

695907008
Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação
Departamento de Comunicações

Este exemplar corresponde à redação final da tese	
defendida por	Lais Rosa Macêdo
e aprovada pela Comissão	
Julgada em	22/09/01
	 Orientador

DESEMPENHO DE EQUALIZADORES NÃO-LINEARES APLICADOS A CANAIS DE HDTV

Autora

Lais Rosa Macêdo

Orientador

João Marcos Travassos Romano

Banca Examinadora: Prof. Dr. Carlos Aurélio Faria da Rocha
Prof. Dr. Dalton Soares Arantes
Prof. Dr. José Geraldo Chiquito

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Campinas, Setembro de 2001

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

UNIDADE	BC
N.º CHAMADA:	UNICAMP
	M119d
V.	
T.	47560
P.	837102
C	☒
PREÇO	R\$ 11,00
DATA	06-02-02
N.º CPD	

CM00163101-0

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

M119d Macêdo, Lais Rosa
Desempenho de equalizadores não-lineares aplicados
a canais de HDTV / Lais Rosa Macêdo.--Campinas, SP:
[s.n.], 2001.

Orientador: João Marcos Travassos Romano.
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Filtros adaptativos. 2. Televisão de alta definição.
3. Processamento de sinais – Técnicas digitais. I.
Romano, João Marcos Travassos. II. Universidade
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação. III. Título.

RESUMO

Neste trabalho será analisado o desempenho de estruturas não-lineares de equalização, adaptadas tanto por algoritmos supervisionados como autodidatas, e utilizando como plataforma de teste canais de TV digital.

Inicialmente será discutida a necessidade do uso dos equalizadores em sistemas de comunicações digitais. Serão brevemente apresentados os principais métodos de equalização adaptativa supervisionada e os algoritmos autodidatas, enfatizando os algoritmos de Bussgang.

Em seguida, serão apresentadas as estruturas não-lineares utilizadas: o DFE clássico e a que chamaremos Módulo/Fase. O DFE utiliza decisões passadas realimentadas para gerar uma boa estimativa das amostras pós-cursoras da interferência intersimbólica. A estrutura Módulo/Fase é baseada na teoria de predição linear, sendo composta pela cascata de um preditor IIR e um filtro passa-tudo não-linear. O preditor equaliza a distorção de magnitude provocada pelo canal, enquanto o passa-tudo funciona como um equalizador de fase, compensando a distorção provocada pela cascata do canal e do preditor. Será realizada uma comparação do funcionamento das duas estruturas, tanto nos aspectos conceituais como de desempenho na aplicação estudada.

Para bem situar a aplicação, o sistema ATSC (padrão americano de TV digital) será também abordado. Como não há uma solução rigidamente imposta para o receptor deste sistema, tal estudo estimula o interesse em se propor novas alternativas para as estruturas e os algoritmos de adaptação dos equalizadores.

Finalmente, os desempenhos das estruturas DFE e Módulo/Fase com diferentes algoritmos serão comparados por meio de simulações, abrindo assim perspectivas para novos receptores de HDTV para o sistema ATSC.

ABSTRACT

In this thesis, the performance of nonlinear structures of equalization using trained and blind algorithms will be analyzed. Digital TV channels will be used for evaluating tests.

It will be presented the used nonlinear structures: the classic DFE and the so-called *Módulo/Fase*. The DFE uses decision feedback to cancel the intersymbol interference. The *Módulo/Fase* structure is based on linear prediction theory. The equalizer is formed by the cascade of a linear IIR predictor and a nonlinear all-pass filter.

The ATSC system (USA Standard for HDTV) will be used for the simulations. There is no rigid solution imposed to the receiver of this system and this fact stimulates the studies of new structures and adaptive algorithms of the equalizers. Finally, the performance of the DFE e *Módulo/Fase* will be compared, opening perspectives for new receivers of HDTV for the ATSC system.

AGRADECIMENTOS

Agradeço inicialmente, aos meus pais, pois sem o amor, incentivo e apoio que sempre me dedicaram, nenhuma conquista importante na minha vida seria possível.

Ao prof. João Marcos, pela orientação segura, esclarecedora e pelas importantes sugestões, as quais permitiram que os objetivos almejados fossem atingidos de maneira precisa.

Ao Leandro, pelo carinho, companheirismo e incentivo em todas as horas. A conclusão deste trabalho seria infinitamente mais árdua sem a sua presença.

Aos meus irmãos Marcellus, Lilian e Ricardo, Fabiano e Fernanda pela amizade e amor sempre presentes. Ao Gabriel, pela união e alegria que nos trouxe.

Ao Romis, pela amizade, pelas discussões realizadas e a constante atenção.

Às amigas Andrezza, Cynthia, Flávia e Juliana, ao pessoal do Laboratório: Aline, Alexandre, Charles, Cristiano, Danilo, Luciano, Moisés, Panazio, Sol e colegas do mestrado: Helder, Rinaldo e Rodrigo, pelo clima de cooperação e amizade que tornaram mais agradáveis todos nossos dias. A convivência com essas pessoas foi de grande importância.

Ao Marcelo e Flávia, pelo trabalho em equipe realizado, pela cooperação e amizade.

Ao prof. Dalton, pelo acompanhamento atencioso e importantes sugestões desde o início deste trabalho.

Aos profs. Aurélio, Chiquito e Destro, pelo interesse demonstrado e pelas importantes sugestões e proposições para a continuação deste trabalho.

Ao CNPq, pelo apoio financeiro dado a este trabalho.

A todos os professores, colegas, funcionários que, de maneira direta ou indireta, influenciaram positivamente na execução deste trabalho.

ÍNDICE

1. INTRODUÇÃO	1
2. EQUALIZADORES LINEARES	6
2.1. SISTEMAS DE TRANSMISSÃO DIGITAL	6
2.2. DISTORÇÕES PROVOCADAS PELOS CANAIS DE COMUNICAÇÕES	8
2.2.1. INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA	9
2.3. EQUALIZADORES	11
2.3.1. TÉCNICAS CLÁSSICAS DE EQUALIZAÇÃO	12
2.3.2. EQUALIZADORES ADAPTATIVOS	13
2.3.3. TREINAMENTO DE EQUALIZADORES	18
2.4. EQUALIZADORES AUTODIDATAS	19
2.4.1. TÉCNICAS DE BUSSGANG	21
2.5. CONCLUSÕES	24
3. EQUALIZADORES NÃO-LINEARES	26
3.1. ESTRUTURA DFE – DECISION FEEDBACK EQUALIZER	26
3.2. ESTRUTURA MÓDULO/FASE	29
3.2.1. TÉCNICAS PREDITIVAS	29
3.2.2. EQUALIZAÇÃO DE MAGNITUDE E FASE	31
3.2.3. ADAPTAÇÃO DO EQUALIZADOR MÓDULO/FASE	33
3.3. ANÁLISE COMPARATIVA DO FUNCIONAMENTO DAS ESTRUTURAS DFE E MÓDULO/FASE	37
3.4. CONCLUSÕES	48
4. HDTV - TELEVISÃO DE ALTA DEFINIÇÃO	51
4.1. INTERFERÊNCIAS E DISTORÇÕES NO CANAL DE TRANSMISSÃO	52
4.1.1. INTERFERÊNCIA ENTRE TRANSMISSÕES DE TV ANALÓGICA E DIGITAL	52
4.1.2. MULTIPERCURSO	54
4.1.3. DESVANECIMENTO	55

4.2.	SISTEMA ATSC (ADVANCED TELEVISION SYSTEMS COMMITTEE)	55
4.3.	DESCRIÇÃO DO SISTEMA ATSC	56
4.4.	EQUALIZADOR PROPOSTO	59
5.	<u>SIMULAÇÕES E RESULTADOS</u>	<u>61</u>
5.1.	CONCLUSÕES	70
6.	<u>CONCLUSÕES</u>	<u>72</u>
7.	<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	<u>73</u>

1. INTRODUÇÃO

Em todos os sistemas de transmissão de informações digitais, uma sequência de símbolos é gerada em um transmissor e, após passar por um canal de comunicações, é captada no terminal de recepção. A rádio-difusão terrestre é extremamente desafiadora devido à difícil natureza do canal de transmissão. Além dos prejuízos usuais do ruído branco e dos multipercursos estáticos, há outros, incluindo os multipercursos dinâmicos causados, por exemplo, pelos movimentos de refletores com os vôos baixos de aviões, impulsos ruidosos da atmosfera e outros distúrbios. O receptor é uma parte importante do sistema, pois é responsável pela eliminação da interferência intersimbólica (ISI) gerada por multipercursos, assegurando uma transmissão de alta confiabilidade.

A remoção da ISI é realizada pelo uso de equalizadores no receptor. O equalizador é geralmente implementado como um filtro digital. Com a ajuda de um dispositivo de decisão, o equalizador age sobre o sinal na saída do canal de comunicações, recuperando a sequência de dados originalmente transmitida.

O projeto de um equalizador exige o conhecimento de características estatísticas do sinal recebido. Porém, conhecê-las *a priori* é equivalente a conhecer o canal, o que é inviável na maioria das aplicações práticas. Por isso, são utilizados equalizadores adaptativos que tentam estimar recursivamente as grandezas estatísticas necessárias. As técnicas clássicas de equalização buscam determinar os coeficientes do equalizador que minimizem o valor médio quadrático do erro de estimação. Este erro é a diferença entre o símbolo transmitido e o símbolo estimado na saída do equalizador.

Para calcular o erro de estimação, os algoritmos necessitam dos dados transmitidos, o que não está disponível. Para resolver este problema, a adaptação dos coeficientes do equalizador é realizada em dois períodos. No primeiro, conhecido como período de treinamento, uma sequência preestabelecida de símbolos é transmitida e uma versão sincronizada deste sinal é gerada no receptor. Com o sinal transmitido e recebido disponíveis, torna-se possível calcular o erro de estimação, permitindo o ajuste dos coeficientes do equalizador. No segundo período, o erro de estimação é calculado pela diferença entre a saída do equalizador e a saída do dispositivo de decisão. Para isso, considera-se que, após o treinamento, o canal esteja suficientemente equalizado de forma que o dispositivo de decisão possa fazer uma estimativa suficientemente precisa do símbolo transmitido. Esse período é conhecido como modo de decisão-direta.

Em vários sistemas de comunicações, a transmissão da sequência de treinamento pode ser muito custosa, pois ela diminui a taxa de bits úteis e consequentemente a capacidade do sistema. Para contornar esse problema, foram desenvolvidas as técnicas de equalização autodidata, que não utilizam a sequência de treinamento. Desta forma, o equalizador consegue atingir a convergência sem a necessidade de interromper o fluxo normal da transmissão. Os algoritmos autodidatas se baseiam nas informações estatísticas do sinal transmitido, que podem ser facilmente conhecidas, e no sinal de saída.

As técnicas mais difundidas de equalização autodidata utilizam os chamados algoritmos de Bussgang em conjunto com estruturas de filtros transversais lineares. Esses algoritmos também se baseiam em uma função custo a ser minimizada pelos coeficientes do equalizador e possuem baixa complexidade. Porém, eles não garantem uma convergência global.

Uma outra família de técnicas, derivada de forma distinta às de Bussgang, embora possa usar algoritmos de adaptação semelhantes, é a que se baseia na teoria de predição linear. Sabe-se que um preditor constitui um sistema de fase mínima, enquanto um retropreditor representa um sistema de fase máxima. Desta forma, foi proposto inicialmente equalizadores formados por um preditor e um retropreditor que, juntos, compensam

qualquer tipo de canal. Uma outra técnica preditiva baseia-se em um equalizador composto pela cascata de um preditor IIR, que compensa a distorção de magnitude, com um equalizador de fase. Esta técnica utiliza um critério de minimização baseado apenas no erro de predição e no erro de decisão direta, se caracterizando, assim, como um algoritmo autodidata.

Neste trabalho, será realizada uma comparação do desempenho de duas estruturas não-lineares utilizando algoritmos supervisionados e autodidatas. Através da introdução do decisor na malha de realimentação, estas estruturas não-lineares minimizam o fenômeno de *noise enhancement*, o que favorece a aplicação das mesmas em canais com severas distorções de amplitude e nulos espectrais. Estes equalizadores podem fornecer assim uma taxa de erro de símbolos mais baixa que a de um equalizador linear. Porém, decisões erradas induzidas pelo ruído podem gerar o fenômeno da propagação de erros, o que acarreta uma degradação de desempenho.

A primeira estrutura não-linear a ser utilizada é o DFE (*Decision Feedback Equalizer*). O sinal equalizado é dado pela soma das saídas dos filtros *forward* e *feedback*. O filtro *forward* funciona como um equalizador transversal linear. As decisões realizadas são realimentadas através do filtro *feedback*. A idéia básica está em supor que as decisões passadas estão corretas. Assim, pode ser gerada uma boa estimativa da ISI devido a estes símbolos passados já detectados. Esta habilidade do filtro *feedback* permite uma maior liberdade na escolha dos coeficientes do filtro *forward*, pois este não precisará se aproximar do inverso das características do canal, mas deverá cancelar sobretudo a ISI precursora, que não pode ser cancelada pelo filtro *feedback*.

A outra estrutura, conhecida como Módulo/Fase, se baseia na estrutura de predição linear citada anteriormente e é composta por um filtro preditor e um módulo passa-tudo com decisor na malha de realimentação. Como um canal pode ser decomposto em um sistema de fase mínima em cascata com um sistema passa-tudo, o uso conjunto destes dois filtros é, teoricamente, capaz de equalizar qualquer tipo de canal.

Como atualmente muitos países estão desenvolvendo e escolhendo seus padrões para o sistema de televisão digital, inclusive o Brasil, escolheu-se tal aplicação para realizar a comparação das estruturas e algoritmos estudados, com o interesse de incorporar novas técnicas de equalização em um problema concreto e de grande interesse prático.

O padrão escolhido é o sistema americano ATSC. Em 1996, os Estados Unidos adotaram o padrão ATSC para o sistema de TV digital de alta definição (HDTV). Este sistema define MPEG-2 como padrão de compressão de vídeo e os códigos de Reed-Solomon e de treliça (TCM) com modulação 8-VSB (*Vestigial Side Band*) na transmissão. O padrão ATSC propõe também a utilização de um equalizador adaptativo do tipo DFE, treinado por exemplo com o algoritmo LMS-DD, usando uma sequência de treinamento repetida a intervalos constantes de 24,2 ms. Entretanto, apesar de estabelecer critérios rígidos para o sistema de transmissão, o mesmo não acontece com o processo de recepção. Deixa-se livre, por exemplo, a utilização da estrutura e do algoritmo de treinamento do equalizador. Daí a motivação em apresentar novas propostas para o receptor do sistema.

Para analisar o desempenho dos equalizadores, os resultados serão obtidos através de simulações. Serão simulados canais com multipercursos estáticos e ruído aditivo gaussiano, descrevendo condições reais de transmissão em um sistema de TV digital. Será utilizada a estrutura DFE com os algoritmos LMS-DD (conforme o sugerido pelo padrão) e o algoritmo do módulo constante (CMA), onde será questionada a necessidade da transmissão da sequência de treinamento. Será implementada também a estrutura Módulo/Fase, utilizando os algoritmos LMS, RLS e de Gauss-Newton, todos em modo autodidata.

Sendo assim, a dissertação está estruturada da seguinte maneira:

No capítulo 2 serão estudados o sistema de comunicações digitais, as distorções a que um sinal está exposto e a sua recuperação através da equalização adaptativa, tanto supervisionada como autodidata.

No capítulo 3 serão analisadas as estruturas não-lineares, enfatizando o DFE, o Módulo/Fase e seus algoritmos de adaptação. Será realizada também uma análise comparativa sobre o funcionamento de tais equalizadores.

No Capítulo 4 serão sucintamente apresentadas as principais interferências e distorções em sistemas de TV digital. Logo após será realizada uma breve descrição do sistema ATSC, o padrão de HDTV escolhido pelos Estados Unidos, e o receptor proposto por este sistema. Em seguida, será apresentado o receptor proposto neste trabalho.

No capítulo 5 os resultados obtidos via simulação serão apresentados e analisados. Será realizada uma comparação do desempenho das estruturas DFE e Módulo/Fase e dos algoritmos utilizados. Para a obtenção dos resultados, serão utilizados canais sugeridos para testes em TV digital.

No capítulo 6 será realizado um resumo do trabalho, enfatizando as principais conclusões e as propostas para pesquisas futuras.

2. EQUALIZADORES LINEARES

Neste capítulo, será introduzido o problema da equalização de canais para a transmissão digital. Primeiramente, será realizada uma introdução aos sistemas de transmissão digital. Logo após, serão analisadas as distorções e interferências a que um sinal está exposto devido ao canal de transmissão. Será explicitado que o uso de um equalizador pode atenuar os efeitos de algumas destas distorções, conseguindo-se, assim, uma transmissão de dados com baixa taxa de erros. Logo após, serão apresentadas as técnicas clássicas de equalização adaptativa e as técnicas autodidatas, que utilizam algoritmos autodidatas. Neste trabalho, serão utilizados tanto os algoritmos clássicos quanto os autodidatas para a simulação das estruturas escolhidas.

2.1. SISTEMAS DE TRANSMISSÃO DIGITAL

O processo de transmissão da informação digital pode ser dividido em vários blocos distintos, representados na Figura 2.1:

Nesta figura, observa-se que a sequência a ser transmitida, $\{b(n)\}$, passa por um codificador de canal, cujo objetivo é transformá-la em outra sequência com características mais favoráveis à transmissão. A codificação pode envolver, por exemplo, a introdução de um código corretor de erros, ou encriptação do sinal. Em seguida a sequência codificada é

modulada. Este processo transforma o sinal digital em um sinal analógico com características adequadas ao meio de transmissão.

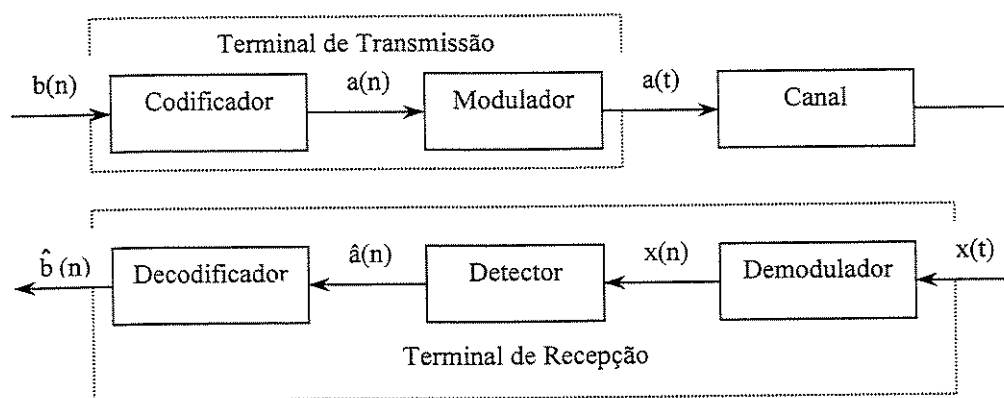


Figura 2.1 – Sistema de Comunicações

O sinal modulado é, então, enviado para o terminal de recepção. Essa transmissão se dá através de um meio físico pelo qual o sinal se propaga, e que pode ser o ar, um cabo telefônico, fibras óticas, etc. Este meio físico é denominado canal e introduz algumas distorções no sinal transmitido, conforme será visto adiante.

No terminal de recepção busca-se desfazer, uma a uma, as operações realizadas na transmissão, recuperando a sequência originalmente transmitida. Assim, o sinal recebido é primeiramente demodulado, processo inverso à modulação que transforma o sinal analógico recebido em um sinal digital. A saída do demodulador passa pelo detector, que é um dispositivo que tenta recuperar o melhor possível a sequência de símbolos transmitida. Finalmente, o sinal é decodificado e a sequência transmitida, recuperada.

2.2. DISTORÇÕES PROVOCADAS PELOS CANAIS DE COMUNICAÇÕES

O canal de comunicações caracteriza o meio físico pelo qual será transmitido o sinal modulado. Esta transmissão raramente é ideal e a passagem do sinal contínuo pelo canal impõe-lhe uma série de distorções, tais como:

- Adição de ruído: este fenômeno é causado pelo acúmulo de várias interferências aleatórias que se sobrepõem ao sinal durante todo o seu processamento, seja o ruído térmico ou o ruído *shot* dos equipamentos, sejam descargas elétricas ou outras interferências externas que surgem durante a transmissão.
- Interferência Intersimbólica (ISI): na maioria dos casos, a resposta de um canal de comunicações a um símbolo transmitido tem duração maior que a do próprio símbolo. Assim, a resposta do canal a um símbolo sofre a interferência dos símbolos adjacentes, resultando na ISI.

Além disso, outras limitações poderiam ser citadas, algumas específicas de determinados canais. Considerando, por exemplo, os canais rádio-móvel, cujo meio de transmissão é o ar. Estes canais estão presentes, por exemplo, em sistemas de telefonia celular e de televisão digital. Um sinal transmitido pelo ar vai de uma antena a outra por vários percursos (multipercursos), sendo refletido em paredes, no chão, etc. Na antena receptora, os sinais advindos dos vários percursos interferem um no outro, gerando distorção do sinal.

O combate ao problema do ruído é feita pela inclusão de um filtro casado na entrada do terminal de recepção. Os filtros casados têm a propriedade de maximizar a Relação Sinal Ruído (SNR) em sua saída e possuem uma resposta casada com o espectro do sinal recebido [22]. O filtro ideal deveria ser casado com a resposta ao impulso do canal ao sinal modulador. Entretanto, o conhecimento desta resposta pressupõe o conhecimento do canal, o que impossibilita a implementação prática do filtro ideal. Desta forma, implementa-se um filtro aproximado, casado com o sinal modulador e sem levar em consideração o efeito do

canal sobre este. Se, além do efeito do ruído, o sinal estiver sujeito à interferência intersimbólica, torna-se necessário o uso de um equalizador [1] para cancelar esta distorção inserida pelo canal.

Os equalizadores são geralmente implementados através de filtros digitais que agindo sobre o sinal de saída do canal de comunicações e com a ajuda de um dispositivo de decisão, recuperam a sequência de dados originalmente transmitida. Para melhor esclarecer a atuação dos equalizadores, é necessária uma melhor compreensão do fenômeno da ISI. A seguir, será mostrado o modelo digital de um sistema de comunicações e porque a ISI pode ser vista como uma consequência da filtragem, pelo canal, do sinal digital transmitido.

2.2.1. INTERFERÊNCIA INTERSIMBÓLICA

A Figura 2.2 traz uma representação discreta em banda básica de um sistema de comunicações.

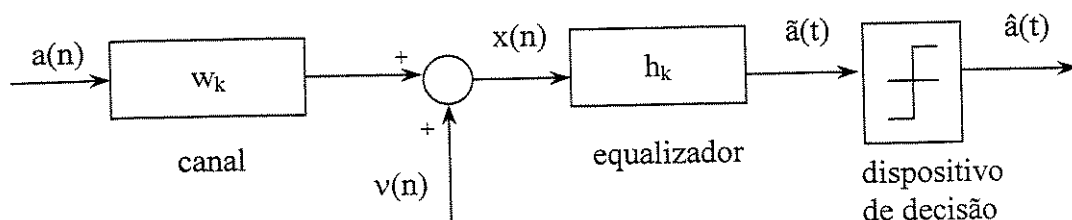


Figura 2.2 – Representação Discreta de um Sistema de Comunicações

O valor de $a(n)$ representa o símbolo a ser transmitido no instante n , $\{w_k\}$ representa a resposta ao impulso do canal e $\{v(n)\}$ é o ruído aditivo anteriormente mencionado. A sequência $\{x(n)\}$ mostrada nesta figura é a sequência obtida no terminal de recepção após a amostragem do sinal recebido. Nesta figura, está representado também um equalizador e um dispositivo de decisão, que são componentes do bloco de detecção e serão discutidos na próxima seção.

Conforme a representação discreta do canal de comunicações, o sinal discreto recebido pode ser escrito como:

$$x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} w_k a(n-k) + v(n) \quad (2.1)$$

Pode-se observar que o sinal recebido no instante n , $x(n)$, é uma combinação de símbolos passados e futuros. Ou seja, $a(n)$ não pode ser recuperado diretamente de $x(n)$. Escrevendo separadamente alguns termos desta equação, o problema se torna ainda mais claro:

$$x(n) = a(n-\delta) w_\delta + \sum_{k \neq \delta} w_k a(n-k) + v(n) \quad (2.2)$$

O primeiro termo do lado direito da equação (2.2) representa um símbolo transmitido, a menos de uma constante multiplicativa w_δ e um atraso δ . Este símbolo representa a informação que se deseja recuperar. O segundo termo representa a distorção ocasionada pela ISI. As amostras para $k > \delta$ ocasionam a ISI devido aos símbolos previamente transmitidos (ISI poscursora) e aquelas para $k < \delta$, devido aos símbolos a serem transmitidos (ISI precursora). Este termo pode ser visto como um ruído adicional que deve ser eliminado.

A razão pela qual se opta por recuperar $a(n-\delta)$ e não algum outro símbolo qualquer é que assume-se que $|w_\delta| = \max_k(|w_k|)$. Desta forma, $a(n-\delta)$ é o símbolo transmitido que tem o maior peso na formação da saída $x(n)$.

Uma medida da intensidade de ISI é a chamada *closed eye measure*, dada por:

$$\rho = \frac{\sum_k |w_k| - |w_\delta|}{|w_\delta|} \quad (2.3)$$

Esta medida está associada à abertura do diagrama de olho do canal. Se $\rho < 1$, considera-se que o olho do canal está aberto [1]. Nesta situação, supondo-se a ausência de ruído, o símbolo transmitido pode ser corretamente identificado simplesmente através de um dispositivo de decisão. Este dispositivo, mostrado na Figura 2.2 é um quantizador sem memória e sua saída é o símbolo da constelação transmitida que esteja mais próximo do sinal na sua entrada. Entretanto, se $\rho > 1$, algum processamento deve ser feito com o sinal recebido para permitir a correta identificação do símbolo transmitido. O equalizador é um dispositivo que pode ser adotado para a minimização da ISI.

2.3. EQUALIZADORES

Pode-se constatar, a partir do modelo discreto do canal, que a ISI é o resultado de uma filtragem linear do sinal transmitido. Se a função de transferência do canal fosse conhecida, seria possível colocar, em sua saída, um filtro cuja função de transferência fosse a inversa da do canal. Assim, a função de transferência da cascata do canal com este filtro seria dada por:

$$\mathbf{w}(z^{-1}) \mathbf{h}(z^{-1}) = k z^{-\delta} \quad (2.4)$$

onde $\mathbf{w}(z^{-1})$ e $\mathbf{h}(z^{-1})$ representam, respectivamente, as funções de transferência do canal e de seu filtro inverso, k é uma constante multiplicativa e δ é um atraso, que garante que o filtro inverso seja causal e estável. Nota-se que a equação (2.4) implica em que a cascata canal+filtro inverso transmita sinais sem distorcê-los. Em outras palavras, aplicando a saída do canal a seu filtro inverso, consegue-se o cancelamento da ISI. Um filtro que possua a propriedade de inverter as distorções provocadas por um canal de comunicações é chamado equalizador.

O equalizador é implementado, na maioria das vezes, após a saída do conversor A/D. Desta forma, o sinal em sua entrada é digital. Assim, o equalizador é geralmente implementado como um filtro digital. A estrutura de equalização mais estudada e utilizada é o filtro transversal linear, mostrada na Figura 2.3. Este filtro também é conhecido por filtro FIR (*Finite Impulse Response*).

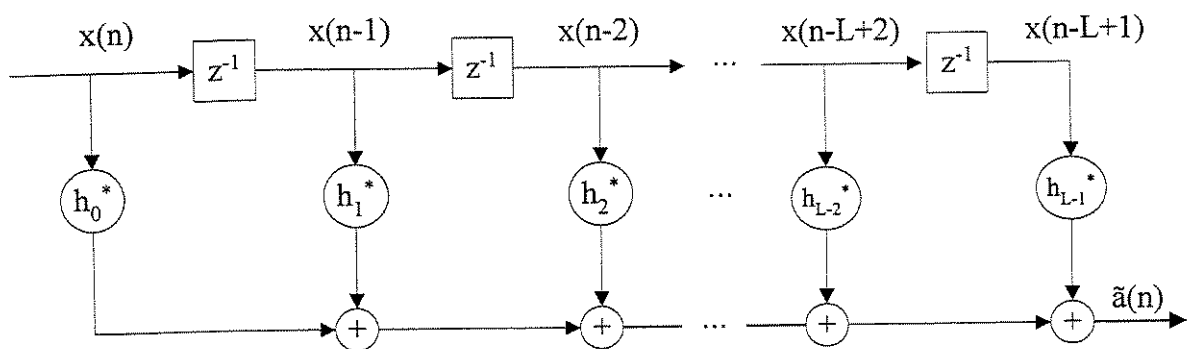


Figura 2.3 – Estrutura do Filtro Transversal Linear

A saída deste filtro é dada por:

$$\tilde{a}(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k^* x(n-k) \quad (2.5)$$

ou vetorialmente por

$$\tilde{a}(n) = \mathbf{h}^H \mathbf{x}(n) \quad (2.6)$$

onde o expoente H indica as operações de transposição e conjugação e os vetores $\mathbf{h}$ e $\mathbf{x}(n)$ correspondem, respectivamente, aos coeficientes do filtro e às últimas amostras do sinal de entrada do equalizador, sendo definidos por

$$\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{L-1}]^T, \quad (2.7)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n), \dots, x(n-L+1)]^T$$

Convém ressaltar que a utilização de uma estrutura FIR permite apenas a obtenção de uma solução aproximada. Para se conseguir uma melhor equalização do canal, é necessário o uso de estruturas não-lineares que serão estudadas mais adiante. Os equalizadores não-lineares atenuam também o fenômeno do *noise enhancement*, que é uma amplificação do ruído gerada pelo filtro inverso que pode levar a um aumento da probabilidade de erro no receptor.

Serão descritas, a seguir, algumas maneiras de obter valores de $\mathbf{h}$ que levam à equalização do canal.

2.3.1. TÉCNICAS CLÁSSICAS DE EQUALIZAÇÃO

A equação (2.4) representa a definição do equalizador ideal. A partir dela, pode-se constatar que sua função de transferência é dada por:

$$\mathbf{h}(z^{-1}) = k z^{-\delta} \mathbf{w}^{-1}(z^{-1}) \quad (2.8)$$

Entretanto a equação (2.8) deixa claro que a obtenção de $\mathbf{h}(z^{-1})$ envolve o conhecimento da função de transferência do canal. Em situações práticas, este conhecimento raramente é possível e outras soluções para o problema da equalização devem ser encontradas.

Uma das técnicas mais difundidas para obtenção do vetor $\mathbf{h}$ consiste em definir uma função $J(\mathbf{h})$ do vetor de coeficientes do filtro, de forma que $J(\mathbf{h})$ esteja relacionada à quantidade de ISI presente na saída do equalizador. Esta função é chamada função custo ou função objetivo. A função custo mais clássica é a esperança do erro quadrático, também conhecida por critério de Wiener [2]. Ela é definida como a média quadrática da diferença entre o valor desejado para saída do equalizador e aquele que se obtém de fato. Matematicamente, tem-se:

$$J(\mathbf{h}) = E(|e(n)|^2) \quad (2.9)$$

onde $e(n) = a(n-\delta) - \tilde{a}(n)$.

Esta é uma função quadrática do vetor de coeficientes e possui, portanto, um único mínimo. A minimização deste critério leva as equações de Wiener-Hopf:

$$\mathbf{h} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}_{ax} \quad (2.10)$$

onde

$$\mathbf{R} = E(\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n)) \quad (2.11)$$

$$\mathbf{r}_{ax} = E(a^*(n) \mathbf{x}(n)) \quad (2.12)$$

O filtro obtido da solução destas equações é conhecido como filtro de Wiener. Entretanto, a solução das equações de Wiener-Hopf exige o conhecimento de características estatísticas do sinal recebido $\mathbf{x}(n)$. Mas, conhecê-las *a priori* é equivalente a conhecer o canal, o que torna a técnica inviável na maioria das aplicações práticas. Para contornar este problema, foram desenvolvidos os algoritmos adaptativos, que tentam estimar recursivamente as grandezas estatísticas necessárias para a solução das equações de Wiener-Hopf. Estes algoritmos serão discutidos a seguir.

2.3.2. EQUALIZADORES ADAPTATIVOS

O problema da equalização adaptativa pode ser encarado como um problema de otimização, pois envolve a minimização de $J(\mathbf{h})$. Desta forma, técnicas iterativas de otimização, tais como o método do gradiente e método de Newton, podem ser aplicadas na

sua solução. Estas técnicas adaptam recursivamente o vetor $\mathbf{h}$ e devem, teoricamente, convergir para um valor que minimiza a função custo. Assim, a cada iteração destes algoritmos obtém-se um vetor de coeficientes diferente, que por isso passarão a ser chamados de $\mathbf{h}(n)$. Idealmente, a aplicação dos métodos iterativos na minimização do critério de Wiener deve levar a uma sequência de vetores $\mathbf{h}(n)$ que convergem para a solução de Wiener-Hopf, independente de suas condições iniciais.

Observa-se, por exemplo, que o método do gradiente adapta o vetor $\mathbf{h}(n)$ na direção oposta à dada pelo gradiente da função custo. O princípio deste algoritmo é que a direção oposta ao gradiente é a direção de maior decréscimo da função custo. Assim, a cada iteração, fazemos:

$$\mathbf{h}(n+1) = \mathbf{h}(n) - \mu \nabla_{\mathbf{h}} J, \quad \mu > 0 \quad (2.13)$$

onde $\nabla_{\mathbf{h}} J$ é o gradiente de $J(\mathbf{h})$ em relação a $\mathbf{h}$ e μ é chamado passo de adaptação, indicando o quanto o algoritmo deve andar na direção oposta ao gradiente. Desta forma, a cada iteração, obtém-se um valor de $\mathbf{h}(n)$ ao qual corresponderá um menor valor de $J(\mathbf{h})$. Iterativamente, este algoritmo acaba convergindo para um valor mínimo de $J(\mathbf{h})$.

Para o critério de Wiener, o gradiente da função custo é dado por $\nabla_{\mathbf{h}} J = -E(\mathbf{x}(n) e^*(n))$. Percebe-se que o uso de um método iterativo de otimização não resolveu o problema apresentado pelo filtro de Wiener, pois o cálculo de $\nabla_{\mathbf{h}} J$ ainda exige o conhecimento de características estatísticas do sinal recebido e , consequentemente, do canal. O método de Newton, além de usar o gradiente de $J(\mathbf{h})$, usa sua matriz Hessiana, constituída pelas suas derivadas segundas. O cálculo da Hessiana de $J(\mathbf{h})$ também envolve o conhecimento de características estatísticas de $\mathbf{x}(n)$.

No problema prático de equalização, estas informações não estão disponíveis, mas podem ser estimadas [2]. Os algoritmos adaptativos usam geralmente estimativas estocásticas do gradiente ou da matriz Hessiana para a minimização de $J(\mathbf{h})$ [2]. Uma consequência interessante dos algoritmos adaptativos é que as características estatísticas do canal são estimadas a cada iteração. Desta forma, se elas sofrerem alterações, como ocorre freqüentemente em canais variantes no tempo tais como os canais dos sistemas de telefonia celular, o algoritmo será capaz de estimar estas novas características do canal e , portanto, obter um filtro que equalize o novo canal. Isto torna os equalizadores adaptativos particularmente convenientes em ambientes variantes no tempo.

A seguir, são apresentados três métodos adaptativos clássicos a serem empregados neste trabalho, na adaptação dos coeficientes dos equalizadores.

ALGORITMO LMS

O algoritmo LMS (*Least Mean Square*) é baseado no método do gradiente [2] [6]. O valor exato do gradiente de $J(\mathbf{h})$ é dado por $\nabla_{\mathbf{h}} J = -E(\mathbf{x}(n)e^*(n))$. O algoritmo LMS usa uma estimativa para este valor que consiste simplesmente em ignorar o operador esperança no cálculo do gradiente. Esta é a chamada estimativa instantânea da esperança. Assim, o algoritmo fica:

$$e(n) = a(n - \delta) - \mathbf{h}^H(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.14)$$

$$\mathbf{h}(n+1) = \mathbf{h}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e^*(n) \quad (2.15)$$

Este método é também conhecido como método do gradiente estocástico e é um dos mais populares algoritmos adaptativos, pois apresenta um bom desempenho em situações práticas e uma notável simplicidade computacional.

ALGORITMO DE GAUSS-NEWTON

O algoritmo de Gauss-Newton é uma aproximação estocástica para o método de otimização de Newton [6]. Este método é semelhante ao do gradiente, mas a direção de adaptação leva em conta a matriz Hessiana da função custo.

Seja $\mathbf{S}(n)$ a Hessiana de $J(\mathbf{h})$. O método de Gauss-Newton é dado por:

$$\mathbf{h}(n+1) = \mathbf{h}(n) - \mu \mathbf{S}^{-1}(n) \nabla_{\mathbf{h}} J \quad (2.16)$$

A estimação do gradiente já foi vista no método LMS. No caso do critério de Wiener, é simples mostrar que a Hessiana é a própria matriz de autocorrelação, $\mathbf{R}(n)$, que pode ser estimada através de uma média temporal:

$$\hat{\mathbf{S}}(n) = \alpha \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) + \alpha \sum_{i=1}^{n-1} (1 - \alpha)^{n-i} \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \quad (2.17)$$

onde o fator α funciona como um fator de ponderação [6].

Este algoritmo possui uma propriedade interessante, conforme será visto adiante: ele consegue evitar o cálculo da inversa de $\hat{\mathbf{R}}(n)$. A inversão de matrizes é uma operação computacionalmente cara e instável e evitá-la possui um grande interesse prático. Isto é conseguido com o uso de um resultado importante de álgebra matricial, o Lema de Inversão de Matrizes [2]. Este lema permite que no instante n , ao invés de calcular $\hat{\mathbf{R}}(n)$ e depois sua inversa, se calcule diretamente $\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n)$ a partir de seu valor no instante $n-1$, $\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)$.

A partir de (2.16) e usando o lema de inversão de matrizes, obtém-se o algoritmo de Gauss-Newton:

$$\mathbf{e}(n) = a(i - \delta) - \mathbf{h}^H(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.18)$$

$$\mathbf{u}(n) = \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n) \quad (2.19)$$

$$k(n) = \frac{1}{w + \alpha \mathbf{x}(n)^H \mathbf{u}(n)} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{g}(n) = k(n)\mathbf{u}(n) \quad (2.21)$$

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) = \frac{1}{w} \left(\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) - \alpha k(n) \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \right) \quad (2.22)$$

$$\mathbf{h}(n) = \mathbf{h}(n-1) + \alpha \mathbf{e}^*(n) \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) \mathbf{x}(n) \quad (2.23)$$

O fator $w < 1$ é o chamado fator de esquecimento e sua função é dar um peso maior para os erros mais recentes.

ALGORITMO RLS

Outro método importante, caracterizado por sua alta velocidade de convergência, é o algoritmo RLS (*Recursive Least Square*) [2] [6]. Ao invés de trabalhar com aproximações estocásticas das derivadas do critério de Wiener, este algoritmo minimiza uma estimativa temporal deste mesmo critério. Assim, em cada instante de tempo n busca-se o vetor de coeficientes $\mathbf{h}(n)$ que minimiza não mais a esperança estatística do sinal de erro, mas a uma média temporal. Desta forma, o algoritmo RLS se baseia no critério de mínimos quadrados, dado por:

$$\varepsilon(n) = \sum_{i=1}^n w^{n-i} |e(i, n)|^2 \quad (2.24)$$

O termo $e(i, n)$ indica a diferença entre o valor desejado na saída do equalizador no instante i e seu valor real no mesmo instante, calculado usando o vetor de coeficientes obtido no instante n , ou seja:

$$e(i, n) = a(i - \delta) - \mathbf{h}(n)^H \mathbf{x}(i) \quad (2.25)$$

Percebe-se, então, que a cada instante n , $\varepsilon(n)$ indica a média temporal dos erros quadráticos como se todos os erros tivessem sido obtidos com o uso dos mesmos coeficientes $\mathbf{h}(n)$. Conforme veremos, a cada iteração o algoritmo RLS minimiza $\varepsilon(n)$. Assim, a cada iteração teremos um vetor ótimo no sentido dos mínimos quadrados.

O escalar $w < 1$ é o fator de esquecimento. Percebe-se que, quanto menor o valor de i , ou seja, quanto mais o erro estiver no passado, menor o valor de w^{n-i} e menor o peso de $e(i, n)$ no cálculo de $\varepsilon(n)$.

A função custo $\varepsilon(n)$ caracteriza, então, um problema de mínimos quadrados ponderados, cuja solução é dada por:

$$\mathbf{h}(n) = \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) \hat{\mathbf{r}}_{ax}(n) \quad (2.26)$$

onde $\hat{\mathbf{R}}(n)$ e $\hat{\mathbf{r}}_{ax}(n)$ são dados respectivamente por:

$$\hat{\mathbf{R}}(n) = \sum_{i=1}^n w^{n-i} \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) = \mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) + \sum_{i=1}^{n-1} w^{n-i} \mathbf{x}(i) \mathbf{x}^H(i) \quad (2.27)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{ax}(n) = \sum_{i=1}^n w^{n-i} a^*(i - \delta) \mathbf{x}(i) \quad (2.28)$$

É interessante notar as semelhanças que estas equações guardam com as de Wiener-Hopf. A matriz $\hat{\mathbf{R}}(n)$ pode ser vista como uma estimativa da matriz de autocorrelação de $\mathbf{x}(n)$ e $\hat{\mathbf{r}}_{ax}(n)$ como uma estimativa da correlação cruzada entre $\mathbf{x}(n)$ e $a(n)$, onde, em ambos os casos, a esperança estatística é substituída por uma média temporal. Assim, o RLS pode ser visto como um algoritmo que, a cada iteração, usa todas as informações disponíveis para estimar as grandezas envolvidas nas equações de Wiener-Hopf.

Aplicando o lema de inversão de matrizes para $\hat{\mathbf{R}}(n)$, obtém-se:

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) = \frac{1}{w} \left(\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) - \frac{\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n) \mathbf{x}(n)^H \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)}{w + \mathbf{x}(n)^H \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) \mathbf{x}(n)} \right) \quad (2.29)$$

Usando mais algumas manipulações simples, obtém-se a forma final do RLS:

$$e(n) = a(n - \delta) - \mathbf{h}^H(n)\mathbf{x}(n) \quad (2.30)$$

$$\mathbf{u}(n) = \hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n) \quad (2.31)$$

$$k(n) = \frac{1}{w + \mathbf{x}(n)^H \mathbf{u}(n)} \quad (2.32)$$

$$\mathbf{g}(n) = k(n)\mathbf{u}(n) \quad (2.33)$$

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n) = \frac{1}{w} \left(\hat{\mathbf{R}}^{-1}(n-1) - k(n)\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) \right) \quad (2.34)$$

$$\mathbf{h}(n) = \mathbf{h}(n-1) + e^*(n)\mathbf{g}(n) \quad (2.35)$$

onde definiu-se, para a simplicidade de notação, $e(n) = e(n,n)$.

Observa-se a semelhança do algoritmo RLS com a técnica de Gauss-Newton descrita nas equações (2.17) e (2.27). De fato, o algoritmo RLS pode ser visto como um caso especial do algoritmo de Gauss-Newton, onde não se leva em conta o fator α . Percebe-se, então, que o algoritmo GN tem uma maior flexibilidade na escolha de seus parâmetros.

2.3.3. TREINAMENTO DE EQUALIZADORES

Da forma como foram apresentados, os algoritmos adaptativos apresentam um aparente contra-senso, pois sua aplicação envolve o conhecimento de $\{a(n)\}$ para permitir a formação do erro $e(n)$. Mas, para que $\{a(n)\}$ seja conhecida no terminal de recepção, é necessário que o canal esteja equalizado. Para resolver esse aparente paradoxo, a solução adotada na prática é dividir a adaptação em dois períodos.

No primeiro, chamado Período de Treinamento, transmite-se uma seqüência preestabelecida, chamada seqüência de treinamento. Uma cópia desta seqüência, chamada seqüência de referência, é gerada internamente no receptor, possibilitando o cálculo de $e(n)$, que será denominado erro verdadeiro. O período de treinamento tem duração suficiente

para que o algoritmo leve os coeficientes $\mathbf{h}(n)$ a um valor próximo ao ideal, de forma a abrir o olho na saída do equalizador.

Após este período, começa a transmissão efetiva dos bits de informação. Entretanto, o algoritmo adaptativo pode não convergir completamente durante o treinamento, ou ainda o canal pode apresentar variações durante a transmissão. Desta forma, o algoritmo deve continuar adaptando os coeficientes do equalizador mesmo durante a transmissão dos bits de informação. Este segundo período de adaptação é chamado de Período de Rastreo. Para possibilitar o cálculo do sinal de erro $e(n)$ necessário aos algoritmos adaptativos, assume-se que, após o término do período de treinamento, o canal está suficientemente equalizado, de forma que a saída do dispositivo de decisão, $\hat{a}(n)$, pode ser considerada uma estimativa bastante confiável de $a(n)$. O erro usado nos algoritmos adaptativos passa a ser dado por $\varepsilon(n) = \hat{a}(n) - a(n)$. Este erro é chamado de erro de Decisão Direta (DD) e, no período de rastreo, diz-se que o equalizador está operando no modo de Decisão Direta.

O período de rastreo recebe este nome pois nele o algoritmo adaptativo consegue acompanhar (rastrear) variações lentas do canal. Entretanto, canais altamente variantes no tempo, como os de telefonia móvel, podem apresentar variações muito rápidas, impossíveis de serem acompanhadas pelo algoritmo funcionando no modo de decisão direta. Nestes casos, para garantir a equalização do canal, o treinamento deve ser feito periodicamente. Isto representa uma séria deficiência dos algoritmos clássicos de equalização, pois a transmissão da seqüência de treinamento diminui a taxa de bits úteis e, conseqüentemente, a capacidade do sistema.

Para contornar este problema, foram desenvolvidos algoritmos de adaptação que dispensam o uso da seqüência de treinamento, como será visto a seguir.

2.4. EQUALIZADORES AUTODIDATAS

Os algoritmos de adaptação que não necessitam de treinamento levam aos chamados equalizadores autodidatas que se baseiam, em geral, em informações estatísticas tanto do

sinal transmitido como do sinal recebido, permitindo assim identificar a resposta do canal, conseguindo a sua equalização.

Porém, para equalizar um canal deve-se conhecer sua resposta em amplitude e em fase. Em um sistema de fase mínima, a amplitude e a fase da resposta em frequência estão biunivocamente relacionadas pelas transformadas de Hilbert [21]. Por outro lado, se o canal não for de fase mínima, não se consegue determinar a fase de sua resposta em frequência conhecendo apenas a sua amplitude. Ou seja, no caso monocanal ou SISO (*Single Input – Single Output*) não se pode equalizar de forma autodidata um canal de fase não-mínima usando apenas as estatísticas de segunda ordem do sinal recebido. É necessário, então, utilizar as informações das estatísticas de ordem superior (EOS).

Conclui-se então que, se o sinal transmitido for gaussiano e o canal não for de fase mínima, ele não pode ser identificado por um algoritmo autodidata. Isto porque toda a informação estatística de um sinal gaussiano está contida nos seus dois primeiros momentos. Felizmente, na maioria dos casos, o sinal transmitido assume, com igual probabilidade, valores dentro de uma constelação de símbolos e possui, portanto, uma distribuição de probabilidade uniforme.

Existem diferentes procedimentos que levam a diferentes técnicas de equalização autodidata, onde as principais podem ser divididas nos seguintes grupos:

- Técnicas que fazem uso explícito das EOS ou de suas transformadas de Fourier, os poliespectros. Apesar de apresentarem convergência global, estas técnicas precisam estimar os momentos de ordem superior, aumentando muito sua complexidade computacional [3].
- Técnicas cicloestacionárias, que se baseiam na amostragem do sinal analógico recebido a uma taxa maior que a de transmissão. Estas técnicas usam apenas os momentos de segunda ordem do sinal super-amostrado [3].
- Técnicas baseadas na teoria de predição linear [7] [24]. Estas técnicas constituem a principal motivação do capítulo seguinte desta dissertação.

- As técnicas ditas de Bussgang, que fazem uso indireto das EOS [3]. Elas serão discutidas na próxima seção.

2.4.1. TÉCNICAS DE BUSSGANG

Os algoritmos de Bussgang incluem os famosos algoritmos de Sato e Godard. Foi o trabalho pioneiro de Sato, em meados da década de 70, que gerou o interesse em equalização autodidata.

Para contornar a falta da sequência de treinamento, os métodos de Bussgang fazem uma estimativa do símbolo transmitido a partir do sinal de saída do equalizador. Em geral, essa estimativa é sem memória e o estimador é uma função não linear que depende da função de densidade de probabilidade do sinal transmitido.

Um diagrama de blocos de um esquema de equalização autodidata é apresentado na Figura 2.4.

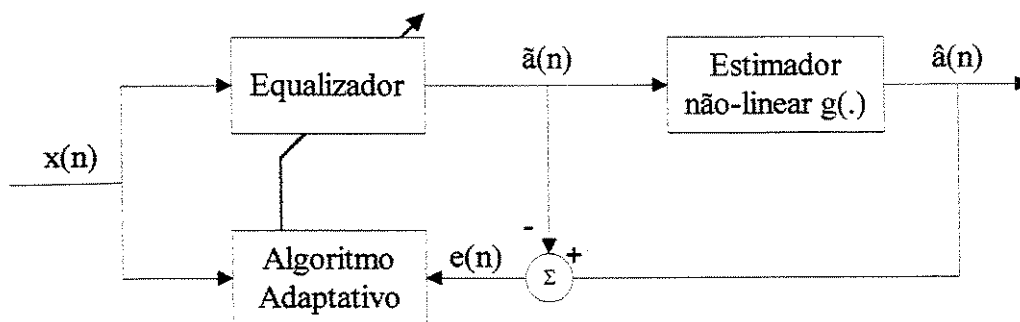


Figura 2.4 – Equalizador Autodidata

A saída do equalizador $\tilde{a}(n)$ é dado por:

$$\tilde{a}(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k^* x(n-k) \quad (2.36)$$

onde h_k são os coeficientes do equalizador.

A saída $\tilde{a}(n)$ é aplicada a um estimador não linear, produzindo a estimativa $\hat{a}(n)$ do sinal transmitido $a(n)$. Pode-se escrever, então, que:

$$\hat{a}(n) = g[\tilde{a}(n)] \quad (2.37)$$

onde $g(\cdot)$ é alguma função não linear. Cada algoritmo de Bussgang é caracterizado por uma função não linear diferente. Em todos eles, a escolha desta função não-linear é tal que a saída do equalizador satisfaz a condição de Bussgang, dada por:

$$E [\tilde{a}(n) \tilde{a}(n+m)] = E [\tilde{a}(n) g[\tilde{a}(n+m)]] \quad (2.38)$$

para algum valor de m . É por esta razão que são conhecidos como algoritmos de Bussgang.

Considerando que o valor estimado $\hat{a}(n)$ esteja bem próximo do valor desejado a , sabendo que a saída do equalizador é $\tilde{a}(n)$, podemos expressar o erro estimado por:

$$e(n) = \hat{a}(n) - \tilde{a}(n) \quad (2.39)$$

e o valor do i -ésimo coeficiente do filtro, na iteração $n+1$, fica:

$$\hat{h}_i(n+1) = \hat{h}_i(n) + \mu x(n-i)e(n) \quad (2.40)$$

onde μ é o passo de adaptação.

As equações (2.36), (2.37), (2.39) e (2.40) constituem o algoritmo adaptativo para a equalização autodidata de canais reais.

A família de Bussgang compreende vários algoritmos. Os mais comuns são os de: decisão-direta, Sato, Bellini, Godard e Shalvi-Weinstein. A seguir, serão descritos alguns destes algoritmos.

ALGORITMO DE DECISÃO-DIRETA

Este algoritmo é utilizado em conjunto com um segundo algoritmo, seja supervisionado ou autodidata [2]. Primeiramente, utiliza-se o segundo algoritmo até que este alcance a convergência e se consiga um diagrama de olho aberto. Assim que isso ocorrer, o equalizador pode ser chaveado para o modo DD de operação.

Este modo de operação utiliza um dispositivo de decisão abrupta. Dado o valor $\tilde{a}(n)$, o dispositivo decide em favor de um valor particular da seqüência de dados transmitidos, conhecidos no receptor e que esteja mais próximo de $\tilde{a}(n)$. Por isso, seu uso se restringe a um canal previamente equalizado. Assim, pode-se escrever que:

$$\hat{a}(n) = \text{dec}[\tilde{a}(n)] \quad (2.41)$$

ALGORITMO DE SATO

O algoritmo de Sato [24] é uma técnica de equalização autodata para sinais digitais multiníveis que consiste basicamente da estimativa do dígito binário mais significativo. A existência de múltiplos níveis é considerada um ruído aditivo pelo algoritmo. A convergência é alcançada devido a um ajuste de ganho γ . Sua função não linear $g[\tilde{a}(n)]$ é definida por:

$$g[\tilde{a}(n)] = \hat{a}(n) = \gamma \text{dec}[\tilde{a}(n)] \quad (2.42)$$

onde γ é dado por:

$$\gamma = \frac{E[a^2(n)]}{E[|a(n)|]} \quad (2.43)$$

Para o caso de transmissão binária, o algoritmo de Sato se reduz ao algoritmo DD.

ALGORITMO DE GODARD

Godard foi o primeiro a propor uma família de algoritmos para equalização autodata ditos de módulo constante, para sistemas de comunicações digitais de duas dimensões. Este algoritmo tenta manter constante o módulo da saída do equalizador [18].

Sua função não linear $g[\tilde{a}(n)]$ é definida por:

$$g[\tilde{a}(n)] = E \left[(|\tilde{a}(n)|^p - R_p)^2 \right] \quad (2.44)$$

onde p é um número inteiro positivo, e R_p é um número real constante e positivo dado por:

$$R_p = \frac{E[|a(n)|^{2p}]}{E[|a(n)|^p]} \quad (2.45)$$

A versão mais utilizada deste algoritmo é para $p=2$. Neste caso, a função não linear é dada por:

$$g[\tilde{a}(n)] = E \left[(|\tilde{a}(n)|^2 - R_2)^2 \right] \quad (2.46)$$

e

$$R_2 = \frac{E[|a(n)|^4]}{E[|a(n)|^2]} \quad (2.47)$$

Neste caso, este algoritmo é conhecido como algoritmo do Módulo Constante (CMA). Esta classe de algoritmos é hoje a mais difundida na literatura e com maior potencial de utilização prática.

ALGORITMO DE SHALVI-WEINSTEIN

O algoritmo de Shalvi-Weinstein [25] utiliza o seguinte critério de equalização:

$$\text{Max } |K(\tilde{a}(n))| \text{ sujeito a } E\{|\tilde{a}(n)|^2\} = E\{|a(n)|^2\} \quad (2.48)$$

onde $K(\tilde{a}(n))$ é o *kurtosis* associado a $\tilde{a}(n)$:

$$K[\tilde{a}(n)] \triangleq E[|\tilde{a}(n)|^4] - 2E^2[|\tilde{a}(n)|^2] - |E[\tilde{a}(n)^2]|^2 \quad (2.49)$$

Trabalhos recentes propõem condições de equivalência entre os critérios de Godard e de Shalvi-Weinstein, o que justifica o bom funcionamento do CMA mesmo em presença de constelações de símbolos com amplitude variável tal como o QAM [10][11].

Os algoritmos de Bussgang são baseados em funções objetivo não convexas e, portanto, não existe a garantia de convergência global. Em contrapartida, possuem baixa complexidade computacional.

2.5. CONCLUSÕES

Neste capítulo, inicialmente, foram introduzidos os sistemas de transmissão digital. Mostrou-se que o sinal transmitido, ao chegar no receptor, apresenta algumas distorções e interferências causadas pelo canal de comunicações. A interferência intersimbólica foi tratada com mais detalhes, de modo a justificar a necessidade de equalizadores nos sistemas de recepção.

Os equalizadores são implementados como filtro digitais cujos coeficientes minimizam alguma função custo associada a ISI na saída do equalizador. Foram apresentadas as técnicas clássicas de equalização adaptativa. Logo após, mostrou-se que essas técnicas necessitam de treinamento periódico, o que diminui a capacidade do sistema.

Foram apresentadas técnicas autodidatas que contornam o problema do treinamento dos algoritmos clássicos, destacando os algoritmos da família de Bussgang.

Neste capítulo, enfatizou-se os equalizadores lineares. No próximo capítulo serão estudados os equalizadores não-lineares, que podem melhorar a recepção de um sinal diminuindo a taxas de erros de símbolos.

3. EQUALIZADORES NÃO-LINEARES

No capítulo 2, foram discutidos métodos e técnicas para se equalizar canais de comunicação, onde a estrutura do equalizador escolhida foi a de um filtro linear e não-recursivo. Esta seção será dedicada ao estudo de equalizadores não-lineares que utilizam decisões passadas para estimar a ISI poscursora. Através da introdução do decisor na malha de realimentação, estas estruturas não-lineares minimizam o fenômeno de *noise enhancement*, o que favorece a aplicação das mesmas em canais com severas distorções de amplitude e nulos espectrais. Em consequência, estes equalizadores fornecem uma taxa de erro de símbolos geralmente mais baixa que a de um equalizador linear. Porém, decisões erradas induzidas pelo ruído podem gerar o fenômeno da propagação de erros, o que acarreta uma degradação de desempenho. Serão discutidas a seguir as estruturas estudadas, sendo que uma análise comparativa de seus fundamentos é a principal contribuição deste capítulo.

3.1. ESTRUTURA DFE – *DECISION FEEDBACK EQUALIZER*

O DFE [4][14] é um equalizador não-linear simples e particularmente muito utilizado para canais com severas distorções em amplitude. Sua estrutura é mostrada na Figura 3.1.

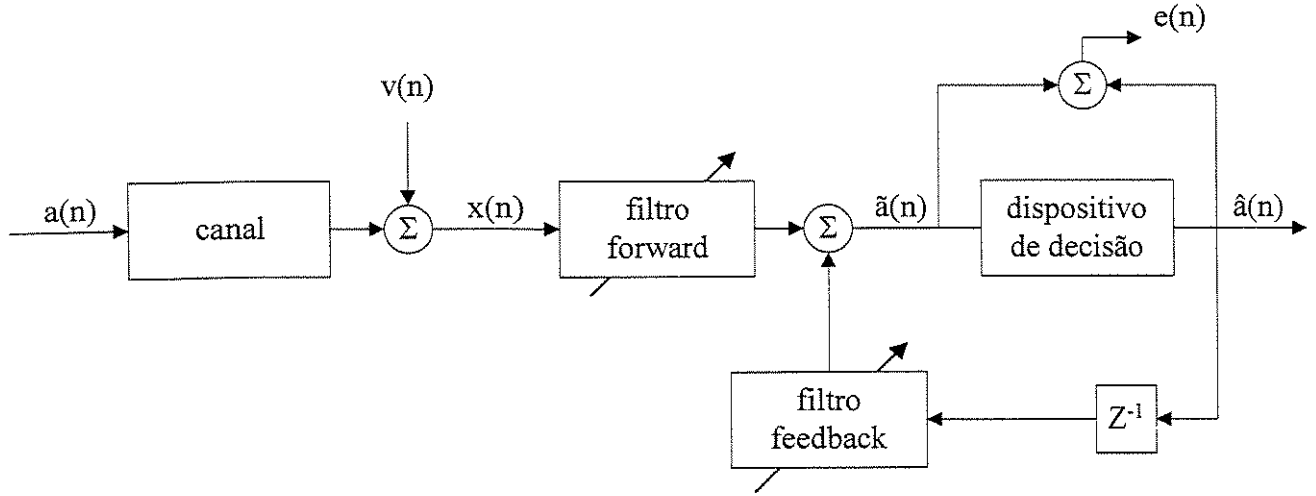


Figura 3.1 – Decision Feedback Equalizer

Conforme a expressão (2.1) e considerando um canal de resposta ao impulso finita e causal, o sinal recebido pelo equalizador é dado por:

$$x(n) = \sum_{i=1}^{L-1} w_i a(n-i) + v(n) \quad (3.1)$$

onde L é o comprimento da resposta ao impulso do canal.

O sinal equalizado é a soma das saídas dos filtros *forward* e *feedback*. O filtro *forward* é um filtro linear transversal, enquanto o *feedback* situa-se em uma malha de realimentação que inclui o dispositivo não-linear de decisão. O princípio do DFE é utilizar as decisões passadas para formar, no instante da decisão, uma estimativa da ISI devido aos símbolos previamente transmitidos. Essa estimativa é então subtraída do sinal recebido através do filtro *feedback*, reduzindo a influência da ISI na variável de decisão.

Assim, através do emprego conjunto dos dois filtros, *forward*, $\mathbf{f} = [f_0 \ f_1 \ \dots \ f_{L_f-1}]^t$, onde $f_i \in \mathcal{R}$ e *feedback*, $\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{L_b}]^t$, onde $b_i \in \mathcal{R}$, o sinal à saída do equalizador é expresso por:

$$\tilde{a}(n) = \sum_{i=0}^{L_f-1} f_i x(n+d_f-i) + \sum_{i=1}^{L_b} b_i \hat{a}(n+d_b-i) \quad (3.2)$$

onde d_f é o atraso do equalizador *forward* e d_b é o atraso do equalizador *feedback*. O valor de $\hat{a}(n)$ é o ponto da constelação mais próximo a $\tilde{a}(n)$, isto é, o valor quantizado pelo dispositivo de decisão Q , dado por:

$$\hat{a}(n) = Q(\tilde{a}(n)) = \arg \min |\alpha - \tilde{a}(n)| \quad (3.3)$$

onde α é um símbolo pertencente a sequência transmitida.

Na prática, inicialmente, o receptor não tem conhecimento da função de transferência do canal, sendo também possível que este canal varie no tempo. Assim, o DFE deve ser implementado como um filtro adaptativo, sendo os coeficientes dos filtros *forward* e *feedback* ajustados simultaneamente de acordo com um algoritmo de adaptação.

No caso do algoritmo LMS, o ajuste dos coeficientes do *forward* é dado pela equação [2]:

$$\mathbf{f}(n+1) = \mathbf{f}(n) - \mu e(n) \mathbf{x}(n) \quad (3.4)$$

e o ajuste dos coeficientes do *feedback* por

$$\mathbf{b}(n+1) = \mathbf{b}(n) - \mu e(n) \hat{\mathbf{a}}(n) \quad (3.5)$$

onde μ é o passo de adaptação, $\mathbf{f}(n)$ e $\mathbf{b}(n)$ são, respectivamente, os vetores de coeficientes dos filtros *forward* e *feedback*, no instante n , e $e(n)$ é o erro de estimação.

O DFE clássico utiliza o algoritmo LMS com treinamento, onde o erro de estimação é dado por:

$$e(n) = \tilde{a}(n) - \hat{a}(n) \quad (3.6)$$

Para o DFE autodidata, o erro de estimação varia de acordo com o algoritmo a ser utilizado (Godard, Sato, DD, Bellini). Para o algoritmo de Godard (CMA), por exemplo, obtém-se [5][14]:

$$e(n) = g[\tilde{a}(n)] - \tilde{a}(n) = \tilde{a}(n) \left(|\tilde{a}(n)|^2 - R_2 \right) \quad (3.7)$$

onde

$$R_2 = \frac{E[|a(n)|^4]}{E[|a(n)|^2]} \quad (3.8)$$

O DFE pode ser utilizado em dois modos de operação. No primeiro, o canal a ser equalizado possui severa ISI mas elevada Relação Sinal Ruído (SNR). Neste caso, o DFE deve fornecer uma taxa de bits errados muito baixa. No segundo caso, o DFE opera em um meio com baixa SNR em conjunto com um decodificador. A característica não-linear do DFE minimiza o fenômeno de noise enhancement, típico de equalizadores que operam apenas com filtros FIR, sendo portanto adequada às aplicações com alto nível de ruído. Este é o caso da equalização de um canal de TV digital, onde o DFE reduz a ISI o suficiente

para permitir que o decodificador faça uma estimativa do sinal com uma taxa muito pequena de bits errados.

3.2. ESTRUTURA MÓDULO/FASE

3.2.1. TÉCNICAS PREDITIVAS

As técnicas preditivas são baseadas na teoria da predição linear [26]. Os preditores lineares [2][24] são filtros que tentam, a partir das últimas L amostras do sinal na sua entrada, prever a amostra seguinte. De maneira análoga, um retropreditor linear [2][24] é um filtro que tenta, a partir das últimas N amostras do sinal na sua entrada, “prever” ou “recordar” a amostra do instante $n - N$. Assim, seja $x(n)$ um sinal qualquer a ser predito, $\mathbf{r}$ e $\mathbf{p}$ os vetores de coeficientes de um retropreditor FIR e de um preditor FIR, respectivamente. Suas saídas $r(n)$ e $p(n)$, respectivamente, são dadas por:

$$r(n) = \mathbf{r}^H \mathbf{x}_R(n) \quad (3.9)$$

$$p(n) = \mathbf{p}^H \mathbf{x}_P(n-1) \quad (3.10)$$

onde

$$\mathbf{x}_R(n) = [x(n) \dots x(n - N + 1)]^T \quad (3.11)$$

$$\mathbf{x}_P(n-1) = [x(n-1) \dots x(n-L)]^T \quad (3.12)$$

O objetivo do preditor é fazer de $p(n)$ a melhor estimativa possível de $x(n)$ enquanto que o do retropreditor é fazer de $r(n)$ a melhor estimativa possível de $x(n - N)$. É conhecido que os erros de predição, dados por $x(n) - p(n)$, no caso do preditor, e por $x(n - N) - r(n)$, no caso do retropreditor, tendem a ser sinais descorrelacionados. Ou seja, os filtros cuja saída é o erro de predição, chamados filtro de erro de predição, são filtros branqueadores [2]. Como foi assumido que o sinal transmitido $\{a(n)\}$ é independente e identicamente distribuído (i.i.d.), a saída do equalizador também deve sê-lo. Como a propriedade de

branqueamento é exigida dos equalizadores, daí o interesse nos filtros de erro de predição. Na sequência será utilizado o termo preditor para se referir indistintamente aos preditores e aos filtros de erro de predição.

Uma outra propriedade importante destes filtros é que os preditores correspondem a filtros de fase mínima enquanto que os retropreditores correspondem a filtros de fase máxima [21], e seus coeficientes ótimos têm solução única para um dado sinal. O equalizador de um canal de fase mínima pelo qual será transmitida uma sequência $\{a(n)\}$ branca deve, a partir da saída do canal, gerar um sinal igualmente branco em sua saída. Mais ainda, este equalizador deve ser de fase mínima. Como um filtro de fase mínima com saída branca caracteriza um filtro de erro de predição, e como os preditores são únicos, pode-se dizer, então, que o equalizador de um canal de fase mínima corresponde ao preditor da saída do canal. Assim, a predição linear pode ser considerada uma técnica de equalização autoidata para canais de fase mínima.

Restam algumas considerações sobre o uso de preditores lineares como equalizadores autoidatas de canais de fase mínima. Em primeiro lugar, um filtro de erro de predição não é capaz de combater ganhos de potência e fase introduzidos pelo canal, sendo necessário, para isso, o uso de um CAG complexo na saída do filtro.

Além disso, assume-se, em geral, que um canal de telecomunicações possui apenas zeros, de forma que equalizador ideal deve possuir apenas pólos. Assim, o uso de filtros FIR fornece apenas uma solução aproximada para o problema da equalização. A solução exata envolve o uso de filtros IIR. Um filtro IIR é caracterizado pela presença de realimentações e, conseqüentemente, de pólos. A Figura 3.2 mostra o esquema de um preditor IIR.

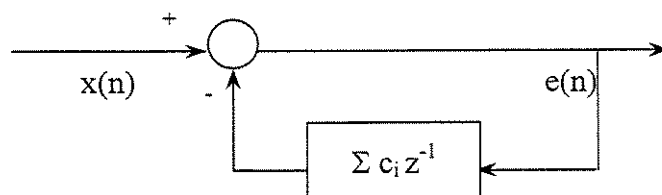


Figura 3.2 – Filtro de Erro de Predição

O erro de predição desse filtro é dado por:

$$e(n) = x(n) - \mathbf{c}^H \mathbf{e}(n-1) \quad (3.13)$$

onde $\mathbf{e}(n-1) = [e(n-1) \dots e(n-L)]$. Observa-se que este filtro tenta estimar $x(n)$ a partir do vetor $\mathbf{e}(n-1)$, que não possui nenhuma informação sobre $x(n)$. Assim, ele também funciona como um preditor. No caso de equalização, os preditores IIR são mais adequados que os FIR devido à sua capacidade de inverter perfeitamente um canal que apresente apenas zeros, o que corresponde ao modelo mais usual para os canais de telecomunicações.

De maneira análoga ao preditor, um retropreditor pode ser usado como equalizador autodidata de um canal de fase máxima. Nota-se que tanto o canal quanto o retropreditor são sistemas de fase máxima, de forma que para serem causais e estáveis, não podem apresentar pólos. Consequentemente, um retropreditor não pode ser implementado como um filtro IIR e a equalização neste caso não pode ser exata.

Na prática, os canais de comunicações são de fase mista, apresentando zeros dentro e fora da CRU. Assim, o uso isolado de preditores ou retropreditores não é suficiente para equalizar o canal. É neste sentido que será abordado, na seqüência, uma técnica de equalização autodidata para canais de fase mista usando princípios de predição linear.

3.2.2. EQUALIZAÇÃO DE MAGNITUDE E FASE

Esta técnica de equalização baseia-se na clássica idéia de que todo filtro linear pode ser decomposto em uma cascata de um filtro de fase mínima com um filtro passa-tudo [21]. Um sistema passa-tudo é caracterizado pelo fato de que o módulo de sua resposta em frequência é constante, sendo a sua função de transferência dada por:

$$\mathbf{h}(z) = e^{j\theta} \frac{z^{-L} + \sum_{i=1}^L t_i^* z^{-L+i}}{1 + \sum_{i=1}^L t_i z^{-i}} \quad (3.14)$$

Assumindo que o sinal transmitido $a(n)$ seja branco, conforme visto anteriormente, a saída de um preditor também tende a ser branca. Assim, colocando um preditor na saída do canal, observa-se que o módulo do espectro da saída do preditor é igual ao do sinal transmitido e que estes sinais só diferem por seus espectros de fase e por ganho um

constante. Para tentar recuperar o sinal transmitido, aplica-se, então, o sinal que sai do preditor a um CAG e a filtro que não altere seu comportamento espectral em amplitude (que já tem a forma correta), mas que corrija sua fase. Os filtros passa-tudo apresentam justamente esta característica pois possuem a resposta em magnitude constante com a frequência. Pode-se pensar, assim, em um equalizador composto pela cascata de um preditor linear, que pode ser visto como um equalizador de magnitude, e de um filtro passa-tudo, que pode ser visto como um equalizador de fase. Conforme dito mais acima, seu funcionamento pode ser melhor compreendido quando considerado a decomposição do canal como um sistema de fase mínima em cascata com um sistema passa-tudo. Desta forma, a parte de fase mínima do canal seria compensada pelo preditor linear enquanto sua parte passa-tudo seria compensada pelo equalizador de fase.

Este sistema é denominado aqui como equalizador Módulo/Fase e sua estrutura está apresentada na Figura 3.3. Nota-se que o dispositivo de decisão está introduzido na malha de realimentação do passa-tudo. Como isto torna o passa-tudo muito semelhante a um DFE, já pode-se prever a aplicação deste equalizador em canais com nulos espectrais severos. Também da mesma forma que o DFE, o equalizador Módulo/Fase é possível de ser adaptado. No próximo item, os principais algoritmos de adaptação, discutidos no capítulo 2, serão apresentados para esta estrutura.

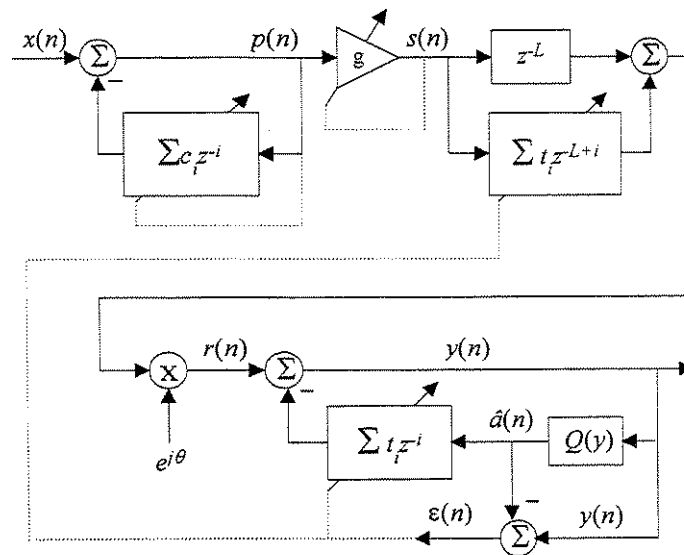


Figura 3.3 – Estrutura Módulo/Fase

3.2.3. ADAPTAÇÃO DO EQUALIZADOR MÓDULO/FASE

ALGORITMO LMS:

Uma propriedade interessante desta estrutura é que os parâmetros do preditor e do filtro passa-tudo podem ser adaptados de maneira independente. Ao preditor cabe apenas branquear o sinal transmitido. Desta forma, seus parâmetros são adaptados de forma a minimizar a média quadrática do erro de predição, e o algoritmo de adaptação LMS resultante é dado por [7]:

$$\mathbf{c}(n) = \mathbf{c}(n-1) + \mu p(n) \mathbf{p}^*(n-1) \quad (3.15)$$

onde $\mathbf{c} = [c_1 \dots c_N]^T$ é o vetor de coeficientes do preditor IIR e $\mathbf{p}(n-1) = [p(n-1) \dots p(n-N)]^T$.

Nota-se que o ganho do preditor linear é normalmente inferior a um, pelo próprio critério de minimização. Desta forma, para possibilitar a equalização de um canal genérico, adota-se um CAG em cascata com o preditor. O CAG busca igualar a energia do sinal na saída do preditor com a do sinal transmitido. Assim, seu algoritmo de adaptação fica:

$$G(n) = G(n-1) + \lambda \left(E(|a(n)|^2) - |s(n)|^2 \right) \quad (3.16)$$

$$g(n) = \sqrt{G(n)} \quad (3.17)$$

Para adaptação do equalizador de fase, utiliza-se um simples critério de decisão direta (minimizar $J(t) = E(|\varepsilon(n)|^2)$). Mostra-se ainda que sob certas hipóteses simplificadoras, o critério DD é unimodal por sua configuração [7]. O algoritmo LMS que leva à minimização deste critério é dado por:

$$\xi_j(n) = \varepsilon^*(n) e^{j\theta(n)} s(n-L+j) - \varepsilon(n) \hat{a}^*(n-j) \quad (3.18)$$

$$\mathbf{t}(n+1) = \mathbf{t}(n) - k \Xi(n) \quad (3.19)$$

onde $\mathbf{t} = [t_1 \dots t_L]^T$ é o vetor de coeficientes do equalizador de fase e $\Xi = [\xi_1, \dots, \xi_L]^T$ é um vetor auxiliar.

Observa-se que na definição de um filtro passa-tudo dada pela equação (3.14) existe um ganho de fase θ . Este ganho está associado à fase da portadora do sinal e também deve

ser adaptado, de forma a evitar efeitos de rotação na constelação recebida. O algoritmo de adaptação do ajuste de fase $\theta(n)$ é dado por:

$$\theta(n+1) = \theta(n) + \eta \Im (\varepsilon^*(n)r(n)) \quad (3.20)$$

onde $\Im$ indica a parte imaginária.

ALGORITMO DE GAUSS-NEWTON:

Da mesma maneira que o LMS, a técnica de Gauss-Newton busca minimizar a média quadrática do erro de decisão direta. Para isto, entretanto, ela não se baseia apenas no gradiente da função custo, como no caso do LMS, mas também em informações sobre a derivada segunda do critério de minimização [8].

O algoritmo GN para o equalizador de magnitude está apresentado na tabela abaixo:

$$p(n) = x(n) - \mathbf{c}^H(n) \mathbf{p}(n) \quad (3.21)$$

$$\phi(n) = p(n) + \mathbf{c}^H(n) \Phi(n) \quad (3.22)$$

$$\mathbf{U}(n) = \mathbf{R}(n) \Phi(n) \quad (3.23)$$

$$\mathbf{k}(n) = (\mathbf{w} + \alpha \Phi^H(n) \mathbf{U}(n))^{-1} \quad (3.24)$$

$$\mathbf{R}(n+1) = \frac{1}{w} (\mathbf{R}(n) - \alpha \mathbf{U}(n) \mathbf{k}(n) \mathbf{U}^H(n)) \quad (3.25)$$

$$\mathbf{c}(n+1) = \mathbf{c}(n) + \alpha \mathbf{R}(n) \Phi(n) p^*(n) \quad (3.26)$$

onde $p(n)$ é o erro de predição,

$x(n)$ é a saída do canal,

$\mathbf{c}(n)$ é o vetor de coeficientes do preditor,

$\mathbf{p}(n) = [p(n-1) \dots p(n-N)]^T$,

$\Phi(n) = [\phi(n-1) \dots \phi(n-N)]^T$, é um vetor auxiliar,

$\mathbf{R}(n)$ é a matriz das derivadas segundas da média quadrática do erro de predição, calculada recursivamente e

w e α são os fatores de esquecimento e ponderação, respectivamente.

Finalmente, para o equalizador de fase, o algoritmo de adaptação GN resultante é dado por:

$$\varepsilon(n) = \mathbf{H}^T(n-1) \mathbf{Y}(n) - d(n) \quad (3.27)$$

$$\mathbf{U}(n) = \mathbf{P}(n-1) \mathbf{Y}(n) \quad (3.28)$$

$$\mathbf{k}(n) = (\mathbf{w} \mathbf{I}_2 + \alpha \mathbf{Y}^T(n) \mathbf{U}(n))^{-1} \quad (3.29)$$

$$\mathbf{P}(n) = \frac{1}{w} (\mathbf{P}(n-1) - \alpha \mathbf{U}(n) \mathbf{k}(n) \mathbf{U}^T(n)) \quad (3.30)$$

$$\mathbf{H}(n) = \mathbf{H}(n-1) - \alpha \mathbf{P}(n) \mathbf{Y}(n) \begin{bmatrix} \varepsilon_{\Re}(n) \\ \varepsilon_{\Im}(n) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

onde $\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{t}_{\Re}(n) \\ \mathbf{t}_{\Im}(n) \end{bmatrix}$ e $\mathbf{Y}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{s}(n) - \mathbf{a}(n) \\ -j \mathbf{s}(n) - j \mathbf{a}(n) \end{bmatrix}$

$\mathbf{t}(n) = [t_1(n) \ t_2(n) \ \dots \ t_L(n)]^T$ é o vetor de coeficientes do equalizador de fase,

$\mathbf{s}(n) = e^{j\theta_n} [s(n-L+1) \ s(n-L+2) \ \dots \ s(n)]^T$ é o vetor de entrada do equalizador de fase,

$\mathbf{a}(n) = [\hat{a}(n-1) \ \hat{a}(n-2) \ \dots \ \hat{a}(n-L)]^T$ é o vetor das saídas do dispositivo de decisão.

$d(n) = \hat{a}(n) - s(n-L) e^{j\theta_n}$,

$\mathbf{P}(n) = \mathbf{R}^{-1}(n)$ é matriz de autocorrelação inversa, calculada recursivamente,

$\mathbf{Y}(n) = [\mathbf{Y}_{\Re}(n) \ \mathbf{Y}_{\Im}(n)]$ e

$\mathbf{I}_2$ é a matriz identidade de ordem 2.

ALGORITMO RLS:

A dedução do algoritmo para o equalizador de fase parte do princípio de que a saída do dispositivo de decisão não depende dos coeficientes do equalizador. Assim, pode-se escrever o erro de decisão direta de uma maneira que permite deduzir um algoritmo RLS seguindo uma linha de raciocínio muito semelhante àquela da dedução do RLS para um filtro FIR.

Já a dedução do algoritmo para o preditor IIR é mais complexa. O fato de sua saída ser realimentada dificulta muito o cálculo das derivadas do erro de predição e algumas

3.3. ANÁLISE COMPARATIVA DO FUNCIONAMENTO DAS ESTRUTURAS DFE E MÓDULO/FASE

Analizando os equalizadores DFE e Módulo/Fase, percebe-se que ambos têm semelhanças em suas estruturas. Para verificar se existe semelhança também em seus funcionamentos foram simulados alguns canais-chave a fim de realizar uma comparação metódica entre as duas estruturas, onde serão analisadas suas vantagens e desvantagens em diferentes situações.

Em uma primeira análise, percebe-se que o princípio de funcionamento do DFE é utilizar as decisões passadas para formar uma estimativa da ISI, no instante da decisão. A idéia básica está em supor que os símbolos já detectados foram corretamente decididos. Desta forma, através do filtro *feedback*, é gerada uma boa estimativa da ISI poscursora contribuída por esses símbolos, a ser subtraída do sinal à saída do filtro *forward*, onde a ISI ainda está presente. Esta habilidade do filtro *feedback* permite uma maior liberdade na escolha dos coeficientes do filtro *forward*. Desta forma, a resposta impulsiva conjunta do canal e filtro *forward* pode ter amostras diferentes de zero além do pulso principal. Isto é, o *forward* não precisa se aproximar do inverso das características do canal, mas deve cancelar pelo menos a ISI precursora, que não pode ser cancelada pelo filtro *feedback*.

Analizando os coeficientes do filtro *forward* após sua convergência, verifica-se que sempre haverá um coeficiente de amplitude maior que representa a amostra principal. Os outros coeficientes não nulos representam os pré e pós-ecos do canal com mesmas amplitudes e distâncias em número de símbolos em relação à amostra principal. O atraso de equalização do filtro *forward* (d_f) é um parâmetro ajustável e tem por finalidade deslocar a amostra principal pelos coeficientes a fim de se conseguir um melhor aproveitamento do filtro nas simulações. Já os coeficientes do filtro *feedback* representam os pós-ecos e são dados em relação ao primeiro coeficiente, porém com possibilidade de serem deslocados pelo atraso de equalização do respectivo filtro (d_b).

Na literatura, o mais usual é acertar os parâmetros de atraso de equalização dos filtros *forward* e *feedback* de forma a forçar que o primeiro filtro equalize os pré-ecos e o

segundo os pós-ecos. Dependendo do canal (comprimento, espaçamento dos ecos), esses atrasos são escolhidos de forma a diminuir o tamanho dos filtros, aproveitando melhor seus coeficientes, reduzindo assim a complexidade da simulação. Porém essa escolha só pode ser realizada com sucesso quando se tem algum conhecimento prévio do canal.

Para a estrutura Módulo/Fase, percebe-se que o filtro de erro de predição (FEP) corresponde a um equalizador de amplitude, ou seja, torna o módulo da resposta em frequência do sinal igual ao do sinal transmitido. Este filtro compensa a parte de fase mínima do canal. O filtro passa-tudo corrige a fase da resposta em frequência do sinal sem alterar a resposta em amplitude. Como todo canal pode ser decomposto em um sistema de fase mínima em cascata com um sistema passa-tudo, esses dois filtros juntos conseguem equalizar qualquer tipo de canal. Se o canal for de fase mínima, o FEP sozinho remove toda a ISI do sistema e se o canal for passa-tudo apenas o equalizador de fase é realmente utilizado.

Para estudar e comparar o comportamento das estruturas DFE e Módulo/Fase, foram simulados os seguintes canais apresentados, com seus diagramas de pólos e zeros, nas tabelas e figuras abaixo. Cada tabela mostra o raio principal e os multipercursos com a amplitude e atraso dos raios em relação ao raio principal. O atraso é dado em número de símbolos.

Sequem-se, logo após, os resultados e análises obtidas.

Tabela 3.1: Canal 1 – Pós-eco

Amplitude	1	0.5
Delay	0	20

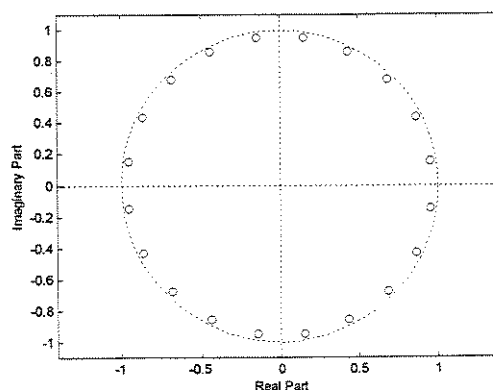


Figura 3.3 – Diagrama de pólos e zeros do canal 1

Tabela 3.2: Canal 2 – Pré-eco

Amplitude	0.5	1
Delay	-20	0

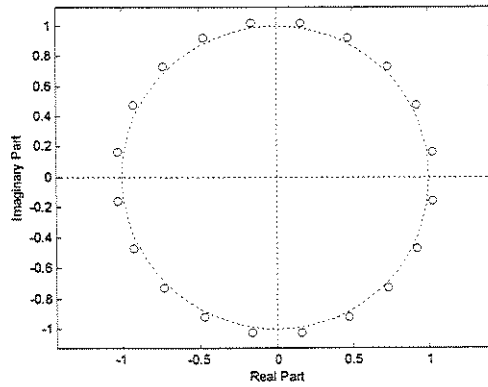


Figura 3.4 – Diagrama de pólos e zeros do canal 2

Tabela 3.3: Canal 3

Amplitude	0.1	1	0.1	0.126	0.1995	0.3162
Delay	-19	0	2	19	61	194

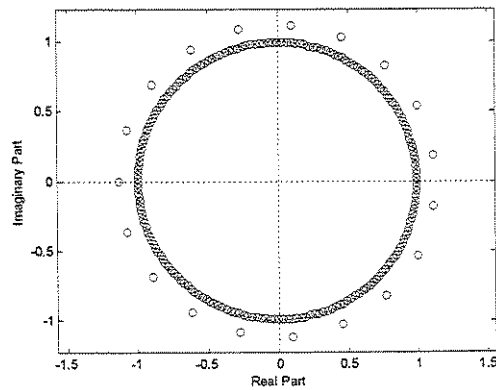


Figura 3.5 – Diagrama de pólos e zeros do canal 3

Tabela 3.4: Canal 4

Amplitude	0.3162	0.1995	0.1260	0.1	1	0.1
Delay	-194	-61	-19	-2	0	19

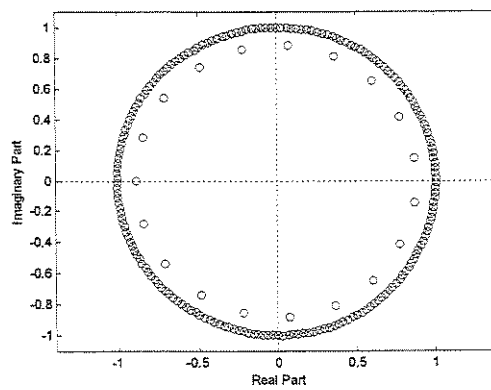


Figura 3.6 – Diagrama de pólos e zeros do canal 4

Tabela 3.5: Canal 5 – Passa-tudo

Amplitude	0.6667	1	-0.5000	0.2500	-0.1250	0.0625	-0.0313
Delay	-1	0	1	2	3	4	5
	0.0156	-0.0078	0.0039	-0.0020	0.0010	-0.0005	0.0002
	6	7	8	9	10	11	12

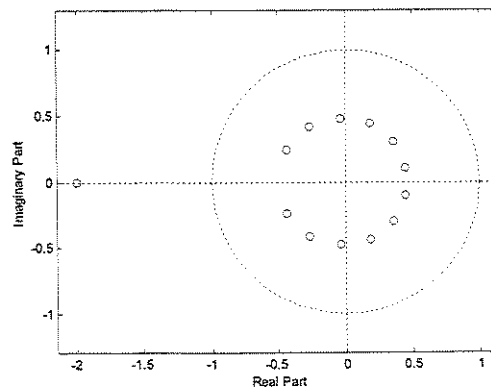


Figura 3.7 – Diagrama de pólos e zeros do canal 5

Os canais 1 e 2 foram escolhidos para se realizar a análise do funcionamento das duas estruturas frente a canais elementares de fases mínima e máxima, respectivamente, onde ambos possuem apenas um eco de amplitude significativa.

O canal 3 é um canal teste para TV digital [5], com quatro pós ecos e apenas 1 pré-eco. O canal 4 é o seu reverso. Estes dois canais mostrarão a diferença de comportamento dos equalizadores quando se tem canais com mais pré-ecos ou mais pós ecos a serem compensados. Ambos são canais de fase mista severos, onde observa-se que o canal 3 tem

alguns zeros externos e vários zeros praticamente sobre o Círculo de Raio Unitário, porém internos a ele. O canal 4, como é o reverso do 3, possui alguns zeros internos e vários externos, quase sobre a CRU.

O canal 5 é um canal passa-tudo, onde a coroa de zeros aproxima o pólo que deveria compensar o zero exterior ao círculo unitário, situando-se no mesmo raio e ao inverso da distância do círculo. Ou seja, o canal 5 é uma aproximação FIR de um canal passa-tudo ideal.

Analisando inicialmente o canal 1, observa-se, através do diagrama de pólos e zeros apresentado na Figura 3.3, que tal canal é de fase mínima. Realizando a simulação com a estrutura Módulo/Fase percebeu-se que, como era esperado, o filtro de erro de predição foi capaz de equalizar totalmente o canal, tornando desnecessário o uso do equalizador de fase, como apresentado nas Figuras 3.8 e 3.9. Foram utilizados praticamente os vinte e um primeiros coeficientes do filtro de erro de predição. Como a estrutura Módulo/Fase não possui os parâmetros de atraso de equalização, o menor filtro que se pode utilizar é do tamanho do canal.

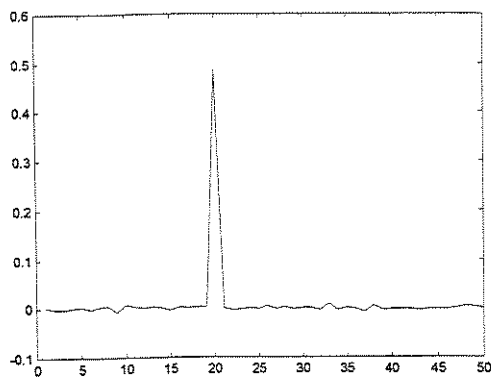


Figura 3.8 – Coeficientes do filtro preditor

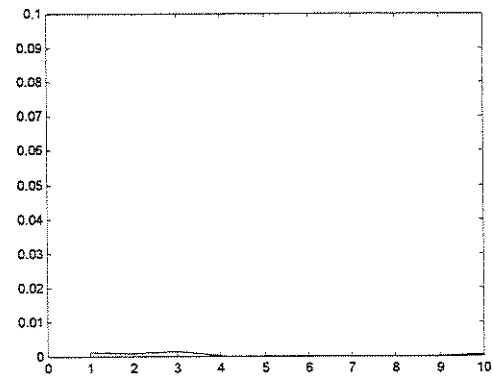


Figura 3.9 – Coeficientes do filtro de fase

Logo após, realizou-se a simulação deste mesmo canal para o DFE. Inicialmente, utilizou-se os valores 30 e 35 para os atrasos de equalização, respectivamente, do filtro *forward* e *feedback*. Neste caso, diferentemente da estrutura Módulo/Fase, necessitou-se dos dois filtros como apresentado nas Figuras 3.10 e 3.11. O coeficiente de número 30 do *forward* corresponde a amostra principal, de acordo com o atraso escolhido e o de número 50, (distante exatamente 20 símbolos da amostra principal) com amplitude 0.5, representa o pós-eco. Nota-se que o filtro *forward* não conseguiu cancelar toda a ISI poscursora, sendo

necessário o uso do filtro *feedback*. Foi utilizado, então, um coeficiente do filtro *feedback* e vinte e um do filtro *forward*.

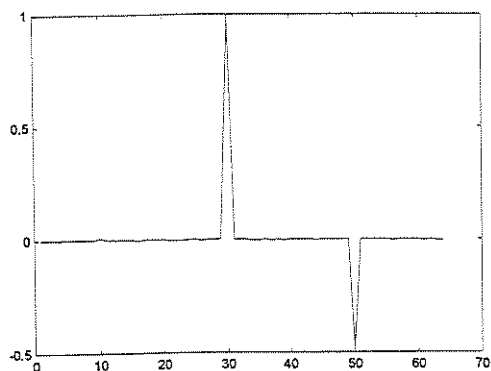


Figura 3.10 – Coeficientes do filtro forward

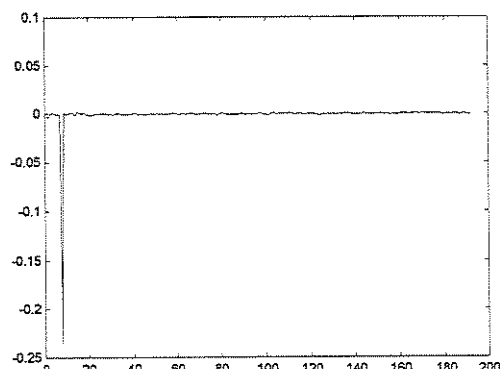


Figura 3.11 – Coeficientes do filtro feedback

Simulando novamente esse canal, mudando apenas os atrasos de equalização dos filtros forward e feedback para, respectivamente, 55 e 10, obtém-se os seguintes resultados mostrados nas Figuras 3.12 e 3.13.

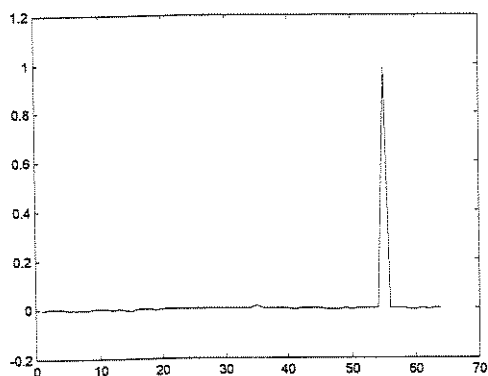


Figura 3.12 – Coeficientes do filtro forward

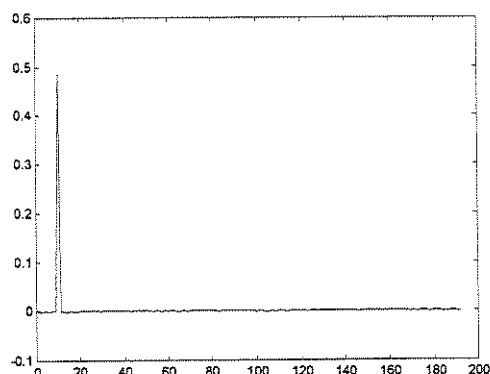


Figura 3.13 – Coeficientes do filtro feedback

Conclui-se que, deslocando a amostra principal para o coeficiente 55, torna-se impossível o cancelamento do pós-eco pelo filtro *forward*, já que seriam necessários mais 20 coeficientes após o raio principal. Esta tarefa passa a ser do filtro *feedback* que consegue equalizar facilmente este canal. O pós-eco deveria aparecer no vigésimo coeficiente porém com um atraso de equalização de 10 símbolos, o pós-eco aparece no décimo coeficiente, havendo uma economia de 10 coeficientes. Percebe-se que, mudando apenas os atrasos de equalização, pode-se utilizar apenas dois coeficientes, ou seja a soma dos coeficientes dos

filtros *forward* e *feedback* pode ser menor que o tamanho do canal. Em ambos os casos para o DFE, o tempo de convergência foi praticamente o mesmo.

Analisando o canal 2, percebe-se que este é de fase máxima. Simulando-o para a estrutura Módulo/Fase, pode-se ver claramente nas figuras abaixo que o filtro preditor corrige o módulo da resposta em frequência e o filtro passa-tudo compensa a distorção em fase. As Figuras 3.14, 3.15 e 3.16 representam, respectivamente, as respostas em frequência do canal, do canal em cascata com o preditor e por último a do sistema completo.

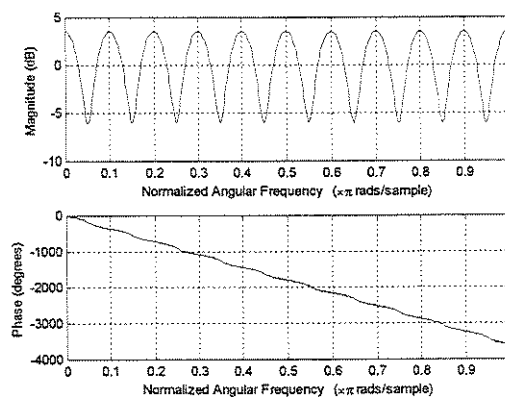


Figura 3.14 – Resposta em frequência do canal 2

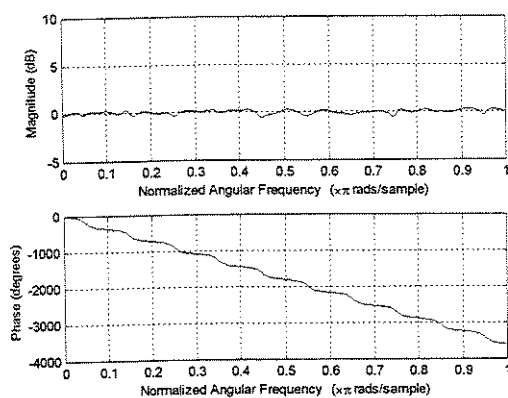


Figura 3.15 – Resp. em freq. do canal 2 + preditor

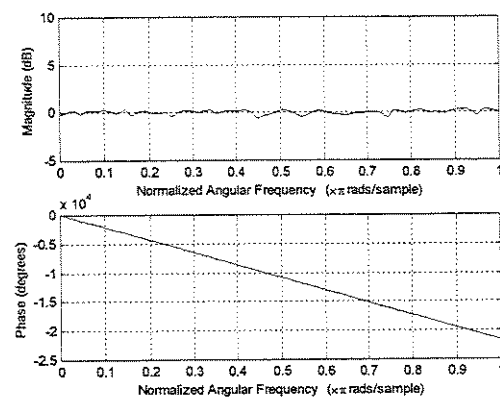


Figura 3.16 – Resp. em freq. do sistema completo

As Figuras 3.17 e 3.18 mostram os coeficientes dos filtros preditor e passa-tudo. Percebe-se que os coeficientes do filtro preditor são os mesmos que os do canal 1, vistos na Figura 3.8.

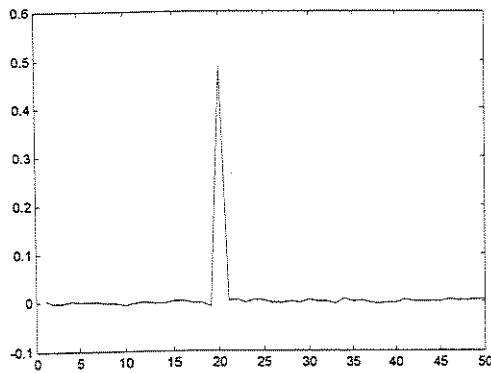


Figura 3.17 – Coeficientes do filtro predictor

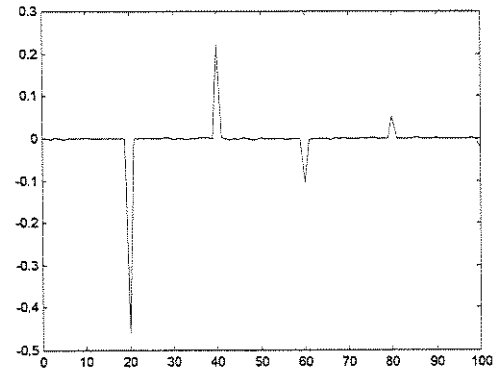


Figura 3.18 – Coeficientes do filtro de fase

Esta semelhança pode ser entendida analisando o diagrama de pólos e zeros do canal 2, na Figura 3.4. Lembrando-se que este canal é de fase máxima e fazendo a sua decomposição em um sistema de fase mínima em cascata com um sistema passa-tudo, percebe-se que sua parte de fase mínima é igual a do canal 1, visto na Figura 3.3, por isso a equalização é realizada da mesma forma pelo filtro predictor. A parte passa-tudo é compensada de forma independente pelo equalizador de fase.

Analisando os resultados para o DFE, percebe-se que o filtro *forward* consegue equalizar o canal. O filtro *feedback* não é utilizado pois não há interferência intersimbólica poscursora (Figuras 3.19 e 3.20). Neste caso, foram utilizados 45 coeficientes do filtro.

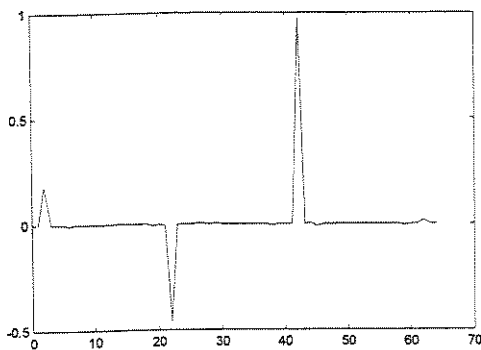


Figura 3.19 – Coeficientes do filtro forward

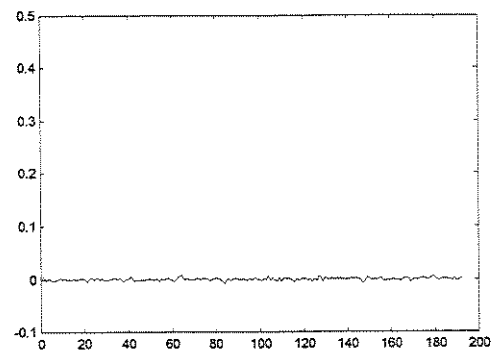


Figura 3.20 – Coeficientes do filtro feedback

Enfim, pode-se observar uma dualidade entre os dois primeiros exemplos de canais. O primeiro, por ser de fase mínima, dispensa o efeito do passa-tudo na estrutura Módulo/Fase mas torna necessário o filtro *feedback* do DFE, por apresentar pós-eco. Já o segundo, “versão fase máxima” do primeiro, necessita da estrutura Módulo/Fase completa e

apenas o filtro *forward* do DFE. Percebe-se, assim, uma diferença conceitual bem clara entre as duas estruturas e ainda que o Módulo/Fase se avalia melhor no domínio da frequência (pólos e zeros) enquanto a análise no tempo (posição dos ecos) é mais clara para se entender o DFE.

A seguir, serão comparados os resultados dos canais 3 e 4, ambos de fase mista. Nota-se que, o canal 4 possui os pré e pós-ecos invertidos em relação ao canal 3. Ou seja, observando os diagramas de pólos e zeros dos canais nas Figuras 3.5 e 3.6, percebe-se novamente que a parte de fase mínima dos dois canais são similares. Por isso, encontrou-se o mesmo resultado para os coeficientes de ambos os filtros preditores, conforme visto nas Figuras 3.21 e 3.22.

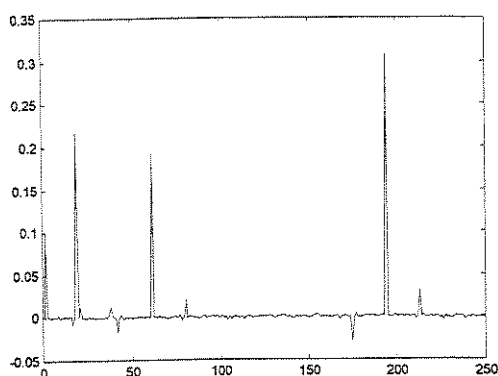


Figura 3.21 – Coef. do preditor para o canal 3

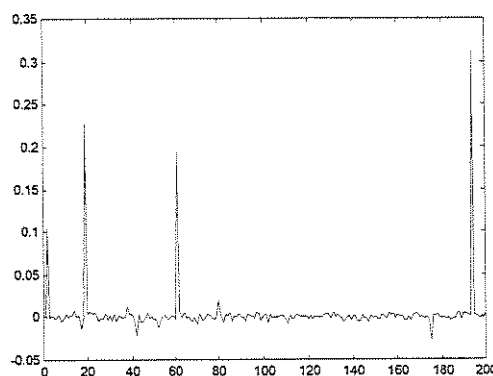


Figura 3.22 – Coef. do preditor para o canal 4

A diferença das partes passa-tudo dos dois canais é grande e é refletida nos coeficientes do equalizador de fase, conforme as Figuras 3.23 e 3.24. Percebe-se que a distorção em fase do canal 4 é bem acentuada. Isto resulta do fato que o canal 3 é bem “mais próximo” da condição de fase mínima, ou seja, a grande maioria de seus zeros está no interior do Círculo de Raio Unitário, ou ainda, os pós-ecos são proeminentes em relação ao único pré-eco. Um comportamento oposto é observado no canal 4. Observa-se ainda que em ambas as figuras há uma grande quantidade de zeros bastante próxima, mas nunca sobre o círculo unitário.

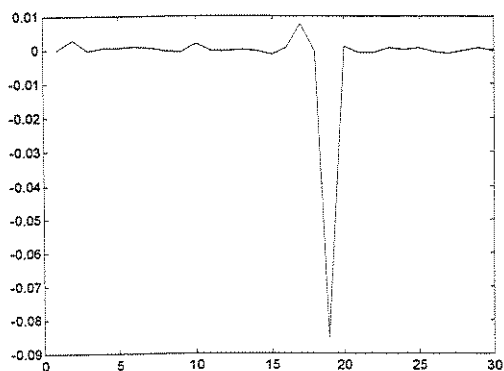


Figura 3.23 – Coef. do filtro de fase do canal 3

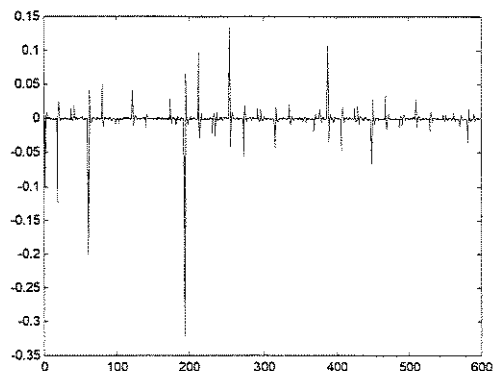


Figura 3.24 – Coef. do filtro de fase do canal 4

Vale ressaltar a necessidade de um filtro com grande número de coeficientes para conseguir a sua equalização.

Para o DFE, no caso do canal 3, percebe-se que, da forma com que os atrasos de equalização foram colocados, o filtro *forward* está compensando o pré-eco e o primeiro pós-eco do canal e o filtro *feedback* os outros três pós-ecos. Nas Figuras 3.25 e 3.26 estão apresentados os coeficientes dos filtros.

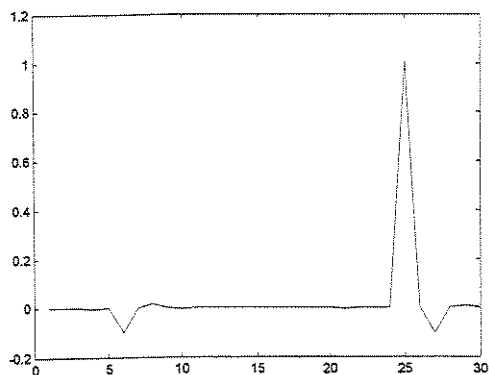


Figura 3.25 – Coeficientes do filtro forward

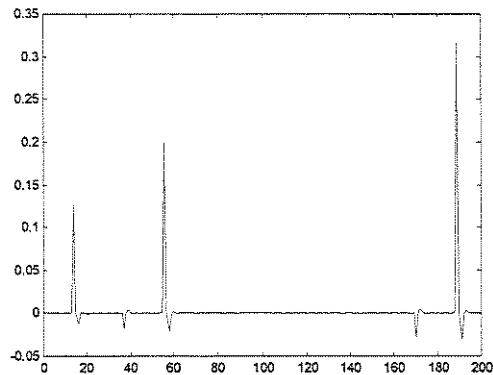


Figura 3.26 – Coeficientes do filtro feedback

Para diminuir o número total de coeficientes dos filtros, poder-se-ia escolher os atrasos de forma a deixar apenas o último pós-eco para o filtro *feedback* e os outros para o filtro *forward*.

Para o canal 4, conforme pode ser visto nas Figuras 3.27 e 3.28, o filtro *forward* equaliza os pré-ecos deixando apenas o único pós-eco para o *feedback*.

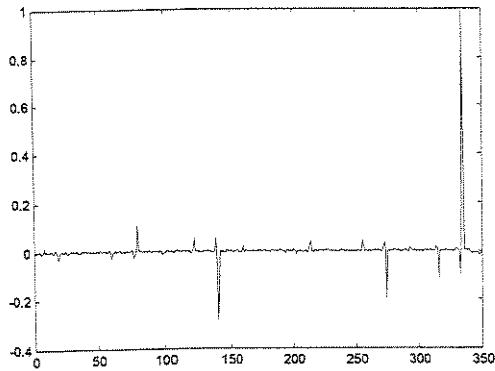


Figura 3.27 – Coeficientes do filtro forward

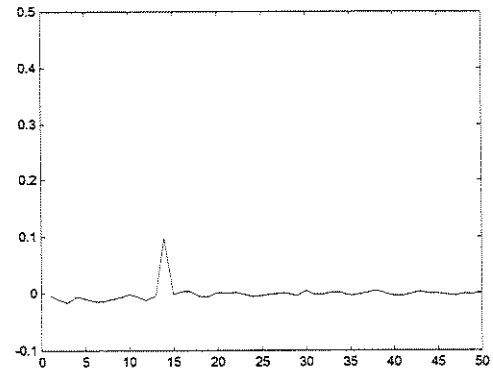


Figura 3.28 – Coeficientes do filtro feedback

Neste caso, a única mudança que poderia ser feita era passar o pós-eco também para o filtro *forward*, já que somente tal filtro pode equalizar os pré-ecos. Porém tal mudança não teria nenhuma utilidade.

Segue-se agora o exemplo do canal 5, que é um passa-tudo, com a resposta em frequência de acordo com a Figura 3.29.

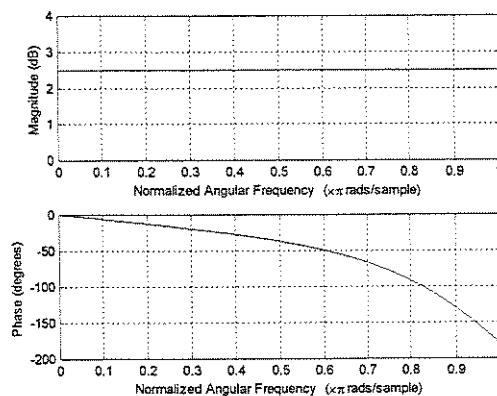


Figura 3.29 – Resposta em frequência do canal

Simulando a estrutura Módulo/Fase, nota-se que, conforme esperado, os coeficientes do filtro preditor continuam próximos a zero enquanto o filtro passa-tudo equaliza o canal, como observado nas Figuras 3.30 e 3.31.

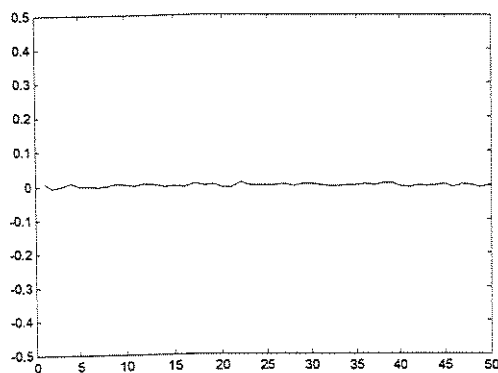


Figura 3.30 – Coeficientes do preditor

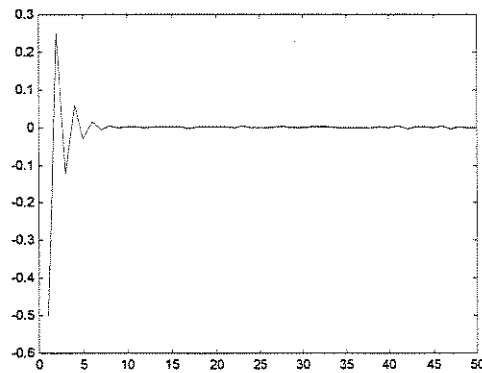


Figura 3.31 – Coeficientes do filtro de fase

Na estrutura DFE, o filtro *forward* consegue equalizar todo o canal, sendo desnecessário o uso do *feedback* conforme pode-se notar nas Figuras 3.32 e 3.33.

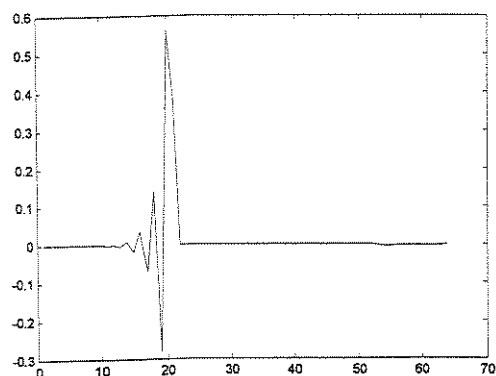


Figura 3.32 – Coeficientes do filtro forward

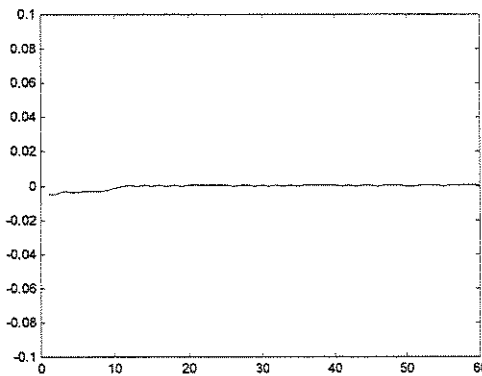


Figura 3.33 – Coeficientes do filtro feedback

3.4. CONCLUSÕES

Este capítulo foi dedicado ao estudo das estruturas não-lineares DFE e Módulo/Fase. Tais equalizadores utilizam decisões passadas para fazer uma boa estimativa da interferência intersimbólica. Viu-se que, devido à introdução de um decisor na malha de realimentação, estas estruturas minimizam o *noise enhancement*, favorecendo a sua utilização em aplicações que possuam canais com severas distorções em amplitude e até

mesmo nulos espectrais. Geralmente, tais estruturas fornecem uma taxa de erro de símbolos mais baixa que a de um equalizador linear.

O DFE tem a estrutura mais conhecida, onde o sinal equalizado é a soma das saídas dos filtros *forward* e *feedback*. O filtro *forward* é um filtro linear transversal, enquanto o *feedback* situa-se em uma malha de realimentação que inclui o dispositivo não-linear de decisão. O *feedback* tem a função de equalizar a ISI poscursora, de modo que o *forward* tenha mais graus de liberdade para equalizar principalmente a ISI precursora.

Apesar da semelhança estrutural em relação ao DFE, a estrutura Módulo/Fase é baseada na teoria da predição linear. Ela utiliza um filtro preditor em cascata com um filtro passa-tudo, onde o primeiro equaliza a parte de fase mínima do canal, enquanto o segundo filtro compensa a distorção em fase. Teoricamente, essa estrutura equaliza qualquer tipo de canal, visto que todos eles podem ser decompostos em um sistema de fase mínima em cascata com um sistema passa-tudo.

A semelhança estrutural dos dois equalizadores estimulou a realização de uma análise comparativa, fornecendo a principal contribuição deste capítulo. O resumo dos resultados obtidos para os diferentes canais está na tabela abaixo.

Tabela 3.6: Resumo dos Resultados

	Filtros \ Canal	Fase Mínima	Fase Máxima	Fase Mista	Passa-Tudo
Módulo/Fase	F. Preditor	Suficiente	Atuante	Atuante	Não Atuante
	F. Passa-tudo	Não Atuante	Atuante	Atuante	Suficiente
DFE	F. Forward	Atuante	Suficiente	Atuante	Atuante
	F. Feedback	Atuante	Não Atuante	Atuante	Atuante

A tabela foi construída desconsiderando o atraso de equalização do DFE, pois com um atraso conveniente sempre pode-se chegar a uma condição de fase máxima (pré-ecos) para o canal FIR.

Para o DFE, concluiu-se que o filtro *feedback* tende a equalizar os pós-ecos que o filtro *forward* não conseguiu equalizar, devido ou ao atraso de equalização utilizado ou ao tamanho do filtro. O filtro *forward* tem que equalizar pelo menos todos os pré-ecos. Percebeu-se que este atraso de equalização dá uma maior liberdade aos filtros do DFE,

principalmente quando se tem um prévio conhecimento do canal, sendo bastante útil para diminuir o tamanho dos filtros e conseguir uma boa equalização do canal.

A melhor maneira de se analisar o funcionamento do DFE é pela análise temporal, enquanto que, para o Módulo/Fase, é pela análise na frequência. De fato, observando-se a resposta em frequência dos filtros preditor e passa-tudo, percebe-se claramente suas respectivas funções de equalizador de amplitude e de fase.

Após a análise do funcionamento do DFE e do Módulo/Fase, seria interessante realizar também uma análise de desempenho dessas estruturas. Para isso, escolheu-se uma aplicação real, que está sendo escolhida e implantada em diversos países inclusive o Brasil: o sistema de televisão digital de alta definição.

A estrutura DFE é o equalizador sugerido pelo padrão americano de HDTV, para o uso em seus receptores. Essa escolha foi realizada devido à sua capacidade de equalizar canais com severas distorções em amplitude sem aumentar consideravelmente o *noise enhancement*, podendo trabalhar em um meio com baixa SNR em conjunto com decodificadores. Teoricamente, o Módulo/Fase também tem essas características, o que torna interessante essa comparação de desempenhos.

No próximo capítulo, segue-se uma breve descrição do sistema de TV digital e do padrão americano de HDTV (sistema ATSC), para introduzir a aplicação a ser utilizada. Logo após, no capítulo 5, serão apresentados os resultados das simulações e uma comparação de desempenho das estruturas DFE e Módulo/Fase.

4. HDTV - TELEVISÃO DE ALTA DEFINIÇÃO

A televisão é um dos meios de comunicação mais difundidos no mundo. Atualmente, estão sendo implantados os sistemas de televisão digital de alta definição conhecidos como HDTV (*High Definition Television*). O principal objetivo dos sistemas de HDTV é o de melhorar a qualidade do sinal de televisão reproduzido (imagem e som) em relação à qualidade oferecida pelos sistemas de televisão convencional analógica. A percepção do usuário final se dará principalmente pelo aumento de resolução (aproximadamente o dobro nas duas direções, horizontal e vertical, em relação à TV analógica convencional), pelo aumento do conjunto de cores reproduzidas e pela mudança da relação (razão) de aspecto, que passa a ser mais próxima daquela utilizada nos filmes de cinema (16/9). Vários países estão desenvolvendo e escolhendo seus padrões para o sistema HDTV, inclusive o Brasil.

Neste capítulo, será apresentado primeiramente o canal de TV digital, com suas interferências e distorções. Logo após será feita uma descrição do sistema ATSC, o sistema de HDTV escolhido pelos Estados Unidos. Neste trabalho, escolheu-se tal padrão de transmissão para a realização das simulações e comparação de desempenhos dos equalizadores em estudo.

4.1. INTERFERÊNCIAS E DISTORÇÕES NO CANAL DE TRANSMISSÃO

O canal de comunicação é a parte mais variável e imprevisível de um sistema de radiodifusão, onde estão as causas principais de degradação de desempenho. Ele envolve a antena de transmissão e recepção, os obstáculos físicos para a propagação dos sinais, as fontes de interferência, o ruído intrínseco dos amplificadores de entrada do receptor e vários outros. É interessante caracterizar bem o canal para que o modelo a ser simulado se aproxime bastante do real.

Serão detalhadas a seguir as interferências e distorções mais comuns a que o sinal está exposto no canal de comunicação.

4.1.1. INTERFERÊNCIA ENTRE TRANSMISSÕES DE TV ANALÓGICA E DIGITAL

Durante um período de transição haverá convivência da transmissão analógica com a transmissão digital de televisão. Há uma grande preocupação em estabelecer os parâmetros da televisão digital de modo que os níveis de interferência mútua sejam aceitáveis. Devido à escassez espectral, os canais de TV digital deverão ocupar bandas idênticas às bandas dos canais de TV analógica, isto é, 6 MHz nos EUA, Canadá, Brasil e 8 MHz na Europa.

Os transmissores de TV digital ocuparão os chamados canais “Tabu”, que são deixados vagos em cada localidade. Desta forma, a possível interferência entre transmissores próximos se dá somente quando operam em canais adjacentes. A susceptibilidade à interferência entre canais adjacentes depende de uma série de fatores como: distância entre os transmissores, potências relativas, posição do receptor, direcionalidade da antena de recepção e, principalmente, a seletividade do filtro de recepção.

O tipo de interferência mais difícil de se combater é a interferência de sinais transmitidos no mesmo canal, pois esta não depende da seletividade do filtro receptor. Para controlar a chamada interferência co-canal, foi estabelecida uma distância mínima entre os transmissores que operam no mesmo canal. Nos EUA, essa distância é de 155 milhas, garantindo para cada emissora um raio de cobertura de 57 milhas, para um nível de desempenho considerado satisfatório.

A intenção de se introduzir o serviço de TV digital levou o FCC (*Federal Communication Committee*) a considerar um possível relaxamento da norma de distância mínima de 155 milhas. Chegou-se à conclusão de que, se a distância mínima fosse reduzida para 100 milhas, todas as estações de televisão atuais poderiam receber um segundo canal para transmitir a televisão digital.

A introdução da televisão digital leva ao estudo de três tipos novos de interferência co-canal [27]:

- 1- TV digital sobre TV digital.
- 2- TV digital sobre TV analógica.
- 3- TV analógica sobre TV digital.

A primeira interferência tem importância menor quando comparada com as outras duas e não será discutida aqui.

A interferência da televisão digital sobre a analógica é controlada utilizando-se um nível de potência da transmissão digital significativamente abaixo do nível de potência da transmissão analógica. Isto é possível porque a SNR (relação sinal ruído) mínima da televisão analógica é bem maior que a da televisão digital. A televisão analógica exige uma SNR em torno de 40 dB para se obter uma imagem de qualidade apenas razoável, enquanto a televisão digital promete uma imagem perfeita com uma SNR em torno de 15 a 20 dB. Conclui-se que a televisão digital pode trabalhar com menor potência média, gerando menos interferência sobre um sinal analógico no mesmo canal.

A interferência de uma transmissão analógica sobre um sinal digital é mais difícil de se controlar porque o sinal de televisão analógica produz um espectro interferente com potência altamente concentrada nas raias das portadoras de imagem, cor e som. O sistema da Grande Aliança prevê o uso de um filtro pente no receptor, com um atraso igual a 12 vezes o período de símbolos, que atenua fortemente as frequências das portadoras de

imagem, cor e áudio de um sinal NTSC, com igual eficácia para a transmissão PAL-M. O filtro anti-NTSC acaba transformando o sinal original de 8 níveis em um sinal com 15 níveis, levando a uma perda de aproximadamente 3 dB na imunidade contra ruído branco. Este filtro pode ser eliminado dos receptores fabricados após o período de transição.

4.1.2. MULTIPERCURSO

Para canais de rádio-difusão, a causa primária da dispersão no tempo é a existência de múltiplos percursos entre o transmissor e o receptor. Esse fenômeno é conhecido como propagação por multipercursos. O receptor recebe um sinal principal e outros sinais resultantes de reflexões provocadas por obstáculos como edifícios, montanhas e árvores. No caso onde o sinal recebido é composto por um número pequeno de sinais e com pequena variação no tempo, o canal pode ser modelado como um filtro linear invariante no tempo, conforme descrito no capítulo 2.

Cada um dos sinais provenientes de multipercursos é caracterizado por um tempo de atraso e uma amplitude em relação ao sinal principal. Geralmente, o sinal mais forte é o que chega primeiro ao receptor pelo caminho direto, enquanto os sinais indiretos, conhecidos também como ecos, chegam com potência reduzida. Neste caso, a detecção do símbolo corrente é influenciada por símbolos atrasados no tempo, provocando interferência intersimbólica. É possível também que não exista caminho direto entre o receptor e transmissor. Neste caso, o sinal mais forte pode ser precedido por ecos adiantados (pré-ecos), que também causam interferência intersimbólica.

Os canais de TV digital mais utilizados em testes possuem três ou quatro pós-ecos e um pré-eco. Normalmente, na prática, o canal possui poucos pré-ecos e com atraso e amplitude reduzidos em relação ao sinal principal. Os pós-ecos são geralmente mais numerosos e podem ter atrasos maiores. Como foi visto anteriormente, a função do equalizador é compensar tais distorções para se obter apenas o sinal principal no receptor, conseguindo-se assim uma boa imagem.

4.1.3. DESVANECIMENTO

Na prática, a propagação por multipercursos é um fenômeno variante no tempo. Esta característica se deve a vários fatores ocorridos nas proximidades do receptor, como os fenômenos atmosféricos, o balanço das torres de transmissão, de edifícios e de árvores, reflexões por aeronaves, tráfego de veículos automotores. Devido a natureza variante no tempo dos multipercursos, seus atrasos passam a ser variáveis aleatórias. Como o valor da frequência da portadora é muito alto, qualquer variação pequena do atraso pode resultar em uma mudança significativa e também aleatória de fase. Isto resulta em uma combinação imprevisível, e possivelmente destrutiva, dos percursos. Este fenômeno recebe o nome de desvanecimento.

Neste trabalho, não será levado em conta o problema do desvanecimento, assim como a natureza variante no tempo do canal. Serão simulados apenas canais estáticos, uma vez que nestas condições já se pode obter uma avaliação razoável do comportamento dos equalizadores abordados no trabalho.

4.2. SISTEMA ATSC (ADVANCED TELEVISION SYSTEMS COMMITTEE)

A procura por um padrão de transmissão para televisão digital iniciou-se em 1990 quando a *General Instrument* (GI) propôs um sistema de televisão de alta definição (HDTV) inteiramente digital. Assim, todas as propostas para o sistema de HDTV foram rapidamente refeitas para se tornarem totalmente digitais. Em 1993, as partes competidoras formaram a chamada *Grand Alliance* (GA), que tinha por finalidade desenvolver um sistema combinando as melhores características de todos os sistemas competidores. Depois de uma análise teórica de todos os sistemas, a GA decidiu continuar com testes de laboratório abrangentes em dois deles: Zenith's 8-VSB e GI's 32-QAM.

Finalmente, em 1996, depois de vários meses de testes de laboratório, os Estados Unidos adotaram o padrão ATSC [15][16] para o sistema de TV digital de alta definição (HDTV). Este sistema define MPEG-2 como padrão de compressão de vídeo e os códigos de Reed-Solomon e de treliça (TCM) com modulação 8-VSB (*Vestigial Side Band*) na transmissão. O padrão ATSC propõe também a utilização de um equalizador adaptativo do tipo DFE (*Decision Feedback Equalizer*), treinado por exemplo com o algoritmo LMS-DD, usando uma sequência de treinamento repetida a intervalos constantes de 24,2 ms [15]. Todavia, apesar do padrão ATSC estabelecer critérios rígidos para o sistema de transmissão, o mesmo não acontece com o processo de recepção. Deixa-se livre, por exemplo, a utilização da estrutura e do algoritmo de adaptação do equalizador. Entretanto, após os estudos em laboratório, o sistema final da GA recomenda o uso de equalização autodidata no receptor, devido a seu melhor desempenho em canais dinâmicos.

4.3. DESCRIÇÃO DO SISTEMA ATSC

O sistema ATSC [15][16] transmite um sinal digital utilizando uma modulação 8-VSB e uma estrutura de quadros, tal como a mostrada na Figura 4.1.

Cada quadro é composto por dois campos de dados, cada um contendo 313 segmentos. O primeiro deles é o segmento de sincronização de campo, que contém a sequência de treinamento do equalizador, e os 312 restantes são segmentos de dados. Cada segmento de dados possui 832 símbolos, dos quais os quatro primeiros são os símbolos de sincronismo de segmento (5, -5, -5, 5) e os 828 restantes são símbolos extraídos aleatoriamente da constelação 8-PAM ($\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$), processados por um codificador Reed-Solomon (RS), depois por um codificador em treliça e finalmente passados por um entrelaçador de símbolos. Cada segmento de dados possui, portanto, um byte para sincronismo de segmento e 207 bytes relativos a uma palavra do código Reed-Solomon. O segmento do sincronismo de campo é composto por quatro símbolos, seguidos por uma sequência PN (± 5) binária de comprimento 511 e por três sequências PN binárias de

comprimento 63. A polaridade da segunda seqüência PN de comprimento 63 é invertida em cada segmento de sincronismo de campo.

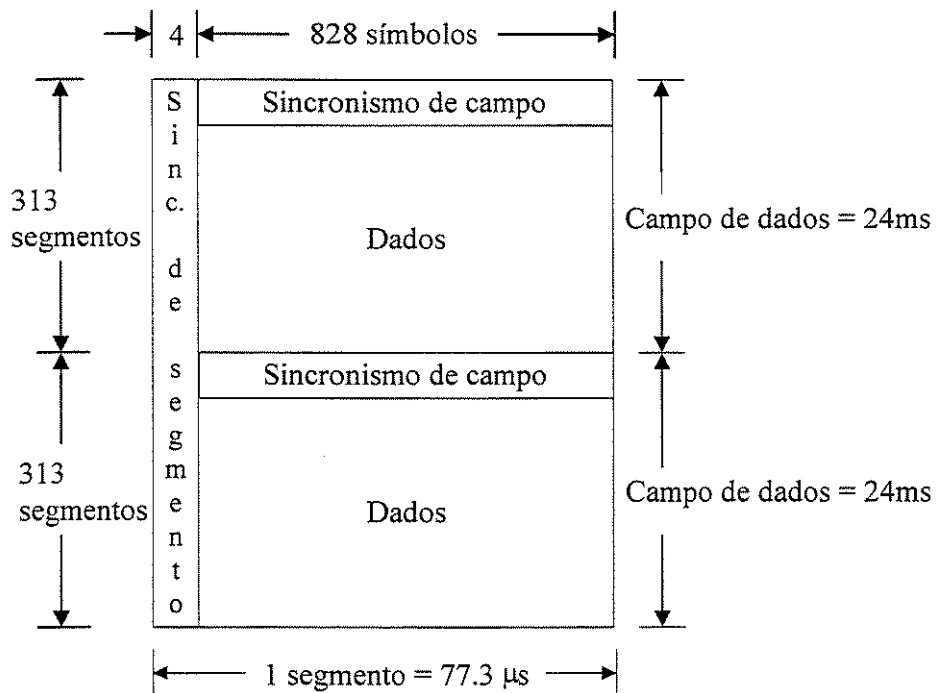


Figura 4.1: Um quadro de dados 8-VSB

As Figuras 4.2 e 4.3 apresentam o esquema de transmissão e recepção para o 8-VSB. O sistema é composto por um aleatorizador de dados, onde todos os bytes dos dados de entrada são somados (módulo 2) com uma seqüência pseudo-aleatória binária de comprimento máximo de 16 bits. Esta seqüência é inicializada em todo começo de cada um dos campos de dados e é gerada pelo polinômio $g(x) = x^{16} + x^{13} + x^{12} + x^{11} + x^7 + x^6 + x^3 + x + 1$.

Depois do aleatorizador, os dados passam por um codificador Reed-Solomon (207,187) que pode corrigir até 10 bytes errados. O codificador atua sobre um GF(256) com um polinômio gerador de paridade $\prod_{i=0}^{2t-1} (x - \alpha^i)$ e um polinômio primitivo $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$. Segue-se, então, um entrelaçador de byte convolucional (52, 208), utilizado para proteção contra ruídos impulsivos.

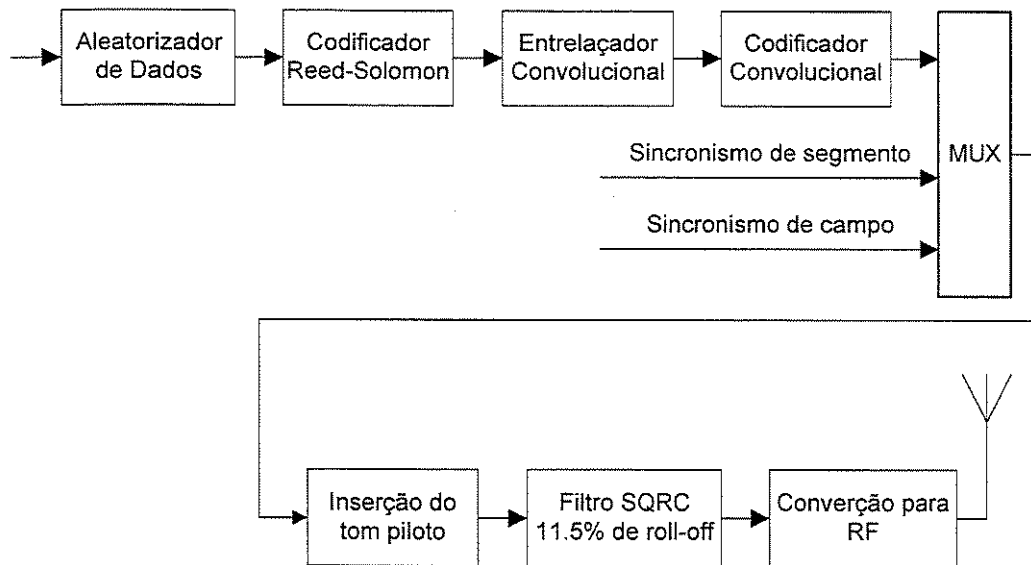


Figura 4.2: Transmissor 8-VSB

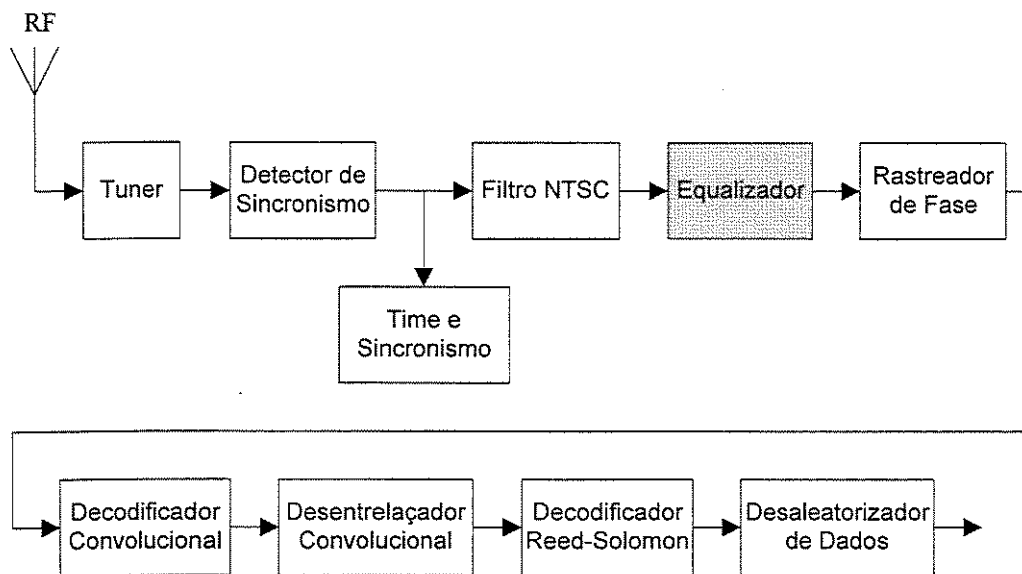


Figura 4.3: Receptor 8-VSB

Os bytes de dados são alimentados do entrelaçador de bytes para 12 codificadores convolucionais (TCM de taxa 2/3) funcionando em paralelo. Cada byte é processado individualmente por um desses codificadores, produzindo assim 4 símbolos na saída. Todos os codificadores utilizam um código em treliça de quatro estados a uma taxa 2/3. O fluxo de símbolos resultante do codificador pode ser caracterizado como um sinal PAM em

banda base de 8 níveis, operando a uma taxa de 10,76 Msímbolos/s. Este sinal é então aplicado a um filtro com resposta SQRC (raiz quadrada do cosseno levantado), com *roll-off* de 5,75%, criando um sinal 8-VSB na faixa de 6 MHz com *roll-off* global de 11,5%.

A combinação do código de treliça (interno) com o código Reed-Solomon (externo) entrega uma probabilidade de erro de bit (BER) de 3×10^{-6} a uma relação sinal ruído de aproximadamente 14,8 dB, para um canal com ruído aditivo gaussiano (AWGN). Essa taxa é tratada como o limite de visibilidade (TOV) para a imagem de televisão de alta definição que utiliza o padrão MPEG2 [10][11]. Convertendo-se essa taxa de erro de bit para uma taxa de erro de símbolo (SER), após o equalizador, obtém-se aproximadamente 0,2 para a SER do fluxo de símbolos 8-VSB [5].

4.4. EQUALIZADOR PROPOSTO

O protótipo proposto pela Zenith utiliza a estrutura DFE com 64 taps no filtro *forward* e 192 taps no filtro *feedback*. A resposta ao impulso de um equalizador com 64 coeficientes, operando a uma taxa de símbolos de 10,76 Msímbolos/s, tem comprimento aproximado de 6 μ s. Como a dispersão típica em grandes cidades é da ordem de 10 μ s, percebe-se a importância do filtro *feedback* que permite cancelar ecos posteriores muito afastados do pulso principal (até aproximadamente 18 μ s). Os filtros são adaptados utilizando o algoritmo LMS no segmento de sincronismo de campo. Como o segmento de sincronismo de campo ocorre somente uma vez a cada campo (aproximadamente uma vez a cada 24 ms), a taxa de convergência do equalizador pode ser bastante reduzida. A adaptação através do algoritmo de decisão-direta, realizada entre os segmentos de sincronismo de campo, não funciona pois a SER na saída do equalizador é de aproximadamente 0,2 no TOV. A sequência de treinamento sozinha pode, também, não ser suficiente para compensar fantasmas dinâmicos mais rápidos do que a frequência do treinamento. Neste caso, seria necessário utilizar equalização autoidadada.

Porém, não é necessário que a arquitetura de recepção e a escolha dos algoritmos para sincronização e equalização seja a mesma do padrão escolhido pela GA. Os diversos fabricantes podem escolher implementações diferentes para o receptor com diferentes custo-benefício.

Este é o aspecto que estimula o estudo e a comparação do desempenho de diferentes equalizadores adaptativos e algoritmos aplicados ao sistema ATSC. Dentre as propostas estudadas, duas delas se destacam. A primeira é a utilização de algoritmos autodidatas, onde pode-se mostrar que, para estes canais, não parece ser necessária a transmissão da sequência de treinamento no sistema ATSC. O outro aspecto importante é o emprego do equalizador com a estrutura Módulo/Fase, ilustrando o potencial desta proposta recente numa aplicação concreta de grande interesse prático, particularmente neste momento onde se discute um padrão de TV digital para o Brasil.

5. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Nesta seção será apresentado um estudo de desempenho dos equalizadores adaptativos não-lineares estudados, aplicados ao sistema de TV digital de alta definição que utiliza o padrão ATSC. Para a estrutura DFE, foram utilizados o algoritmo LMS-DD, conforme sugerido pelo ATSC, e o Algoritmo do Módulo Constante (CMA). A estrutura Módulo/Fase foi analisada com os algoritmos LMS, RLS e de Gauss-Newton.

O transmissor e o receptor do sistema ATSC em banda base opera, depois de todo o processo de codificação, com símbolos do tipo PAM de oito níveis. Assim, para ajustar os parâmetros dos algoritmos simulados, a fim de conseguir a convergência do equalizador, foi utilizado, sem perda de generalidade, o sistema de transmissão em banda base apresentado na Figura 5.1.

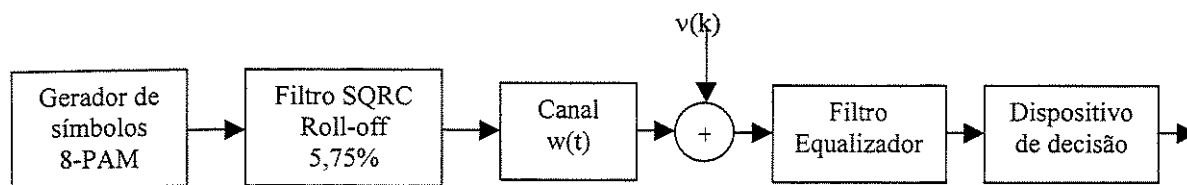


Figura 5.1: Sistema de transmissão em banda base

Após conseguir os parâmetros de convergência do equalizador, foi utilizado um simulador baseado nos sistemas das Figuras 4.2 e 4.3. Para os dois sistemas, simulou-se três canais com multipercursos e ruído aditivo gaussiano, descrevendo condições reais de transmissão em sistema de TV digital, possibilitando o estudo da viabilidade do uso de cada equalizador. Estes canais estão apresentados nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3, onde τ (μ s) é o atraso de cada raio e α sua amplitude.

Tabela 5.1: Canal com 1 pré-eco e 4 pós-ecos (Canal 1)

τ (μ s)	-1.8	0	0.15	1.8	5.7	18
α	0.1	1	0.1	0.125	0.199	0.316

Tabela 5.2: Canal com 1 pré-eco (Canal 2)

τ (μ s)	-1.9	0
α	0.5	1

Tabela 5.3: Canal com 1 pós-eco (Canal 3)

τ (μ s)	0	1.9
α	1	0.5

Para cada canal simulou-se a estrutura DFE com 64 *taps* no filtro *forward* e 192 no filtro *feedback*, de acordo com o esquema inicialmente sugerido pelo ATSC. No caso do equalizador Módulo/Fase, determinou-se através de simulações o número adequado de *taps* necessário para cada canal estudado, cujos valores estão apresentados na tabela 5.4.

Tabela 5.4: Número mínimo de coeficientes para o equalizador Módulo/Fase

	Canal 1	Canal 2	Canal 3
Taps do filtro preditor	250	50	50
Taps do filtro de fase	30	100	10

Os parâmetros utilizados nas simulações das estruturas DFE-LMS, DFE-CMA e Módulo/Fase-LMS estão apresentados respectivamente nas Tabela 5.5, 5.6 e 5.7.

Tabela 5.5: Parâmetros utilizados nas simulações do DFE-LMS

	μ_1	μ_2
Canal 1	5E-05	5E-08
Canal 2	5E-05	5E-08
Canal 3	5E-05	5E-08

Para o DFE-LMS foram utilizados dois passos de adaptação. O primeiro (μ_1) foi utilizado durante a transmissão da sequência de treinamento e o segundo (μ_2) durante a

transmissão dos dados úteis. Os dois filtros *forward* e *feedback* utilizaram passos com os mesmos valores.

Tabela 5.6: Parâmetros utilizados nas simulações do DFE-CMA

	μ_1	μ_2
Canal 1	1E-07	1E-08
Canal 2	1E-07	1E-08
Canal 3	1E-07	1E-08

Da mesma forma, no caso do DFE-CMA foram utilizados dois passos de adaptação tanto para o filtro *forward* quanto para o filtro *feedback*. A mudança desses parâmetros foi realizada após 100 segmentos de dados do quadro 8-VSB para o canais simulados.

Tabela 5.7: Parâmetros utilizados nas simulações do Módulo/Fase-LMS

	μ_1	μ_2	κ_1	κ_2	λ
Canal 1	1E-06	1E-07	1E-06	1E-07	5E-06
Canal 2	1E-05	1E-06	1E-05	1E-06	5E-06
Canal 3	1E-06	1E-07	1E-06	1E-07	5E-06

Finalmente, para o Módulo/Fase foram utilizados dois passos de adaptação tanto para o filtro preditor (μ_1 e μ_2) quanto para o filtro de fase (κ_1 e κ_2). A mudança desses parâmetros foi realizada após 2 campos de dados do quadro 8-VSB para o canal 1 e 1 campo para os canais 2 e 3.

Para cada canal foram traçadas as curvas de BER versus SNR e de BER versus SER. A taxa de erro de bits (BER) é calculada após os decodificadores e a taxa de erro de símbolo (SER), logo após o equalizador. Todas essas curvas de desempenho foram traçadas após a total equalização do canal, ou seja, a verificação da probabilidade de erro de bit e de símbolo só foi iniciada após a convergência do equalizador.

O canal 1 é composto de multipercursos estáticos, no qual as amplitudes dos ecos aumentam conforme se afastam do sinal principal. Neste caso, observa-se a partir do

gráfico $\text{SNR} \times \text{BER}$, apresentado na Figura 5.1, que os desempenhos dos dois algoritmos autodidatas foram semelhantes e um pouco superiores ao do algoritmo supervisionado.

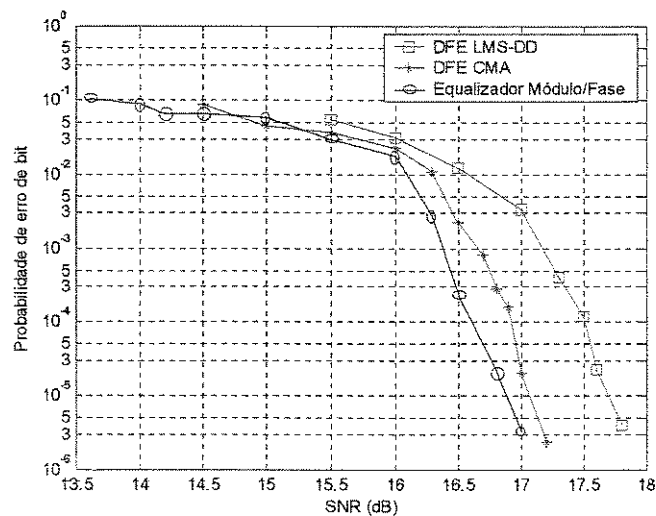


Figura 5.1: Gráfico $\text{SNR} \times \text{BER}$ referente ao canal 1.

Objetivando a análise da propagação de erro na saída dos equalizadores, devido à sua estrutura realimentada, elaborou-se o gráfico da Figura 5.2, que apresenta a probabilidade de erro de símbolo (SER) após o equalizador versus a probabilidade de erro de bit (BER) após o decodificador de Reed-Solomon, para o canal 1.

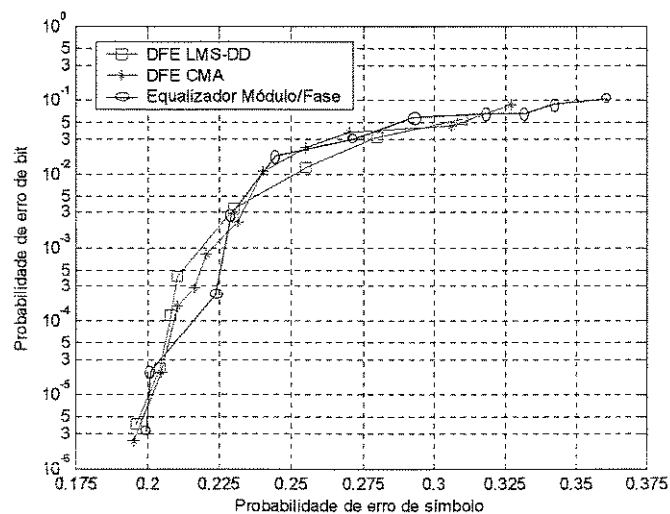


Figura 5.2: Gráfico $\text{SER} \times \text{BER}$ referente ao canal 1.

Através desta figura, conclui-se que a propagação de erro foi irrelevante, pois todos os equalizadores obtiveram um SER de aproximadamente 0.2 no TOV, ou seja, possuem a mesma SER que um canal AWGN no TOV, indicando que os dados na saída dos equalizadores estão pouco correlacionados.

O canal 2 possui um único pré-eco com amplitude igual à metade do sinal principal. Este canal é mais severo do que os outros canais simulados, onde pode-se analisar a influência de um pré-eco significativo em termos de amplitude e o *noise enhancement* gerado. No gráfico SNR $\times$ BER, apresentado na Figura 5.3, observa-se que os desempenhos dos algoritmos autodidatas foram também semelhantes e superiores ao do algoritmo supervisionado, havendo, entretanto, uma perda de quase 2 dB em relação aos outros canais.

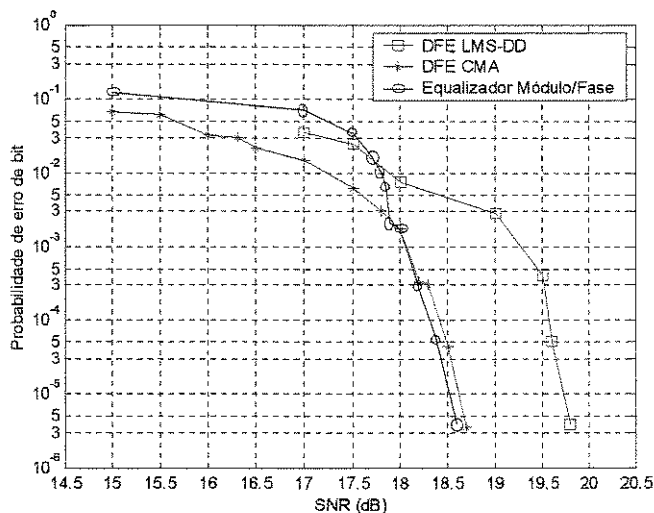


Figura 5.3: Gráfico SNR $\times$ BER referente ao canal 2.

Este caso também não apresentou propagação de erros relevante, conforme pode-se observar na Figura 5.4.

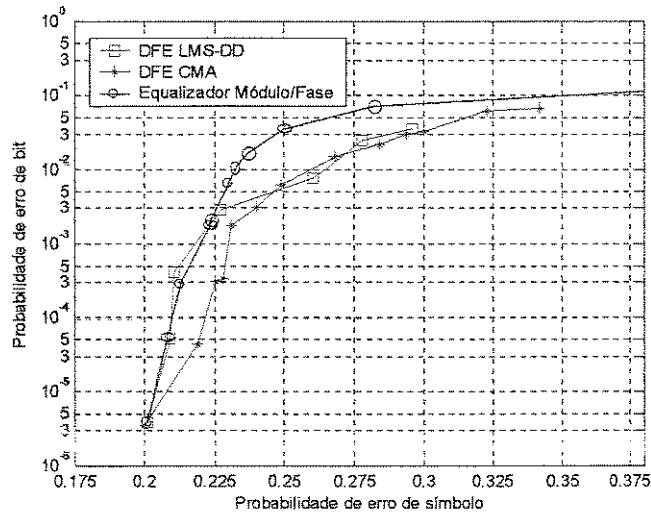


Figura 5.4: Gráfico SER $\times$ BER referente ao canal 2.

O canal 3 apresenta um pós-eco significativo, de amplitude igual à metade do sinal principal, e teve um comportamento muito semelhante ao do canal 1, ou seja, os desempenhos dos algoritmos autodidatas foram superiores ao supervisionado, como mostrado na Fig. 5.5. Observou-se também, como mostrado na Figura 5.6, que não houve propagação de erros significativa.

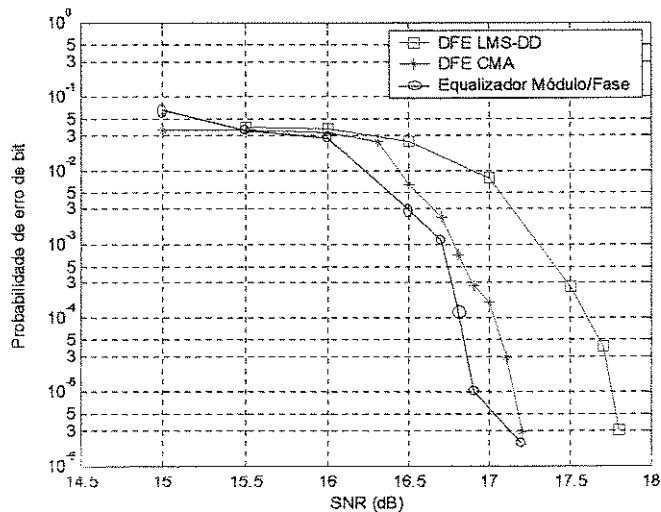


Figura 5.5: Gráfico SNR $\times$ BER referente ao canal 3.

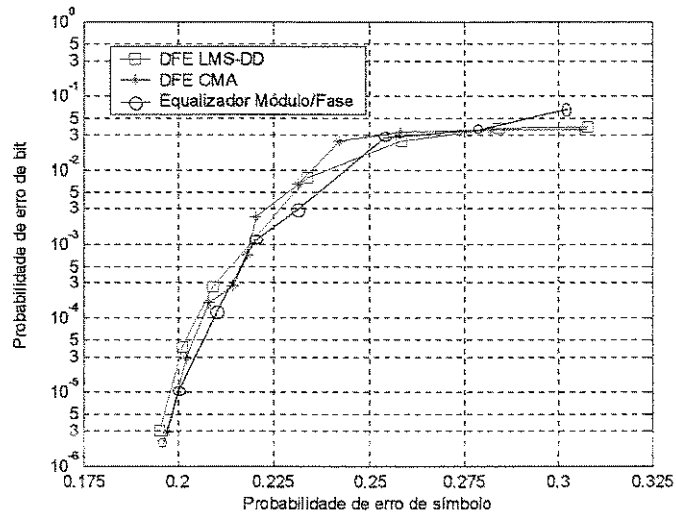


Figura 5.6: Gráfico $SER \times BER$ referente ao canal 3.

A seguir, para o canal 1, apresenta-se também o gráfico de convergência. A Figura 5.7 ilustra o tempo de convergência dos equalizadores DFE com os algoritmos LMS-DD e CMA e Módulo/Fase com LMS, apresentando a SER média em função do campo de dados. Observa-se claramente que os algoritmos autodidatas apresentam um tempo de convergência reduzido em relação ao algoritmo supervisionado, sendo, portanto, mais eficientes.

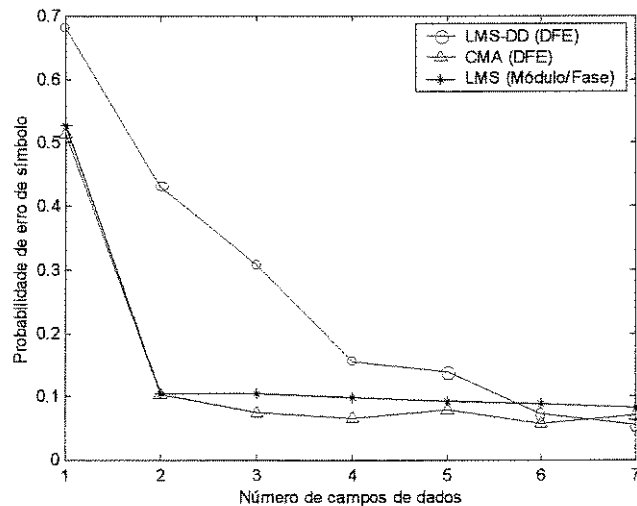


Figura 5.7: Gráfico de convergência referente ao canal 1.

Simulando as estruturas para o canal 2, obteve-se o seguinte gráfico de convergência mostrado na Figura 5.8, onde pode-se observar que novamente os algoritmos autodidatas alcançaram a convergência mais rapidamente.

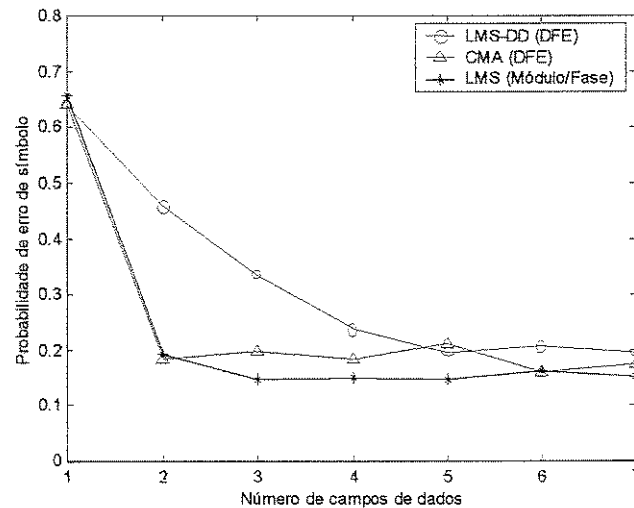


Figura 5.8: Gráfico de convergência referente ao canal 2.

Para o canal 3, obteve-se os seguintes gráficos de convergência, mostrados na Figura 5.9 e 5.10. A primeira Figura faz uma comparação da estrutura DFE com os algoritmos LMS-DD e CMA e da estrutura Módulo/Fase com o algoritmo LMS. A segunda compara a estrutura Módulo/Fase com os algoritmos LMS, RLS e de Gauss-Newton.

Pela Figura 5.9, observa-se que o tempo de convergência dos equalizadores autodidatas é novamente menor que do equalizador supervisionado.

Através das simulações realizadas, pode-se notar que os coeficientes dos filtros preditor e passa-tudo convergem praticamente para os mesmos valores para os algoritmos LMS, RLS e Gauss-Newton. Foi observado que a relação $\text{SNR} \times \text{SER}$ também foi a mesma, indicando que as relações $\text{SNR} \times \text{BER}$ e $\text{SER} \times \text{BER}$ também deveriam permanecer as mesmas. Realmente os resultados destes algoritmos só se diferem em relação a velocidade de convergência, como observado na Figura 5.10.

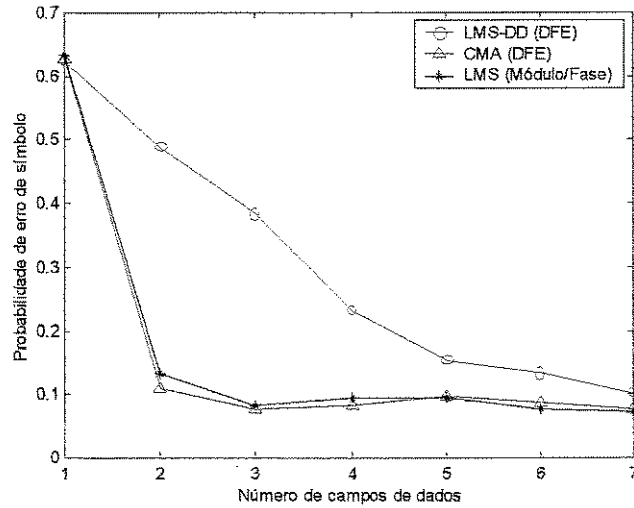


Figura 5.9: Gráfico de convergência referente ao canal 3.

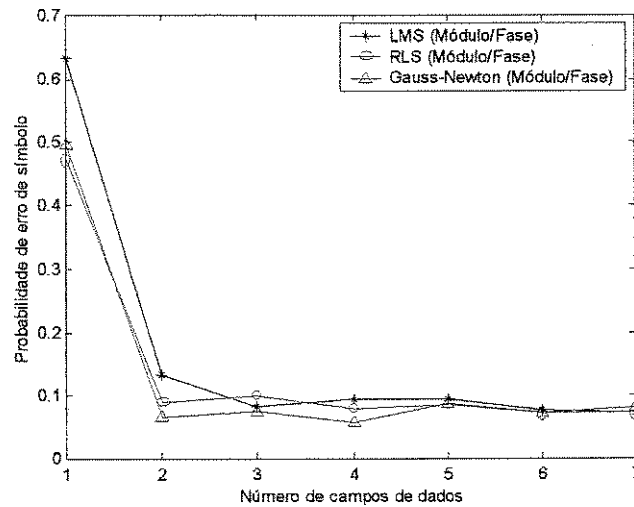


Figura 5.10: Gráfico de convergência referente ao canal 3.

Os algoritmos RLS e Gauss-Newton convergiram um pouco mais rápido, porém não são tão robustos quanto o algoritmo LMS. Foram encontradas dificuldades na procura dos parâmetros mais apropriados, de modo a garantir a convergência daqueles algoritmos em diferentes situações.

5.1. CONCLUSÕES

Os resultados das simulações confirmaram as expectativas, apresentando bons resultados. A estrutura DFE com o CMA e a Módulo/Fase com o algoritmo LMS obtiveram resultados melhores em relação ao DFE treinado com o algoritmo LMS. Essas estruturas atingiram o TOV com uma SNR de até 1,5 dB mais baixa em relação ao algoritmo supervisionado, ou seja, elas suportam melhor canais com baixa relação sinal ruído. As estruturas autoditadas apresentaram também uma convergência bem mais rápida, o que diminui razoavelmente o tempo de sintonia de um canal. Enquanto que para o DFE treinado foram necessários até 7 quadros (aproximadamente 168ms) para alcançar a convergência, as outras duas precisaram de até 3 quadros (aproximadamente 72 ms), um pouco menos da metade. Entre a estrutura DFE com CMA e Módulo/Fase não foi observada vantagens expressivas. Ambas obtiveram desempenhos muito semelhantes.

Cabe ressaltar que não se trata de uma comparação pura e simples entre algoritmos autoditadas e supervisionados, mas entre a técnica autodidata e o algoritmo supervisionado tal como especificado no sistema ATSC, isto é, utilizando apenas 1 segmento de 828 símbolos como sequência de treinamento em meio a outros 312 segmentos de dados transmitidos, sobre os quais não se dá adaptação.

Analisando os resultados obtidos para cada canal, observou-se que a dificuldade maior dos equalizadores está na compensação dos pré-ecos. Os canais com pré-ecos menos significativos ou somente com pós-ecos são equalizados mais facilmente mesmo em um meio com SNR mais baixa.

Já os algoritmos RLS e de Gauss-Newton não se mostraram satisfatórios. Foram realizadas várias simulações onde foram experimentados diferentes parâmetros para os canais 1 e 2 e nenhum deles apresentou uma boa convergência como a ocorrida para o algoritmo LMS. Tentou-se também realizar um treinamento, como o sugerido pelo padrão ATSC, que também não mostrou grande melhoria. Pôde-se observar que, enquanto o equalizador de amplitude apresentou uma convergência bastante rápida e fácil, o equalizador de fase estava apenas começando a guiar seus coeficientes corretamente, o que limitou o sistema. Isto decorre do fato de que o preditor branqueia o sinal recebido,

tornando as condições de convergência semelhantes para os dois algoritmos no caso do filtro passa-tudo.

Para o canal 3, que é de fase mínima, o equalizador Módulo/Fase com os algoritmos RLS e de Gauss-Newton apresentou uma rápida e fácil convergência, pois independia do equalizador de fase. Enquanto o LMS utilizou 3 quadros, o RLS e Gauss-Newton necessitaram de apenas 2 quadros. Porém, canais de fase mínima são casos muito específicos para que estes resultados possam ter utilidade prática.

Os resultados otimistas estimulam novos estudos para a utilização real destas estruturas em receptores de HDTV. O DFE com o algoritmo CMA e o Módulo/Fase com o algoritmo LMS mostraram superioridade e são estruturas de baixa complexidade e fácil implementação. Vale ressaltar que na prática existem situações de transmissão através de canais mais complicados que os aqui simulados.

A proposta para estudos futuros engloba justamente a simulação de canais mais complexos. Outras propostas incluem canais variantes no tempo e a utilização do equalizador Módulo/Fase com realimentação através do filtro passa-tudo do sinal após a saída do decodificador.

Os resultados aqui obtidos são um passo importante para a comprovação da viabilidade de utilização das estruturas estudadas numa aplicação ainda bastante discutida.

6. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi realizada uma análise do funcionamento e desempenho dos equalizadores não-lineares do tipo DFE e Módulo/Fase, utilizando como aplicação o padrão americano para o sistema de televisão digital de alta definição.

Inicialmente, foi realizada uma breve introdução sobre os sistemas de comunicações digitais e a necessidade do uso de equalizadores. Foram apresentados os principais métodos de equalização adaptativa e uma análise comparativa entre a equalização supervisionada e equalização autodidata, onde destacaram-se os algoritmos de Bussgang.

Logo depois, foram apresentadas as estruturas não-lineares utilizadas: DFE e Módulo/Fase e as vantagens deste tipo de equalizadores sobre os lineares. Foi realizada uma análise comparativa do funcionamento das duas estruturas, onde pôde-se chegar a conclusões importantes e interessantes.

Para melhor entender a aplicação utilizada, estudou-se brevemente o sistema de televisão digital e o padrão de HDTV utilizado nos Estados Unidos.

Logo depois, realizou-se várias simulações com os equalizadores não-lineares estudados aplicados ao sistema ATSC. Foram obtidos resultados satisfatórios, tanto em relação ao uso de algoritmos autodidatas tanto em relação ao uso da estrutura Módulo/Fase nos sistemas de televisão digital que utilizam o padrão americano.

Com o estudo realizado neste trabalho, pôde-se concluir que os algoritmos autodidatas e a estrutura Módulo/Fase podem ser uma boa opção para os novos receptores de HDTV e que estes devem ser testados mais profundamente para que sejam validadas suas vantagens aqui encontradas.

7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. Proakis, *Digital Communications*, Mc Graw Hill, New York, 3a edição, 1995.
- [2] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, New Jersey, 3a edição, 1996.
- [3] S. Haykin, *Blind Deconvolution*, Prentice Hall, New Jersey, 1994.
- [4] S. U. H. Qureshi, "Adaptive equalization", *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387, Setembro 1985.
- [5] M. Ghosh, "Blind Decision Feedback Equalization for Terrestrial Television Receivers", *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 10, pp. 2070-2081, Outubro 1998.
- [6] P. S. R. Diniz, *Adaptive Filtering - Algorithms and Practical Implementation*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
- [7] C. A. F. da Rocha, "Técnicas Preditivas para Equalização Autodidata", Tese de Doutorado, DECOM/FEEC/ UNICAMP, 1996.
- [8] R. R. Lopes, "Desenvolvimento e Análise de Novos Algoritmos Preditivos para Equalização Cega", Tese de Mestrado, DECOM/ FEEC/ UNICAMP, 1997.

- [9] C. A. F. da Rocha e J. M. T. Romano, "Equalização Autodidata: Fundamentos, Novas Propostas e Perspectivas", *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, vol. 10, no.1, pp. 25-36, Dezembro de 1995.
- [10] Y. Li, Z. Ding – "Convergence analysis of finite length blind adaptive equalizers" – *IEEE Transactions on Signal Processing* – Vol. 43 – No. 9 – pp. 2120-2129 – 1995.
- [11] P. Regalia – "On the equivalence between the Godard and Shalvi-Weinstein schemes of blind equalization" – *Signal Processing* – No. 73 – pp. 185-190 – 1999.
- [12] C.M Zhao, X.Y. Hu and X.H. Yu, "Block Sequential Least Squares Decision Feedback Equalization to Terrestrial HDTV Transmission", *Proceedings of the IEEE*, vol. 44, no. 3, pp. 78-285, Setembro 1998.
- [13] N. Deshpande, "Fast Recovery Equalization Techniques for DTV Signals", *Proceedings of the IEEE*, vol. 3, no. 4, pp. 370-377, Dezembro 1997.
- [14] R. A. Casas, P. B. Schniter, J. Balakrishn and C.R. Johnson, *DFE Tutorial*, Cornell University BERG, Julho 1998.
- [15] *ATSC Digital Television Standard*, Doc. A/53 [online]. Disponível em www.atsc.org/standards.html.
- [16] *Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard*, Doc. A/54 [online]. Disponível em www.atsc.org/standards.html.
- [17] Y. Wu, "Performance Comparison of ATSC 8-VSB and DVB-T COFDM Transmission Systems for Digital Television Terrestrial Broadcasting", Invited paper, Communications Research Centre Canada, pp. 1-9, 1999.

- [18] D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, pp. 1867-1975, Novembro 1980.
- [19] Sandro Fasolo; José Geraldo Chiquito; Dalton Soares Arantes e Max Henrique Machado , "Introdução à Equalização em Receptores de Televisão Digital de Alta Definição", Relatório Técnico, Pub. FEEC 09/99, Junho 1999.
- [20] Flávia M. Gigli; Lais R. Macêdo; Marcelo A. Fernandes; Dalton S. Arantes e João Marcos T. Romano, "Desempenho de Equalizadores Autodidatas Não-Lineares em Receptores 8-VSB ATSC para TV Digital", *XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBT)*, Gramado, Brasil, Setembro de 2000.
- [21] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall International Editions, 1975.
- [22] A. Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, Third ed., 1991.
- [23] Y. Sato, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems", *IEEE Trans. On Communications*, vol. COM-23, pp. 679-682, Junho de 1975.
- [24] O. Macchi, *Adaptive Processing: The Least Mean Square Approach with Applications in Transmission*. John Willey & Sons Ltda., 1995.
- [25] Ofir Shalvi and Ehud Weinstein, "New Criteria for Blind Deconvolution of Nonminimum Phase Systems (channels)", *IEEE Transactions On Information Theory*, vol.36, no. 2, pp 312-321, Março de 1990.

- [26] O. Macchi, A. Hachicha, *Self-Adaptative Equalization Based on a Prediction Principle*. Proc. GLOBECOM-86, Houston, EUA.
- [27] Sandro Fasolo; Yuzo Iano; Luiz Rômulo Mendes, José Geraldo Chiquito, “Sistemas de Modulação para Transmissão de Televisão Digital de Alta Definição”, *Revista do Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel*, no. 1, vol. 2, pp 42-54, Abril de 2000.