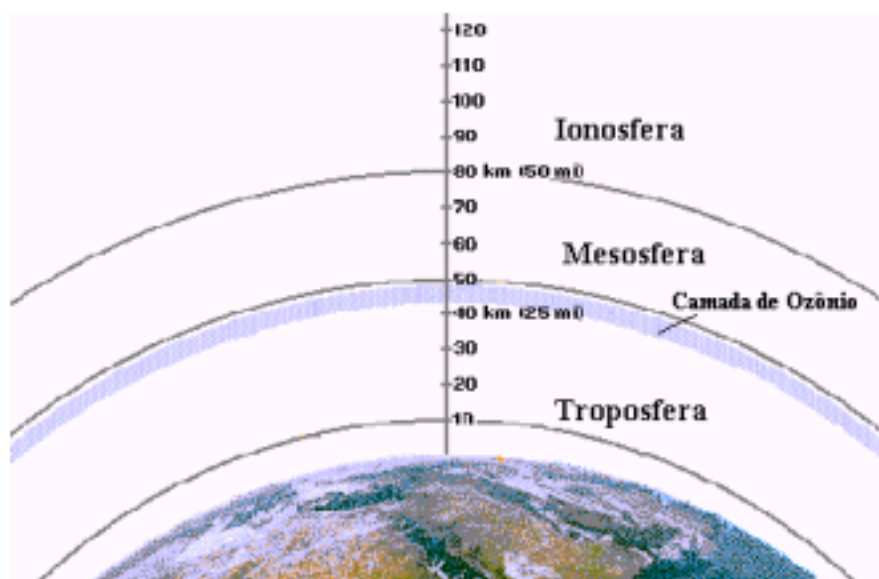


FIG. 2.1: Algumas camadas da atmosfera da Terra.

2.2 PROPAGAÇÃO DE ONDAS HF NA IONOSFERA

Nas comunicações via ionosfera as ondas rádio penetram nas camadas ionizadas, dependendo da frequência, algumas são completamente absorvidas, outras são refratadas e assim retornam à superfície da Terra, e ainda outras atravessam a ionosfera não retornando à Terra. A absorção é maior para frequências baixas, e incrementa com o aumento do grau de ionização.

O ângulo em que as ondas espaciais entram na ionosfera é conhecida como *ângulo incidente* (ver FIG. 2.2) . Este é determinado pelo comprimento de onda e o tipo de antena transmissora. A onda rádio refletida na ionosfera retorna com o mesmo ângulo que ela incidiu. Portanto, o ângulo incidente é um fator importante a ser escolhido para uma certa distância entre o transmissor e o receptor rádio HF. Na transmissão para uma estação que está relativamente distante, o ângulo incidente deve ser relativamente grande. Para se comunicar com uma estação próxima, o ângulo incidente deve ser relativamente pequeno.

O ângulo incidente de uma onda rádio é crítico, porque se ele é muito próximo da vertical, a onda atravessará a ionosfera sem retornar à superfície da Terra. Se o ângulo é muito grande, a onda será absorvida pelas camadas inferiores antes de alcançar as camadas mais altas que possuem maior grau de ionização. Assim, o ângulo incidente deve ser suficiente para retornar a onda rádio de volta à superfície da Terra e ainda não deve ser grande para que não haja absorção da onda.

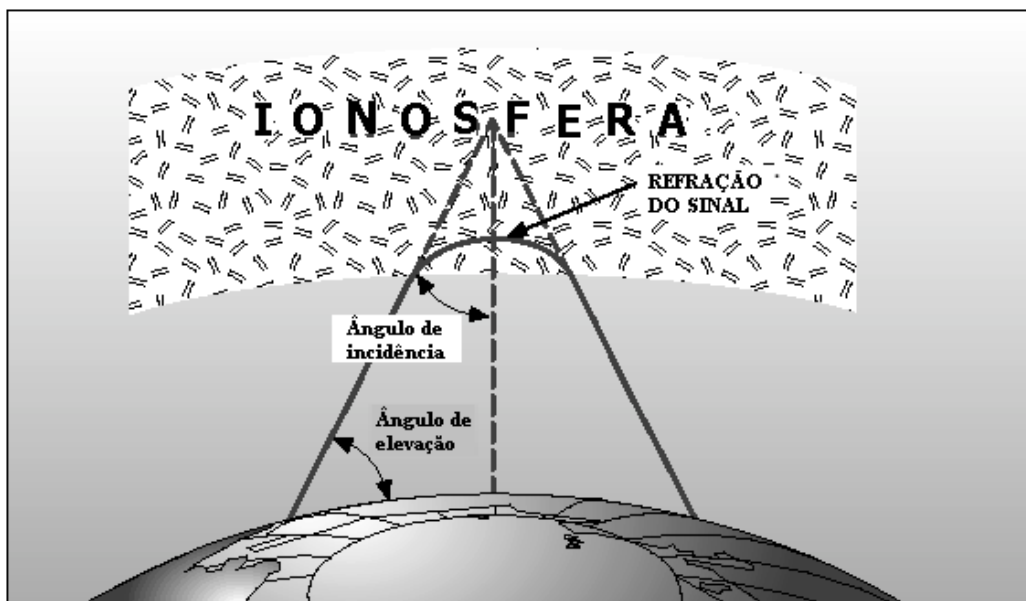


FIG. 2.2: Ângulo de incidência da onda HF.

Na ionosfera, há quatro camadas de ionização variáveis (ver FIG. 2.3). Como a ionização é causada pela radiação solar, as camadas mais altas da ionosfera tendem a ser mais densas, enquanto as camadas inferiores, protegidas pelas camadas superiores, recebem menos ionização. As camadas ionosféricas caracterizam-se basicamente pela altura e pela densidade de elétrons livres. A primeira camada foi descoberta em 1920 por Appleton, que usou a letra E para defini-la, simbolizando o vetor campo elétrico. Posteriormente, as camadas D e F

foram descobertas. Mais fenômenos ionosféricos foram descobertos na década de 1930 a 1940, tais como camada E esporádica e aurora.

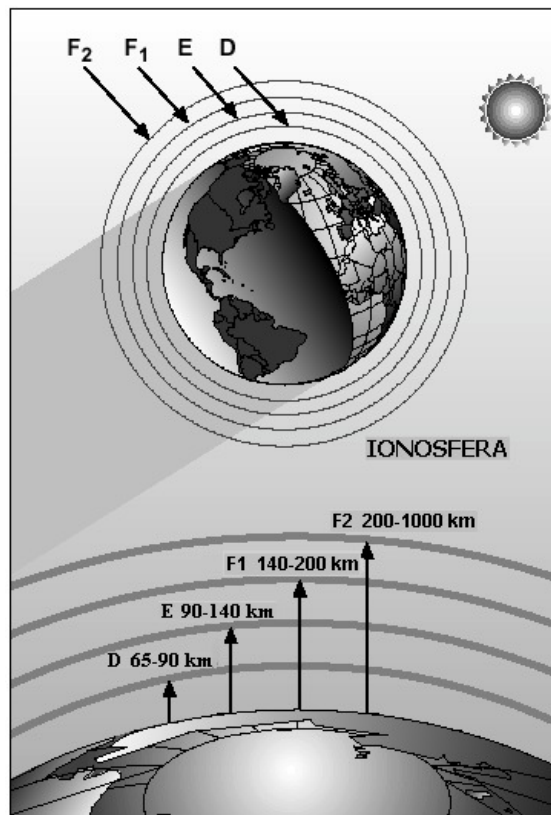


FIG. 2.3: Camadas da ionosfera.

A camada mais baixa da ionosfera, a camada D, situada tipicamente entre 65 Km e 90Km de altitude para latitudes médias, está em uma região de relativa turbulência. A radiação solar ioniza esta região durante o dia, iniciando-se o processo de formação da camada D com o nascer do Sol, atingindo o ápice ao meio-dia e desaparecendo ao pôr do sol. A camada D atua na propagação ionosférica de forma negativa, absorvendo energia eletromagnética sem contribuir para o seu retorno.

A camada E, normalmente situada entre 90 e 140 Km, é a primeira camada útil para a propagação das ondas de rádio através da ionosfera. Sua intensidade varia com o ângulo zenital do sol, atinge o ápice ao meio-dia, apresenta rápida queda no pôr do Sol e atinge a mínima atividade à meia-noite. Esta camada também apresenta apreciável absorção de energia eletromagnética. Formações irregulares de nuvens de gases ionizados ocorrem ocasionalmente na camada E. Estas regiões, conhecidas como E esporádica, podem possibilitar a propagação de ondas com frequências no limite superior da faixa HF e até

mesmo acima desta faixa. Devido à altura da camada E, uma reflexão simples nesta camada pode justificar a propagação entre distâncias de até aproximadamente 2000 km.

A camada F situa-se tipicamente entre 140 e 1000Km. É a camada que apresenta maiores taxas de ionização, apresentando valores máximos entre 200 e 500Km. Durante o dia, no verão, nos picos de ionização, a camada F pode se subdividir em duas camadas. Uma das subcamadas, a F_1 , aparece normalmente de 140 até 200 Km de altitude (BOITHIAS, 1987). Apresenta taxas de ionização próximas às apresentadas pela camada E, portanto tendo comportamento muito próximo a esta camada. De 200 até 1000 Km, tem-se a camada a F_2 .

A maior parte da capacidade de transmissão da ionosfera provém da camada F. Esta camada apresenta uma grande estabilidade, devido à lenta recombinação dos elétrons na região, tornando-a razoavelmente insensível às variações da radiação solar no decorrer do dia, inclusive mantendo sua eficiência durante a noite. A camada F é responsável pelas maiores distâncias de propagação, de forma que uma reflexão simples na camada F pode explicar a recepção entre distâncias de até aproximadamente 4000 km.

Durante o dia, a onda espacial refletida da camada F_2 têm comprimento de onda suficientemente pequeno para penetrar nas camadas ionizadas D e E, mas não muito pequeno para que a onda seja refletida pela camada F. Geralmente, frequências de 10 a 20 MHz possibilitam esta propagação, mas estas mesmas frequências usadas à noite ultrapassam a camada F. As frequências mais efetivas para comunicações a longa distância no período da noite são normalmente entre 3 e 8 MHz (HARRIS CORPORATION, 1996).

Deve-se destacar que de uma camada para outra não há uma interrupção abrupta, mas uma transição suave, levando, inclusive, à divergência entre autores no que diz respeito às alturas das interfaces entre as camadas. Mais do que isso, as alturas das camadas variam com muitos fatores, como por exemplo, horário do dia, estações do ano, ciclo do sol e latitude. A FIG. 2.4 mostra as camadas com indicações das alturas para o dia e para a noite.

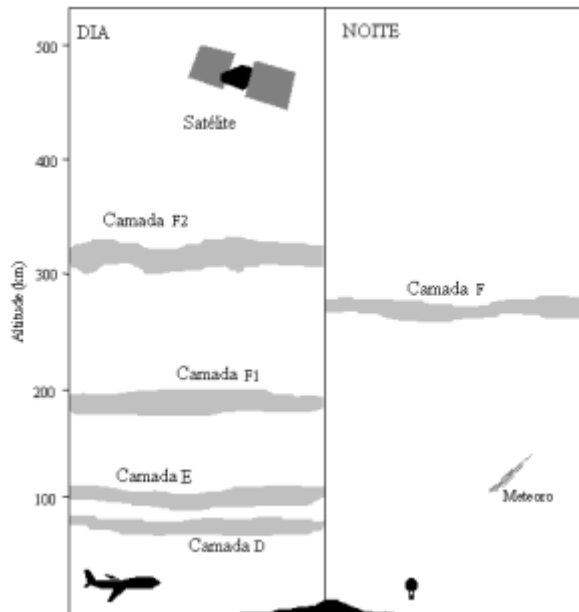


FIG. 2.4: Camada Ionosférica: Dia x Noite.

Além das camadas ionosféricas, a própria Terra pode servir como um refletor para ondas de rádio descendentes, de forma que uma onda refletida pela ionosfera pode ser refletida de volta a partir do ponto de sua incidência na Terra, sofrer uma segunda reflexão ionosférica em um ponto mais distante, e assim por diante (saltos múltiplos). Podem existir também reflexões entre as camadas E e F. A ocorrência de saltos múltiplos explica as propagações entre distâncias superiores a 4000 km. Para fins de nomenclatura, confere-se geralmente os termos 1F, 2F, 1E, etc., para caracterizar os números de reflexões que o sinal sofre nas camadas E e F. A FIG. 2.5 ilustra diversas situações possíveis. Estes percursos podem ser controlados até certo ponto pela criteriosa escolha da frequência de operação e do ângulo de elevação da antena transmissora. É interessante destacar que havendo um percurso que tenha mais de um salto sem que a reflexão ocorra no solo, mas na camada E, utiliza-se um sinal de menos antes da letra E.

A densidade de ionização na qual a reflexão ocorre depende da frequência e do ângulo de incidência da onda de rádio, e pode ser estimada por meio da aplicação da lei de Snell (BOITHIAS, 1987).

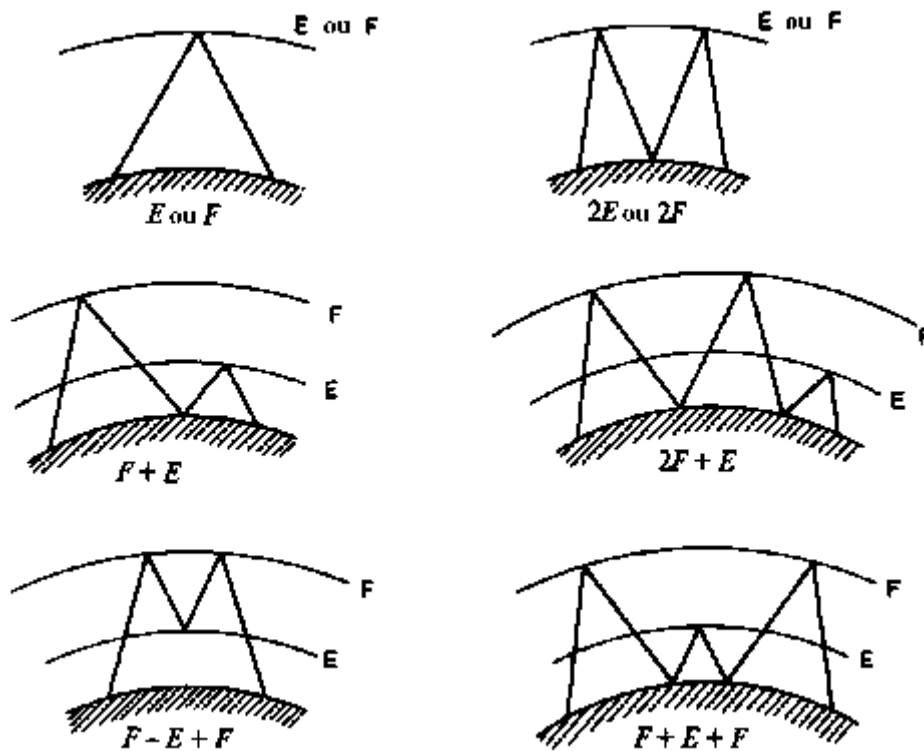


FIG. 2.5: Diversas trajetórias da onda HF na ionosfera.

A intensidade de radiação solar e a ionização variam periodicamente. Então, pode-se prever a intensidade de radiação baseada no horário do dia e na estação do ano, por exemplo, e assim efetuar ajustes no equipamento a fim de restringir ou otimizar os efeitos da ionização.

A ionização é maior durante a primavera e o verão porque as horas do dia são mais longas. Assim as ondas espaciais são absorvidas ou atenuadas quando elas passam através das camadas altamente ionizadas D e E.

O número de horas de dia durante o outono e o inverno é menor, assim menos radiação atinge as camadas D e E. As frequências baixas conseguem passar através destas camadas que estão fracamente ionizadas. Portanto, os sinais que chegam na camada F têm alta intensidade e são refletidos sobre grandes distâncias.

Uma outra variação periódica, resulta do ciclo de mancha solar de 11 anos. Manchas solares geram surtos de radiação que causam altos níveis de ionização. Durante períodos de baixa atividade solar, frequências acima de 20MHz não devem ser usadas porque as camadas E e F, estando fracamente ionizadas, não conseguem refletir os sinais de volta à superfície da Terra. Entretanto, no pico do ciclo de mancha solar é comum ter propagação em frequências acima de 30 MHz.

Além destas variações regulares, há uma classe de fenômenos imprevisíveis conhecidos como distúrbios ionosféricos súbitos. Estes distúrbios aleatórios devido a manchas solares, podem interromper as comunicações via ionosfera por horas ou dias. As chamas solares produzem intensa ionização da camada D, causando a absorção das ondas HF.

Tempestades magnéticas freqüentemente surgem após a erupção de chamas solares, cerca de 20 a 40 horas. Partículas carregadas das tempestades causam o efeito de espalhamento da camada F, neutralizando temporariamente suas propriedades refletivas.

Por causa que as condições ionosféricas afetam a propagação da onda rádio, deve-se determinar qual melhor freqüência que deve ser usada. A freqüência mais alta que pode ser usada para transmitir um sinal sobre um trajetória particular sujeito a certas condições ionosféricas é chamada de máxima freqüência utilizável (MUF, do Inglês: “*Maximum Usable Frequency*”). Freqüências mais altas que a MUF atravessam a ionosfera, não retornando à superfície da Terra.

Quando a freqüência é reduzida, a quantidade de absorção do sinal pela camada D é aumentada, até o momento que o sinal é completamente absorvido pela ionosfera. A freqüência em que isto ocorre é chamada de mínima freqüência utilizável (LUF, do Inglês: “*Lowest Usable Frequency*”). O intervalo de freqüências úteis fica, portanto, entre a MUF e a LUF.

Além da freqüência, a trajetória do sinal rádio deve ser considerada na otimização das comunicações. Os efeitos do espalhamento multipercurso podem ser minimizados selecionando-se uma freqüência tão próxima quanto possível da MUF. A freqüência de transmissão ótima (FOT, do Inglês: “*Frequency of Optimum Transmission*”) é nominalmente 85% da MUF. Geralmente a FOT é menor a noite e maior durante o dia.

Adicionalmente, o campo magnético da Terra, embora seja relativamente fraco, produz efeitos significativos na propagação ionosférica. Isto se deve ao movimento circular imposto aos elétrons quando submetidos a um campo magnético. Os efeitos da ressonância giromagnética resultam em diferentes velocidades de fase (índices de refração) e absorção, para os dois sentidos opostos de polarização circular.

A onda com polarização linear pode ser considerada como uma soma de duas componentes com polarizações circulares opostas, isto causa diferentes velocidades de propagação e absorção na ionosfera para cada componente. Existe uma tendência de que ondas polarizadas linearmente sejam convertidas em polarização elíptica, após interação com a camada ionosférica. Chama-se a este fenômeno de efeito magneto-iônico. Como as

componentes com polarizações opostas interagem diferentemente com os elétrons presentes na ionosfera, elas em geral serão refletidas em diferentes alturas (diferentes densidades de elétrons), o que implica a ocorrência de dois valores de atrasos bem diferenciados. As duas ondas resultantes, denominadas ondas ordinária e extraordinária, são as principais responsáveis pelo efeito de seletividade em frequências nas transmissões em HF.

2.3 MODELAGEM DO CANAL HF

Conforme analisado nas seções anteriores, a propriedade de variação aleatória variantes no tempo envolvida na propagação das ondas HF na ionosfera leva à necessidade de um modelo estatístico para o canal multipercurso.

O modelo estatístico adotado é o WSS-US. Nesta modelagem, o canal é visto como um sistema linear variante no tempo cuja resposta impulsiva fica definida por uma coleção de processos estocásticos no tempo parametrizados por uma variável que representa atraso, da forma $h(t, \tau)$. Especificamente, pode-se entender $h(t, \tau)$ como a resposta num instante t a um impulso aplicado ao canal no instante $t - \tau$. Admite-se que, para qualquer valor τ (fixo) o processo $h(t, \tau)$ correspondente é estacionário em sentido amplo. Para valores τ_1 e τ_2 distintos (quaisquer), os processos $h(t, \tau_1)$ e $h(t, \tau_2)$ são descorrelacionados.

O modelo para caracterização da variabilidade do canal em comunicações HF, descrito na próxima seção, é um caso particular da modelagem WSS-US.

2.3.1 O MODELO CCIR PARA CANAL HF

Os canais ionosféricos HF em geral não são estacionários na frequência e no tempo, porém se a consideração é restrita a canais limitados em banda (10 kHz, por exemplo) e tempos suficientemente pequenos (por exemplo, 10 minutos), a maioria dos canais pode ser adequadamente representada por modelos estacionários.

Por outro lado, a ionosfera exibe uma outra importante característica: em uma porcentagem substancial dos canais, a propagação ocorre sobre um número limitado de trajetórias de saltos múltiplos relativamente discretos.

O modelo de Watterson (WATTERSON, 1970) para a variabilidade em pequena escala do canal ionosférico em HF é frequentemente citado e utilizado em diversos trabalhos nesta área (EHRMAN, 1982; LACAZE, 1998).

Os experimentos apresentados por Watterson (WATTERSON, 1970) suprimiram o modelo que leva seu nome de confirmação experimental, o que fez com que ele se tornasse a principal referência para o desenvolvimento de simuladores de canal HF, sendo inclusive recomendado pelo CCIR (atual ITU-R) (CCIR, 1990). O modelo de Watterson, chamado daqui por diante de modelo CCIR, engloba os efeitos de multipercursos e espalhamento Doppler presentes nas propagações HF para comunicações BLOS.

Watterson propôs um modelo baseado numa linha de retardo com ganhos de derivação, ilustrado na FIG. 2.6.

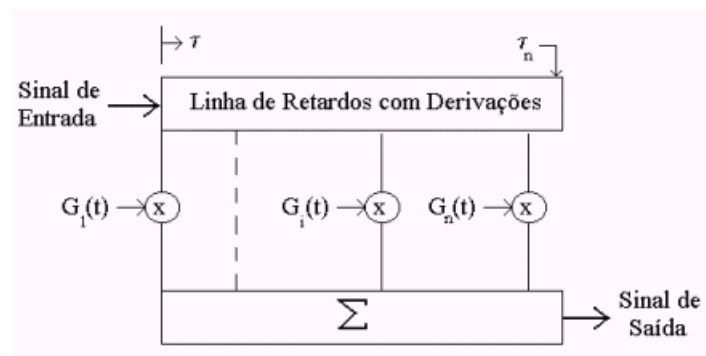


FIG. 2.6: Modelo de canal com linha de retardos e ganhos de derivação.

Entre as hipóteses admitidas (WATTERSON, 1970) neste modelo, tem-se que cada ganho de derivação $G_i(t)$ é um processo estocástico gaussiano, complexo, estacionário, de média nula, independente dos outros ganhos, com distribuição de amplitude de Rayleigh e distribuição de fase uniforme.

No modelo CCIR os espectros Doppler dos ganhos de derivação apresentam forma gaussiana para cada uma das componentes magnetoiónicas (a ordinária e a extraordinária) produzidas pela reflexão ionosférica. Estas componentes podem ser distinguíveis no tempo, caso em que cada uma é representada por um ganho de derivação distinto, ou não distinguíveis, caso em que são representadas por apenas um ganho de derivação. Nesta última

situação é comum ocorrer o caso das componentes serem distinguíveis na frequência, o que daria um espectro de ganho de derivação como ilustrado na FIG. 2.7(a).

De uma forma geral os ganhos de derivação deste modelo de canal são dados por

$$G_i(t) = G_{ia}(t).exp(j2\pi v_{ia}t) + G_{ib}(t).exp(j2\pi v_{ib}t), \quad (2.1)$$

em que os subscritos a e b identificam as componentes magnetoiónicas. Sob as hipóteses admitidas, $G_{ia}(t)$ e $G_{ib}(t)$ são funções amostra de dois processos aleatórios gaussianos complexos, estacionários, independentes entre si com média zero.

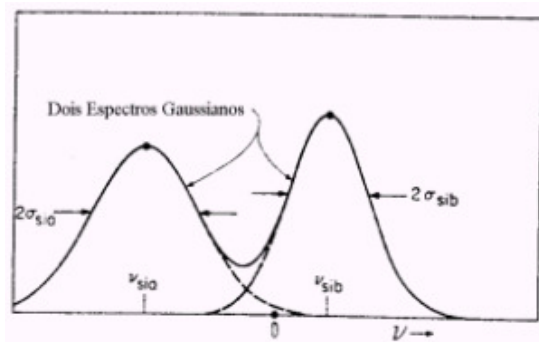
Existem seis parâmetros que definem o espectro de cada ganho de derivação: as atenuações (razão da potência de saída entregue por cada percurso dividida pela potência de entrada no canal) das duas componentes magnetoiónicas aqui denotadas por, $C_{ia}(0)$ e $C_{ib}(0)$, os deslocamentos de frequência v_{ia} e v_{ib} , e os espalhamentos de frequência $2\sigma_{ia}$ e $2\sigma_{ib}$. É comum o caso no qual somente uma função gaussiana é necessária para caracterizar o espectro de um determinado ganho de derivação, pois os espalhamentos de frequência das duas componentes magnetoiónicas podem ser aproximadamente iguais (ver percursos 2 e 3 da FIG. 2.7(b)).

A função autocorrelação de cada ganho de derivação é dada por

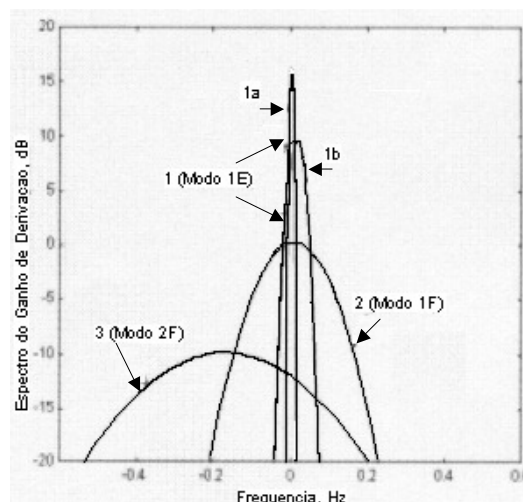
$$C_i(\Delta t) = C_{ia}(0).exp[-2\pi^2 \sigma_{ia}^2 (\Delta t)^2 + j2\pi v_{ia} \Delta t] + C_{ib}(0).exp[-2\pi^2 \sigma_{ib}^2 (\Delta t)^2 + j2\pi v_{ib} \Delta t], \quad (2.2)$$

por meio da qual se obtém a equação do espectro do ganho de derivação, que é dado por

$$S_i(v) = \frac{C_{ia}(0)}{(2\pi)^{1/2} \sigma_{ia}} \exp\left[-\frac{(v - v_{ia})^2}{2\sigma_{ia}^2}\right] + \frac{C_{ib}(0)}{(2\pi)^{1/2} \sigma_{ib}} \exp\left[-\frac{(v - v_{ib})^2}{2\sigma_{ib}^2}\right]. \quad (2.3)$$



(a)



(b)

FIG. 2.7: Espectro de ganho de derivação (a) um modo (b) três modos

Um conjunto de condições do canal HF para serem empregadas no modelo acima foi publicado pelo antigo CCIR (CCIR, 1990), com a finalidade de se estabelecer um padrão de canal para comparar o desempenho de esquemas de modulação, filtragem, equalização e codificação a serem usados por equipamentos na faixa de canal HF. Estas condições, largamente utilizadas (BAKER, 1998), procuram retratar condições realísticas do canal em questão e são detalhadas na TAB. 2.1. Todas consistem de dois percursos independentes de igual amplitude representando reflexões em diferentes camadas da ionosfera.

TAB. 2.1: Parâmetros do CCIR para simulação de condições do canal HF.

Descrição do Canal	Retardo do 2º raio	Espalhamento Doppler para cada percurso
Bom	$0,5 \times 10^{-3} \text{s}$	0,1Hz
Moderado	$1,0 \times 10^{-3} \text{s}$	0,5Hz
Pobre ¹	$2,0 \times 10^{-3} \text{s}$	2,0Hz

¹ O CCIR especifica para o canal Pobre o valor de espalhamento Doppler igual a 1,0 Hz. O valor de 2 Hz encontrado na tabela e usado nas simulações refere-se ao canal Pobre definido por Eric Johnson (JOHNSON, 1997). Outros autores definem o valor de 2 Hz para o canal chamado de Muito-Pobre.

2.4 A TÉCNICA DE SIMULAÇÃO DO MODELO DE CANAL HF

Várias técnicas de simulação de canal rádio baseadas no modelo WSS-US foram discutidas e avaliadas por Guimarães et al (GUIMARÃES, 1998; GUIMARÃES, 1997). Dentre essas técnicas, escolheu-se a técnica de Monte-Carlo, por apresentar excelentes características de desempenho (GUIMARÃES, 1997).

A técnica de Monte-Carlo se baseia em um modelo estocástico que reflete diretamente a estrutura de múltiplos percursos do canal. A geração da resposta do canal é dada pela superposição linear de N percursos elementares individualmente caracterizados pelo valor de atraso τ_n , deslocamento Doppler v_n e amplitude complexa A_n . O parâmetro N é denominado ordem do modelo. Nas simulações realizadas no Capítulo 5, foi utilizado o valor 20 para este parâmetro (MELO, 2000).

Utilizando esta técnica, cada ganho de derivação é obtido por meio de

$$G_i(t) = \sqrt{\frac{\sigma_i^2}{N}} \sum_{n=1}^N A_{ni} e^{j2\pi v_{ni} t}, \quad (2.4)$$

em que σ_i^2 é a variância do ganho i , $\{A_{ni}\}$ são variáveis aleatórias gaussianas, complexas, independentes, de média nula e variância unitária, e $\{v_{ni}\}$ são variáveis aleatórias independentes relacionadas ao espectro Doppler do ganho de derivação correspondente. Para o modelo CCIR, σ_i^2 é dado pela soma $C_{ia}(0) + C_{ib}(0)$, e v_{ni} é dada pela soma ponderada de duas gaussianas de médias v_{ia} e v_{ib} , e espalhamentos de frequência $2\sigma_{ia}$ e $2\sigma_{ib}$, cujas ponderações são proporcionais aos valores de $C_{ia}(0)$ e $C_{ib}(0)$ (ver FIG. 2.7a).

A implementação da resposta do canal requer a geração das variáveis aleatórias $\{v_{ni}\}$, com f.d.p. dada pelo perfil de espalhamento Doppler (espectro Doppler).

No caso do modelo CCIR, as variáveis aleatórias $\{v_{ni}\}$ são gaussianas de médias e variâncias determinadas pelos valores de deslocamento de frequência e espalhamento de frequência apresentados na seção 2.3.1.

2.5 O PADRÃO MIL-STD-188-110A

O MIL-STD-188-110A (MIL-STD-188-110A, 1975) é um documento que estabelece padrões técnicos necessários para assegurar a interoperabilidade e definir exigências de desempenho mínimo para modems de dados em HF, incluindo o modem serial e o modem paralelo. As especificações a seguir são referentes ao modem serial.

O MIL-STD-188-110A não padroniza nenhum tipo de equalizador.

O modem opera com uma taxa de sinalização constante e igual a 2400 baud com seqüências de treinamento regulares usadas pelo receptor para equalizar o canal. A modulação empregada é PSK-8.

As taxas de bits de dados podem ser as seguintes: 75, 150, 300, 600, 1200, 2400 ou 4800 bps. Desta forma, a taxa de bits nominal máxima é de 4800 bps. Quando o código convolucional de taxa $\frac{1}{2}$ é empregado a taxa de bits nominal máxima é de 2400 bps. Se não houvesse símbolos de treinamento, a taxa nominal máxima sem código iria para 7200 bps e a com código para 3600 bps.

O modem possui um entrelaçador de tamanho ajustável de modo a manter o retardo constante para as diferentes taxas nominais de bit. Há dois tipos de entrelaçamento: longo (4,8 s) e curto (0 s ou 0,6 s). Estes valores de tempo correspondem ao preenchimento da matriz de entrelaçamento. O retardo de tempo na comunicação é o tempo necessário para preencher e esvaziar a matriz de entrelaçamento.

A matriz de entrelaçamento é preenchida por bits de informação e bits de código. O número de símbolos de canal correspondentes ao número de bits na matriz de entrelaçamento é apresentada na TAB. 2.2, para algumas taxas de bit. Na taxa de bits de 4800 bps não se usa entrelaçamento, pois não há código corretor de erros.

TAB. 2.2: Quantidade de símbolos de canal referentes à matriz de entrelaçamento.

Taxa de bits (bps)	Entrelaçamento longo (Nº de símbolos)	Entrelaçamento curto (Nº de símbolos)
2400	7680	960
1200	5760	720
600	5760	720

A estrutura de dados nas transmissões de HF especificadas no MIL-STD-188-110A é ilustrada na FIG. 2.8.

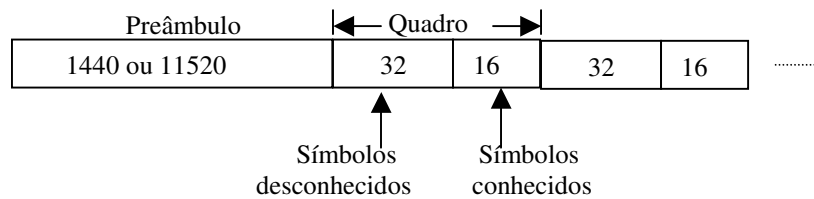


FIG. 2.8: Estrutura de Dados em HF para a taxa de 4800 e 2400 bps.

O preâmbulo é formado por 3 ou 24 repetições de um segmento de duração de 200 ms conforme o entrelaçamento seja curto ou longo. Este segmento é composto por uma seqüência de 15 símbolos do canal dos quais 10 são conhecidos e 5 (D_1, D_2, C_1, C_2, C_3) não são conhecidos. Esta seqüência é $\{0, 1, 3, 0, 1, 3, 1, 2, 0, D_1, D_2, C_1, C_2, C_3, 0\}$. Os valores de D_1 e D_2 designam a taxa de bits e o entrelaçamento usados pelo modem transmissor. Os valores de C_1, C_2 e C_3 são usados para numerar em ordem decrescente os segmentos que formam o preâmbulo.

A seqüência formada pelos segmentos, ainda terá cada símbolo mapeado em 32 símbolos (4 repetições de uma seqüência de 8 símbolos definida no MIL-STD-188-110A). Assim, o preâmbulo terá 1440 ($3 \times 15 \times 32$) e 11520 ($24 \times 15 \times 32$) símbolos para o entrelaçamento curto e longo, respectivamente.

Depois de enviado o preâmbulo, o modem envia alternadamente seqüências de símbolos de dados (símbolos desconhecidos pelo receptor) e seqüências de símbolos de treinamento. A quantidade de símbolos em cada seqüência depende da taxa de bits, conforme mostrado na TAB. 2.3.

TAB. 2.3: Número de símbolos de dados e treinamento na estrutura de dados HF.

Taxa de bits (bps)	Símbolos de informação	Símbolos de treinamento
4800 e 2400	32	16
1200, 600, 300 e 150	20	20
75	todos	não tem treinamento

De acordo com a TAB. 2.3, a taxa efetiva de transmissão (vazão de informação) com uma taxa de bits 2400 ou 4800 bps é de $32/(32+16)=2/3$.

Na TAB. 2.4 apresenta-se a probabilidade de erro de bit mínima exigida no MIL-STD-188-110A para modems seriais. Também é especificado neste padrão que a verificação de desempenho deve ser testada utilizando-se um simulador de canal HF baseado no modelo de Watterson (WATTERSON, 1975).

TAB. 2.4: Desempenho mínimo exigido para modems seriais (MIL-STD-188-110A).

Taxa de bits (bps)	Percursos do canal	Espalhamento de retardo (ms)	Espalhamento Doppler (Hz)	SNR (dB)	Taxa de erro de bits codificada
4800	1 fixo	--	--	17	1.0 E-3
4800	2 c/ desvanecimento	2	0,5	27	1.0 E-3
2400	1 fixo	--	--	10	1.0 E-5
2400	2 c/ desvanecimento	2	1	18	1.0 E-5
2400	2 c/ desvanecimento	2	5	30	1.0 E-3
2400	2 c/ desvanecimento	5	1	30	1.0 E-5
1200	2 c/ desvanecimento	2	1	11	1.0 E-5
600	2 c/ desvanecimento	2	1	7	1.0 E-5
300	2 c/ desvanecimento	5	5	7	1.0 E-5
150	2 c/ desvanecimento	5	5	5	1.0 E-5
75	2 c/ desvanecimento	5	5	2	1.0 E-5

O canal caracterizado pelos valores de espalhamento de retardo e espalhamento Doppler mostrados na segunda linha da TAB. 2.4, será chamado de canal Misto. Este canal será utilizado em algumas simulações no Capítulo 5, a fim de verificar se o equalizador cego proposto neste trabalho atende às exigências de desempenho do MIL-STD-188-110A.

3 EQUALIZAÇÃO DFE

3.1 INTRODUÇÃO

Como mencionado no Capítulo 2, o canal de HF é caracterizado como um meio multicaminho variante no tempo produzindo espalhamentos em frequência e no tempo. Isso causa a interferência entre símbolos (IES) que degrada o desempenho dos sistemas e impõe limitações na taxa de transmissão de dados. A solução para este problema é compensar ou reduzir a IES usando equalização adaptativa.

Inicialmente, na seção 3.2, é apresentado um diagrama em blocos do modelo equivalente em banda básica do sistema de comunicações digitais adotado.

Nas demais seções, são descritos dois esquemas DFE com adaptação baseada em estimação de canal, sendo eles: o DFE convencional (seção 3.3) e o DFE bayesiano (seção 3.4).

3.2 MODELO DO SISTEMA DE COMUNICAÇÕES DIGITAIS

O modelo equivalente em banda básica do sistema de comunicações digitais adotado está apresentado na FIG. 3.1.

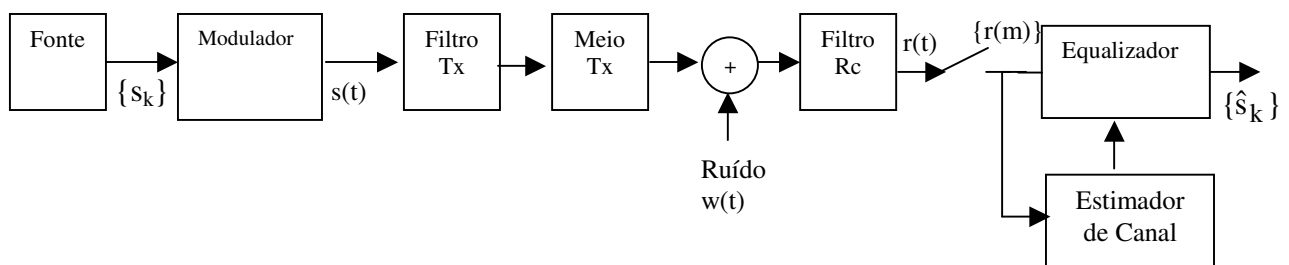


FIG. 3.1: Modelo equivalente em banda básica do sistema de comunicações digitais.

Os símbolos transmitidos formam uma seqüência $\{s_k\}$ de variáveis aleatórias complexas, identicamente distribuídas, com média nula e variância σ_s^2 unitária. A seqüência de símbolos transmitidos, $\{s_k\}$, é enviada ao modulador a uma taxa de $1/T$ baud, em que T representa o intervalo entre símbolos.

O modulador gera um sinal $s(t)$ dado por

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k g(t - kT), \quad (3.1)$$

em que $g(t)$ é um pulso de frequências baixas, chamado de pulso básico. O sinal $s(t)$ é, portanto, uma seqüência de pulsos modulados em amplitude (complexa).

O sistema constituído pelo filtro transmissor, meio físico de transmissão e filtro receptor é chamado de canal composto. A resposta impulsiva do canal composto é dada por

$$h(t) = u(t)*c(t)*v(t), \quad (3.2)$$

em que $u(t)$, $c(t)$ e $v(t)$ representam, respectivamente, as respostas impulsivas do filtro de transmissão, meio físico e filtro de recepção.

Admitindo que $g(t) = \delta(t)$, o sinal observado na entrada do amostrador, chamado de sinal recebido, é dada por

$$r(t) = s(t)*h(t) + w(t)*v(t) = \sum_k s_k h(t - kT) + w(t)*v(t), \quad (3.3)$$

em que o ruído, representado por $w(t)$, é um processo gaussiano branco, complexo e independente dos símbolos transmitidos. O ruído colorido é representado por $n(t)=w(t)*v(t)$.

A amostra do sinal recebido no instante $t_0 = j\Delta$, em que Δ representa o período de amostragem, é dada por

$$r(j) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k h(j - kP) + n(j), \quad (3.4)$$

em que $P=T/\Delta$ é um inteiro maior do que 1, chamado de fator de superamostragem, caracterizando que o sinal recebido é fracionalmente amostrado, ou seja, é amostrado a uma taxa superior à taxa de símbolos.

A fim de analisar a detecção do símbolo s_0 , pode-se reescrever a EQ. 3.4 como

$$r(j) = s_0 h(j) + \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} s_k h(j - kP) + n(j). \quad (3.5)$$

O termo $z = \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} s_k h(j-kP)$ não contém informação sobre o símbolo que está sendo

detectado e representa a interferência entre símbolos (IES), fator limitante no desempenho de sistemas de comunicações digitais.

Quando a amostragem é realizada na taxa de símbolos, a condição para eliminar a IES é chamada de *Primeiro Critério de Nyquist* e impõe que a resposta ao impulso do canal composto seja tal que (BENEDETTO, 1987; JERUCHIN, 1992)

$$h(t_0 - kT) = \begin{cases} h_0, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

em que t_0 é o instante de amostragem para detecção do símbolo s_0 .

O espectro $H(f)$ mais usual que satisfaz o primeiro critério de Nyquist é definido por

$$H(f) = \begin{cases} T & , 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{\alpha} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{T} \right) \right] \right\} & , \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (3.7)$$

em que α é o parâmetro conhecido como fator de excesso de faixa (em inglês “roll-off”). A transformada inversa de Fourier de $H(f)$ é dada por

$$h(t) = \text{sinc}(t/T) \frac{\cos(\alpha\pi t/T)}{1 - (2\alpha/T)^2}, \quad (3.8)$$

que é conhecido como pulso com espectro em cosseno levantado. Admitindo que o meio de transmissão é ideal e a amostragem é realizada na taxa de símbolos, as formas do espectro do pulso básico no transmissor e da resposta em frequência do filtro de recepção que eliminam a IES e minimizam a probabilidade de erro devido ao ruído devem ser proporcionais à raiz quadrada de um espectro que satisfaz o primeiro critério de Nyquist (BENEDETTO, 1987; JERUCHIN, 1992).

Esta forma de resposta em frequência é bastante usual mesmo em canais não ideais e por esta razão, admite-se aqui que os filtros de transmissão e recepção se caracterizam por

$$\begin{aligned}
|V(f)| &= \beta_v \sqrt{H(f)}, & \beta_v & \text{ constante} \\
|U(f)| &= \beta_u \sqrt{H(f)}, & \beta_u & \text{ constante} \\
e & \\
\arg(V(f)) &= -\arg(U(f)).
\end{aligned}
\tag{3.9}$$

3.3 DFE CONVENCIONAL ADAPTATIVO

O DFE é um equalizador não-linear que é particularmente útil para canais com alta distorção de amplitude. Um diagrama em blocos do DFE é mostrado na FIG. 3.2. O DFE convencional consiste de dois filtros com resposta ao impulso finita (FIR): um filtro direto e um filtro de realimentação. A entrada do filtro direto é a seqüência de amostras do sinal recebido. No filtro de realimentação a entrada é a seqüência de decisões feitas a partir da amostra de sinal equalizado. Esta última é a soma das saídas dos filtros direto e de realimentação do equalizador. O filtro direto combate a IES devido aos símbolos futuros. Se as decisões passadas são corretas, então a IES devida aos símbolos passados (decididos) pode ser combatida ou reduzida pelo ajuste apropriado dos coeficientes do filtro de realimentação.

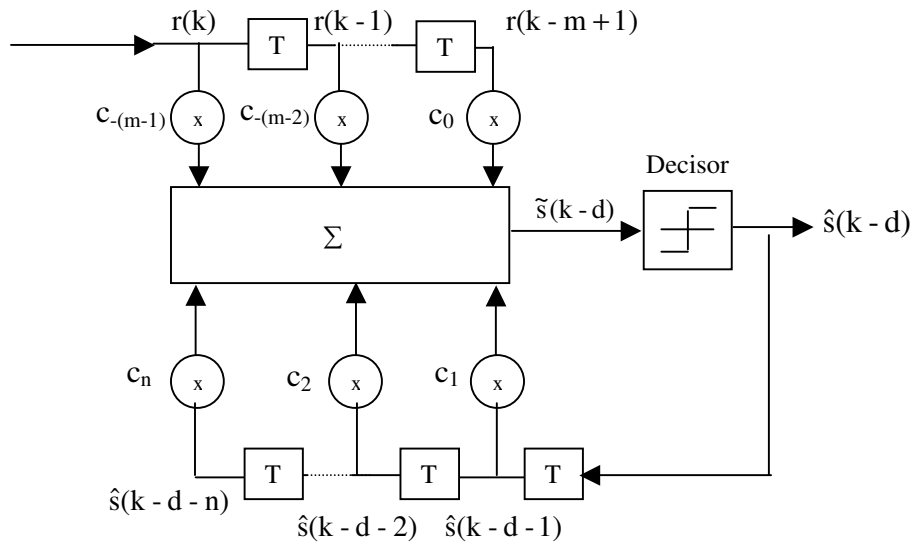


FIG. 3.2: Equalizador DFE convencional espaçado de símbolo.

Nesta dissertação o número de coeficientes do filtro direto será dado por m e o número de coeficientes do filtro de realimentação por n . O DFE pode ser considerado um estimador que

usa a combinação linear dos componentes das amostras do sinal recebido filtrado $r_k, r_{k-1}, \dots, r_{k-m+1}$ e decisões passadas $\hat{s}_{k-d-1}, \hat{s}_{k-d-2}, \dots, \hat{s}_{k-d-n}$ para estimar o símbolo transmitido s_{k-d} . O inteiro d é o retardo de decisão do DFE (VOOIS, 1996; AL-DHAHIR, 1996). Ele reflete o espalhamento no sinal introduzido pela propagação multicaminho. O desempenho do DFE é muito sensível ao valor de d (VOOIS, 1996; AL-DHAHIR, 1996).

O DFE pode ter o seu filtro direto espaçado de uma taxa maior que a de símbolo (DFE espaçado fracionalmente). Este esquema elimina a sensibilidade à amostragem no tempo (sincronização de relógio), também compensa mais a distorção de retardo e melhora consideravelmente as distorções severas em amplitude (ELEFTHERIOU, 1987). Os equalizadores DFE fracionários geralmente utilizam espaçamento de $T/2$ (meio intervalo de símbolo) (PROAKIS, 1995).

Os coeficientes dos filtros que compõem o equalizador DFE são otimizados conjuntamente de acordo com algum critério adequado, sendo usual o emprego do critério de mínimo erro quadrático médio. Para a equalização em canais variantes no tempo é desejável adaptar os coeficientes do DFE na base de símbolo-a-símbolo.

Há basicamente dois métodos para adaptar os coeficientes do DFE convencional: Adaptação direta e Adaptação baseada na estimação de canal.

Na adaptação direta, não se utiliza um estimador de canal e os coeficientes do equalizador são atualizados diretamente a partir das amostras do sinal recebido e decisões passadas, usando um algoritmo de filtragem adaptativa conveniente, como por exemplo, o RLS (do Inglês: “*Recursive Least Square*”) (HAYKIN, 1996).

A adaptação baseada na estimação de canal é um método indireto para atualizar os coeficientes do DFE. Neste esquema, uma estimativa da resposta ao impulso do canal é primeiramente obtida usando um algoritmo de estimação de canal, usando por exemplo, o algoritmo LMS (do Inglês: “*Least Mean Square*”) ou o RLS. Os coeficientes do DFE são então calculados como uma função das estimativas da resposta ao impulso do canal. Este processo é repetido a cada período de símbolo. Este tipo de ajuste dos coeficientes a partir da estimativa de canal será chamado de mapeamento convencional. Este mapeamento é descrito a seguir.

Baseado na suposição de que os símbolos decididos anteriormente usados no filtro de realimentação são corretos, a minimização do erro médio quadrático (MSE)

$$J(m,n) = E | \hat{s}_{k-d} - \tilde{s}_{k-d} |^2 \quad (3.10)$$

conduz ao seguinte conjunto de equações lineares para obter os coeficientes do filtro direto (PROAKIS, 1995)

$$\sum_{j=-(m-1)}^0 \psi_{ij} c_j = \hat{h}_{-k}^*, \quad k = -(m-1), \dots, -1, 0 \quad (3.11)$$

em que

$$\psi_{ij} = \sum_{l=0}^i \hat{h}_l^* \hat{h}_{l+i-j} + N_0 \delta_{ij}, \quad i, j = -(m-1), \dots, -1, 0. \quad (3.12)$$

N_0 é a variância do ruído e \hat{h} é a estimativa da resposta ao impulso do canal.

Os coeficientes do filtro de realimentação do DFE são dados em termos dos coeficientes do filtro direto pela seguinte expressão

$$c_k = - \sum_{j=-(m-1)}^0 c_j \hat{h}_{k-j}, \quad k = 1, \dots, n. \quad (3.13)$$

A adaptação baseada na estimação de canal será utilizada na proposta de equalização cega apresentada nesta dissertação.

3.4 DFE BAYESIANO

Na FIG. 3.3 apresenta-se um diagrama em blocos do equalizador DFE Bayesiano.

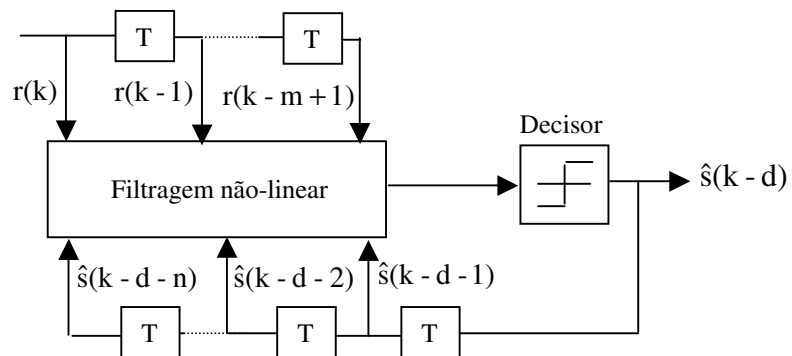


FIG. 3.3: Equalizador DFE Bayesiano.

O DFE bayesiano (CHEN, 1995; CHEN, 1994; MULGREW, 1996) tem uma estrutura similar a do DFE convencional. A principal diferença é que o DFE bayesiano executa um cálculo de uma função densidade de probabilidade condicional, como será mostrado adiante, e nele baseia suas decisões, enquanto o DFE convencional procura estimar cada símbolo (com retardo) por meio de uma combinação linear das amostras da saída do canal $\mathbf{r}(k)$ e dos símbolos decididos do filtro de realimentação $\hat{\mathbf{s}}_n(k)$.

Uma avaliação comparativa de desempenho entre o DFE bayesiano e o DFE Convencional é realizada na seção 5.2, a fim de justificar a escolha do tipo de estrutura DFE utilizada no equalizador cego proposto neste trabalho.

3.4.1 A SOLUÇÃO DE EQUALIZAÇÃO BAYESIANA

Seja n_a a ordem do modelo de canal espaçado de símbolo, m a ordem do filtro direto e considere-se a modulação PSK-M. Os símbolos transmitidos que influenciam na decisão do equalizador no tempo k são

$$\mathbf{s}(k) = [s(k) \dots s(k-m-n_a+2)]^T. \quad (3.14)$$

O vetor de símbolos $\mathbf{s}(k)$ tem $N_s = M^{n_a+m-1}$ combinações. Assim, na ausência de ruído, o vetor de saída do canal sem ruído

$$\mathbf{r}(k) = [r(k) \dots r(k-m+1)]^T \quad (3.15)$$

tem N_s estados.

O conjunto destes N_s estados de saída do canal será definido como $R_{m,d}$. Este conjunto pode ser particionado em M subconjuntos de acordo com o valor de $s(k-d)$.

$$R_{m,d} = \bigcup_{1 \leq i \leq M} R_{m,d}^{(i)}, \quad (3.16)$$

em que

$$R_{m,d}^{(i)} = \{\mathbf{r}(k) | s(k-d) = s_i\}, \quad 1 \leq i \leq M. \quad (3.17)$$

A função de densidade de probabilidade de $\mathbf{r}(k)$ dado $s(k-d) = s_i$ é

$$\eta_i(k) = \sum_{j=1}^{n_s^{(i)}} p_j^{(i)} p_e(r(k) - r_j^{(i)}), \quad 1 \leq i \leq M, \quad (3.18)$$

em que $r_j^{(i)} \in R_{m,d}^{(i)}$, $p_j^{(i)}$ é a probabilidade a priori de $r_j^{(i)}$ e p_e é a função de densidade de probabilidade do vetor de ruído $e(k) = [e(k) \dots e(k-m+1)]^T$. Admitindo que todos os estados do canal são equiprováveis, e que a distribuição de ruído é gaussiana, a EQ. 3.18 pode ser expressa como

$$\eta_i(k) = \sum_{j=1}^{n_s^{(i)}} \alpha \exp\left(-\frac{\|r(k) - r_j^{(i)}\|^2}{2\sigma_e^2}\right), \quad 1 \leq i \leq M, \quad (3.19)$$

em que α é igual a $p_j^{(i)}(2\pi\sigma_e^2)^{-m/2}$ multiplicado por uma constante positiva arbitrária.

O equalizador que minimiza a probabilidade de erro média na decisão do símbolo deve operar de acordo com a seguinte regra de decisão (ABEND, 1970).

$$\hat{s}(k-d) = s_i \quad \text{se} \quad \eta_i(k) = \max\{\eta_i(k), 1 \leq i \leq M\}. \quad (3.20)$$

O procedimento da decisão bayesiana particiona o espaço de observação m-dimensional em M regiões de decisão. Quando $r(k)$ aparece na i -ésima região, a decisão $\hat{s}(k-d) = s_i$ é feita.

A fim de diminuir a complexidade na decisão dos símbolos, por meio da redução do número de estados do canal, utiliza-se o filtro de realimentação do DFE. O símbolo do filtro de realimentação mais antigo é $\hat{s}(k-d-n)$ e o símbolo mais antigo na EQ. 3.14 é $s(k-m-n_a+2)$. Portanto, é suficiente considerar a ordem do filtro de realimentação:

$$n = n_a + m - d - 2. \quad (3.21)$$

O vetor de realimentação

$$\hat{s}_f(k-d) = [\hat{s}(k-d-1) \dots \hat{s}(k-d-n)]^T \quad (3.22)$$

tem $N_f = M^n$ combinações. Denotando estes estados do vetor realimentação por $s_{f,j}$, $1 \leq j \leq N_f$, cada um dos subconjuntos do conjunto de estados de canal definidos na EQ. 3.17 pode ser particionado em N_f subconjuntos de acordo com o estado da realimentação, de modo que se tem

$$R_{m,d}^{(i)} = \bigcup_{1 \leq j \leq N_f} R_{m,d,j}^{(i)} \quad (3.23)$$

com

$$R_{m,d,j}^{(i)} = \{\hat{r}(k) | s(k-d) = s_i \cap \hat{s}_f(k-d) = s_{f,j}\}, \quad 1 \leq j \leq N_f. \quad (3.24)$$

O número de estados em cada conjunto $R_{m,d,j}^{(i)}$ é $N_{s,j}^{(i)} = N_s^{(i)}/N_f$. Sob a suposição de o vetor de realimentação $\hat{s}_f(k-d)$ ter símbolos corretos, as M variáveis de decisão bayesiana, dado $\hat{s}_f(k-d) = s_{f,j}$, podem ser expressos por

$$\eta_i(k|\hat{s}_f(k-d) = s_{f,j}) = \sum_{l=1}^{n_{s,j}^{(i)}} \alpha \exp\left(-\frac{\|r(k) - r_l^{(i)}\|^2}{2\sigma_e^2}\right), \quad 1 \leq i \leq M \quad (3.25)$$

em que $r_l^{(i)} \in R_{m,d,j}^{(i)}$. A decisão é obtida substituindo $\eta_i(k|\hat{s}_f(k-d) = s_{f,j})$ por $\eta_i(k)$ na EQ. 3.20.

Note-se que os estados de saída do canal devem ser calculados para se efetuar a decisão bayesiana. Um método adequado, quando se trata de canais com variação rápida no tempo, consiste em estimar a resposta ao impulso do canal e usar as estimativas obtidas para obter os estados do subconjunto $R_{m,d,j}^{(i)}$ $1 \leq i \leq M$. Este método é referido neste trabalho como mapeamento bayesiano.

4 ESTIMAÇÃO CEGA DE CANAL

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são discutidas as condições de identificabilidade do canal e a estimação cega de canal baseada em superamostragem no método dos mínimos quadrados.

Na seção 4.2 é apresentado o modelo multicanal utilizado no método de estimação cega de canal baseado nos mínimos quadrados.

Na seção 4.3 são discutidas condições em que o sinal recebido superamostrado contém informação necessária e suficiente para a identificação cega do canal. As duas questões discutidas são: i) a condição sobre a identificabilidade de canal e ii) a condição sobre o sinal de entrada.

Na seção 4.4 é apresentado o estimador cego de canal baseado no método dos mínimos quadrados não recursivo para canal localmente invariante no tempo (XU, 1995).

Na seção 4.5 apresenta-se a estimação cega de canal baseada no método dos mínimos quadrados recursivo (SILVA, 1998).

Na seção 4.6 descreve-se o estimador cego proposto neste trabalho para adaptar o DFE. Ele é baseado no estimador cego de mínimos quadrados recursivo explorando o conhecimento dos filtros de transmissão e recepção.

Na seção 4.7 descreve-se um estimador da norma da resposta ao impulso do canal, para ser utilizada posteriormente à estimação cega, quando da adaptação do DFE.

4.2 MODELO MULTICANAL

Sinais de comunicações digitais superamostrados podem ser modelados como um sistema composto por múltiplos subcanais ou canais virtuais com entrada única comum e múltiplas saídas (EUMS) (HAYKIN, 1996; XU, 1995). A FIG. 4.1 ilustra a transmissão da seqüência

de símbolos $\{s(k)\}$ pelo canal com resposta ao impulso discreta $h(k)$, para uma frequência de amostragem de P/T (P amostras por intervalo de símbolo).

O modelo consiste de P canais virtuais alimentados por uma entrada comum. Cada canal virtual possui resposta $h_i(k)$, $i=1, \dots, P$, cujas amostras estão defasadas entre si de um intervalo de símbolo, T . A resposta ao impulso $h(k)$ é composta pelos canais virtuais $h_i(k)$.

Admitindo que o canal tem resposta ao impulso $h(k)$ com duração finita (FIR, do inglês “Finite Impulse Response”), o sinal observado na saída de cada canal virtual é dado por

$$x_i(k) = \sum_{j=0}^L h_i(j)s_{k-j} + n_i(k) \quad (4.1)$$

em que $(L+1)T$ é a duração da resposta do canal.

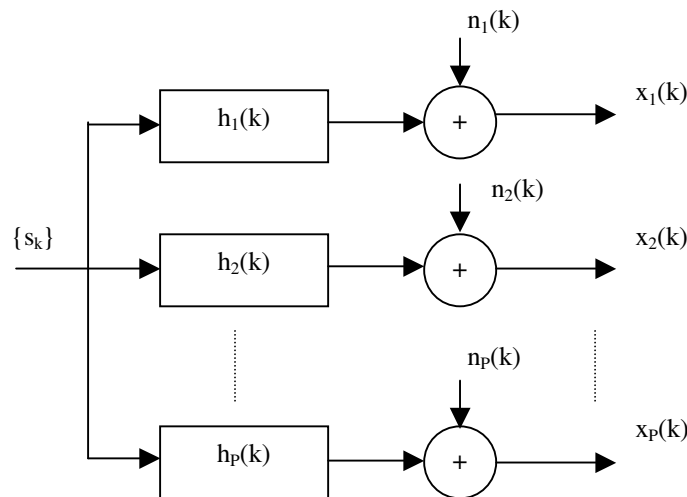


FIG. 4.1: Representação de um canal superamostrado por um sistema de múltiplos canais virtuais com entrada única e múltiplas saídas.

4.3 CONDIÇÕES DE IDENTIFICABILIDADE DE CANAIS

Um canal linear e invariante no tempo, com resposta ao impulso $h(k)$ finita é dito identificável se $h(k)$ pode ser determinada a menos de uma ambigüidade de fase constante (TONG, 1995).

As condições exigidas para a identificabilidade do canal estão relacionadas aos termos “zeros” e “modos” que são descritos abaixo.

Zeros: O i -ésimo canal do sistema é dito ter um “zero” z_0 se a i -ésima função de transferência do canal $H_i(z)$ é zero em $z = z_0$, isto é,

$$H_i(z_0) = \sum_{k=0}^L h_i(k) z_0^{-k} = 0 \quad (4.2)$$

É claro que um canal de ordem L deve ter L zeros.

Modos: Um modo é uma sequência da forma $m(k) = k^q z^k$ em que q é um inteiro e z um número complexo. O inteiro q é a ordem do modo e o número complexo z é a raiz do modo. Uma sequência de entrada finita $\{s(k), k = -L, \dots, N-1\}$ de comprimento $N+L$ é dita ter p modos se $s(k)$ pode ser escrita como uma combinação linear de p modos de comprimento $N+L$, isto é, para $k=-L, \dots, N-1$,

$$s(k) = \sum_{i=1}^p c_i m_i(k), \quad (4.3)$$

em que para cada modo (não-nulo), todos os coeficientes dos correspondentes modos de menor ordem podem ou não serem iguais a zero. Por exemplo, a sequência $c_1 k^2 z_1^k + c_2 k z_1^k + c_3 z_1^k + c_4 z_2^k$ é dita ter 4 modos se c_1 e c_4 não são iguais a zero.

O Teorema 4.1 apresenta uma condição necessária e suficiente de identificabilidade de canais usando amostras fracionalmente espaçadas e estatística de segunda ordem do sinal recebido.

Teorema 4.1: Um canal FIR com função de transferência $H(z)$ é identificável a partir de estatística de segunda ordem e de amostragem fracionada se e somente se $\{H_i(z)\}, i=1, \dots, P$, as respostas de frequência dos canais virtuais, não compartilham zeros em comum (TUGNAIT, 1995).

Uma condição de identificabilidade de canais, equivalente (TUGNAIT, 1995) ao Teorema 4.1, está relacionada à noção de zeros uniformemente espaçados da função de transferência do canal. Uma função de transferência $H(z)$ é dita possuir zeros uniformemente espaçados de θ rad (TONG, 1995), se existe um subconjunto de zeros de $H(z)$ da forma $\{r e^{j\phi+\theta}, r e^{j\phi+2\theta}, \dots, r e^{j\phi+k\theta} = r e^{j\phi}\}$.

Teorema 4.2: Um canal FIR com função de transferência $H(z)$ é identificável a partir de estatística de segunda ordem e de amostragem fracionada se e somente se $H(z)$ não tem zeros uniformemente espaçados de $2\pi/P$ rad (TUGNAIT, 1995), em que P é o fator de superamostragem.

Baseando-se no Teorema 4.2, Tugnait (TUGNAIT, 1995) mostrou que há duas classes de canais multipercursos que não podem ser identificados usando-se amostras fracionalmente espaçadas e estatística de segunda ordem do sinal recebido. A primeira classe é de canais cujos retardos são todos múltiplos inteiros do intervalo de símbolo e a segunda é de canais que, para fator de superamostragem par, possuem todos os retardos múltiplos inteiros de $T/2$.

Ding (DING, 1996), baseando-se no Teorema 4.2, sugere a seguinte classificação de canais passa-baixas com faixa limitada em $|w| < \pi(1+\alpha)/T$, em que $0 < \alpha < 1$, não identificáveis a partir da superamostragem.

- Classe I: canais com todos os retardos múltiplos de T (ou múltiplos de $T/2$);
- Classe II: canais com nulos de frequência em $[-\pi(1-\alpha)/T, \pi(1-\alpha)/T]$;
- Classe III: canais com nulos de frequência em $\pm\pi/T$; e
- Classe IV: canais com nulos de frequência em $w_0 > 0$ e o outro em $w_0 - 2\pi/T$.

Tong et al. (ENDRES, 1996) mostram, por um exemplo numérico, que há canais FIR, especificamente aqueles que são aproximações de canais de resposta infinita, cujos zeros satisfazem os Teoremas 4.1 e 4.2 e, no entanto, são difíceis de serem identificados por meio de técnicas baseada em superamostragem.

Certas classes de canais multipercursos, não identificáveis por amostragem fracionalmente espaçada, podem ser identificados quando são utilizadas múltiplas antenas com amostragem de taxa de símbolos (REDDY, 1997).

Os Teoremas 4.1 e 4.2 não fazem referência a condições sobre o sinal transmitido. Admitindo-se que os símbolos transmitidos são sinais determinísticos desconhecidos, as condições de identificabilidade podem ser estabelecidas por meio do número de modos ou complexidade linear, que é uma medida da diversidade em uma seqüência finita (XU, 1995).

Teorema 4.3: O problema de identificação cega tem solução única se o número de modos de $\{s_k\}$ é maior ou igual a $2L+1$, em que L é a ordem de modelo de canal FIR (XU, 1995).

Em geral, sinais de comunicações digitais atendem à condição imposta pelo Teorema 4.3, para um comprimento relativamente curto da seqüência de símbolos $\{s_k\}$ (XU, 1995).

4.4 MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS (MQ) (XU, 1995)

Este é um método de identificação cega de canal baseado em superamostragem que aborda o problema de identificação cega no domínio do tempo.

Trata-se de um método determinístico que considera a seqüência de símbolos transmitida e o canal como determinísticos e desconhecidos.

São admitidas as hipóteses abaixo:

- a) O modelo de canal tem resposta impulsiva finita de ordem L ;
- b) O canal é localmente invariante no tempo.

4.4.1 FORMULAÇÃO DO MÉTODO

Admite-se que o canal é modelado como um sistema EUMS, conforme descrito na seção 4.2. A formulação do método é extremamente simples e se baseia na convolução das amostras do sinal recebido com a resposta impulsiva dos canais virtuais.

Ignorando o ruído, a convolução das amostras na saída do i -ésimo canal virtual com a resposta impulsiva do j -ésimo canal virtual, $j \neq i$, é dada por

$$h_j(k) * x_i(k) = h_j(k) * [h_i(k) * s(k)], \text{ pois } x_i(k) = h_i(k) * s(k). \quad (4.4)$$

Aplicando as propriedades da convolução, verifica-se que

$$h_j(k) * x_i(k) = h_i(k) * x_j(k). \quad (4.5)$$

Usando o fato de que

$$h_j(k) * x_i(k) = \sum_{l=0}^L h_j(l) x_i(k-l) = h_j(0) x_i(k) + \dots + h_j(L) x_i(k-L), \quad (4.6)$$

o resultado da EQ. 4.5 pode ser escrito matricialmente na forma

$$[\mathbf{X}_i \quad -\mathbf{X}_j] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_j \\ \mathbf{h}_i \end{bmatrix} = 0, \quad (4.7)$$

$$\text{em que } \mathbf{X}_m(\mathbf{L}) = \begin{bmatrix} x_m(\mathbf{L}) & x_m(\mathbf{L}+1) & \dots & x_m(2\mathbf{L}) \\ x_m(\mathbf{L}+1) & x_m(\mathbf{L}+2) & \dots & x_m(2\mathbf{L}+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_m(\mathbf{N}_t - \mathbf{L}) & x_m(\mathbf{N}_t - \mathbf{L} + 1) & \dots & x_m(\mathbf{N}_t) \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

N_t é o número de símbolos transmitidos e $\mathbf{h}_m = [h_m(\mathbf{L}), \dots, h_m(0)]^T$.

Para cada par (i,j) de saídas, pode-se escrever um sistema de equações lineares similar a EQ. 4.7. Combinando-se todas as saídas, há $P(P-1)/2$ sistemas lineares, cuja solução conjunta leva à identificação de $\mathbf{h}_i, i=1, \dots, P$. O sistema completo é dado por

$$\mathbf{X} \mathbf{h} = 0, \quad (4.9)$$

$$\text{em que } \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_P & 0 & \dots & 0 & -\mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_{P-1} & 0 & \dots & -\mathbf{X}_1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{X}_2 & -\mathbf{X}_1 & \dots & 0 & 0 \\ \hline 0 & \mathbf{X}_P & 0 & \dots & -\mathbf{X}_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \mathbf{X}_3 & -\mathbf{X}_2 & \dots & 0 \\ \hline \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hline 0 & \dots & 0 & \mathbf{X}_P & -\mathbf{X}_{P-1} \end{bmatrix} \text{ e } \mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T, \dots, \mathbf{h}_P^T]^T.$$

Quando o ruído aditivo está presente, a estimativa $\hat{\mathbf{h}}$ da resposta ao impulso do canal pode ser estimada por meio da minimização de $\|\mathbf{X}\mathbf{h}\|^2$, sujeito à restrição $\|\hat{\mathbf{h}}\|=1$, ou seja

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\|\hat{\mathbf{h}}\|=1} \|\mathbf{X}\mathbf{h}\|^2 = \arg \min_{\|\hat{\mathbf{h}}\|=1} \mathbf{h}^H (\mathbf{X}^H \mathbf{X}) \mathbf{h}. \quad (4.10)$$

A solução deste problema é encontrar o autovetor associado ao menor autovalor da matriz quadrada $\mathbf{X}^H \mathbf{X}$ (XU, 1995).

4.5 VERSÃO RECURSIVA DO MÉTODO MQ (MQR) (SILVA, 1998)

No método MQ, a identificação cega da resposta impulsiva do canal depende do cálculo do auto-espço (auto-valores e auto-vetores) de matrizes quadradas não negativas definidas (ou positivas definidas, se $\sigma_n^2 \neq 0$) associadas às amostras observadas.

Uma das formas possíveis de estimar recursivamente o autoespço associado a matrizes positivas definidas é usar o algoritmo proposto por G. Mathew e Dasgupta (MATHEW, 1995), que é a base para formular a versão recursiva para o método de identificação cega pelo método MQ.

Para mostrar como se pode obter essa versão recursiva é admitido, sem perda de generalidade, que o fator de superamostragem P é fixado em 4.

No sistema definido pela EQ. 4.9, \mathbf{X} fica dada por

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_4 & 0 & 0 & -\mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_3 & 0 & -\mathbf{X}_1 & 0 \\ \mathbf{X}_2 & -\mathbf{X}_1 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{X}_4 & 0 & -\mathbf{X}_2 \\ 0 & \mathbf{X}_3 & -\mathbf{X}_2 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{X}_4 & -\mathbf{X}_3 \end{bmatrix}. \quad (4.11)$$

A solução do problema de otimização definido na EQ. 4.10 é obtida calculando-se o autovetor associado ao menor autovalor da matriz quadrada $\mathbf{X}^H \mathbf{X}$ (XU, 1995), dada por

$$\mathbf{X}^H \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \sum \mathbf{X}^H \mathbf{X}_{2,3,4} & -\mathbf{X}_2^H \mathbf{X}_1 & -\mathbf{X}_3^H \mathbf{X}_1 & -\mathbf{X}_4^H \mathbf{X}_1 \\ -\mathbf{X}_1^H \mathbf{X}_2 & \sum \mathbf{X}^H \mathbf{X}_{1,3,4} & -\mathbf{X}_3^H \mathbf{X}_2 & -\mathbf{X}_4^H \mathbf{X}_2 \\ -\mathbf{X}_1^H \mathbf{X}_3 & -\mathbf{X}_2^H \mathbf{X}_3 & \sum \mathbf{X}^H \mathbf{X}_{1,2,4} & -\mathbf{X}_4^H \mathbf{X}_3 \\ -\mathbf{X}_1^H \mathbf{X}_4 & -\mathbf{X}_2^H \mathbf{X}_4 & -\mathbf{X}_3^H \mathbf{X}_4 & \sum \mathbf{X}^H \mathbf{X}_{1,2,3} \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

em que $\sum \mathbf{X}^H \mathbf{X}_{i,j,k} = \mathbf{X}_i^H \mathbf{X}_i + \mathbf{X}_j^H \mathbf{X}_j + \mathbf{X}_k^H \mathbf{X}_k$.

Deseja-se obter inicialmente $\mathbf{X}^H \mathbf{X}$ recursivamente, para que seja possível aplicar o método adaptativo de cálculo de autoespço. Assim, dada $\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N)$, representando a matriz $\mathbf{X}^H \mathbf{X}$ produzida até N -ésimo intervalo de símbolo do sinal recebido, deseja-se obter

$\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1)$. Admitindo que foi recebido o intervalo de símbolo $N+1$, as matrizes $\mathbf{X}(N+1)$, $i=1, \dots, P$, são dadas por

$$\mathbf{X}_i(N+1) = \begin{bmatrix} x_i(L) & x_i(L+1) & \dots & x_i(2L) \\ x_i(L+1) & x_i(L+2) & \dots & x_i(2L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_i(N-L) & x_i(N-L+1) & \dots & x_i(N) \\ \hline x_i(N-L+1) & x_i(N-L+2) & \dots & x_i(N+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_i(N) \\ \Delta x_i \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Portanto,

$$\mathbf{X}_i^H \mathbf{X}_j(N+1) = \mathbf{X}_i^H \mathbf{X}_j(N) + \Delta \mathbf{X}_i^H \Delta \mathbf{X}_j. \quad (4.14)$$

A matriz $\Delta \mathbf{X}^H \mathbf{X}$ é dada por:

$$\Delta \mathbf{X}^H \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \Delta \sum \mathbf{X}^H \mathbf{X}_{2,3,4} & -\Delta(\mathbf{X}_2^H \mathbf{X}_1) & -(\Delta \mathbf{X}_3^H \mathbf{X}_1) & -\Delta(\mathbf{X}_4^H \mathbf{X}_1) \\ -\Delta(\mathbf{X}_1^H \mathbf{X}_2) & \Delta \sum \mathbf{X}^H \mathbf{X}_{1,3,4} & -(\Delta \mathbf{X}_3^H \mathbf{X}_2) & -\Delta(\mathbf{X}_4^H \mathbf{X}_2) \\ -\Delta(\mathbf{X}_1^H \mathbf{X}_3) & -\Delta(\mathbf{X}_2^H \mathbf{X}_3) & \Delta \sum \mathbf{X}^H \mathbf{X}_{1,2,4} & -\Delta(\mathbf{X}_4^H \mathbf{X}_3) \\ -\Delta(\mathbf{X}_1^H \mathbf{X}_4) & -\Delta(\mathbf{X}_2^H \mathbf{X}_4) & -\Delta(\mathbf{X}_3^H \mathbf{X}_4) & \Delta \sum \mathbf{X}^H \mathbf{X}_{1,2,3} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

em que $\Delta \sum \mathbf{X}^H \mathbf{X}_{i,j,k} = \Delta \mathbf{X}_i^H \Delta \mathbf{X}_i + \Delta \mathbf{X}_j^H \Delta \mathbf{X}_j + \Delta \mathbf{X}_k^H \Delta \mathbf{X}_k$.

Usando as equações 4.10 a 4.13, pode ser facilmente verificado que

$$\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1) = \mathbf{X}^H \mathbf{X}(N) + \Delta \mathbf{X}^H \mathbf{X}, \quad (4.16)$$

Uma vez calculada a matriz $\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1)$ a partir de $\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N)$ e $\Delta \mathbf{X}_i$, $i=1, \dots, P$, aplica-se o método adaptativo para o cálculo do autovetor associado ao menor autovalor proposto por G. Mathew e Dasgupta (MATHEW, 1995). O vetor dos coeficientes da resposta ao impulso do canal estimado é dado por

$$\hat{\mathbf{h}}(N+1) = \frac{1 + \hat{\mathbf{h}}^H(N) \hat{\mathbf{h}}(N)}{\frac{1}{2\mu} + 2\hat{\mathbf{h}}^H(N) [\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1)]^{-1} \hat{\mathbf{h}}(N)} [\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1)]^{-1} \hat{\mathbf{h}}(N), \quad (4.17)$$

em que μ é uma constante convenientemente iniciada (MATHEW, 1995).

É evidente da observação da EQ. 4.13, que o método requer uma memória de comprimento $(L+1)P$ amostras. Aplicando o lema de inversão de matrizes (HAYKIN, 1996) à EQ. 4.16, obtém-se

$$[\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1)]^{-1} = \mathbf{P}(N) - \mathbf{P}(N) \Delta \mathbf{X}^H [1 + \Delta \mathbf{X} \mathbf{P}(N) \Delta \mathbf{X}^H]^{-1} \Delta \mathbf{X} \mathbf{P}(N), \quad (4.18)$$

em que $\mathbf{P}(N) = [\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N)]^{-1}$. Esta matriz é convenientemente iniciada em $N=1$.

A formulação descrita até este momento é para canal localmente invariante no tempo. Uma maneira possível de tentar aplicar este método a canais variantes é priorizar as amostras mais recentes na estimação recursiva das matrizes associadas às amostras recebidas.

Isto pode ser obtido substituindo a EQ. 4.15 por

$$\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1) = \lambda \mathbf{X}^H \mathbf{X}(N) + (1-\lambda) \Delta \mathbf{X}^H \mathbf{X}, \quad (4.19)$$

em que λ ($\lambda < 1$) é o fator de esquecimento que pondera as matrizes relativas às amostras passadas.

4.6 MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS RECURSIVO EXPLORANDO O CONHECIMENTO DOS FILTROS DE TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO

Admite-se que a resposta ao impulso do canal composto pode ser modelada (ZHANG, 1997) por meio de pulsos com espectro em cosseno levantado com retardos τ_i e ganhos α_i complexos, como mostrado a seguir

$$h(t) = \sum_i \alpha_i p(t - \tau_i), \quad (4.20)$$

em que p é o pulso com espectro em cosseno levantado, formado pela convolução das respostas ao impulso dos filtros de transmissão e recepção.

O ganho α_i varia consideravelmente com o tempo, no entanto a variação de τ_i com o tempo geralmente não é significativa. Portanto, o canal no tempo t pode ser considerado como um vetor no espaço gerado por $\{p(t-\tau_i)\}$. Seja \mathbf{B} a matriz formada pelos vetores de base deste espaço (\mathbf{B} é conhecida) e \mathbf{g} um vetor formado pelos ganhos complexos α_i , então

$$\mathbf{h} = \mathbf{B} \mathbf{g} \quad (4.21)$$

No modelo CCIR para canal HF são considerados 2 percursos, então \mathbf{B} é uma matriz de $(L+1)P$ linhas e 2 colunas, e \mathbf{g} um vetor coluna com 2 linhas.

Da EQ. 4.21 e EQ. 4.10, tem-se

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\|\hat{\mathbf{h}}\|=1, \mathbf{h}=\mathbf{B}\mathbf{g}} \mathbf{h}^H (\mathbf{X}^H \mathbf{X}) \mathbf{h}. \quad (4.22)$$

O problema de otimização acima pode ser reescrito da seguinte forma

$$\hat{\mathbf{g}} = \arg \min_{\|\hat{\mathbf{g}}\|=1} (\mathbf{B}\mathbf{g})^H (\mathbf{X}^H \mathbf{X}) (\mathbf{B}\mathbf{g}) = \arg \min_{\|\hat{\mathbf{g}}\|=1} \mathbf{g}^H [\mathbf{B}^H (\mathbf{X}^H \mathbf{X}) \mathbf{B}] \mathbf{g}, \quad (4.23)$$

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{B}\hat{\mathbf{g}}. \quad (4.24)$$

A solução deste problema consiste em se encontrar o autovetor associado ao menor autovalor da matriz quadrada $\mathbf{B}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{B}$. Note-se que esta matriz quadrada é de ordem 2 no modelo de canal HF especificado pelo CCIR.

Agora é aplicada a técnica recursiva de MQ descrita na seção anterior. As duas equações de recursividade utilizadas são representadas a seguir.

A matriz $\mathbf{X}^H \mathbf{X}$ é calculada recursivamente pela aplicação da EQ. 4.19, que é repetida aqui:

$$\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1) = \lambda \mathbf{X}^H \mathbf{X}(N) + \Delta \mathbf{X}^H \mathbf{X}. \quad (4.25)$$

O cálculo de $\hat{\mathbf{g}}$ é feito adaptando-se a EQ. 4.17 para

$$\hat{\mathbf{g}}(N+1) = \frac{1 + \hat{\mathbf{g}}^H(N) \hat{\mathbf{g}}(N)}{\frac{1}{2\mu} + 2\hat{\mathbf{g}}^H(N) [\mathbf{B}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1) \mathbf{B}]^{-1} \hat{\mathbf{g}}(N)} [\mathbf{B}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1) \mathbf{B}]^{-1} \hat{\mathbf{g}}(N) \quad (4.26)$$

Os procedimentos para obter o vetor dos coeficientes da resposta ao impulso estimada do canal $\hat{\mathbf{h}}$, são os seguintes. Calcula-se a matriz $\mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1)$ pela EQ. 4.25, após isto a obtenção da matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1) \mathbf{B}$ é direta. Agora basta substituir a matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}(N+1) \mathbf{B}$ na EQ. 4.26 para se obter $\hat{\mathbf{g}}(N+1)$ e por fim usar a EQ. 4.24 para obter $\hat{\mathbf{h}}$. A cada período de símbolo este processo é repetido.

A estimação cega de canal baseada no método dos mínimos quadrados recursivo explorando o conhecimento dos filtros de transmissão e recepção será chamado daqui em diante de ECMQR (Estimação Cega por Mínimos Quadrados Recursivo). Este estimador cego

de canal será usado na adaptação do equalizador DFE proposto neste trabalho e cujo desempenho foi avaliado por meio de simulações descritas no Capítulo 5.

4.7 REDUÇÃO DE COMPLEXIDADE DA ECMQR

A estimação cega de canal baseada nos mínimos quadrados é um dos métodos de menor complexidade dentre os que usam superamostragem (SILVA, 1998). A técnica ECMQR usada aqui, que é baseada no MQ, tem portanto uma complexidade relativamente baixa. No entanto, a busca de redução de complexidade alterando-se pouco o desempenho é sempre desejável.

A diminuição da complexidade pode ser obtida pela redução da duração do pulso com espectro em cosseno levantado, truncamento de pulso ao montar a matriz **B** descrita na seção 4.5, ou seja, pela redução do comprimento dos vetores da base do espaço (colunas da matriz **B**).

Na FIG. 4.2 mostra-se o pulso com espectro em cosseno levantado, com taxa de amostras de duas amostras por símbolo. A redução é feita com o corte nas amostras das duas extremidades. Nesta figura o pulso com espectro em cosseno levantado tem N amostras e o novo pulso truncado tem N_t ou $N-2n_t$ amostras.

Com isso haverá redução no número de coeficientes do vetor estimativa de canal $\hat{\mathbf{h}}$, na matriz de amostras do sinal **X** e na matriz dos vetores da base dos canais **B**. Por exemplo, supondo fator de superamostragem P igual a 2, o número de coeficientes de $\hat{\mathbf{h}}$ antes do truncamento é $2(L+1)$ e após é $2(L+1-n_t)$, a matriz quadrada **X** antes do truncamento tem ordem $2(L+1)$ e após $2(L+1-n_t)$, e a matriz **B** antes do truncamento tem ordem de $2(L+1) \times 2$ e após $2(L+1-n_t) \times 2$.

Os resultados de desempenho com este truncamento do pulso de Nyquist serão apresentados no Capítulo 5.

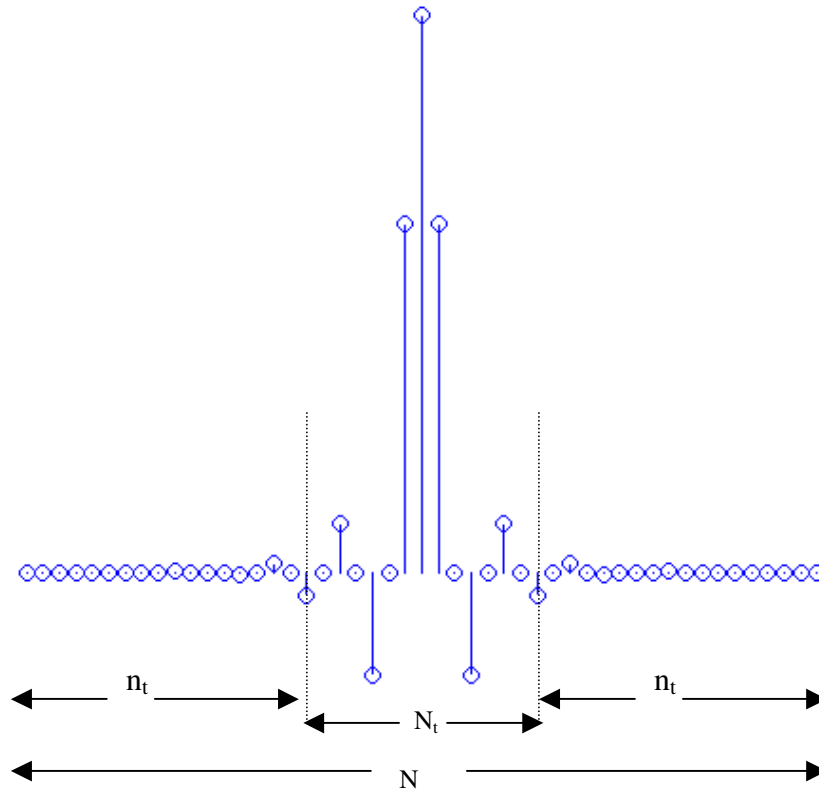


FIG. 4.2: Pulso com espectro em cosseno levantado.

4.8 ESTIMAÇÃO DA NORMA DA RESPOSTA AO IMPULSO DO CANAL

Devido à restrição $\|\hat{\mathbf{h}}\| = 1$ utilizado no método dos mínimos quadrados, a técnica ECMQR retorna uma estimativa cega do canal com norma unitária. Portanto, torna-se necessário um estimador da norma da RIC (Resposta ao Impulso do Canal), para que ela seja utilizada na equalização.

Foi utilizado um estimador simples da norma da RIC baseado nas amostras do sinal na saída do canal, que será descrito com base no modelo simplificado do sistema de transmissão mostrado na FIG. 4.3.

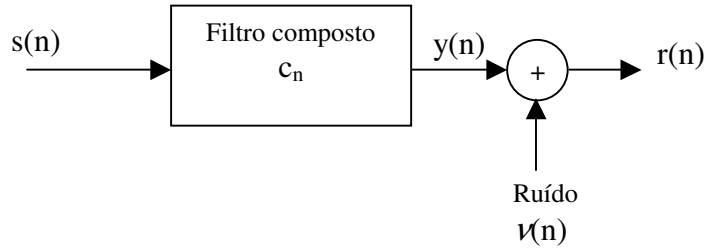


FIG. 4.3: Representação simplificada do sistema de transmissão.

O bloco filtro composto desta figura corresponde aos filtros de transmissão, meio de transmissão e recepção, e tem resposta ao impulso caracterizada pela seqüência c_n . A seqüência $s(n)$ é obtida de um processo estocástico branco estacionário em sentido amplo de média zero e matriz correlação R . A matriz R é uma matriz identidade uma vez que se admite que a variância de $s(n)$ é unitária. O ruído $v(n)$ é branco com média zero e densidade espectral de potência determinado pela variância σ_v^2 . Admite-se que a saída do filtro composto $y(n)$ e o ruído $v(n)$ são descorrelacionados.

Seja P_0 a potência média do sinal na saída do filtro. Ela será igual a (HAYKIN, 1996)

$$P_0 = \mathbf{c}^H \mathbf{R} \mathbf{c}, \quad (4.27)$$

em que os elementos do vetor \mathbf{c} são os coeficientes do filtro, e R é a matriz correlação de $s(n)$.

A EQ. 4.27 pode ser simplificada para

$$P_0 = \sigma_s^2 \mathbf{c}^H \mathbf{c}. \quad (4.28)$$

A potência média de $r(n)$ será

$$P = P_0 + \sigma_v^2 = \sigma_s^2 \mathbf{c}^H \mathbf{c} + \sigma_v^2. \quad (4.29)$$

Isolando a norma da RIC $\mathbf{c}^H \mathbf{c}$

$$\mathbf{c}^H \mathbf{c} = (P - \sigma_v^2) / \sigma_s^2. \quad (4.30)$$

Para se estimar $\mathbf{c}^H \mathbf{c}$ tem-se que calcular P . A potência média P é variante no tempo. Então, deve-se a cada período de símbolo calcular a potência média das amostras da saída do canal consideradas em uma janela no tempo. O tamanho desta janela está relacionado com o grau de correlação entre as amostras dos coeficientes do canal a ser acompanhado, sendo parametrizado pelo espalhamento Doppler.

5 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

5.1 INTRODUÇÃO

Dois esquemas DFE com adaptação baseada em estimação do canal foram apresentados no Capítulo 3. Na seção 5.2 será comparado o desempenho destes dois esquemas quando empregados para equalização com treinamento em canais HF.

Na seção 5.3 será avaliado o desempenho do estimador cego de canal ECMQR e do equalizador cego proposto nesta dissertação, o qual consiste na utilização das estimativas de canal da ECMQR para adaptar o DFE, por meio do mapeamento convencional.

5.2 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE O DFE CONVENCIONAL E O DFE BAYESIANO

Nesta seção será avaliado o desempenho dos dois esquemas de equalização apresentados no Capítulo 3, o DFE bayesiano e o DFE convencional, este último espaçado de símbolo e espaçado fracionalmente.

Os parâmetros usados nas simulações desta seção são diferentes dos utilizados nas próximas seções. Foram feitas algumas simplificações devido à complexidade do mapeamento bayesiano, que é somente usado nesta seção.

As simulações para obter os resultados de desempenho foram realizadas utilizando o modelo de canal CCIR, descrito na seção 2.3.1.

Nas simulações realizadas nesta seção foi utilizada a modulação BPSK, e não a especificada no MIL-STD-188-110A (MIL-STD-188-110A, 1975) que é a modulação PSK-8.

A taxa de símbolos é de 2400 baud. Uma taxa de amostragem de 8 amostras por símbolo é utilizada na simulação do filtro transmissor, meio físico e filtro receptor.

O fator de excesso de faixa dos filtros de transmissão e recepção é de 0.25, e cada um deles foi implementado com retardo de 2 intervalos de símbolo e truncamento de sua resposta fora de uma janela com largura de 4 intervalos de símbolo.

A ordem do filtro direto do DFE espaçado de símbolo e a do DFE bayesiano foi feita igual ao tamanho da RIC em número de símbolos, que é 14. A ordem do filtro direto do DFE espaçado fracionalmente é o dobro deste valor, ou seja, 28. O retardo de decisão d e a ordem do filtro de realimentação n são iguais a 13 para o DFE bayesiano e Convencional, satisfazendo a EQ. 3.21.

As estimativas de probabilidade de erro de símbolo (P_e) foram obtidas pela média aritmética calculada sobre 1000 realizações independentes de canal, seqüência de símbolos e ruído, cada uma envolvendo a transmissão de 48 símbolos, sendo 16 de treinamento e 32 de informação. A P_e calculada só leva em conta os símbolos de informação. A relação sinal ruído (RSR) utilizada nas avaliações da P_e é dada pela razão (E_b/N_0) entre a energia média do sinal por bit (E_b) e o parâmetro da densidade espectral de potência de ruído (N_0) medidas na entrada do receptor.

O estimador de canal utilizado foi o RLS padrão, com fator de esquecimento de 0,8 para todas as RSR. Este parâmetro foi arbitrado, e assim não foi otimizado. Os erros na estimativa de canal que surjam devido a não otimização do fator de esquecimento do RLS servem para testar a robustez dos equalizadores.

Na FIG. 5.1 são apresentadas os desempenhos dos equalizadores no canal CCIR Pobre. Observa-se que o DFE convencional espaçado fracionalmente obteve melhor desempenho do que o espaçado de símbolo, como já era de se esperar. O DFE espaçado fracionalmente superou levemente o DFE bayesiano. Outra vantagem do DFE convencional é que sua complexidade muda pouco quando o tamanho do alfabeto de símbolos aumenta, como por exemplo, a modulação PSK-8. Já o DFE bayesiano terá sua complexidade enormemente aumentada.

Portanto, o equalizador que será utilizado com a estimativa cega obtida pela ECMQR, será o DFE convencional espaçado fracionalmente.

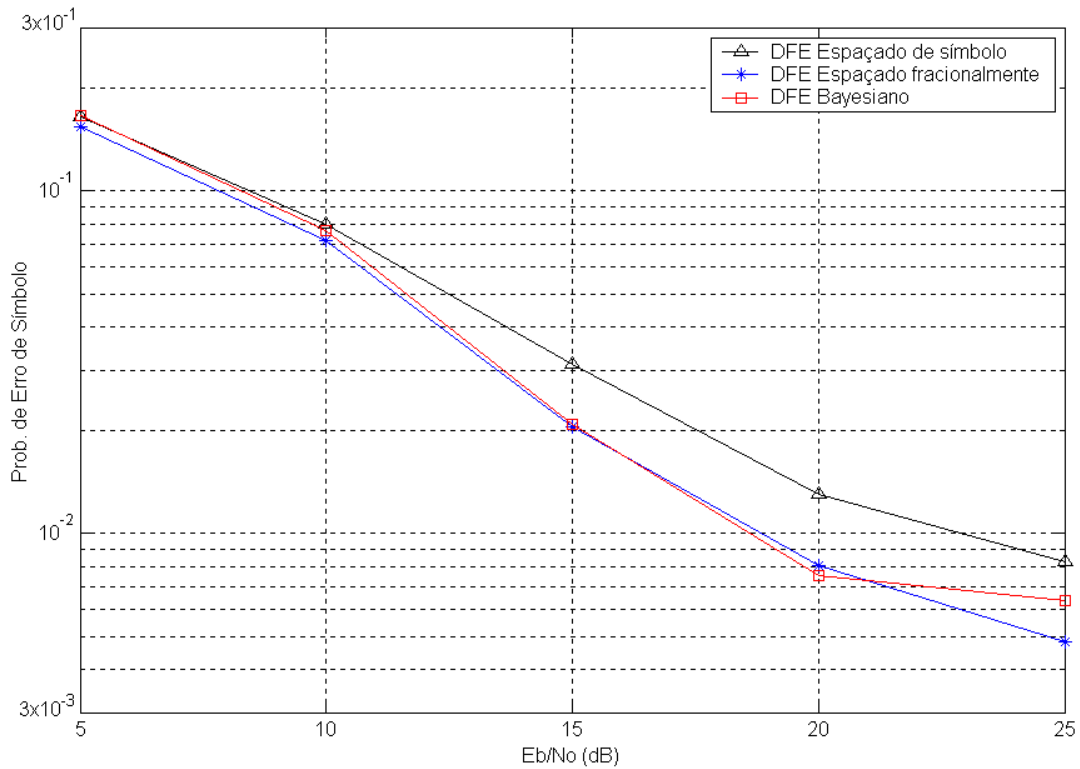


FIG. 5.1: Probabilidade de erro de símbolo do DFE convencional e DFE bayesiano no canal CCIR Pobre.

5.3 O EQUALIZADOR CEGO PROPOSTO

5.3.1 INTRODUÇÃO

Nesta seção serão apresentados os resultados de desempenho do DFE convencional com a ECMQR. O mapeamento da estimativa cega de canal para os coeficientes do DFE é realizado pelas Equações 3.11 a 3.13 do mapeamento convencional. Este esquema de equalização cega será chamado de DFE-ECMQR.

As simulações para obter os resultados de desempenho foram realizadas utilizando o modelo de canal CCIR, descrito na seção 2.3.1.

Em todas as simulações realizadas foi utilizada a modulação PSK-8.

A taxa de símbolos é de 2400 baud. Uma taxa de amostragem de 8 amostras por símbolo é utilizada na simulação do filtro transmissor, meio físico e filtro receptor.

Diante da taxa de transmissão e do número de amostras por símbolo utilizados, optou-se por fazer um ajuste no espalhamento de retardo do modelo CCIR², de modo a evitar situações de não identificabilidade da resposta ao impulso do canal (ver seção 4.3). Os valores anteriores e os novos valores de espalhamento de retardo estão apresentados na TAB. 5.1. O espalhamento Doppler é o mesmo definido pelo CCIR conforme TAB. 2.1.

TAB. 5.1: Espalhamento de retardo para simulação de condições do canal HF.

Descrição do Canal	Espalhamento de retardo (Definido pelo CCIR)	Espalhamento de retardo (Utilizado nas Simulações)
Bom	$0,5 \times 10^{-3} \text{s}$	$0,625 \times 10^{-3} \text{s}$
Moderado	$1,0 \times 10^{-3} \text{s}$	$1,042 \times 10^{-3} \text{s}$
Pobre	$2,0 \times 10^{-3} \text{s}$	$2,292 \times 10^{-3} \text{s}$

O fator de superamostragem foi feito igual a 2, ou seja, utilizam-se duas amostras por símbolo na entrada da ECMQR.

O DFE é espaçado fracionalmente de meio intervalo de símbolo, portanto, utiliza as mesmas amostras do sinal que a ECMQR.

O fator de excesso de faixa dos filtros de transmissão e recepção é de 0.25, e cada um deles foi implementado com retardo de 6 intervalos de símbolo e truncamento de sua resposta fora de uma janela com largura de 12 intervalos de símbolo. Desta forma, a resposta ao impulso de cada filtro simulado possui $(6 \times 2) \times 8 \text{ amostras} + 1 \text{ amostra} = 97$ amostras.

Conforme a TAB. 5.1, o retardo entre os dois raios utilizado nas simulações para o canal Pobre é 5.5 intervalos de símbolo, para o canal Moderado é 2.5 intervalos de símbolo e o canal Bom é 1.5 intervalos de símbolo.

Deste modo, a RIC formada pelo filtro transmissor, meio físico e filtro receptor tem uma duração de 30, 27 e 26 intervalos de símbolos para os canais Pobre, Moderado e Bom, respectivamente.

² Cabe notar que o modelo CCIR tem retardos fixos. Em trabalho posterior será considerada a utilização de um modelo de canal com retardos aleatórios cujas médias sejam iguais aos valores de retardo dos modelos CCIR.

O número de coeficientes do filtro direto do DFE espaçado fracionalmente, m , foi feito igual a duas vezes o tamanho da RIC em número de símbolos. Então, este filtro terá 60, 54 e 52 coeficientes na equalização dos canais Pobre, Moderado e Bom, respectivamente. O retardo de decisão d e o número de coeficientes do filtro de realimentação n são iguais a $m/2-1$, satisfazendo a EQ. 3.21.

A matriz $\mathbf{X}^H\mathbf{X}$ da EQ. 4.17 e o vetor estimativa de canal $\hat{\mathbf{h}}$ da EQ. 4.15 da ECMQR foram iniciados com zeros. A linha de retardo do filtro de realimentação do DFE foi iniciada com zeros e do filtro direto com as m primeiras amostras da saída do canal espaçadas de meio intervalo de símbolo. Os coeficientes do filtro direto e de realimentação foram iniciados com zero.

As estimativas de probabilidade de erro de símbolo (P_e) foram obtidas pela média aritmética calculada sobre 300 realizações independentes de canal, sequência de símbolos e ruído, cada uma envolvendo a transmissão de 960 símbolos, o que perfaz um total de 288.000 símbolos. Este bloco de 960 símbolos equivale ao número de símbolos correspondentes a uma matriz de entrelaçamento curto para a taxa de bits de 2400 bps nas comunicações em HF (ver TAB. 2.2). Nas avaliações da P_e , são considerados dois casos. No primeiro deles, uma quantidade de símbolos iniciais associada ao tempo de convergência do equalizador é descartado. No segundo caso, todos os símbolos são considerados no cálculo da P_e . A relação sinal ruído (RSR) utilizada nas avaliações da P_e é dada pela razão (E_b/N_0) entre a energia média do sinal por bit (E_b) e o parâmetro da densidade espectral de potência de ruído (N_0) medidos na entrada do receptor.

A medida de desempenho utilizada para avaliar o erro na estimação cega do canal foi a raiz quadrada do desvio médio quadrático normalizado (RDMQN), dada por:

$$RDMQN = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{\|h_i - \hat{h}_i\|^2}{\|h_i\|^2}} \quad (5.1)$$

em que N é o número de realizações, h_i representa a i -ésima amostra da resposta ao impulso do canal e \hat{h}_i , a sua estimativa.

A maior parte dos resultados da RDMQN também foi obtida em $N=300$ realizações independentes de canal, símbolos e ruído, cada uma envolvendo a transmissão de 960 símbolos.

A estimativa cega da resposta ao impulso do canal possui ambigüidade de fase (TONG, 1995), portanto é necessário que se efetue a correção do erro de fase da estimativa de canal antes de realizar o mapeamento para os coeficientes do DFE. Neste trabalho a correção do erro de fase nas estimativas de canal foi feita símbolo a símbolo a partir do conhecimento da resposta ao impulso do canal. Uma maneira prática de efetuar essa correção de fase é por meio da introdução de símbolos pilotos, o que levaria à redução da vazão de informação. Não foi levantado neste trabalho a quantidade de símbolos pilotos necessária para a correção da fase da estimativa de canal.

5.3.2 AVALIAÇÃO DA ECMQR

5.3.2.1 ESTIMAÇÃO DA NORMA DA RIC

Conforme apresentado no Capítulo 4, a ECMQR retorna uma estimativa cega do canal com norma unitária. Esta estimativa cega deve ter sua norma ajustada antes de se efetuar o mapeamento para os coeficientes do DFE. O ajuste é feito por um estimador da norma da RIC.

Um estimador simples baseado nas amostras do sinal na saída do canal e da variância do ruído, é apresentado na seção 4.8. Na TAB. 5.2 são apresentados os valores de duração da janela de tempo para o cálculo da potência média P do sinal na saída do canal, utilizados na EQ. 4.28. Estes valores foram obtidos empiricamente, por meio de simulações para cada canal CCIR, procurando minimizar o erro médio quadrático na estimação da norma da RIC. O valor L , mencionado na TAB. 5.2, é a memória do canal em número de intervalos de símbolo.

TAB. 5.2: Duração da janela de tempo para cálculo da norma da RIC.

	Canal CCIR		
	Bom	Moderado	Pobre
Duração da janela (Número de intervalos de símbolo)	4,5L	2,5L	1,5L

5.3.2.2 FATOR DE ESQUECIMENTO DA ECMQR

A TAB. 5.3 apresenta os valores otimizados do fator de esquecimento λ utilizados no cálculo recursivo de $\mathbf{X}^H\mathbf{X}$ da EQ. 4.17. Estes valores foram obtidos por meio de simulações para os três padrões de canal CCIR, tentando-se minimizar o erro médio quadrático na estimação do canal.

Cabe observar que o valor ótimo de λ está relacionado com o ruído e o grau de variabilidade do canal, ou seja, com os parâmetros RSR e espalhamento Doppler σ_D , respectivamente. Um fator λ menor significa uma janela de tempo menor, ou seja, uma quantidade menor de amostras do sinal a ser considerada. Assim sendo é razoável esperar que o valor ótimo de λ aumente para evitar a degradação de desempenho provocada pelo ruído gaussiano e diminua para canais com maior σ_D .

Os valores otimizados apresentados na TAB. 5.3 mostram-se coerentes com estas observações e expectativas.

TAB. 5.3: Fator de Esquecimento ótimo utilizado nas simulações.

		Canal CCIR		
		Bom	Moderado	Pobre
E_b/N_0	10 dB	0,98	0,97	0,96
	15 dB	0,97	0,96	0,94
	20 dB	0,95	0,94	0,92
	25 dB	0,93	0,92	0,90
	30 dB	0,91	0,90	0,88
	35 dB	0,89	0,88	0,87

5.3.2.3 A RDMQN

A maioria dos resultados de RDMQN apresentados a seguir foi obtida utilizando-se as mesmas 300 funções amostras da RIC, seqüência de símbolos e ruído para as diferentes RSR em cada tipo de canal CCIR. Com isto se procurou observar especificamente as diferenças no comportamento da RDMQN de acordo com a RSR.

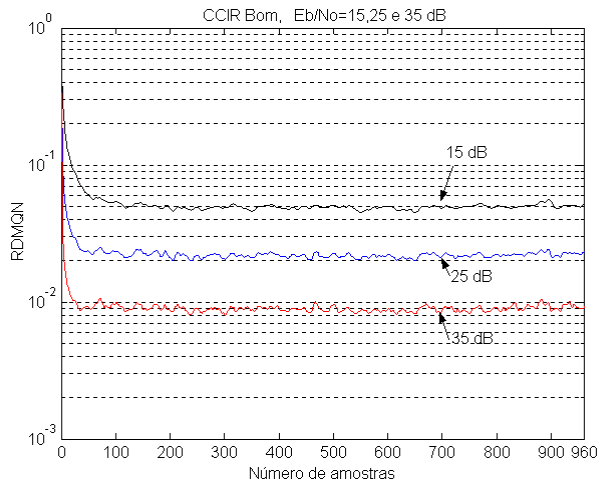
Foi observado que o desempenho da ECMQR é bastante dependente do λ . Um valor maior que o λ ótimo faz com que o estimador perca o acompanhamento das variações do canal, enquanto um valor abaixo ocasiona um erro estacionário maior. Observou-se que este efeito do fator de esquecimento é mais significativo para RSR baixa e canal com espalhamento Doppler maior.

Os resultados de RDMQN aqui apresentados foram obtidos utilizando os valores de fator de esquecimento λ listados na TAB. 5.3.

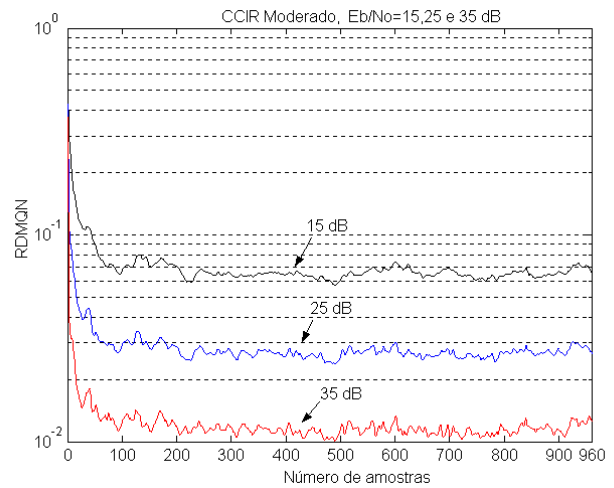
Na FIG. 5.2 é apresentada a RDMQN para o canal CCIR Bom, Moderado e Pobre com RSR de 15 dB, 25 dB e 35 dB, na qual a norma da RIC foi considerada conhecida.

Observa-se uma rápida convergência da estimativa do canal e um valor estacionário de RDMQN reduzido para os três canais considerados. Também é interessante notar que não há grandes oscilações nestas curvas.

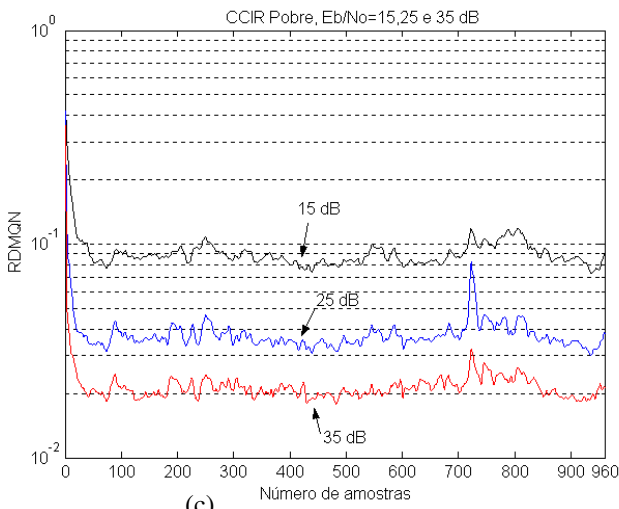
Na FIG. 5.3 é apresentada a RDMQN para o canal CCIR Pobre com RSR de 25 dB e um bloco de 7680 símbolos. Este bloco de 7680 símbolos equivale ao número de símbolos correspondentes a uma matriz de entrelaçamento longo para a taxa de 2400 bps nas comunicações em HF (ver TAB. 2.2). Na obtenção desta RDMQN foram utilizadas 160 realizações independentes. A norma da RIC foi considerada conhecida. O objetivo desta figura é mostrar que a RDMQN continua com o mesmo comportamento ao longo de um bloco com grande quantidade de símbolos.



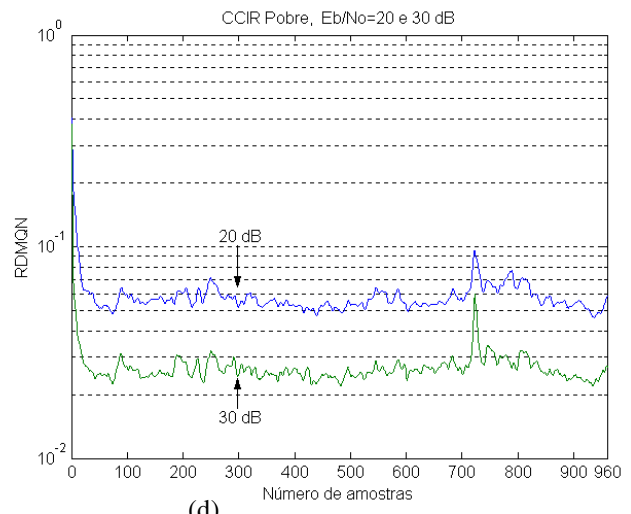
(a)



(b)



(c)



(d)

FIG. 5.2: Comportamento da RDMQN ao longo do bloco de 960 símbolos para os canais (a) Bom, (b) Moderado, (c) Pobre: 15,25 e 35 dB e (d) Pobre: 20 e 30 dB.

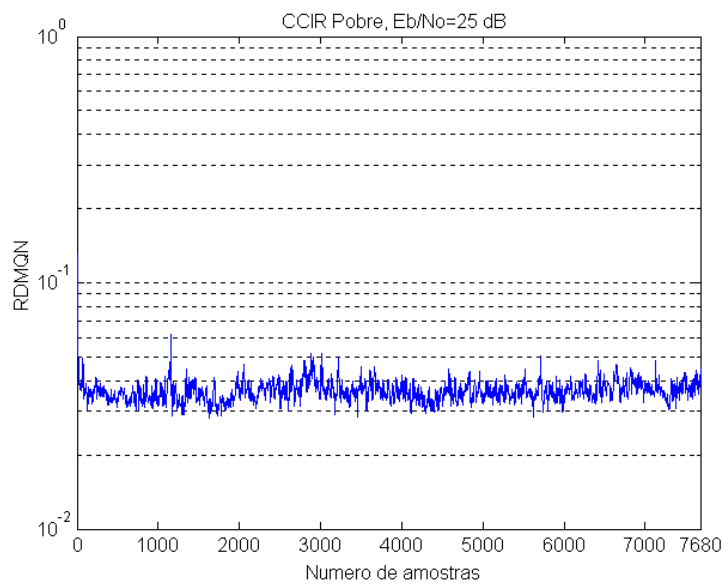


FIG. 5.3: Comportamento da RDMQN para canal Pobre, E_b/N_0 de 25 dB, ao longo do bloco de 7680 símbolos.

Na FIG. 5.4(a) apresenta-se a RDMQN para o canal CCIR Pobre com RSR de 15 dB, 25 dB e 35 dB, com truncamento da RIC. A norma da RIC foi considerada conhecida. Os valores de truncamento do estimador cego estão na TAB. 5.6.

Comparando as curvas de RDMQN da FIG. 5.4(a) e FIG. 5.2(c) observa-se que houve uma pequena perda com o truncamento da RIC. Comportamento similar foi observado com os canais Moderado e Bom, não apresentados aqui.

Na FIG. 5.4(b) apresenta-se a RDMQN para o canal CCIR Pobre com RSR de 15 dB, 25 dB e 35 dB, com estimação da norma da RIC e sem truncamento. Comparado as curvas de RDMQN da FIG. 5.4(b) e FIG. 5.2(c) observa-se que houve uma degradação maior, principalmente para a RSR de 35 dB. Comportamento similar também foi observado com os canais Moderado e Bom, não apresentados aqui.

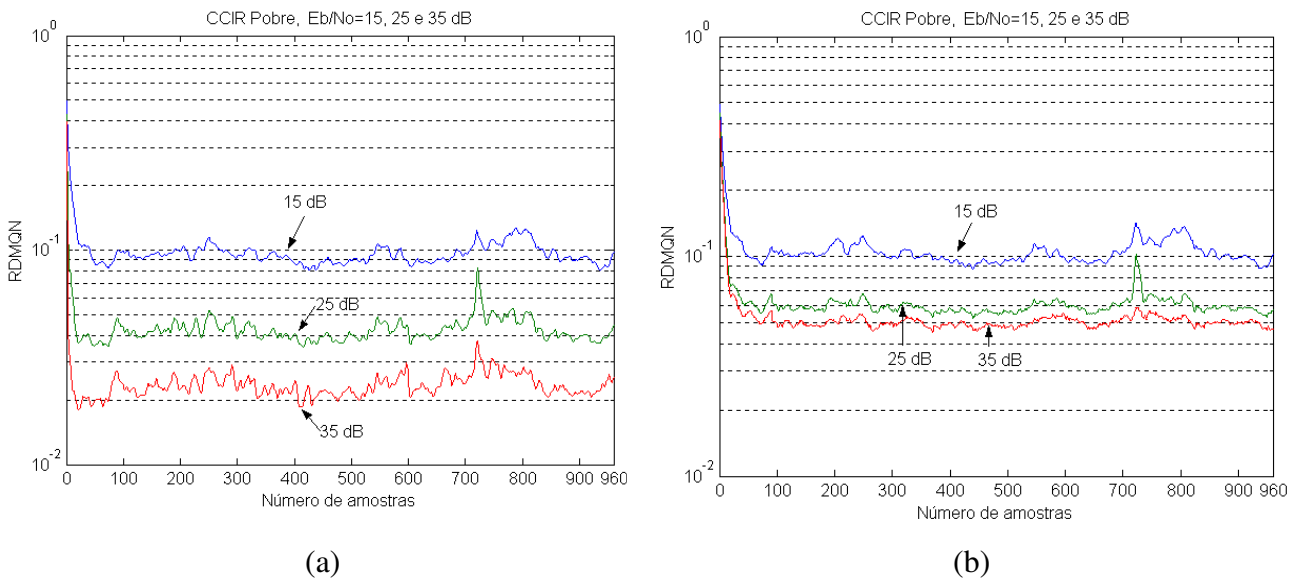


FIG. 5.4: Comportamento da RDMQN ao longo do bloco de 960 símbolos para o canal Pobre, com (a) ECMQR Truncada e (b) Norma Estimada da RIC .

5.3.2.4 OBSERVAÇÕES ACERCA DA ECMQR

Alguns comentários merecem ser destacados na avaliação da ECMQR.

- As avaliações da RDMQN foram realizadas inicializando a matriz $\mathbf{X}^H\mathbf{X}$ da EQ. 4.17 com zeros. Com alguns testes realizados inicializando esta matriz com sua média “*a priori*”,

obteve-se resultados bem parecidos. No entanto, mais testes devem ser realizados para confirmar estes resultados iniciais.

- O algoritmo recursivo de cálculo do autovetor associado ao menor autovalor proposto por G. Mathew e Dasgupta (MATHEW, 1995), produziu desempenho idêntico ao cálculo não recursivo aplicando-se a decomposição em valores singulares.
- Os resultados indicaram que independentemente da razão sinal-ruído, a ECMQR apresenta bom desempenho na estimação da resposta ao impulso, caracterizada por convergência rápida e valores reduzidos do erro médio quadrático residual das estimativas de canal.
- A RDMQN mantém-se com valor reduzido e tem poucas flutuações mesmo aumentando-se a quantidade de símbolos do bloco.
- A ECMQR mostrou-se sensível ao valor de fator de esquecimento, principalmente para o modelo de canal CCIR Pobre e para baixas razão sinal-ruído.
- Na diminuição da complexidade da ECMQR por meio do truncamento do pulso de Nyquist, a RDMQN resultante manteve-se reduzida.
- A RDMQN com a estimação da norma da RIC, não conseguiu manter os mesmos valores que a obtida com conhecimento da norma. Um ajuste melhor do estimador da norma utilizado ou a utilização de outro estimador deve ser pesquisado.
- Foram realizadas simulações com um fator de superamostragem maior $P=4$ (que aqui não está apresentado) e os resultados da RDMQN foram praticamente os mesmos que $P=2$.

5.3.3 PROBABILIDADE DE ERRO DO DFE-ECMQR

5.3.3.1 ERROS DE SÍMBOLO NO BLOCO

O DFE tem seus coeficientes adaptados símbolo-a-símbolo a partir da RIC estimada pela ECMQR. Este mapeamento é feito pelas Equações 3.11 a 3.13. Durante as simulações foram observados alguns problemas, citados abaixo, que afetavam os resultados de P_e e foram investigados e corrigidos.

Nas simulações estava ocorrendo um alto número de erros de símbolo no início do bloco. Além disso se observou que no início do bloco muitas vezes uma RSR baixa gerava uma

quantidade de erros menor que uma RSR mais alta, e, algumas vezes, acontecia o mesmo em um trecho ao longo do bloco. Investigando o que poderia estar causando isso, chegou-se à conclusão de que o problema só poderia estar no mapeamento da RIC→Coeficientes do DFE.

Para o cálculo dos coeficientes do DFE é admitido que os símbolos decididos são corretos. Entretanto, os símbolos decididos que entram no filtro de realimentação durante a fase inicial de ajuste do equalizador e quando ocorre uma mudança rápida do canal ao longo do bloco são provavelmente incorretos. É de se esperar que este efeito seja mais pronunciado em um equalizador cego do que em um equalizador com treinamento, pois este com maior probabilidade disporá de símbolos corretos realimentados no DFE, no início dos blocos.

Para corrigir este problema foi feita uma modificação na variância do ruído fornecida na EQ. 3.12, de mapeamento dos coeficientes. A variância do ruído utilizada no mapeamento funciona como uma espécie de indicador de confiabilidade no cálculo dos coeficientes do DFE. Se o filtro de realimentação estiver recebendo muitos símbolos incorretos, o equalizador vai demorar mais a convergir se a variância fornecida for muito pequena, que é o caso quando a RSR é alta.

Então, várias simulações foram realizadas para os canais CCIR variando-se a RSR entre os valores de 10, 15, 20, 25, 30 e 35 dB, a fim de descobrir o melhor valor de variância de ruído a ser fornecido às equações de mapeamento. Avaliando-se os resultados que proporcionavam a menor P_e , foram estabelecidas as seguintes regras empíricas:

- Durante a inicialização do equalizador a variância fornecida deve ser equivalente à variância de ruído para RSR de 0 dB, independente da RSR e do canal CCIR utilizados na simulação. A duração desta inicialização foi considerada igual a $m/2$, que equivale ao comprimento do filtro direto do DFE espaçado de símbolo.
- Após esta inicialização, a variância do ruído fornecida às equações de mapeamento é multiplicada por um valor obtido na minimização da P_e . A partir desses valores obtidos, foram estabelecidas curvas que se aproximavam dos valores encontrados, a fim de generalizar para qualquer valor de RSR. Os valores das novas variâncias são relacionadas abaixo para cada canal CCIR.

- Canal CCIR Pobre: $\sigma_{np}^2 = [10^{RSR/25}] \sigma_n^2$
- Canal CCIR Moderado : $\sigma_{nm}^2 = \frac{1}{2} [10^{RSR/25}] \sigma_n^2$
- Canal CCIR Bom : $\sigma_{nb}^2 = \frac{2}{5} [10^{RSR/25}] \sigma_n^2$

(5.2)

Então, como no caso da escolha do fator de esquecimento, aqui há também a necessidade de se estimar a RSR e o espalhamento Doppler para determinar o fator multiplicativo da variância do ruído.

Na FIG. 5.5 mostra-se a evolução da taxa de erro de símbolo para o canal CCIR Pobre com RSR de 20 dB e 30 dB, com e sem a modificação na variância do ruído fornecida as equações de mapeamento. O bloco de 960 símbolos foi dividido em 80 partes, assim cada uma tem 12 símbolos. A taxa de erro de símbolo apresentada é obtida pela razão entre o número de erros e número de símbolos para cada parte, em 300 realizações independentes. Observa-se que sem a modificação na variância, a taxa de erro é bastante elevada na fase inicial da equalização, principalmente para a RSR de 30 dB.

As P_e apresentadas nas próximas seções foram calculadas com estas modificações na variância do ruído fornecida às equações de mapeamento.

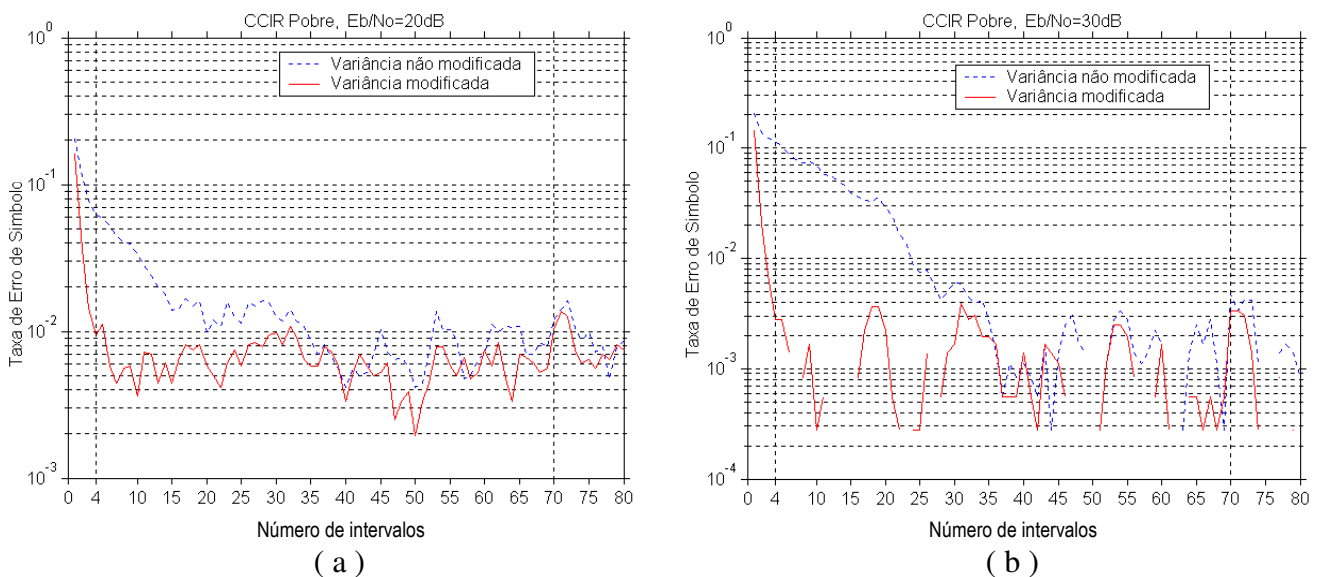


FIG. 5.5 – Evolução da taxa de erro de símbolo para o canal CCIR Pobre com RSR de (a) 20 dB e (b) 30 dB.

Cabe notar que as mesmas 300 realizações independentes de canal, seqüência de símbolos e ruído usadas para obter a evolução da taxa de erro de símbolo apresentada na FIG. 5.5, foram usadas para gerar os resultados de RDMQN da FIG. 5.2. Comparando as duas figuras, pode-se observar a relação entre o erro na estimação cega do canal e a taxa de erros ao longo do bloco. Por exemplo, há um pronunciado aumento da RDMQN por volta da posição de 750 a 800 no bloco de 960 da FIG. 5.2, que correspondem as partes de número 64

a 68 na FIG. 5.5. O equalizador consegue manter a taxa de erro baixa entre estas duas partes, mas por volta da posição 68 a taxa de erro começa a subir tendo o seu pico por volta da parte 71.

Analisando a convergência da taxa de erro na FIG. 5.5, observa-se que para a situação com a variância modificada, a partir da quarta parte, ou seja, a partir do trigésimo sétimo símbolo, a taxa de erro de símbolo já convergiu. Isso foi observado também para as outras RSR no mesmo canal considerado. O canal Moderado também convergiu por volta da quarta parte e o canal Bom convergiu um pouco mais rápido, estes resultados não estão apresentados aqui.

Nos resultados de P_e , quando considerando descarte de símbolos, apresentadas adiante, o valor de descarte é referente aos 36 símbolos iniciais.

5.3.3.2 PROBABILIDADE DE ERRO DE SÍMBOLO COM ESTIMAÇÃO DA NORMA DA RIC

Alguns resultados de P_e do DFE-ECMQR utilizando o estimador da norma da RIC e utilizando o conhecimento da norma da RIC são comparados na FIG. 5.6. Estes resultados não incluem a contagem dos erros ocorridos nos 36 primeiros símbolos. A taxa de erro nestes símbolos iniciais é elevada conforme mostrado na FIG. 5.5.

Para o canal CCIR Bom e RSR de 35 dB não se observou erros. Nota-se na FIG. 5.6 que, apesar do estimador da norma da RIC ter provocado uma perda sensível na RDMQN observada na FIG. 5.4(b), o seu uso produz resultados de P_e bem próximos daqueles obtidos utilizando a norma da RIC conhecida. A P_e obtida para o canal CCIR Bom com estimador da norma da RIC parece elevada, principalmente para RSR acima de 20 dB, mas deve-se levar em conta que a P_e para este canal é bem inferior às dos outros dois canais CCIR, então uma diferença de erros para o canal CCIR Bom ocasiona uma mudança relativamente maior no valor de P_e que para os outros dois canais. Por exemplo, nesta simulação a diferença entre os números de erros de símbolo observados, entre os casos com norma estimada e norma conhecida, para a RSR de 30 dB foi de 4 e 121 erros para os canais CCIR Bom e Pobre, respectivamente. Embora, o aumento do número de erros tenha sido bem maior para o Pobre, a variação na P_e foi maior para o canal CCIR Bom.

Para o canal CCIR Moderado e 30 dB de razão E_b/N_0 a P_e obtida com estimação da norma da RIC foi menor que a P_e usando a norma conhecida. A explicação, após análise dos erros obtidos, é que com a norma da RIC estimada o equalizador convergiu um pouco mais rápido. Se o descarte de símbolos fosse um pouco maior que os 36 considerados, a P_e com o conhecimento da norma da RIC seria levemente melhor.

Outros resultados, não apresentados aqui, indicam que a estimação da norma da RIC tem que ser melhorada, pois se o fator multiplicativo da variância do ruído não estiver bem ajustado, vai ocasionar um maior aumento na P_e com a norma da RIC estimada do que com a RIC conhecida.

Os resultados de probabilidade de erro apresentados daqui em diante foram obtidos com a norma da RIC conhecida. Para cada um dos casos relatados a seguir também se obteve os resultados correspondentes com estimação da norma. As diferenças provocadas por essa estimação foram semelhantes às mostradas na FIG. 5.6. A apresentação desses resultados com norma estimada foi, evitada, para efeito de concisão do texto.

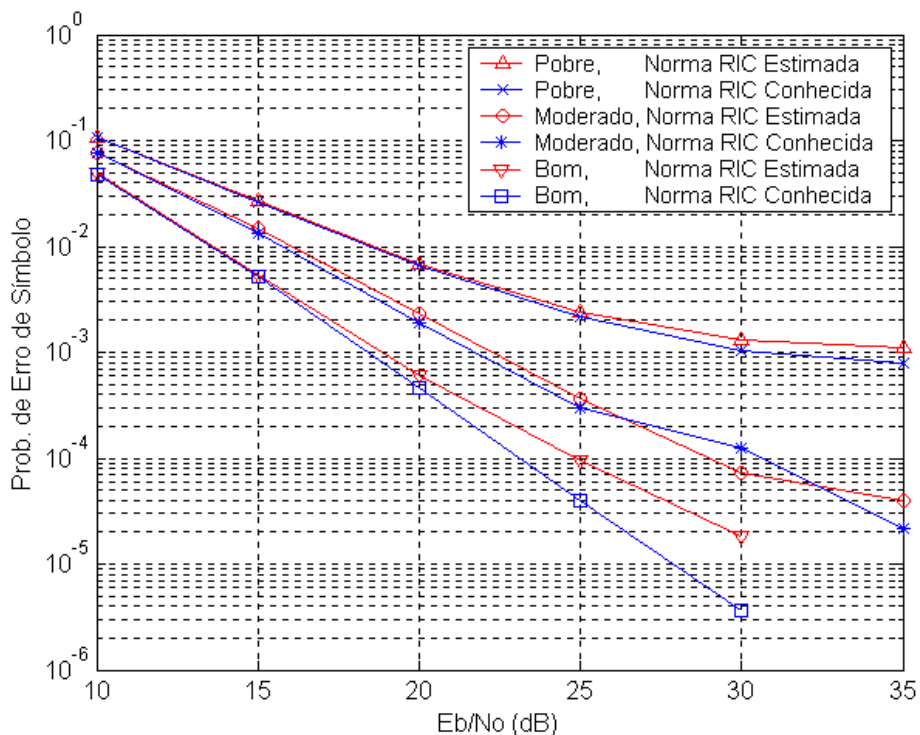


FIG. 5.6: Probabilidade de erro de símbolo com descarte dos 36 símbolos iniciais para os canais Bom, Moderado e Pobre, considerando a norma da RIC estimada e conhecida.

5.3.3.3 PROBABILIDADE DE ERRO DE SÍMBOLO COM DIFERENTES TAMANHOS DE BLOCO

Na FIG. 5.7 são apresentadas as P_e para os três canais CCIR, considerando todos os símbolos do bloco, ou seja, não havendo descarte dos 36 símbolos iniciais como foi feito na obtenção da FIG. 5.6. Então, devido à alta taxa de erro nos primeiros símbolos do bloco, a P_e considerando todo o bloco de 960 símbolos muda bastante, principalmente para o canal Moderado e Bom, e para as RSR mais altas, pois nestes dois casos um mesmo acréscimo de erros provoca variações maiores na P_e .

Um efeito desses erros iniciais é o piso nas curvas de probabilidade de erro aparente na FIG. 5.7, ficando em torno de 35 dB, e possuindo valores de P_e próximos a 3×10^{-3} , 2×10^{-3} e 1.6×10^{-3} para os canais Pobre, Moderado e Bom, respectivamente.

A quantidade de erros encontrada nos 36 símbolos iniciais é alta, e verificou-se neste intervalo de símbolos que não há praticamente diferença no número de erros entre os canais Moderado e Pobre, para todas os valores de RSR considerados. Verificou-se que o canal Bom tem cerca de 20% a menos de erro em relação aos outros dois canais, para as RSR acima de 10 dB. Também se observou que a quantidade de erros a partir da RSR de 20 dB permanece quase a mesma para os três canais CCIR. Estes resultados é que fazem com que as P_e irreduzíveis obtidas com os 3 canais CCIR estejam próximas e que haja uma maior variação na P_e para os canais Moderado e Bom quando se considera todo o bloco, sem descarte inicial de símbolos.

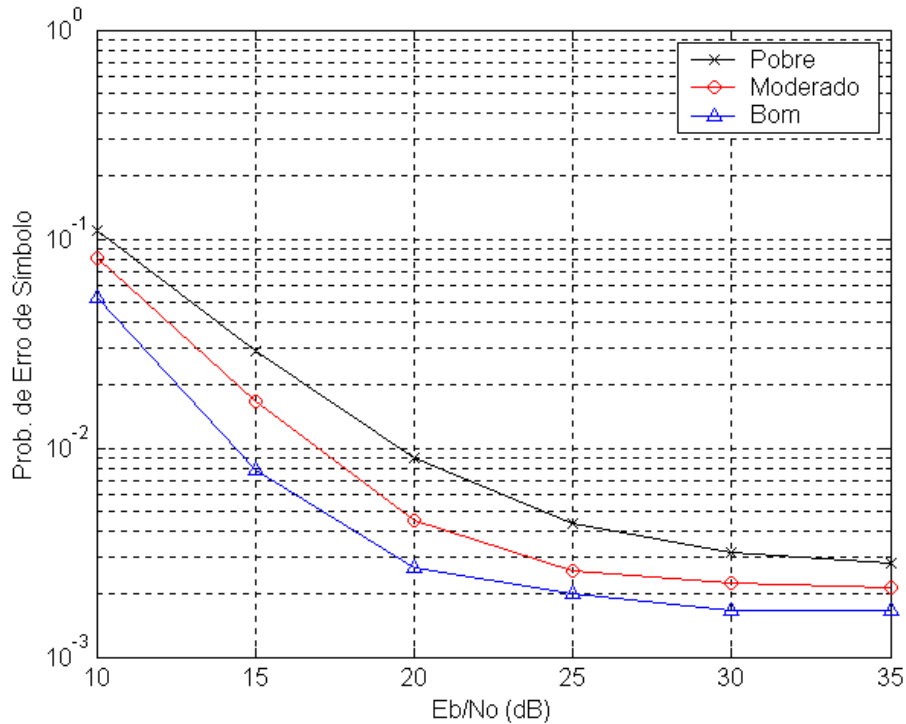


FIG. 5.7: Probabilidade de erro de símbolo sem descarte de símbolos iniciais para os canais Bom, Moderado e Pobre.

O tamanho do bloco de entrelaçamento longo é de 7680 símbolos para a taxa de 2400 bps. É desejável obter resultados de probabilidade de erro em blocos de símbolos iguais aos encontrados nos blocos de entrelaçamento curto e longo, pois nestes blocos os erros de bit ficam espalhados após o desentrelaçamento dos bits no receptor e por meio de um código corretor de erros, a probabilidade de erro de bit pode ser diminuída mais ainda.

Não houve condição de se avaliar por meio de simulação direta a P_e usando o bloco de 7680 símbolos, devido à limitação de tempo para conclusão do trabalho. Para se ter a estimativa da P_e para este tamanho de bloco, foi considerado que a P_e apresentada na FIG. 5.6 relativa ao bloco de 960 símbolos, com descarte dos 36 símbolos iniciais, será a mesma para o bloco de 7680, também com descarte dos 36 símbolos iniciais. Esta suposição é feita a partir da observação de que o erro na estimação do canal apresentado na FIG. 5.3 para o bloco de 7680 permanece com o mesmo comportamento visto no bloco de 960 da FIG. 5.2(c).

Uma estimativa da P_e em todo o bloco de 7680 símbolos, sem descarte, pode ser calculada aritmeticamente. Ela será a média ponderada da P_e considerando somente os 36 primeiros símbolos e a P_e do restante do bloco de 7680.

$$P_{e(1a7680)} = \frac{36 \cdot P_{e(1a36)} + (7680 - 36) \cdot P_{e(37a7680)}}{7680} \quad (5.3)$$

As P_e assim obtidas para o bloco de 7680 sem descarte de símbolos são apresentadas na FIG. 5.8 para os canais Pobre e Moderado. Para facilitar a comparação com os resultados obtidos com tamanho de bloco de 960 símbolos, sem descarte de símbolos, estes são repetidos na FIG. 5.8, para os canais Moderado e Pobre. Observa-se a melhoria na P_e para um bloco de tamanho maior, considerando a hipótese de que, após a fase inicial, a P_e se mantém baixa até o final do bloco de 7680.

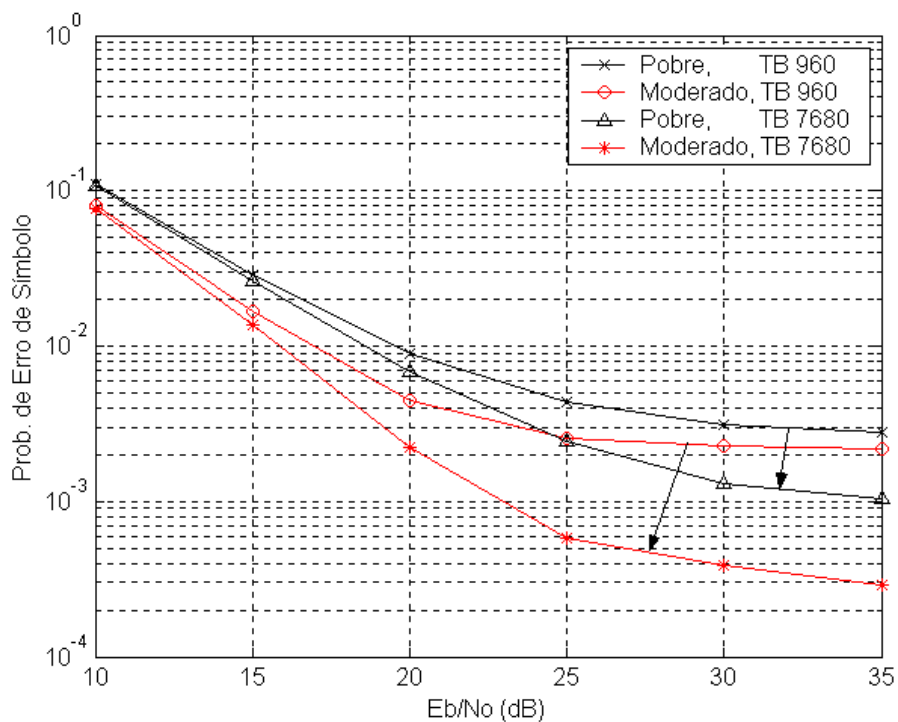


FIG. 5.8: Probabilidade de erro sem descarte de símbolos para tamanhos de bloco diferentes, nos canais Pobre e Moderado.

5.3.3.4 DESEMPENHO MÍNIMO EXIGIDO PARA CANAL HF

Na TAB. 2.4 são apresentados os valores mínimos de probabilidade de erro de bit (P_b) exigidos pelo MIL-STD-188-110A para os modems seriais. As P_b das duas primeiras linhas desta tabela são sem o uso de código corretor de erros, pois são relativas à taxa de 4800 bit/s. Já as demais linhas são valores de P_b obtidos com o uso de código corretor de erros.

Uma boa referência para comparação de resultados com o DFE-ECMQR, é o artigo de (ZHANG, 1997).

Neste artigo foi proposto um esquema de equalização para canais de HF combinando um estimador cego de canal e um equalizador com detecção em bloco. Este estimador cego é também baseado no método de mínimos quadrados com o uso do conhecimento do filtro transmissor e receptor, porém não se utiliza a idéia da recursividade aplicada na ECMQR.

A estrutura de dados em HF discutida na seção 2.5 é apresentada novamente na FIG. 5.9.

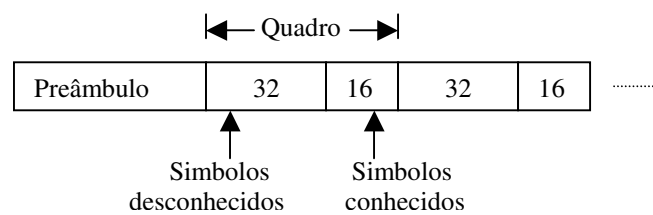


FIG. 5.9: Estrutura de dados para comunicações em HF.

O objetivo deste esquema de equalização é aumentar a eficiência de transmissão com a eliminação de uma parte dos símbolos de treinamento, e também evitar a propagação do erro na estimação do canal. A função do estimador cego usado no artigo é somente estimar a RIC ao longo de um quadro e utilizar esta estimativa de canal no início do próximo quadro.

Em suas simulações, foi usado o modelo de Watterson (WATTERSON, 1970), com dois raios de mesma potência para o canal HF. O estimador cego utilizou fator de superamostragem igual a 2. A modulação considerada foi a PSK-8, com taxa de símbolos 2400 baud. O fator de excesso de faixa utilizado foi 0.25. Os parâmetros de retardo dos raios, espalhamento Doppler e RSR foram os definidos na segunda linha da TAB. 2.4. O valor de retardo é igual a 2 ms (igual a do canal Pobre) e o valor de espalhamento Doppler é de 0,5 Hz (igual a do canal Moderado). Será chamado de canal Misto, o canal HF que possui estes parâmetros.

Os resultados obtidos neste artigo são transcritos para a TAB. 5.4. São apresentadas as taxas de erro de símbolo para dois valores diferentes do número de símbolos desconhecidos contidos em um quadro, 32 e 96. O número de símbolos conhecidos em cada quadro é mantido fixo em 16, para os dois casos. Os valores dentro dos parênteses são estimativas de P_b , calculadas dividindo a taxa de erro de símbolo pelo valor de 3.

TAB. 5.4: Resultados obtidos pelo BCE-NDDE para o canal Misto e RSR de 27 dB.

Dados desconhecidos por quadro	32	96
Eficiência de transmissão	67%	86%
P_e (LMS-NDDE)	0.00320 (0.00110)	0.02370 (0.00820)
P_e (BCE-NDDE)	0.00150 (0.00050)	0.00340 (0.00117)

O LMS-NDDE é um equalizador com o estimador de canal LMS e um detector de símbolos em blocos do tipo NDDE (do inglês: “Nonlinear Data Directed Estimator”). O BCE-NDDE é o novo esquema proposto neste artigo (ZHANG, 1997), em que se conclui que com o aumento do número de símbolos desconhecidos o esquema convencional LMS-NDDE não atende o requisito de P_b do MIL-STD-188-110A que é de 10⁻³ para 27 dB, enquanto o esquema proposto consegue aumentar a eficiência de transmissão e manter o valor de P_b próximo do exigido.

Para avaliar se o DFE-ECMQR atende as necessidades de desempenho exigidas e comparar os resultados com os do BCE-NDDE (ZHANG, 1997), foram feitas simulações com os mesmos parâmetros utilizados nesta referência.

Da mesma forma que as simulações anteriores, o tamanho do bloco foi de 960 símbolos e os resultados obtidos com 300 realizações independentes. O fator de esquecimento utilizado na ECMQR e a regra de ajuste na variância do ruído para o mapeamento foram os mesmos do canal Moderado.

Os resultados obtidos são apresentados na FIG. 5.10, onde são mostradas três curvas de P_b x E_b/N₀, duas delas sendo para o bloco de 960 símbolos com e sem descarte dos 36 símbolos iniciais. A terceira curva corresponde ao caso de blocos de tamanho 7680, sem descarte de símbolos, e foi obtida usando a EQ. 5.3.

Os valores de probabilidade de erro de bit obtidas com o DFE-ECMQR para a RSR de 27 dB estão na TAB. 5.5.

TAB. 5.5: Resultados obtidos com o DFE-ECMQR para o canal Misto e RSR de 27 dB.

	Bloco de 960		Bloco de 7680	
	Com descarte	Sem descarte	Com descarte	Sem descarte
P_b	0.00015	0.00110	0.00015	0.00027

Verifica-se nesta tabela que para o bloco de 960 com descarte a $P_b=0.00015$ atende ao desempenho mínimo exigido no MIL-STD-118-110A. A $P_b=0.00110$ para este mesmo bloco ficou muito próxima da exigida que é de 10^{-3} , no entanto nesta situação não há descartes de símbolos.

Para o bloco de 7680, o desempenho foi atendido nas duas situações, com e sem descarte. O bloco de 7680 símbolos fornece menor P_b , porém o retardo de tempo associado ao entrelaçamento longo é de 9,6s, bem superior a do entrelaçamento curto que é de 1,2s.

Dos dois valores de probabilidade de erro de bit do BCE-NDDE na TAB. 5.4, o melhor valor é de 0,00050. O pior valor de probabilidade de erro de bit do DFE-ECMQR foi de 0,00110. Este valor de P_b é mais alto que o melhor valor de P_b do BCE-NDDE, no entanto não há descarte de símbolos no DFE-ECMQR. Os outros valores de P_b são melhores que os valores de P_b do BCE-NDDE.

Chega-se a conclusão de que o DFE-ECMQR é superior em desempenho ao BCE-NDDE.

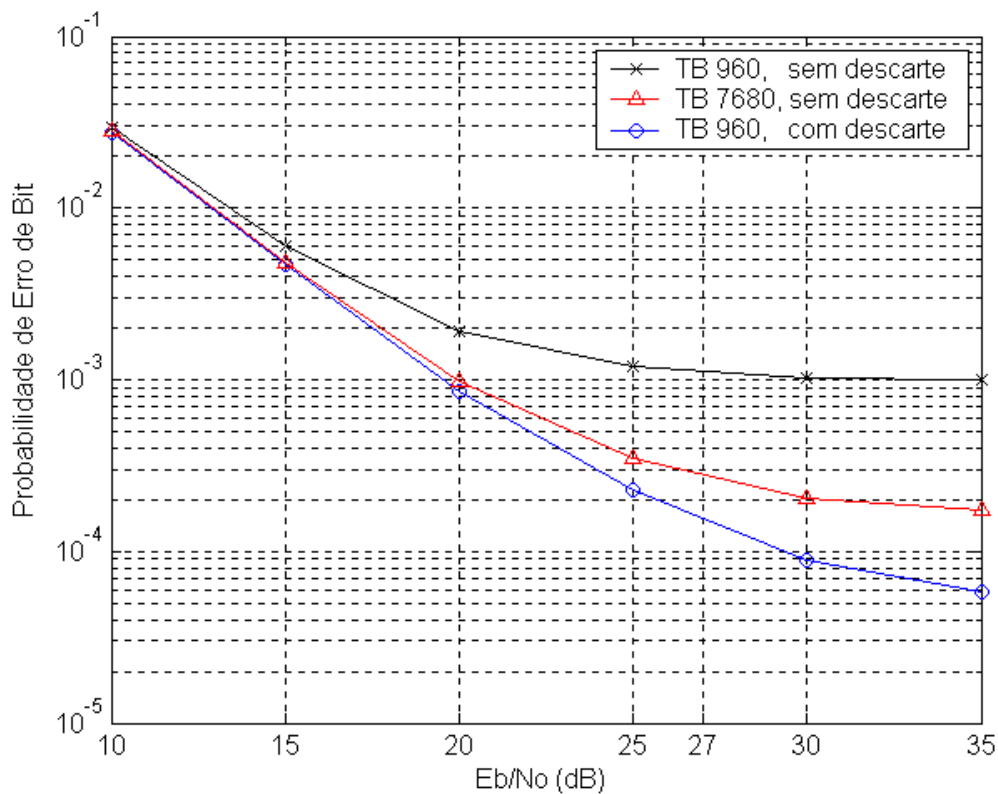


FIG. 5.10: Probabilidade de erro de bit para o DFE-ECMQR no canal Misto.

5.3.3.5 DESEMPENHO DO DFE-ECMQR COM A RIC TRUNCADA

Conforme explicado na seção 4.7, o DFE-ECMQR pode ter sua complexidade reduzida por meio do truncamento do pulso de Nyquist e conseqüentemente da RIC estimada. Os resultados obtidos com este truncamento são apresentados na FIG. 5.11. As P_e apresentadas foram obtidas com o descarte dos 36 símbolos iniciais do bloco de 960 símbolos.

A TAB. 5.6 apresenta as variáveis que são modificadas com o truncamento utilizado.

TAB. 5.6: Comparação dos esquemas com e sem truncamento.

		Canal Pobre		Canal Moderado	
		Sem Truncamento	Com Truncamento	Sem Truncamento	Com Truncamento
Estimador cego	Nr de coef. de \hat{h}	60	44	54	38
	Ordem de $X^H X$	60x60	44x44	54x54	38x38
	Ordem de B	60x2	44x2	54x2	38x2
Equalizador	m	60	44	54	38
	n	29	21	26	18

Analisando-se os resultados, verifica-se que o canal Pobre teve uma pequena perda na P_e . Este canal tem espalhamento Doppler maior e, portanto, uma diminuição no número de coeficientes do DFE afeta mais a equalização. No canal Moderado praticamente não houve perda na P_e , com exceção da RSR de 35 dB, até se observa que para RSR de 25 e 30 dB a P_e melhora um pouco. O canal moderado tem um grau de variabilidade menor que o do Pobre e, com isso, aparentemente o equalizador conseguiu lidar melhor com a diminuição do número de coeficientes. A explicação para o melhor desempenho com truncamento para RSR de 25 e 30 dB pode estar ligada a um melhor ajuste do equalizador truncado à regra de modificação da variância apresentada na EQ. 5.2. Neste mesmo canal, a P_e com truncamento para a RSR de 35 dB teve um comportamento diferente, que provavelmente se deve ao fato de que o número de símbolos utilizados na simulação não foi estatisticamente satisfatório para este valor de probabilidade de erro.

O bom resultado da RDMQN com truncamento observado na FIG. 5.2(c) possibilitou os bons resultados de P_e encontrados aqui.

Observou-se com as simulações efetuadas que o desempenho do esquema truncado apresenta maior sensibilidade que o esquema não truncado ao ajuste do fator de esquecimento, ao fator multiplicativo da variância e à estimação da norma da RIC. Portanto o ganho obtido com a diminuição da complexidade mantendo a P_e baixa, só parece ser possível se os fatores acima estiverem bem ajustados.

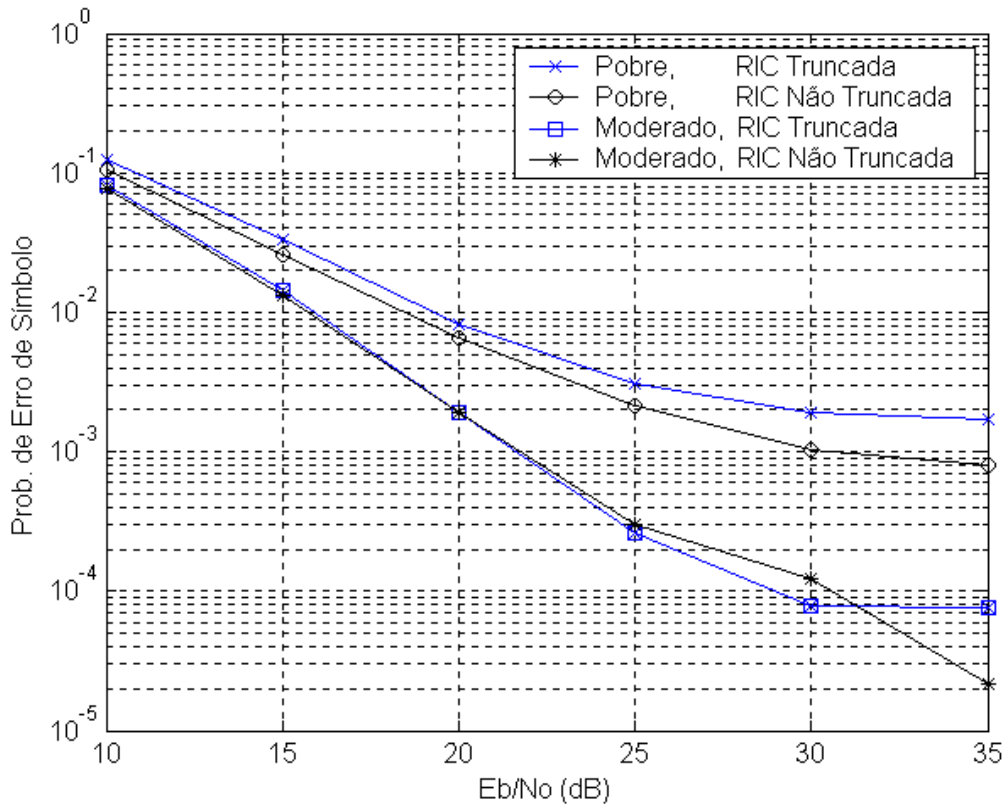


FIG. 5.11: Probabilidade de erro de símbolo, com descarte de 36 símbolos iniciais, para o esquema truncado.

5.3.3.6 OBSERVAÇÕES ACERCA DO DFE-ECMQR

Alguns comentários merecem ser destacados na avaliação do DFE-ECMQR.

- Com a regra estabelecida na modificação da variância do ruído fornecida às equações de mapeamento dos coeficientes, foi obtido rápida convergência da taxa de erro de símbolo na fase inicial da equalização cega.

- A redução de complexidade realizada no esquema proposto, obtida por meio do truncamento da RIC estimada, alterou pouco os resultados de probabilidade de erro.
- Diferentemente do que é feito neste trabalho, o padrão MIL-STD-188-110A não utiliza o parâmetro E_b/N_0 e sim a razão entre potência de sinal e a potência de ruído na entrada do receptor, sem no entanto especificar em detalhes como esta segunda razão seria avaliada ou medida. Um cálculo simplificado indica uma diferença de aproximadamente 4dB entre estas duas medidas. Portanto, o valor de SNR de 27 dB utilizado na seção 5.3.3.5, equivale a um valor de E_b/N_0 de 23 dB. E assim os valores de probabilidade de erro do DFE-ECMQR apresentados na TAB. 5.5 aumentam um pouco. Os novos valores de P_b podem ser observados na FIG. 5.10. Estes valores de P_b não mudam as conclusões feitas em relação ao BCE-NDDE e nem ao desempenho mínimo exigido no MIL-STD-188-110A.
- Alguns testes iniciais foram realizados com a métrica de chaveamento entre algoritmos proposto por Labat et al. (LABAT, 1998). Esta métrica foi utilizada nos testes iniciais para efetuar o chaveamento entre a ECMQR e o algoritmo DD. A métrica apresentou-se como um bom esquema de chaveamento. A melhoria de desempenho do equalizador com o uso da métrica ainda não foi avaliada.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi proposto um novo esquema de equalização DFE, que emprega estimação cega MQR e mapeamento convencional da estimativa de canal nos coeficientes do equalizador (equações de Wiener-Hopf). O desempenho deste esquema em canais HF foi avaliado extensivamente por meio de simulação computacional.

O modelo de canal variante no tempo aqui empregado foi estabelecido com base em modelo proposto pelo antigo CCIR (CCIR, 1990), para modelagem do canal físico em sistemas de comunicações ionosféricas em HF.

Admitiu-se o conhecimento do espalhamento Doppler do canal de comunicação, da RSR e da variância do ruído. Admitiu-se também o perfeito sincronismo de relógio entre transmissor e receptor.

No que diz respeito à avaliação de desempenho do estimador cego MQR explorando o conhecimento dos filtros de transmissão e recepção, merecem ser salientados os pontos relacionados a seguir.

- O algoritmo recursivo de cálculo do autovetor associado ao menor autovalor proposto por G. Mathew e Dasgupta (MATHEW, 1995), produziu desempenho idêntico ao cálculo não recursivo aplicando-se a decomposição em valores singulares;
- Os resultados indicaram que independentemente da razão sinal-ruído, a ECMQR apresenta bom desempenho na estimação da resposta ao impulso, caracterizado por convergência rápida e valores reduzidos do erro médio quadrático residual das estimativas de canal;
- A ECMQR mostrou-se sensível ao valor de fator de esquecimento, principalmente para o modelo de canal CCIR Pobre e para baixas razão sinal-ruído.

Quanto à avaliação de desempenho do equalizador cego DFE-ECMQR, merecem ser destacados os pontos relacionados a seguir:

- Resultados iniciais mostraram que o mapeamento convencional produz desempenho superior ao mapeamento bayesiano na equalização DFE com treinamento, para canal CCIR Pobre. Isto motivou a sua escolha para uso no esquema aqui proposto;
- A ECMQR retorna uma estimativa cega do canal com norma unitária, sendo necessário um estimador da norma da RIC antes de se efetuar o mapeamento para

adaptação dos coeficientes do DFE. Um estimador simples baseado nas amostras do sinal na saída do canal e na variância do ruído, foi utilizado na determinação desta norma e produziu resultados satisfatórios;

- Foi estabelecida uma regra para a modificação da variância do ruído fornecida às equações de mapeamento dos coeficientes, baseada no conhecimento do espalhamento Doppler e da RSR. Com esta modificação obteve-se rápida convergência da taxa de erro de símbolo na fase inicial da equalização cega;
- Os resultados de probabilidade de erro com estimação da norma da resposta ao impulso do canal, foram bem satisfatórios. No entanto, é necessário que se investigue outro estimador mais eficiente, pois um erro na estimação da norma da RIC associado com outros erros, como por exemplo no ajuste do fator de esquecimento, pode tornar o DFE-ECMQR menos robusto às variações do canal HF no tempo;
- A redução de complexidade realizada no esquema proposto, obtida por meio do truncamento da RIC estimada, alterou pouco os resultados de probabilidade de erro;
- O DFE-ECMQR superou o esquema proposto por Zhang et al. (ZHANG, 1997) na equalização do canal Misto com parâmetros especificados no MIL-STD-188-110A (MIL-STD-188-110A, 1975);
- As exigências de probabilidade de erro especificadas no MIL-STD-188-110A para o canal Misto, foram cumpridas pelo DFE-ECMQR.

Como propostas de trabalhos posteriores decorrentes desta dissertação, colocam-se os seguintes pontos:

- Avaliação de desempenho do DFE-ECMQR considerando um modelo de canal com retardos aleatórios cujas médias sejam iguais aos valores de retardo dos modelos CCIR.
- Investigação de um estimador da norma da RIC mais preciso (de menor variância).
- Melhoria da regra de modificação da variância nas equações de mapeamento, da estimativa de canal no equalizador, e a investigação da possibilidade de se estabelecer uma regra de modificação mais simples, independente dos parâmetros do canal, sem grandes perdas de desempenho.
- Investigação de um procedimento de correção do erro de fase da estimativa cega de canal.

- Avaliação de desempenho da ECMQR considerando erros na estimação dos valores de retardo do canal.
- Prover o receptor de ferramentas para estimar os parâmetros estatísticos do modelo de variação da RIC, e analisar o efeito do uso dessas ferramentas no desempenho do equalizador cego.
- Investigar a possibilidade de se obter melhoria de desempenho usando de um esquema de chaveamento entre os modos de operação cego e direcionado pela decisão, como citado em na seção 5.3.3.6.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABEND, K. e FRITCHMAN, B. D., **“Statistical Detection for Communication Channels with Intersymbol Interference”**, Proc. IEEE, Vol.58, pp. 779-785, May 1970.
- AL-DHAHIR, N., **“Efficient Computation of the Delay-Optimized Finite Length MMSE-DFE”**, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 44, No. 5, pp. 1288-1292, May 1996.
- BAKER, M., MCPHEE, G. e VOGEL, B. , **“Real Time HF Channel Evaluation and 8-ary FSK signalling for Adaptative Communications”**, 4th IEE Conference on HF Radio Systems and Techniques, IEE CP-284, pp.51-55, 1998.
- BENEDETTO, S., BIGLIERY, E. e CASTELLANI, V., **“Digital Transmission Theory”**, Prentice-Hall Inc., New Jersey, 1987.
- BOITHIAS, L., **“Radio Waves Propagations”**, McGraw-Hill, 1987.
- CCIR, **“HF Ionospheric Channel Simulations”**, Report 549-3, pp 47-52, 1990.
- CHEN, S., McLAUGHLIN, S. e MULGREW, B., **“Complex-Valued Radial Basis Function Network, Part II: Application to Digital Communications Channel Equalisation”**, Signal Processing, 36, pp 175-188, 1994.
- CHEN, S., McLAUGHLIN, S., MULGREW, B. e GRANT, P.M., **“Adaptive Bayesian decision feedback equalizer for dispersive mobile radio channels”**, IEEE Transactions on Communications, Volume: 43/5 , pp.1937-1946, May 1995.
- DING, Z., **“Characteristics of Band-Limited Channels Unidentifiable from Second-Order Cyclostationary Statistics”**, IEEE Signal Processing Letters, Vol. 3, No. 5, May 1996.
- EHRMAN, L., BATES, L. B., ESCHLE, J. E. e KATES, J. M., **“Real-Time Software Simulation of the HF Radio Channel”**, IEEE Transactions on Communication Technology, pp 1809-1816, Aug 1982.

- ELEFThERIOU, E. e FALCONER, David D., “**Adaptive Equalization Techniques for HF Channels**”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, pp. 238-247, February 1987.
- ENDRES, T. J., ANDERSON, B. D. O., JOHNSON, R. e TONG, L., “**On the Robustness of FIR Channel Identification from Fractionally Spaced Received Signal Second-Order Statistics**”, IEEE Signal Processing Letters, vol 3, No 5, May 1996.
- FARHANG-BOROUJENY, B., “**Channel equalization via channel identification for rapidly fading HF channels**” Networks, 1993. International Conference on Information Engineering '93. 'Communications and Networks for the Year 2000', Proceedings of IEEE Singapore International Conference on , vol.2, pp:563-567, 1993.
- FECHTEL, S.A. e MEYR, H., “**An investigation of channel estimation and equalization techniques for moderately rapid fading HF-channels Communications**”, ICC-1991, pp:768-772, vol.2.
- GOLUB, G. H. e VAN LOAN, C. F., “**Matrix Computacions**”, The Johns Hopkins University Press, Baltimore and London, 1983; pp. 136-188.
- GUIMARÃES, A. G., SILVA, C. J. A., GALDINO, J. F. e PINTO, E. L., “**Comparação de Desempenho de Simuladores de Canais com Desvanecimento Rápido Parte I – Avaliação Numérica**”, XV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 1997.
- GUIMARÃES, A. G., “**Modelagem e Simulação de Canais Rádio Móveis**”, Tese de Mestrado, IME, 1998.
- HARRIS CORPORATION, “**Radio Communications in the Digital Age**”, Volume One: HF Technology, May 1996.
- HAYKIN, S., “**Adaptive Filter Theory**”, New Jersey, Prentice Hall, pp772-816,1996.
- JERUCHIN, M. R.; BALABAN, Philips e SHANMUGAN, K. San, “**Simulation of Communication Systems**”, Plenum Press, New York And London, 1992.
- JOHNSON, Eric E., “**Advanced High-Frequency Radio Communications**”, Artech House, 1997.

- LABAT, J., MACCHI, O. e LAOT, C., **“Adaptive Decision Feedback Equalization: Can You Skip the Training Period?”**, IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, No. 7, July 1998.
- LACAZE, B., **“Modeling the HF Channel with Gaussian Random Delays”**, Signal Processing, 64, pp. 215-220, 1998.
- MATHEW, G., REDDY, V. U. e DASGUPTA, S., **“Adaptive Estimation of Eigenspace”**, IEEE Transactions on Signal Processing, vol 43, No. 2, Feb 1995.
- MELO, A. Guedes de, **“Equalização Cega em Canais WSS-US”**, Dissertação de Mestrado, IME, 2000.
- MIL-STD-188-110A, **“Interoperability and performance standards for data modems”**, Setembro de 1991.
- MULGREW, B., **“Applying Radial Basis Functions”**, IEEE Signal Processing Magazine, March 1996.
- PROAKIS, J. G., **“Digital Communications”**, New York, Mc Graw Hill, 1995.
- REDDY, V. U., PAPADIAS, C. C. e PAULRAJ, A. J., **“Blind Identifiability of Certain Classes of Multipath Channels from Second Order Statistics Using Antenna Arrays”**, IEEE Signal Processing Letters, Vol 4, No 5, May 1997.
- SILVA, Clayton J.A., **“Desempenho de Algoritmos de Identificação Cega de Canal Baseados em Superamostragem”**, Dissertação de Mestrado, IME, 1998.
- TONG, L., XU, G., HASSIBI, B. e KAILATH, T., **“Blind Channel Identification Based on Second-Order Statistics: A Frequency-Domain Approach”**, IEEE Transactions on Information Theory, Vol 41, No 1, Jan 1995.
- TUGNAIT, J. K., **“On Blind Identifiability of Multipath Channels Using Fractional Sampling and Second-Order Cyclostationary Statistics”**, IEEE Transactions on Information Theory, Vol 41, No 1, Jan 1995.
- VOOIS, P. A., **“The Effect of Decision Delay in Finite-Length Decision Feedback Equalization”**, IEEE Trans. on Information Theory, vol. 42, No. 2, pp.618-621, Mar 1996.

WALLACE, M. A., “**HF Radio in Southwest Asia**”, IEEE Communications Magazine, January 1992.

WATTERSON, C. C. e JUROSHEK, J. R., “**Experimental Confirmation of HF Channel Model**”, IEEE Trans. on Comm. Technology, vol.COM-18, No.6, pp.792-803, Dec.1970.

XU, G., LIU, H., TONG, L. e KAILATH, T., “**A Least-Squares Approach to Blind Channel Identification**”, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 43, No. 12, Dez 1995.

ZHANG, Q., BAO, J.Q. e TONG, L., “**Applications of blind channel estimation to HF communication**”, MILCOM 97 Proceedings , Vol.: 3 , 1997, pp.1077 –1081.