

EQUALIZAÇÃO EM RECEPTORES DE TELEVISÃO DIGITAL DE ALTA DEFINIÇÃO UTILIZANDO MODULAÇÃO 8VSB

Por

SANDRO ADRIANO FASOLO

Licenciado em Física pela PUC-RS (1989)
Bacharel em Engenharia Elétrica pela UFSM (1994)
Mestre em Engenharia Elétrica pela UNICAMP (1996)

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO DA UNICAMP COMO PARTE DOS REQUISITOS EXIGIDOS PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

Banca Examinadora :

Prof. Dr. José Geraldo Chiquito (Orientador) - FEEC - UNICAMP

Prof. Dr. Waldecir João Perrella - ITA - São José dos Campos - SP

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Pellenz - PUCPR - Curitiba - PR

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Amauri Lopes - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. João Marcos Travassos Romano - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Max Henrique Machado Costa - FEEC/UNICAMP

Campinas, 30 de Março de 2001.

Resumo

O objetivo da tese é estudar o desempenho de técnicas de equalização cega (Sato e Godard) utilizando modulação 8 VSB. Realizou-se uma análise dos sistemas de televisão digital nos padrões ATSC (modulação 8 VSB) e DVB (modulação COFDM) enfatizando o problema da equalização de canal. Contribuímos com uma técnica inédita que denominamos Algoritmo de Sato Modificado (uma variação do algoritmo de Sato com 4 níveis). Mostramos que combinando as técnicas de Sato ou Godard com o algoritmo LMS obtemos um equalizador com melhor desempenho quando comparado com um equalizador de Sato ou Godard. Empregando o conceito de canal com dispersão esparsa e as técnicas de equalização cega mostramos que não existe nenhuma incompatibilidade entre o conceito da rede de frequência única (SFN) e o padrão ATSC. Desenvolvemos um equalizador adaptativo que pode ser utilizado para implementar um receptor no padrão ATSC em um ambiente com SFN. Mostramos como calcular os ganhos de tomada de um equalizador ideal do tipo DFE utilizando o critério "zero-forcing". Os resultados obtidos são apresentados e discutidos.

Abstract

The objective of this thesis is to study the performance of techniques of blind equalization (Sato and Godard) using 8 VSB modulation. An analysis of digital television systems using ATSC standard (8 VSB modulation) and DVB (COFDM modulation) was performed emphasizing the problem of channel equalization. We contribute in this work with a new technique that we named the Sato Modified Algorithm (a variation of the Sato algorithm with 4 levels). We shown that combining the techniques of Sato or Godard with LMS Algorithm we achieve an equalizer with better performance when compared with an equalizer of Sato or Godard. Using the concept of channel with sparse dispersion and the techniques of blind equalization we shown that there is no incompatibility between the concept of the single frequency network (SFN) and ATSC standard. We develop an adaptative equalizer that can be used to implement a receiver according to ATSC standard in a SFN environment. We had shown how to calculate the tap gains of an ideal DFE equalizer using the "zero-forcing" criteria. The results achieved are presented and discussed.

Agradecimentos

Agradeço a minha família pelo amor e apoio que me permitiu galgar degraus tão elevados.
Agradeço a instituição CNPQ pelo apoio financeiro.

Índice

1	Introdução	1
1.1.	Televisão Analógica	2
1.2.	A Questão da Qualidade	7
1.3.	Comparação Entre a Televisão Analógica e a Televisão Digital	7
1.4.	Características Intrínsecas de um Sistema Versus Técnicas Específicas de Implementação	9
1.5.	Situação Atual da Televisão de Alta Definição	10
1.6.	Eficiência Espectral	11
1.7.	Potência de Pico Versus Potência Média	13
1.8.	Interferência entre Transmissões de TV Analógica e Digital	13
1.9.	Equalização em Receptores de Televisão Digital	15
1.10.	Apresentação da Tese	16
2	Sistema ATSC	19
2.1.	Introdução	19
2.2.	Diagrama de Blocos do Sistema	19
2.3.	Características do Sistema de RF de Transmissão	20
2.4.	Características do Modo de Radiodifusão Terrestre	21
2.4.1.	Aleatorizador de Dados	24
2.4.2.	Codificador Reed-Solomon (RS)	24
2.4.3.	Entrelaçador de Dados	25
2.4.4.	Codificador em Treliça	25
2.4.5.	Sincronismo de Segmento	26
2.4.6.	Sincronismo de Campo de Dados	26
2.4.7.	Modo VSB	27
2.5.	Características do Sistema de Recepção de RF	28
2.5.1.	Sintonizador de Canais	28
2.5.2.	Filtragem de Canal e Recuperação da Portadora VSB	29
2.5.3.	Recuperação do Sincronismo de Segmento e do Relógio de Símbolos	30
2.5.4.	Controle Automático de Ganho - AGC	31
2.5.5.	Sincronismo de Campo	31
2.5.6.	Filtro de Rejeição de Interferência	31

2.5.7.	Equalizador de Canal	33
2.5.8.	Loop de Rastreo de Fase	34
2.5.9.	Decodificador em Treliça	35
2.5.10.	Desentrelaçador de Dados	37
2.5.11.	Desembaralhador de Dados	38
2.6.	Modo Cabo de Alta Taxa de Dados	38
2.7.	Modulação 8 VSB	38
2.7.1.	Análise de Processo de Modulação	39
2.7.2.	Treliça de Amostragem Mínima	41
2.8.	Conclusões	43
3	Sistemas OFDM	45
3.1.	Introdução	45
3.2.	Padrão DVB-T	47
3.2.1.	Considerações Gerais	47
3.2.2.	Estrutura de Quadro	48
3.2.3.	Estrutura do sinal de transmissão	50
3.2.4.	Sinais de Referência	52
3.3.	Carga Útil Transmitida	52
3.4.	Linhas Básicas da Implementação do Sinal de Emissão	54
3.4.1.	Método da Transformação de Fourier	54
3.5.	Característica Espectral	56
3.6.	Interferência entre Símbolos e entre Portadoras	58
3.7.	Banda de Guarda e Extensão Cíclica	59
3.8.	Ruído Impulsivo	60
3.9.	Equalização de Canal no Sistema OFDM	61
3.10.	Conclusões	63
4	Equalização Cega	65
4.1.	Introdução	65
4.2.	Equalização Cega	65
4.3.	Equalização Cega Aplicada ao Sistema 8VSB	66
4.4.	Equalização com Espaçamento Fracionário	68
4.5.	Algoritmo de Sato	69
4.6.	Algoritmo de Sato Modificado	72
4.7.	Algoritmo de Godard	73
4.8.	Algoritmo GPEA	75
4.9.	Simulação de Desempenho dos Algoritmos de Equalização Cega	76
4.10.	Equalizador Linear	77
4.11.	Equalizador DFE	77
4.12.	Diagrama de Blocos da Simulação	78

4.13. Desempenho do Equalizador LE em Canal AWGN sem Multipercurso	79
4.13.1. Algoritmo de Sato com 2 Níveis	80
4.13.2. Algoritmo de Sato com 4 Níveis	81
4.13.3. Algoritmo de Godard	81
4.13.4. Algoritmo GPEA-Sato com 2 Níveis	81
4.13.5. Algoritmo GPEA-Sato com 4 Níveis	82
4.13.6. Algoritmo GPEA-Godard	82
4.14. Desempenho dos Equalizadores LE e DFE em Canal Com Multipercurso . .	83
4.15. Desempenho dos Equalizadores LE e DFE em Canal AWGN com Multipercurso	85
4.16. Desempenho dos Equalizadores LE e DFE em Canais Reais	86
4.16.1. Canais ATSC	86
4.16.2. Canais SET/ABERT/Mackenzie	87
4.16.3. Canais Reais	88
4.17. Conclusões	89
5 Rede de Freqüência Única	91
5.1. Introdução	91
5.2. Rede de Freqüência Única	91
5.3. Canais com Dispersão Esparsa	92
5.4. Equalização de canais com dispersão esparsa	95
5.5. Modelo do Equalizador	96
5.6. Equalização Cega	97
5.7. Equalização Dirigida	97
5.8. Parâmetros da Simulação	98
5.9. Resultado das Simulações	99
5.9.1. Godard	99
5.9.2. GPEA-Godard	99
5.9.3. Gradiente Estocástico	100
5.10. Conclusões	100
6 Equalizador Ideal	107
6.1. Introdução	107
6.2. Notações e Definições	107
6.2.1. Transformada Z	107
6.2.2. Espectro de Potência de um Processo Aleatório Discreto no Tempo .	108
6.2.3. Canal Canônico	108
6.2.4. Fatorização Espectral	108
6.3. Modelo do Sistema	109
6.4. Filtro Casado	109
6.4.1. Modelo de Canal com Ruído Branco	109
6.5. Filtro Casado Branqueador	110

6.6.	Equalizador DFE - ZF	111
6.7.	Exemplo de Processamento de um DFE-ZF	111
6.8.	Conclusões	112
7	Conclusões	115
7.1.	Contribuições	115
7.2.	Trabalhos Futuros	116
A	Canais de Teste	119
A.1.	Canais de Teste utilizados pelo ATSC	119
A.2.	Canais de Teste utilizados pela SET/ABERT/Mackenzie	119
A.3.	Canais Reais	123
A.3.1.	Canais do Grupo 1	123
A.3.2.	Canais do Grupo 2	123
B	Artigos Publicados	126
B.1.	Sistemas de Modulação para Transmissão de Televisão Digital de Alta Definição	126
B.2.	Implementação de Uma Rede de Frequência Única para TV Digital Utilizando a Modulação 8 VSB	126
C	Relatórios Técnicos Publicados	145
D	Ferramenta de Simulação	147
D.1.	Introdução	147
D.2.	Interface Gráfica - Campos de Parâmetros	147
D.2.1.	FIR Filter	147
D.2.2.	IIR Filter	148
D.2.3.	Gaussian Noise	148
D.2.4.	Segments	149
D.2.5.	Filter	150
D.2.6.	Botão <i>CHANGE</i>	150
D.3.	Interface Gráfica - Menu da Interface de Parâmetros	150
D.3.1.	Load	150
D.3.2.	Run	151
D.3.3.	Stop	151
D.3.4.	FIR	151
D.3.5.	Error	152
D.3.6.	MSE	152
D.3.7.	Eye	152
D.3.8.	Exit	153
D.3.9.	PopMenu	153
D.4.	Inteface Gráfica - Menu da Interface de Gráficos	153

D.4.1. ZoomAll	153
D.4.2. Windows	155
D.4.3. Exit	155
D.4.4. PopMenu	155

Lista de Figuras

1.1	Espectro de um sinal de televisão analógica com áudio digital.	6
2.1	Modelo ITU-R para radiodifusão terrestre de televisão digital.	20
2.2	Diagrama de blocos do transmissor ATSC.	21
2.3	Quadro de dados.	22
2.4	Resposta do transmissor (ou receptor).	23
2.5	Aleatorizador de dados.	24
2.6	Entrelaçador de dados convolucional.	25
2.7	Codificador em treliça, pré-codificador e mapeador.	25
2.8	Entrelaçador e codificador em treliça.	26
2.9	Sincronismo do segmento de dados.	27
2.10	Sincronismo do campo de dados.	27
2.11	Geradores das seqüências pseudo-aleatórias PN511 e PN63 do sincronismo de campo.	27
2.12	Diagrama de blocos do receptor.	28
2.13	Diagrama de blocos do sintonizador.	29
2.14	Sintonizador, FI e FPLL.	30
2.15	Recuperação do sincronismo de segmento e do relógio de dados com AGC.	30
2.16	Recuperação do sincronismo de campo.	31
2.17	Localização das portadoras NTSC e filtro combinado.	32
2.18	Filtro de anti NTSC.	33
2.19	Equalizador do receptor VSB.	34
2.20	Abertura relativa do olho em função do erro de fase α	35
2.21	Loop de rastreo de fase.	36
2.22	Decodificador-desentrelaçador em treliça.	36
2.23	Remoção do sincronismo de segmento.	37
2.24	Decodificador em treliça com filtro anti NTSC.	37
2.25	Desentrelaçador de dados convolucional.	37
2.26	Espectro de $p(t)$ e $h(t)$	39
2.27	As componentes em fase e quadratura do sinal VSB.	40
2.28	Treliça de amostragem do sistema ATSC.	42
3.1	Diagrama de blocos do sistema de transmissão DVB-T.	47

3.2	Formação do sinal COFDM em blocos.	50
3.3	Diagrama do entrelaçador e desentrelaçador.	51
3.4	Geração do sinal OFDM a partir das amostras c_k utilizando a IDFT.	55
3.5	Método de modulação e demodulação utilizando IFFT e FFT.	56
3.6	Espectro de potência de uma portadora.	57
3.7	Espectro de Potência real na transmissão COFDM.	57
3.8	Extensão cíclica de um quadro OFDM.	59
3.9	Princípio do intervalo de guarda.	60
4.1	Esquema conceitual do método de Sato.	70
4.2	Função sinal(x) com decisão binária.	70
4.3	Função sinal(x) com quatro níveis de decisão.	72
4.4	Modelo do equalizador linear.	78
4.5	Modelo do equalizador DFE.	78
4.6	Esquema de simulação para canal ideal.	79
4.7	Algoritmo de Sato com 2 níveis : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.	80
4.8	Algoritmo de Sato com 4 níveis : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.	81
4.9	Algoritmo de Godard : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.	82
4.10	Algoritmo GPEA-Sato com 2 níveis : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.	82
4.11	Algoritmo GPEA-Sato com 4 níveis : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.	83
4.12	Algoritmo GPEA-Godard : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.	83
4.13	Desempenho do equalizador linear em relação : (a) Erro/Segmento versus Segmento e (b) MSE versus Segmento.	84
4.14	Desempenho do equalizador DFE em relação : (a) Erro/Segmento versus Segmento e (b) MSE versus Segmento.	85
4.15	Desempenhos dos equalizadores (a) LE e (b) DFE.	85
5.1	Pontos relevantes em uma SFN.	92
5.2	Valores dos ganhos de tomada de um equalizador de HDTV.	93
5.3	Esquema de um equalizador para canal com dispersão esparsa.	93
5.4	Função de autocorrelação de um canal com dispersão esparsa.	95
5.5	Modelo do equalizador para canais com dispersão esparsa.	96
5.6	Resposta impulsiva do canal utilizado nas simulações.	98
5.7	Erro/Segmento versus Segmento com a técnica de Godard.	99
5.8	Diagrama de olho utilizando a técnica de Godard.	100

5.9	Tomadas do filtro FIR com a técnica de Godard.	100
5.10	Tomadas do filtro FIR1 com a técnica de Godard.	101
5.11	Tomadas do filtro FIR2 com a técnica de Godard.	101
5.12	Erro/Segmento versus Segmento com a técnica de GPEA-Godard.	102
5.13	Diagrama de olho utilizando a técnica GPEA-Godard.	102
5.14	Tomadas do filtro FIR com a técnica de GPEA-Godard.	103
5.15	Tomadas do filtro FIR1 com a técnica de GPEA-Godard.	103
5.16	Tomadas do filtro FIR2 com a técnica de GPEA-Godard.	104
5.17	Erro/segmento versus Segmento utilizando a técnica do gradiente estocástico.	104
5.18	Diagrama de olho utilizando a técnica do gradiente estocástico.	105
5.19	Tomadas do filtro FIR utilizando a técnica do gradiente estocástico.	105
5.20	Tomadas do filtro FIR1 utilizando a técnica do gradiente estocástico.	105
5.21	Tomadas do filtro FIR2 utilizando a técnica do gradiente estocástico.	106
6.1	Modelo do sistema.	109
6.2	Filtro casado com amostrador.	110
6.3	Modelo do filtro do transmissor+filtro do canal de um receptor com filtro de entrada casado+amostrador.	110
6.4	Filtro casado branqueador.	110
6.5	Modelo de tempo discreto de um canal com resposta impulsiva $h(t)$ e um receptor consistindo de um filtro casado branqueador e amostrador.	111
6.6	Modelo do equalizador DFE-ZF.	111
6.7	Resposta impulsiva do canal de teste e de um equalizador linear.	112
6.8	Resposta impulsiva do filtro branqueador e do filtro FIR de realimentação.	112
6.9	Saídas do filtro de canal e do filtro casado.	113
6.10	Resposta impulsiva do filtro branqueador e os dados estimados na saída do equalizador.	113
A.1	Resposta impulsiva dos canais A e B do ATSC.	120
A.2	Resposta impulsiva dos canais C e D do ATSC.	120
A.3	Resposta impulsiva dos canais E e F do ATSC.	121
A.4	Resposta impulsiva dos canais A e B da SET/ABERT/Mackenzie.	122
A.5	Resposta impulsiva dos canais C e D da SET/ABERT/Mackenzie.	122
A.6	Resposta impulsiva do canal E da SET/ABERT/Mackenzie.	123
A.7	Respostas impulsivas dos canais A e B do Grupo 1.	123
A.8	Respostas impulsivas dos canais C e D do Grupo 1.	124
A.9	Respostas impulsivas dos canais E e F do Grupo 1.	124
A.10	Respostas impulsivas dos canais A e B do Grupo 2.	124
A.11	Respostas impulsivas dos canais C e D do Grupo 2.	125
A.12	Respostas impulsivas dos canais E e F do Grupo 2.	125
D.1	Interface gráfica do controle dos parâmetros do simulador.	148

D.2 Interface de gráficos. 154

Lista de Tabelas

1.1	Sistema CCIR de televisão analógica	3
1.2	Características dos principais sistemas de televisão analógica adotados no mundo.	3
1.3	Alocação de frequência dos canais de VHF no Sistema M na America do Norte/Sul.	5
1.4	Formatos de vídeo no sistema ATSC.	7
1.5	Eficiência Espectral para as modulações VSB e QAM	12
2.1	Parâmetros do modo de transmissão VSB.	22
2.2	Configuração do Modo VSB.	28
3.1	Duração das partes do símbolo para intervalos de guarda permitidos.	49
3.2	Parâmetros do sistema OFDM para os modos 2k e 8k.	49
3.3	Taxa de bit útil para canal com 8 MHz de largura de banda.	53
3.4	Taxa de bit útil para canal com 6 MHz de largura de banda.	53
4.1	Parâmetros utilizados na simulação do equalizador linear.	84
4.2	Parâmetros utilizados na simulação do equalizador DFE.	84
4.3	Teste do equalizador linear utilizando os canais ATSC.	87
4.4	Teste do equalizador DFE utilizando os canais ATSC.	87
4.5	Teste do equalizador linear utilizando os canais SET/ABERT/Mackenzie.	87
4.6	Teste do equalizador DFE utilizando os canais SET/ABERT/Mackenzie.	88
4.7	Teste do equalizador linear utilizando os canais reais do tipo Rice.	88
4.8	Teste do equalizador DFE utilizando os canais reais do tipo Rice.	88
4.9	Teste do equalizador linear utilizando os canais reais do tipo Rayleigh.	89
4.10	Teste do equalizador DFE utilizando os canais reais do tipo Rayleigh.	89
5.1	Parâmetros das técnicas de equalização.	99
A.1	Modelo dos canais ATSC para multipercursos estáticos.	119
A.2	Modelo do canal A da SET/ABERT/Mackenzie para multipercursos estáticos.	121
A.3	Modelo do canal B da SET/ABERT/Mackenzie para multipercursos estáticos.	121
A.4	Modelo do canal C da SET/ABERT/Mackenzie para multipercursos estáticos.	121
A.5	Modelo do canal D da SET/ABERT/Mackenzie para multipercursos estáticos.	122
A.6	Modelo do canal E da SET/ABERT/Mackenzie para multipercursos estáticos.	122

Glossário

AGC	Automatic Gain Control
AM	Amplitude Modulation
ATSC	American Television System Committee
ATV	Advanced Television
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BBC	British Broadcasting Corporation
BST	Bandwith Segmented Transmission
CCD	Charge-Coupled Device
CCIR	Consultative Committee International Telephone and Telegraph
CD	Compact Disk
CMA	Constant Modulus Algorithm
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex
CTB	Composite Triple Beat
DAB	Digital Audio Broadcasting
DAT	Digital Audio Tape
DC	Direct Current
DTTB	Digital Terrestrial Television Broadcasting
DVB	Digital Video Broadcasting
DVB-T	Digital Video Broadcasting-Terrestrial
DDE	Decision-Directed Equalization
DFE	Decision Feedback Equalization
DFT	Discrete Fourier Transform
DSP	Digital Signal Processing
ETS	European Telecommunications Standards
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Comission Communication
FDM	Frequency Division Multiplex
FEC	Forward Error Correction
FM	Frequency Modulation
IF	Intermediary Frequency
FIR	Finite Impulse Response
FIFOI	First Input First Output
FFT	Fast Fourier Transform
FPLL	Frequency-Phase Locked Loop
GPEA	G-Pseudo Erro Function Algorithm
HDTV	High Definition Digital Television
ICI	Inter Carrier Interference
IIR	Infinite Impulse Response
ISDB	Integrated Service Digital Broadcasting

ISI	Inter Symbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
ITU-R	International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector
LE	Linear Equalization
LMS	Least Mean Square
MCM	Multiple Carrier Modulation
MME	Minimum Mean-Square Error
MPEG	Motion Picture Expert Group
MUSE	Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding
NTSC	National Television System Committee
PAL	Phase Alternating Line
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PLL	Phase-Locked Loop
PN	Pseudo Noise
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
PRS	Pseudo-Random Sequence
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Key
RF	Radio Frequency
ROM	Read Only Memory
RS	Reed-Solomon
SAW	Surface Acoustic Wave
SCM	Single Carrier Modulation
SFN	Single Frequency Network
SNR	Signal-to-Noise Rate
SSB	Single Side Band
TPS	Transmission Parameter Signalling
TV	Television
UHF	Ultra High Frequency
VHF	Very High Frequency
VHS	Video Home System
VSF	Vestigial Side Band
WSS	Wide-Sense Stationary
ZF	Zero Forcing

Capítulo 1

Introdução

Atualmente, o mundo está vendo a implementação de modernos sistemas de televisão digital para a radiodifusão [1], [2], [3] e [4]. Este momento é fruto de quase uma década de muita pesquisa e desenvolvimento. O serviço de televisão digital está disponível desde 1998 na América do Norte e na Europa. Muitos países estão realizando testes com intenção de adotar um dos sistemas disponíveis. Existem duas técnicas muito diferentes de modulação digital empregadas na radiodifusão de televisão digital :

- 8 VSB (*Vestigial Side Band* com 8 níveis). Desenvolvido pelo ATSC (*Advanced Television System Committee*). O sistema de radiodifusão foi desenvolvido para transmitir sinais de televisão digital de alta definição. O sistema americano apresenta a melhor qualidade de imagem dos sistemas existentes.
- COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Sistema europeu desenvolvido pelo DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*). Outro sistema também baseado no COFDM é o sistema japonês BST-OFDM (*Bandwidth Segmented Transmission*), padronizado pelo ISDB-T (*Integrated Service Digital Broadcasting*), recentemente finalizado.

Como existem mais que um sistema, muitos países tem se engajado no trabalho de testar e escolher um dos padrões. Uma tarefa difícil, cada país tem que levar em conta vários pontos técnicos e específicos próprios. Geralmente, um padrão possui uma estrutura rígida, não tendo muito o que modificar ou melhorar (excluindo-se, naturalmente, os equipamentos). Entretanto, no tocante à equalização de canal os dois sistemas divergem muito. O sistema COFDM escolheu uma banda de guarda temporal e portadoras de referência para equalizar o canal. O sistema 8 VSB deixou todo o trabalho de equalização para o equalizador do receptor de televisão. O equalizador é uma peça chave para o bom desempenho do sistema e, por isso, universidades e empresas têm voltado suas forças para obter a melhor técnica possível para equalizar o canal de transmissão. Nesta tese pesquisaremos e discutir várias técnicas de equalização cega para a modulação 8 VSB, algumas, provavelmente, inéditas. Comparamos o desempenho frente a algumas interferências típicas encontradas em canais de comunicação de radiodifusão.

1.1. Televisão Analógica

A televisão analógica convencional foi, sob todos os aspectos, um enorme sucesso, com influência decisiva sobre a cultura, a economia e a política do século XX. O sistema NTSC (*National Television System Committee*) monocromático foi estabelecido nos EUA em 1941, mas as transmissões efetivamente só foram iniciadas após o final da 2ª Guerra Mundial. De um ponto de vista técnico, a televisão analógica representou um aproveitamento extremamente inteligente e criativo de várias descobertas e invenções da época, como o tubo de raios catódicos, o iconoscópio de V.K. Zworykin, a modulação SSB (*Single Side Band*) e VSB (*Vestigial Side Band*), a modulação em frequência, etc.

Quando as transmissões de televisão foram iniciadas, ainda não havia sido inventado o transistor, mas os receptores de televisão podiam ser construídos com menos de 20 válvulas. A introdução da televisão em cores nos EUA, em 1954, exigiu uma adaptação do sistema de televisão em preto e branco, de forma a garantir uma dupla compatibilidade, permitindo a convivência de : a) transmissão em cores com os antigos receptores preto e branco, e b) transmissão em preto e branco com os novos receptores em cores. Na época, os receptores em cores podiam ser construídos com apenas 30 válvulas.

A fantástica longevidade técnica da televisão analógica (nos vários sistemas CCIR : A, B, C, D, E, F, G, H, I, K, K1, L, L1, M e N, e nos padrões de cores NTSC, PAL (*Phase Alternating Line*) e SECAM), Tabela 1.1 e Tabela 1.2) é difícil de explicar, pois durante sua existência nos últimos 50 anos, o mundo conheceu avanços tecnológicos gigantescos, como a invenção do transistor e do circuito integrado, a eletrônica digital e os computadores, a modulação e a transmissão digital, a transmissão em micro-ondas e via satélite, a fibra ótica, a gravação magnética de vídeo, a codificação e compressão de imagens, etc. Estas novas tecnologias abriram a possibilidade de uma revolução técnica da televisão, porém, ao contrário do que aconteceu por exemplo com a indústria de computação, a indústria de televisão (em sentido amplo : emissores de radiodifusão, fabricantes de equipamentos e órgãos de regulamentação) adotou uma atitude técnica bastante conservadora, principalmente em relação à manutenção dos padrões de transmissão. Por isso, um receptor de televisão construído à 50 anos pode receber perfeitamente os sinais transmitidos hoje !

Tabela 1.1: Sistema CCIR de televisão analógica

Característica	B VHF	D VHF	G UHF	U UHF	I UHF VHF	K UHF	K1 UHF VHF	L1 VHF	L UHF	M UHF VHF	N UHF VHF
Linhas/quadro	625	625	625	625	625	625	625	625	625	525	625
Banda de Vídeo (MHz)	5,0	6,0	5,0	5,0	5,5	6,0	6,0	6,0	6,0	4,2	4,2
VSF (MHz)	0,75	0,75	0,75	1,25	1,25	0,75	1,25	1,25	1,25	0,75	0,75
Vídeo/Áudio(MHz)	5,5	6,5	5,5	5,5	6,0	6,5	6,5	6,5	6,5	4,5	4,5
Modulação de Vídeo	AM	AM	AM	AM	AM	AM	AM	AM	AM	AM	AM
Modulação de Áudio	FM	FM	FM	FM	FM	FM	FM	AM	AM	FM	FM
Largura do Canal (MHz)	7	8	8	8	8	8	8	8	8	6	6
Pré-ênfase (μ s)	50	50	50	50	50	50	50	-	-	75	75
Razão da Potência das portadoras de Vídeo/Áudio	10 : 1	2 : 1 - 5 : 1	10 : 1	5 : 1 10 : 1	5 : 1	2 : 1 5 : 1	2 : 1 5 : 1	8 : 1	8 : 1	10 : 1 4 : 1	10 : 1 5 : 1

O sucesso da televisão junto à sociedade deve muito à capacidade técnica e competência dos engenheiros e cientistas que a desenvolveram, que conseguiram tornar pouco visíveis para o público as difíceis questões técnicas envolvidas no sistema de televisão. Ainda que tenha havido críticas eventuais a certas soluções técnicas adotadas - é famosa a interpretação da sigla NTSC como "Never Twice the Same Color" - a verdade é que as soluções utilizadas há mais de meio século foram muito boas, para não dizer geniais.

Tabela 1.2: Características dos principais sistemas de televisão analógica adotados no mundo.

Característica	A	M	N	C	B,G	H	I	D,K	K1	L	E
Linhas/quadro	405	525	625	625	625	625	625	625	625	25	819
Número de campos por segundo	50	60	50	50	50	50	50	50	50	50	50
freqüência da varredura horizontal (kHz)	10,25	15,75	15,75	15,75	15,75	15,75	15,75	15,75	15,75	15,75	20,48
Banda do sinal de Vídeo (MHz)	3	4,2	4,2	5	5	5,5	6	6	6	6	10
Tempo de varredura de uma linha (μ s)	98,8	63,55	64	64	64	64	64	64	64	64	48,84
Largura do pulso de sincronismo horizontal (μ s)	8 a 10	4,6 a 4,8	4,2 a 5,7	4,8 a 5,2	4,5 a 4,9	2,4 a 2,6					
Duração de um campo (μ s)	20	16,7	20	20	20	20	20	20	20	20	20
Largura do pulso de sincronismo vertical (μ s)	38 a 42	27,1	26,5 a 28,1	26,5 a 28,2	27,3	27,3	27,3	27,3	27,3	27,3	19 a 21

Todos os sistemas utilizam : varredura entrelaçada, 2 campos por quadro e relação de aspecto (Horizontal/Vertical) de 4 : 3.

Pretendemos discutir algumas razões técnicas que explicam a longevidade extraordinária da televisão analógica, com o objetivo de saber quais as características que devem ser mantidas para que a televisão digital, terrestre ou via cabo, consiga repetir o mesmo sucesso junto ao público e à sociedade.

Uma das chaves do sucesso da televisão convencional foi a extraordinária robustez incorporada ao sinal transmitido, principalmente no que se refere aos pulsos de sincronismo e ao sinal de áudio. Como se sabe, na televisão analógica os pulsos de sincronismo são transmi-

tidos junto com o sinal de vídeo e representam um enorme overhead de potência e ocupação temporal. O sinal de vídeo propriamente dito ocupa a escala de amplitude de 10% (nível de branco) a 75% (nível de preto), enquanto o pulso de sincronismo vai de 75% a 100%. Se não existissem os pulsos de sincronismo, a potência de pico do transmissor seria reduzida de um fator de $0,75^2 = 0,5625$, ou seja seria reduzida para pouco mais que a metade.

No sistema M, os pedestais dos pulsos de sincronismo horizontal têm uma duração de $10,8\text{ ms}$, o que representa aproximadamente 17% do período de uma linha de varredura ($63,5\text{ ms}$). O intervalo de retraço vertical consome, por campo, um período igual a 20 linhas, o que corresponde a uma perda de $(40/525) = 7,6\%$. Somando as perdas do retraço horizontal com as do retraço vertical, tem-se uma perda total da ordem de 22%. As perdas temporais representadas pelos pulsos de sincronismo representam dispêndio de potência e de faixa de frequência (se não houvesse pulsos de sincronismo e intervalos de retraço, o sinal de vídeo poderia ser expandido temporalmente, reduzindo a sua largura espectral).

Apesar da queda geral da eficiência de transmissão, a utilização de pulsos de sincronismo em grande amplitude garante :

1. Sincronização do receptor mesmo em condições difíceis de recepção (sinal muito fraco, antena interna, interferência, fantasma, etc). O sincronismo pode ser mantido para relações sinal-ruído de praticamente 0 db , quando até o reconhecimento do conteúdo da imagem torna-se difícil.
2. Simplificação dos circuitos de sincronismo e de varredura do receptor.
3. Aquisição muito rápida de sincronismo, o que permite que o usuário varra os vários canais em busca de programas de maior interesse.

A frequência de varredura vertical (número de campos por segundo) foi escolhida para ser igual à frequência da rede de energia, daí o uso de 60 Hz nos EUA e de 50 Hz na Europa. Garante-se assim que qualquer interferência sobre a imagem causada pela rede de energia - tal como ripple de fonte, campo magnético de transformadores, etc - irão produzir um padrão de interferência estacionário e, portanto, de baixa visibilidade.

Ainda com o mesmo objetivo de uma elevada robustez do sinal de televisão, quase todos os países adotaram a transmissão de áudio via FM (*Frequency Modulation*) - as exceções são os sistemas L e L1, que utilizam AM (*Amplitude Modulation*). O uso de FM garante que a recepção de som seja perfeita, mesmo que a imagem esteja muito degradada por ruído ou interferência. Sabe-se que é mais tolerável uma imagem ruim acompanhada de áudio de boa qualidade, que uma imagem de boa qualidade acompanhada de áudio ruim.

O uso de modulação em frequência, em vez de modulação em amplitude, implica em uma pequena penalização devido à expansão do espectro em frequência, mas que é pouco significativa já que a banda ocupada por um canal de televisão depende basicamente da largura em frequência do sinal de vídeo.

A utilização de FM para o áudio e AM para o vídeo permite que os receptores utilizem-se de uma técnica conhecida como conversão interportadoras, onde se faz um batimento entre a FI (*Intermediary Frequency*) de vídeo de 45,75 MHz e a FI de áudio de 41,25 MHz, gerando

uma FI "interportadoras" de 4,5 MHz modulada simultaneamente em amplitude e frequência. A modulação em amplitude é suprimida por um limitador de amplitude e a modulação em frequência é detetada por um demodulador de áudio. A FI interportadoras de 4,5 MHz é muito menos sensível a possíveis desvios de frequência do oscilador local, pois um desvio de frequência deste oscilador irá deslocar do mesmo valor a FI de vídeo e a FI de áudio, fazendo com que a diferença continue sempre em 4,5 MHz.

A modulação de vídeo é feita em AM para ter eficiência espectral, já que o sinal de vídeo no sistema M tem uma banda larga de 4,2 MHz. A modulação em amplitude também garante uma característica de degradação suave da imagem com a piora das condições de recepção.

O uso de AM com banda lateral dupla exigiria no sistema M uma banda de $2 \times 4,2 \text{ MHz} = 8,4 \text{ MHz}$ para a transmissão da imagem. O uso de SSB permitiria reduzir a banda de transmissão para o valor da banda do vídeo em banda básica, isto é 4,2 MHz, porém, devido às dificuldades de implementação deste tipo de modulação, adotou-se a modulação AM/VSB, que combina as vantagens da simplicidade do AM e a eficiência espectral do SSB. O receptor de televisão utiliza um simples detetor de envoltória já que o nível da portadora AM/VSB transmitida é suficientemente alta para não se fazer necessária a detecção síncrona.

A escolha das frequências dos canais de televisão foi fruto da preocupação com a integridade dos sinais frente às interferências São utilizadas 3 faixas básicas : canais baixos de VHF (*Very High Frequency*) (2 a 6), canais altos de VHF (7 a 13) e canais de UHF (*Ultra High Frequency*) (14 a 83). A Tabela 1.3 apresenta a largura de banda, frequência da portadora de vídeo, frequência da portadora de áudio e frequência do oscilador local para os canais na faixa de VHF.

Tabela 1.3: Alocação de frequência dos canais de VHF no Sistema M na America do Norte/Sul.

Canal	Faixa MHz	f_{pv} MHz	f_{pa} MHz	f_{ol} MHz
2	54-60	55,25	59,75	101
3	60-66	61,25	65,75	107
4	66-72	67,25	71,75	113
5	76-82	77,25	81,75	123
6	82-88	83,25	87,75	129
7	174-180	175,25	179,75	221
8	180-186	181,25	185,75	227
9	186-192	187,25	191,75	233
10	192-198	193,25	197,75	239
11	198-204	199,25	203,75	245
12	204-210	205,25	209,75	251
13	210-216	211,25	215,75	257
f_{pv} frequência da portadora de vídeo f_{pa} frequência da portadora de áudio f_{ol} frequência do oscilador local				

Nos EUA, o comitê técnico do FCC (*Federal Commission Communication*) americano estabeleceu que emissoras transmitindo num mesmo canal de UHF devem manter uma distância mínima de 155 milhas para evitar interferência mútua. Devido às dificuldades de controlar

com filtros simples a interferência entre canais adjacentes, adotou-se a estratégia da utilização alternada de canais para a transmissão numa mesma localidade. Por exemplo, na cidade de São Paulo é utilizado o canal 2 e o canal 4, ficando vago o canal 3. Como também é utilizado o canal 5, aparentemente há uma violação da regra da utilização alternada dos canais. Deve-se notar, porém, que existe uma banda de guarda de 4 MHz entre os canais 4 e 5, o que evita interferência mútua. A solução de usar o canal 5 e deixar vago o canal 6 elimina a interferência com a radiodifusão em FM, que ocupa a banda de 88 MHz a 108 MHz, contígua à banda do canal 6 (82 MHz a 88 MHz). Nos canais VHF altos, em São Paulo são utilizados os canais 7, 9, 11 e 13. Os canais 3, 6, 8, 10 e 12 são utilizados pelas localidades a distâncias da ordem de 100 km, como é o caso da cidade de Campinas. O canal 1 do sistema M, cuja banda iria de 48 MHz a 54 MHz, foi suprimido em troca da garantia de não haver transmissão de alta potência na banda de 41 MHz a 47 MHz, utilizada pelo canal de FI dos receptores de televisão.

Uma análise das bandas ocupadas pelos canais em VHF e UHF revela que foi tomada uma precaução especial para garantir que a 2ª harmônica dos transmissores de sinal de televisão não produzisse interferência sobre o mesmo tipo de serviço. Com exceção do canal 6, a 2ª harmônica cai fora das faixas ocupadas pelos canais de televisão. Mesmo no caso de exceção do canal 6, apenas a 2ª harmônica da portadora de áudio, em 87,75 MHz, tem chance de interferir sobre o canal 7. Porém, como a portadora de áudio tem uma potência de apenas 1/10 a 1/5 da potência da portadora de vídeo, a probabilidade de interferência fica reduzida.

A grande robustez introduzida no sinal de televisão tem como contrapartida uma baixa eficiência energética e espectral. É verdade que houve um certo esforço em aumentar a eficiência espectral através da modulação VSB, porém, o espectro de um sinal de televisão convencional mostra que a potência se distribui de forma muito desigual, estando concentrada basicamente nas frequências correspondentes às portadoras de vídeo, áudio e sub-portadora de cor, conforme mostra a Figura 1.1.

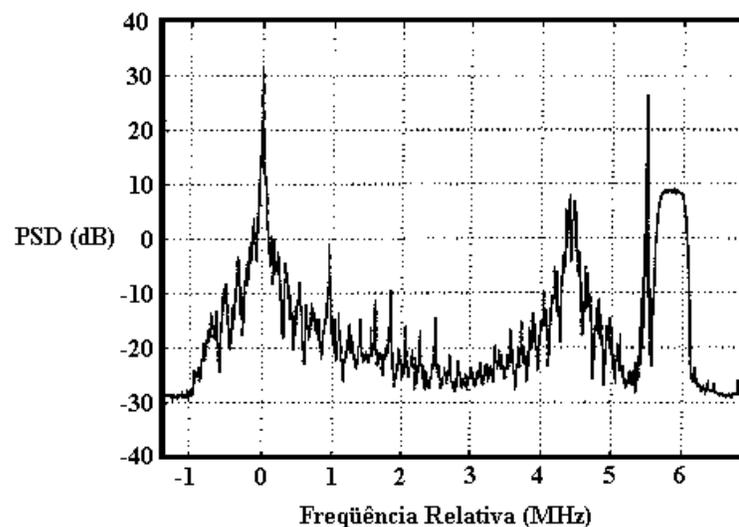


Figura 1.1: Espectro de um sinal de televisão analógica com áudio digital.

1.2. A Questão da Qualidade

Uma das motivações mais importantes para a introdução da televisão digital é a promessa de grande qualidade, pois há uma crença geral que a passagem do domínio analógico para o digital traz automaticamente um aumento de qualidade. Este foi o caso da gravação fonográfica, quando o disco de vinil foi substituído pelo CD (*Compact Disk*), e a fitas cassete analógica foi substituída pelo DAT (*Digital Audio Tape*). No processamento de imagem e vídeo, a questão não é tão simples : quem observa as imagens reproduzidas nos monitores dos PC's provenientes dos CD-ROM's, com uma resolução de apenas 320×240 píxeis e menos de 10 *quadros/s*, conclui que imagens armazenadas em forma digital podem até mesmo ser piores que as imagens produzidas pela televisão analógica convencional.

Para que a televisão digital alcance sucesso é necessário que represente um avanço significativo da qualidade geral da imagem e do áudio. Os EUA estão interessados em uma televisão digital de alta resolução, cuja transmissão possa ser acomodada num canal de 6 MHz, enquanto os europeus estão mais motivados para uma televisão digital de resolução standard que utilize uma fração do canal de 8 MHz. Enquanto o público americano parece desejar uma TV Digital com alta qualidade de imagem, o público europeu prefere uma maior quantidade de programas. A Tabela 1.4 mostra os padrões de vídeos possíveis no sistema americano ATSC.

Tabela 1.4: Formatos de vídeo no sistema ATSC.

Padrão de Vídeo	Linhas	Amostras/linha
SMPTE 274M	1080	1920
SMPTE S17.392	720	1280
ITU-R BT.601-4	483	720

A experiência do Japão com o sistema MUSE (*Multiple sub-Nyquist Sampling Encoding*) de televisão (analógica) de alta definição demonstrou que a qualidade, sozinha, não é garantia para o sucesso. Ao contrário, há muitos casos de sistemas de baixa qualidade que fizeram enorme sucesso junto ao público, enquanto sistemas de melhor qualidade foram preteridos. Um exemplo é o sistema de gravação magnética de vídeo VHS (*Video Home System*) de qualidade inferior ao padrão de radiodifusão (240 linhas versus 330 linhas de resolução, respectivamente) que se tornou um padrão na distribuição de fitas para alugar, enquanto o sistema S-VHS, de qualidade superior (400 linhas) teve uma penetração muito mais restrita, ficando limitado ao uso profissional e semi-profissional.

1.3. Comparação Entre a Televisão Analógica e a Televisão Digital

Qualquer que seja a forma que a televisão digital venha a ter - e a forma poderá variar de país para país - o desempenho frente a ruído, interferência, fantasma, etc, não poderá ser inferior ao da televisão analógica, sob pena de frustrar as expectativas do público. Uma característica particularmente difícil de incorporar aos sistemas digitais é a degradação suave do

desempenho frente a situações não ideais, característica que é típica dos sistemas analógicos. Os sistemas digitais tendem a se comportar da forma "tudo-ou-nada", isto é, para perturbações moderadas o desempenho é perfeito, porém se a perturbação ultrapassar um certo limiar, a informação degrada-se rapidamente, ou até se perde completamente. Este "efeito limiar" é característicos de sistemas que empregam técnicas de codificação.

Considere-se o caso de um receptor que está na borda da região de cobertura de uma emissora. Na transmissão analógica, o receptor trabalha com uma baixa relação sinal-ruído e a imagem na tela apresenta "chuveiro" e tem uma baixa qualidade geral. Na transmissão digital, a relação sinal-ruído é baixa, porém, como está acima de um certo limiar e a imagem na tela é perfeita, o que demonstra aparentemente a superioridade da transmissão digital. Porém, nas condições reais, a relação sinal-ruído não é constante, variando dia a dia, de acordo com as condições de propagação ; se o receptor for móvel, a relação sinal-ruído pode variar em grande escala e em grande velocidade. A variação da relação sinal-ruído na transmissão analógica fará com que a qualidade da imagem recebida flutue entre pobre, medíocre e razoável. No caso da transmissão digital, a imagem nas bordas da região de cobertura será recebida de forma intermitente, ou seja, irá flutuar entre as condições de nenhuma e perfeita, ou entre congelada e perfeita. Isto tem um efeito subjetivo devastador, porque haverá intervalos, mais ou menos longos, em que o telespectador perde contacto com a informação. Certamente é muito mais aceitável uma imagem de qualidade medíocre, com uma relação sinal-ruído de 30 dB que uma imagem perfeita, mas que desaparece ou fica congelada 2 segundos a cada minuto. Por ironia, o comportamento tudo-ou-nada da transmissão digital não se altera com o aumento da potência de transmissão : por maior que seja a potência irradiada, sempre haverá uma franja onde os efeitos de recepção intermitente irão ocorrer. Com um nível de potência adequado, o melhor que se consegue é deslocar esta "zona proibida" para além das regiões densamente habitadas.

Infelizmente, o efeito tudo ou nada da transmissão digital pode ocorrer até mesmo para receptores próximos da antena de transmissão se, por exemplo, os efeitos de multipercurso (fantasmas) não forem adequadamente tratados. Os problemas causados por multipercurso são de difícil tratamento, especialmente quando os ecos forem dinâmicos, isto é, variáveis com o tempo. Multipercurso dinâmico pode destruir até mesmo recepção com alta relação sinal-ruído.

Uma característica importante da televisão analógica é a rapidez da "aquisição" da imagem e do áudio. Ao mudar de canal quase não se percebe atraso no aparecimento da nova imagem e do áudio, porque os circuitos de demodulação e de sincronização se readaptam quase instantaneamente (para padrões humanos). Esta mesma agilidade deve possuir um receptor de televisão digital. Nos receptores de televisão digital há uma série de PLL's (*Phase-Locked Loop*) para aquisição de portadoras, relógio de símbolo, sincronismo de quadro, equalizadores de canal, decodificadores, desembaralhadores, etc, que devem entrar em regime para que a imagem e o áudio apareçam na tela. É fundamental que o tempo total de aquisição não ultrapasse alguns décimos de segundo.

1.4. Características Intrínsecas de um Sistema Versus Técnicas Específicas de Implementação

Ao comparar as qualidades e deficiências de sistemas de televisão diferentes, é necessário separar as suas características intrínsecas daqueles fatores relacionados com as técnicas de implementação empregadas. Às vezes, o que se considera como uma deficiência do sistema é apenas uma limitação técnica da época. Por exemplo, a adoção de uma frequência de varredura vertical igual à frequência da rede, se era importante há 50 anos, certamente não o é mais hoje, pois as fontes de alimentação atuais podem fornecer tensão praticamente isenta de ripple. Prova disso é a despreocupação refletida pela enorme variedade de frequências de varredura empregadas pelos monitores de computador.

Quando os EUA lançaram o padrão NTSC de transmissão em cores e algumas deficiências se tornaram evidentes - como uma certa instabilidade nas cores - a Europa proclamou que havia descoberto uma variante aperfeiçoada, o padrão chamado de PAL que minimizava o erro de matiz através da alternância de fase do sinal de crominância, linha a linha. A verdade que hoje ficou evidente é a de que os maiores problemas do padrão NTSC - que são as interferências do sinal de luminância sobre o sinal de crominância, e vice-versa - ficaram intocados pelo padrão PAL.

É comum que a escolha de um sistema ou de um padrão técnico seja determinado por razões não técnicas (políticas, proteção de mercados, etc), ainda que isto nem sempre esteja muito claro. Razões não técnicas explicam em parte as diferenças entre os sistemas europeu e americano, onde cada país tentou adotar um sistema diferente.

No caso do Brasil, a escolha do padrão PAL certamente teve um grande conteúdo de interesse dos fabricantes nacionais de televisores. A justificativa oficial foi a suposta superioridade técnica do padrão PAL sobre o padrão NTSC. Foi uma escolha polêmica que tornou o Brasil o único país do mundo a utilizar o sistema PAL-M. A opção realizada obrigou, na prática, que as emissoras tivessem que utilizar o padrão NTSC para os trabalhos internos, e o padrão PAL apenas para o sinal ao ar. Esta situação paradoxal também prevaleceu para os videogravadores domésticos que reproduzem as fitas de aluguel gravadas em NTSC, mas tem que fazer a conversão para PAL para transmitir o sinal ao televisor.

Uma das implicações da existência de múltiplos sistemas e padrões nacionais é uma certa dificuldade na troca de programas entre os vários países e a necessidade dos fabricantes que abastecem o mercado global de produzir uma enorme variedade de equipamentos

As características de um sistema, ou padrão, são mais estáveis que as técnicas de implementação, já que estas dependem da tecnologia, que está sempre em evolução. Como ilustração, as primeiras câmaras de televisão usavam uma válvula iconoscópio para captação da imagem, enquanto hoje as câmaras utilizam os dispositivos semicondutores CCD (*Charge-Coupled Device*). A varredura continua utilizando 30 quadros/s com 525 linhas/quadro, como há 50 anos atrás.

A adoção de um sistema é uma decisão difícil, pois depende de uma previsão de como

será a evolução tecnológica nos anos ou décadas seguintes. As características de um sistema ou padrão de televisão funcionam como um espécie de quadro ou moldura para o desenvolvimento técnico. O desenvolvimento técnico, por sua vez, funciona como uma força que pressiona para romper o quadro restritivo imposto pelo sistema ou padrão. No momento da adoção de um novo sistema ou padrão, esse quadro cobra da tecnologia exigências difíceis de atender, porém, com o passar do tempo, os avanços tecnológicos permitem que o desempenho vá se aprimorando até um ponto em que este mesmo avanço tecnológico torna aquele quadro obsoleto e acaba forçando uma mudança de sistema.

Os principais avanços tecnológicos que levam à transformação da televisão analógica em televisão digital de alta definição são : codificação e compressão de imagem eficientes, circuitos integrados de alta integração e técnicas de modulação digital de alto desempenho.

1.5. Situação Atual da Televisão de Alta Definição

Quando a televisão analógica foi implantada, o espectro de frequência apresentava uma situação muito favorável. As frequências acima de 50 MHz constituíam um território virgem que podia ser ocupado pelos canais das emissoras de televisão. Podia dar-se ao luxo, entre outros, de estabelecer a priori a largura de um canal de televisão (6 MHz nos EUA e Japão, 7 MHz ou 8 MHz na Europa), definir bandas de guarda generosas, etc. Atualmente, a situação é completamente diferente. Os canais existentes já estão completamente (ou quase) ocupados e não existe mais possibilidade de ocupar novas frequências. Há até mesmo interesse de outros serviços em subtrair algo do espaço espectral reservado às emissoras de televisão.

Para a implantação de uma televisão digital é fundamental a previsão de um intervalo de transição com duração de mais de uma década, para não tornar obsoleto de imediato os equipamentos das emissoras e os receptores existentes. Durante a transição deverá haver a coexistência (pacífica ?) da televisão analógica e da televisão digital, o que trará uma série de problemas particulares, que vão desde a falta de espaço espectral até uma possível interferência entre transmissores.

Na maioria dos países foram implantadas grandes redes de televisão, que cobrem vastas regiões. Estas redes transmitem programas com conteúdo nacional, mas também permitem a inserção de segmentos diferenciados (programas e publicidade regionais ou locais). A possibilidade de manter a continuidade deste tipo de serviço é uma das preocupações das redes de televisão.

No momento, o país que caminha de maneira mais decidida em direção a uma televisão de alta definição de grande penetração é, sem dúvida, os Estados Unidos. A formação, em 24 de maio de 1993, da Grande Aliança (Digital HDTV-Grand Alliance) - com os membros : AT&T, GI, MIT, Philips, Sarnoff, Thomson e Zenith, e o Advanced Television Systems Committee (ATSC) do FCC - criou as condições políticas, técnicas e materiais para o estabelecimento de padrões, construção de protótipos, laboratórios de teste e avaliação para o que ficou conhecido como ATV (*Advanced Television*). No final de 1998 iniciou-se as primeiras transmissões ex-

perimentais em várias cidades do EUA. Como característica básica do sistema ATV, tem-se a codificação MPEG-2, produzindo uma taxa de dados de aproximadamente 20 Mbit/s . O sinal é transmitido usando-se modulação AM-VSB em 8 níveis (radiodifusão) ou 16 níveis (cabo). Entre os países que já optaram ou sinalizaram na direção de adotar o sistema ATSC estão o Canadá, México, Argentina, Coreia do Sul, Taiwan.

Na Europa, o quadro está menos claro, devido em parte à diversidade da região, onde cada país tem necessidades diferentes. Na Escandinávia, há grande entusiasmo pela televisão digital terrestre, enquanto que na Alemanha, que possui poucos canais não ocupados, a situação é diferente. Na Inglaterra, a BBC (*British Broadcasting Corporation*) pretende utilizar os canais de UHF 35 e 37 e alguns canais entre emissoras analógicas para transmitir televisão digital.

Com o projeto Eureka e a implantação do serviço denominado DAB (*Digital Audio Broadcasting*), a Europa adquiriu grande experiência com transmissões digitais de áudio usando modulação com multiportadoras. A modulação COFDM tem o potencial de grande tolerância a efeitos de multipercursos, o que permitiria, em princípio, a implantação de uma rede de frequência única ou SFN (*Single Frequency Network*), onde os sinais que chegam a um receptor vindos de vários transmissores da rede apareceriam como se fossem um sinal principal mais ecos. O padrão para televisão terrestre adotado pelos países da Europa é denominado de DVB (*Digital Video Broadcasting*). Um grande atrativo para implantação da televisão digital na Europa, principalmente para países que estão com o espectro saturado, é a possibilidade de acomodar 4 programas ou mais de televisão digital de resolução normal numa banda de 8 MHz.

No Japão, a televisão de alta definição já existe à vários anos na forma do sistema MUSE de 1125 linhas e 60 campos. O sistema MUSE utiliza processamento digital porém a transmissão é analógica. O sinal é transmitido via satélite com modulação em frequência, usando uma banda de 8 MHz. Até meados de 1995, haviam sido vendidos 30000 receptores de HDTV no Japão, com uma programação de 9 horas diárias. O progresso na área de compressão digital de imagens tornou o sistema MUSE obsoleto, sendo pouco provável que haja interesse em incrementar sua penetração. Atualmente, o Japão desenvolveu o seu próprio sistema para transmissão de televisão digital denominado ISDB, com características semelhantes ao COFDM europeu.

No Brasil, há um esforço para acompanhar os trabalhos dos países desenvolvidos, para colher subsídios que levem à escolha, em futuro próximo, do padrão da televisão digital brasileira.

1.6. Eficiência Espectral

Tanto o sistema americano ATSC como o sistema europeu DVB para TV digital utilizam alguma forma de modulação em amplitude multinível. A motivação básica para uso de AM é a necessidade de uma alta eficiência espectral, já que é preciso transmitir da ordem de 20 Mbit/s em um canal de 6 MHz a 8 MHz.

O sistema de HDTV digital da Grande Aliança utiliza modulação AM-VSB para a televisão digital terrestre e via cabo. A modulação AM-VSB é uma forma de modulação digital unidimensional, ao contrário da modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) que é multidimensional.

O sistema DVB-T utiliza modulação OFDM, onde cada portadora é modulada em QAM, ou em certos casos em QPSK (*Quadrature Phase Shift Key*). A eficiência espectral da modulação QAM com $n \times n$ níveis é dada por $2 \log_2 n$ (*bit/s/Hz*).

A modulação AM-VSB é uma espécie de AM-SSB modificado para uso com sinais moduladores cujo espectro se estende até DC (*Direct Current*). De certa forma, a modulação VSB consegue combinar a capacidade da modulação AM-DSB de operar até DC com a eficiência espectral da modulação AM-SSB. A longa história de sucesso na aplicação de VSB na televisão analógica e a simplicidade inerente de uma modulação unidimensional, explicam a sua escolha para padrão da televisão digital da Grande Aliança. A eficiência espectral da modulação VSB com n níveis é dada por $2 \log_2 n$ (*bit/s/Hz*). A Tabela 1.5 mostra a eficiência espectral para alguns casos de modulação VSB e QAM.

Tabela 1.5: Eficiência Espectral para as modulações VSB e QAM

2 VSB	4 QAM	2 bit/s/Hz
4 VSB	16 QAM	4 bit/s/Hz
	32 QAM	5 bit/s/Hz
8 VSB	64 QAM	6 bit/s/Hz
16 VSB	256 QAM	8 bit/s/Hz
32 VSB	1024 QAM	10 bit/s/Hz

Considerando que a largura de um canal de comunicação não pode ser aproveitada plenamente, pela necessidade de se estabelecer uma banda de guarda espectral, constata-se que um canal de 6 MHz tem um banda útil de apenas 5 a 5,5 MHz, o que exige uma eficiência de pelo menos 4 *bit/s/Hz* para transmitir 20 *Mbit/s*. Da tabela acima, vê-se que as melhores candidatas são a modulação 16 QAM e a modulação 4 VSB, já que modulações com maior número de níveis são fortemente penalizadas nos aspectos de sensibilidade a ruído, interferência entre símbolos.

A modulação OFDM que utiliza modulação QAM para as portadoras individuais também pode ser avaliada a partir dos dados da tabela acima, já que a multiplexagem em frequência é neutra no que concerne à eficiência espectral.

Como se vê, a eficiência espectral das modulações n^2 QAM e n VSB é a mesma. É também interessante comparar seus desempenhos frente à ruído. A modulação QAM usa 2 portadoras em quadratura, cada uma transmitindo metade da informação e com metade da potência do sinal VSB. A relação sinal-ruído de pré-deteção será igual para QAM e VSB, se for tomada a potência do sinal total para cálculo da relação (S/N), porém tomando-se separadamente cada portadora do sinal QAM, ter-se-á uma relação (S/N) que será metade da relação (S/N) do sinal VSB. Entretanto, isto é compensado pelo fato de que os filtros passa-baixas de pós-deteção dos demoduladores QAM terem banda de passagem igual a metade da banda do filtro

correspondente do sistema VSB. A potência do ruído de pós-deteção será o mesmo nos dois casos, produzindo a mesma probabilidade de erro, ou seja, sistemas QAM e VSB de mesma eficiência espectral apresentam o mesmo desempenho frente a ruído branco.

A equivalência da modulação QAM e VSB não persiste em certos aspectos, como por exemplo o efeito da banda de guarda sobre o roll-off do sinal em banda básica. Como se sabe, é necessário utilizar uma banda de guarda espectral para reduzir a interferência entre canais adjacentes, ainda que isto implique em certa perda da eficiência espectral. Ao mesmo tempo, o espectro dos pulsos em banda básica precisa de um roll-off para que o diagrama de olho tenha alguma margem contra ruído de fase (jitter) do sinal de clock de dados. O roll-off do espectro de banda básica e a banda de guarda do espectro do sinal de RF (*Radio Frequency*) podem ser combinados, gerando uma transição suave do espectro transmitido. No caso do sistema da Grande Aliança, o espectro é simétrico com uma transição de 310 kHz de cada lado, produzindo uma banda efetiva de 5,38 MHz. Os pulsos em banda básica serão do tipo co-seno levantado com roll-off $\alpha = 310 \text{ kHz} / 5,38 \text{ MHz} = 5,76\%$. Se fosse utilizada modulação QAM, o mesmo de espectro de RF produziria pulsos co-seno levantado com $\alpha = 310 \text{ kHz} / 2,69 \text{ MHz} = 11,5\%$. Conclusão, os pulsos em banda básicas gerados pela sistema VSB serão mais sensíveis a erros de fase que os pulsos gerados pela modulação QAM.

1.7. Potência de Pico Versus Potência Média

Uma das características indesejável dos métodos de modulação utilizados pelos sistemas de televisão digital é a relação desfavorável entre a potência de pico e a potência média do sinal irradiado. Como os transmissores são limitados pela potência de pico, uma alta relação (potência de pico)/(potência média) implica numa baixa potência média e, portanto, uma baixa relação sinal-ruído. O sistema da Grande Aliança utiliza a modulação 8VSB. O sinal de transmissão pode atingir picos de até 8 dB (6,3 vezes) acima do nível da potência média. Porém, em 99,9% do tempo, a potência está abaixo de 7 dB (5 vezes).

1.8. Interferência entre Transmissões de TV Analógica e Digital

Durante um período de transição de 15 anos haverá convivência da transmissão analógica com a transmissão digital de televisão. Há uma grande preocupação em tornar pacífica esta convivência, estabelecendo os parâmetros do novo serviço de TV digital de modo que os níveis de interferência mútua sejam aceitáveis. Devido à escassez espectral, os canais de TV digital poderão ocupar bandas idênticas às bandas dos canais de TV analógica, isto é, 6 MHz nos EUA, Canadá, México, Argentina, Brasil, Chile, etc e 8 MHz na Europa.

Os transmissores de TV digital ocuparão os canais que são deixados vagos em cada localidade. Neste esquema, 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, destacadamente, a seletividade do filtro de recepção.

O tipo de interferência mais difícil de combater - pois não depende da seletividade do filtro do receptor - é a interferência de transmissões no mesmo canal. Para controlar a chamada interferência co-canal estabelecida uma distância mínima entre os transmissores que operam no mesmo canal. Nos EUA, esta 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 televisão digital levou o FCC a considerar um possível relaxamento da norma de distância mínima de 155 milhas. Chegou-se à conclusão que se a distância mínima fosse reduzida para 100 milhas, todas as estações de televisão atuais poderiam receber um segundo canal para transmitir televisão digital.

A introdução da televisão digital leva ao estudo de 3 tipos novos de interferência co-canal :

- a) TV digital sobre TV digital.
- b) TV digital sobre TV analógica.
- c) TV analógica sobre TV digital.

O caso "a" tem importância menor se comparado com os casos "b" e "c" e não precisa ser analisado detalhadamente 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 necessário (e possível) porque a relação S/N mínima da televisão analógica é bem maior que a correspondente da televisão digital.

A televisão analógica exige algo em torno de 40 dB de relação S/N para se obter uma imagem de qualidade apenas razoável, enquanto a televisão digital promete uma imagem perfeita com uma relação S/N de apenas 15 a 20 dB . Isto significa que a televisão digital pode trabalhar com menor potência média, gerando menos interferência sobre um sinal analógico no mesmo canal.

Chegou-se à conclusão de que um transmissor de televisão digital a uma distância de 100 milhas de um receptor produziria um nível de interferência igual ao produzido por um transmissor analógico a distância de 155 milhas do mesmo receptor se a potência irradiada pelo transmissor de televisão digital estivesse 12 dB abaixo da potência do transmissor analógico.

A interferência que um transmissor digital produz sobre um sinal analógico é de um tipo relativamente benigno, porém, é preciso considerar este fato com alguma cautela. Há uma tendência a pensar que o sinal digital aparece para o receptor analógico como se fosse um ruído gaussiano. Isto, porém, nem sempre é verdade, principalmente no caso do sistema 8VSB, pois sinais digitais podem ter transientes com picos de potência alta relativamente à potência média. Estes picos podem gerar interferências - semelhante a ruído impulsivo - em outros canais, causando faixas horizontais brancas na tela do televisor.

A interferência de uma transmissão analógica sobre um sinal digital (caso c) é mais difícil de controlar porque o sinal da televisão analógica produz um espectro interferente com potência altamente concentrada nas raias das portadoras de imagem, cor e áudio CTB (*Composite Triple Beat*). Este tipo de interferência é especialmente danosa para a modulação OFDM, que é muito sensível a interferências senoidais.

Uma forma eficaz de combater interferências do tipo senoidal sobre um sinal OFDM é não transmitir as portadoras de frequência em torno das raiais das interferências, criando os assim chamados "buracos" espectrais. Testes mostraram, porém, que são necessários buracos espectrais de largura igual a 400 , 200 e 100 kHz, respectivamente em torno das portadoras de luminância, cor e áudio, para um proteção efetiva. A perda de 700 kHz numa banda de 6 ou 8 MHz é muito grande para tornar a técnica de pouco uso prático. Este tipo de recurso não está previsto no padrão DVB-T e seria impossível de implementar.

O sistema da Grande Aliança prevê o uso pelo receptor de um filtro pente 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 (seriam igualmente eficazes para transmissão PAL-M). O filtro anti NTSC acaba transformando o sinal original de 8 níveis num sinal com 15 níveis, levando a uma perda de aproximadamente 3 dB na imunidade contra ruído branco. O filtro anti NTSC poder ser eliminado dos receptores fabricados após o período de transição.

1.9. Equalização em Receptores de Televisão Digital

A resposta em frequência do canal de transmissão de televisão digital deve sofrer um processo de equalização muito precisa, tanto no sistema da Grande Aliança (8VSB) como no sistema DVB-T (COFDM).

O receptor-protótipo do sistema da Grande Aliança emprega um equalizador transversal com 64 tomadas e um filtro para decisão realimentada com 192 tomadas. Como a modulação VSB transporta toda a informação no eixo de modulação I, a componente Q em quadratura é ignorada pelo receptor ; daí a possibilidade do uso de um equalizador unidimensional.

O equalizador do sistema da Grande Aliança trabalha com amostras tomadas a cada período de símbolos. Um equalizador com 64 tomadas operando em numa taxa de símbolo de 10,76 MHz possui um comprimento de aproximadamente 6 μs . Como a dispersão típica em grandes cidades da ordem de 10 μs , o span do equalizador utilizado parece ser insuficiente, daí o uso de um filtro com decisão realimentada adicional, que permite em certos casos cancelar ecos posteriores muito afastados do pulso principal. A documentação sobre a capacidade de cancelamento de eco do equalizador fornece valores entre $-4,5 \mu s$ e $44,6 \mu s$ [5], porém, parece que a Grande Aliança tem pouco interesse pelo conceito da rede de frequência única.

O equalizador do receptor da Grande Aliança baseia sua operação nas seqüências de treinamento transmitidas junto com o segmento de sincronismo de quadro, a cada 24,2 ms. Isto significa que a equalização pode se adaptar com uma frequência de no máximo 20 Hz. Fenômenos como flutter provocado por aviões podem ocorrer com velocidade muito maior, demonstrando que, nestes casos, o equalizador deveria usar um esquema adaptativo, aproveitando os próprios pulsos recebidos para reconhecimento do canal (outra possibilidade seria aumentar a frequência de transmissão das seqüências de treinamento. De acordo com o padrão atual, é enviada uma seqüência a cada 313 segmentos, com um overhead de apenas 0,3%. Se fosse enviada uma seqüência a cada 31 segmentos, o overhead subiria para ainda moderados

3%, e a velocidade de adaptação do equalizador ficaria 10 vezes maior, aumentando a banda de aprendizado do equalizador para 200 Hz, mas seria necessário alterar o padrão).

A rigor, o sistema da Grande Aliança não apresenta uma limitação intrínseca do atraso do eco que pode ser cancelado pelo equalizador. Teoricamente, dispersões temporais devido a multipercurso estático de qualquer magnitude podem ser canceladas se o equalizador tiver um span adequado. Há evidentemente um limite prático na complexidade e no custo desse equalizador, porém pode-se imaginar o sistema da Grande Aliança trabalhando com SFN, o que exigiria uma capacidade de cancelamento de eco da ordem de 100 μ s.

O sistema DVB-T possui incorporada explicitamente a capacidade de lidar com ecos "naturais" devido a multipercurso, ou com ecos "artificiais" devido à recepção de sinais de vários transmissores de uma rede de frequência única. A modulação OFDM torna-se pouco sensível a ecos devido ao uso de uma banda de guarda temporal com duração superior à dispersão produzida por multipercurso. Satisfeita esta condição, os ecos irão produzir ondulações na resposta em frequência do canal mas não produzirão interferência entre símbolos. Contudo, a adoção de um intervalo de guarda reduz a taxa útil de símbolos (que pode ser reduzida em 3, 125% , 6, 25% , 12, 5% ou 25% !).

Num receptor OFDM, as variações da resposta em frequência do canal são tratadas através do envio de tons com amplitudes conhecidas pelo receptor. Conhecendo a resposta em amplitude e fase para a frequência de cada portadora, o receptor "equaliza" os dados recebidos. A "equalização" consiste numa simples multiplicação de cada termo fornecido pela Transformada de Fourier por um fator complexo obtido da interpolação das respostas para os tons de reconhecimento do canal.

É importante observar que a "equalização" num receptor OFDM é uma operação de custo adicional praticamente nulo em relação ao custo da FFT (*Fast Fourier Transform*). A complexidade também não aumenta com o comprimento da dispersão temporal, desde que dispersão não seja maior que a duração da banda de guarda. Uma dispersão maior que a banda de guarda é fatal para o desempenho do sistema, daí se explica porque o padrão DVB-T prevê banda de guarda de até 224 μ s.

1.10. Apresentação da Tese

Nesta introdução, discutimos alguns fatores históricos e técnicos da televisão analógica. O objetivo foi detalhar o atual sistema de televisão análogica e comparar com os novos sistemas propostos, discutindo as principais mudanças que teremos.

O segundo capítulo, trataremos do transmissor e receptor no padrão americano ATSC para transmissão de televisão digital de alta definição, enfocando as características técnicas envolvidas.

No terceiro capítulo, realizamos uma breve discursão do padrão europeu DVB-T, tratando apenas do transmissor já que o desenvolvimento do receptor foi deixado em aberto para que as indústria de televisores pudessem escolher o melhor método de implementação. É dado uma

atenção maior ao intervalo de guarda temporal utilizado no sistema e a utilização da FFT na modulação e demodulação do sinal de transmissão.

No quarto capítulo, expomos a teoria e as simulações de desempenho de técnicas de equalização cega aplicadas à modulação em amplitude. Foram estudados o algoritmo de Sato com dois níveis, Godard e o algoritmo conhecido como GPEA. Inclusive, desenvolvemos uma variante do método de Sato que denominamos de Sato Modificado (Sato com 4 níveis). Avaliamos a utilização destes algoritmos na equalização de canal utilizando dois tipos de equalizadores : o equalizador linear e o equalizador com decisão realimentada.

Através da utilização do intervalo de guarda, o sistema europeu DVB-T permite a implementação de redes de frequência única de uma maneira simples e eficiente. O sistema americano ATSC não possui tal característica. Entretanto, explorando a característica de canais com dispersão esparsa - como os que se encontra na implementação de redes de frequência única - foi possível desenvolver um equalizador e imaginarmos uma rede de frequência única utilizando o padrão americano ATSC. O desenvolvimento deste equalizador é detalhado no quinto capítulo.

No sexto capítulo, apresentamos uma teoria matemática para calcularmos os ganhos de tomada do equalizador ideal. Geralmente, as técnicas apresentadas enfocam o problema de como atualizar os ganhos de tomadas. O interesse de procurar o equalizador ideal é para poder comparar o desempenho obtido por este ou por aquele algoritmo.

Na última parte da tese, sétimo capítulo, realizamos uma conclusão geral.

Os apêndices incluídos na tese são quatro :

Apêndice A : Os ganhos de tomadas dos canais utilizados nas simulações. Utilizamos os canais do banco de teste do ATSC e SET/ABERT/Mackenzie e alguns canais obtidos da resposta do equalizador de receptores de televisão digital em operação real.

Apêndice B : Apresentamos os artigos publicados relacionados com os assuntos desenvolvidos na tese.

Apêndice C : Listamos os relatórios técnicos que desenvolvidos durante a execução do convênio UNICAMP/ CPqD- Telebrás nos anos de 1997-1998 e 1999.

Apêndice D : Apresentamos o programa de simulação desenvolvido para avaliar o desempenho das técnicas de adaptação.

Capítulo 2

Sistema ATSC

2.1. Introdução

Este capítulo descreve e discute as características de modulação do padrão americano para Televisão Digital de Alta Definição. As informações são baseadas nas publicações da ATSC, publicadas em Fevereiro de 1995 [6]. O sistema é baseado na proposta do grupo denominado Grande Aliança (Grand Alliance), a qual é composta por três grupos : AT&T e Zenith Electronics Corporation ; General Instrument Corporation e o Massachusetts Institute of Technology ; e Phillips Consumer Electronics, Thomson Consumer Electronics, e o David Sarnoff Research Center. O grupo da Grande Aliança tem trabalhado juntamente com a intenção de produzir um sistema com alta tecnologia baseado no padrão da ATSC.

O sistema para a televisão digital foi projetado para transmitir sinais de vídeo e áudio com alta qualidade de definição em um canal com largura de banda de 6 MHz - como a televisão convencional. Os sinais de vídeo e áudio são transmitidos em forma digital. Com uma codificação adequada será possível obter uma resolução cinco vezes melhor que o obtido atualmente com a televisão convencional operando no sistema NTSC. Para isto é necessário reduzir a taxa de bits por um fator de no mínimo de 50 vezes, sendo necessário utilizar eficientemente a capacidade de transmissão do canal disponível e empregar tecnologias complexas de compressão de imagens. A proposta da Grande Aliança faz um compromisso entre o desempenho do sistema e a facilidade de implementação. Como o sinal será utilizado na transmissão de sinais de radiodifusão terrestre, é necessário que o sistema de HDTV apresente também uma grande imunidade contra ruídos e interferências. O sub-sistema americano de transmissão usa modulação 8VSB para radiodifusão terrestre e 16VSB para transmissão por cabo. Além dos aspectos da transmissão propriamente dita, são também discutidos alguns aspectos de implementação de um receptor para o sistema ATSC.

2.2. Diagrama de Blocos do Sistema

Um diagrama de blocos representando o sistema é mostrado na Figura 2.1. Esta representação é baseada no adotado pela ITU-R (*International Telecommunication Union, Radiocom-*

munication Sector) , Task Group 11/3. Baseado neste modelo, o sistema de televisão digital pode ser dividido em três sub-sistemas :

1. Compressão e codificação da fonte ;
2. Serviço de multiplexação e transporte ; e
3. Transmissão de RF.

O termo "Compressão e codificação da fonte" refere-se aos métodos de redução da taxa de bits, também conhecido como compressão de dados, apropriados para aplicação em vídeo, áudio e fluxo de dados digitais auxiliares. A finalidade desta codificação é minimizar o número de bits necessários para representar a informação de vídeo e áudio. O sistema de televisão digital emprega para codificação de vídeo o MPEG-2 (*Motion Picture Expert Group*) e para codificação de áudio a compressão digital de áudio padrão AC-3.

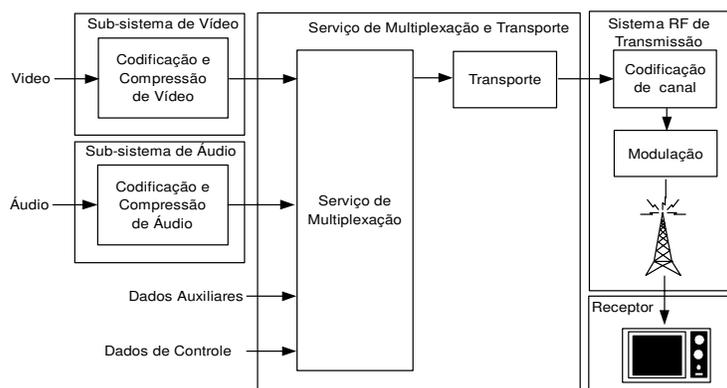


Figura 2.1: Modelo ITU-R para radiodifusão terrestre de televisão digital.

O "serviço de multiplexação e transporte" refere-se ao método de dividir o fluxo de dados em pacotes de informação, o objetivo é identificar cada tipo de pacote, e métodos apropriados de multiplexar dados de vídeo, áudio e dados auxiliares em um único feixe de dados. No desenvolvimento do mecanismo de transporte, a interconectividade entre sistemas digitais, distribuição em cabo e via satélite, e sistemas multimídia, foram considerados de primeira importância.

O "sistema RF de transmissão" refere-se à codificação do canal e à modulação. O codificador do canal soma ao fluxo de bits informações adicionais que serão utilizadas pelo receptor para reconstruir os dados a partir do sinal recebido que, devido ao ruído no canal de transmissão, podem não representar com exatidão o sinal transmitido. A modulação (ou camada física) usa o fluxo de dados digitais de informações para modular o sinal transmitido.

2.3. Características do Sistema de RF de Transmissão

Esta seção descreve as características do sub-sistema de RF de transmissão, a qual é referida como sub-sistema VSB, do padrão de televisão digital. O sub-sistema VSB oferece dois

modos :

1. Modo de radiodifusão terrestre (8 VSB).
2. Modo cabo de alta taxa de dados (16 VSB).

2.4. Características do Modo de Radiodifusão Terrestre

O modo de radiodifusão terrestre suportará uma taxa de dados de $19,28\text{ Mbit/s}$ em um canal com 6 MHz de largura de banda. O diagrama de blocos representando o transmissor para radiodifusão terrestre 8 VSB é mostrado na Figura 2.2.

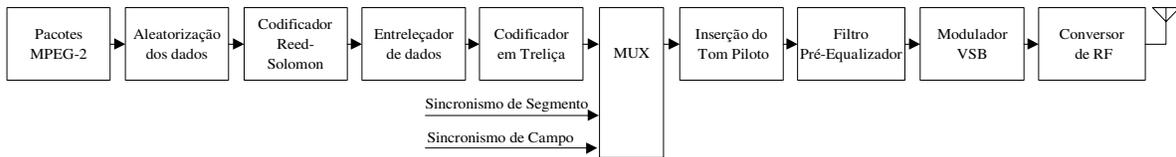


Figura 2.2: Diagrama de blocos do transmissor ATSC.

A entrada do sub-sistema de transmissão são os dados montados pelo sub-sistema de transporte numa taxa de $19,392658\text{ Mbit/s}$. Estes dados consistem em pacotes de 188 bytes MPEG-compatíveis (incluindo um byte de sincronismo e 187 bytes de dados que representarão uma taxa total de dados de $19,28\text{ Mbit/s}$). Os pacotes de 188 bytes, juntos com os bits introduzidos para correção de erros FEC (*Forward Error Correction*), serão convertidos em segmentos de 832 símbolos com 8 níveis possíveis. Estes símbolos ocorrerão a uma taxa de :

$$S_r = \frac{4,5\text{ MHz}}{286} \times 684 = 10,76\text{ MHz} \quad (2.1)$$

$$S_r = f_h \times 684 = 10,76\text{ MHz} \quad (2.2)$$

$$f_h = \frac{4,5\text{ MHz}}{286} = 15,734\text{ kHz} \quad (2.3)$$

O termo f_h representa a frequência de varredura horizontal da TV no padrão NTSC e PAL-M. A aleatorização dos dados e o processo FEC não são aplicados ao byte de sincronismo no pacote de transporte, que é representado na transmissão pelo Dado de Sincronismo de Segmento.

A Figura 2.3 mostra como os dados são organizados para a transmissão. Os dados são organizados em segmentos de dados com 832 símbolos (4 símbolos de sincronismo e 828 símbolos de dados). A cada conjunto de 312 segmentos de dados é acrescida um segmento de sincronismo de campo de dados, que contém uma seqüência de treinamento do equalizador do receptor. Um campo de dados é composto por 313 segmentos.

Os primeiros 4 símbolos de cada segmento são transmitidos em forma binária (níveis ± 5) e são utilizados como sinais de sincronismo de segmento. Estes 4 símbolos correspondem ao

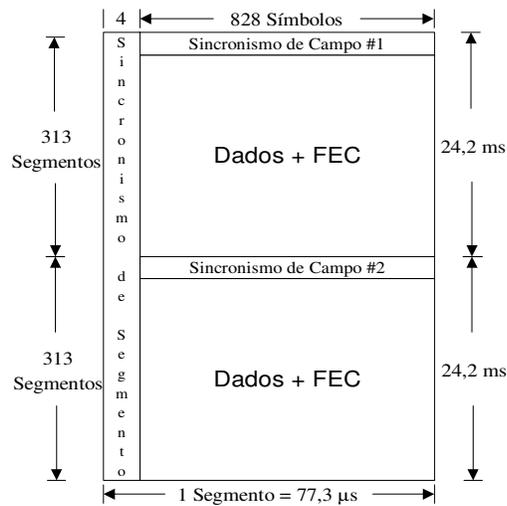


Figura 2.3: Quadro de dados.

primeiro byte do pacote MPEG-compatível de 188 bytes enviado pelo sub-sistema de transporte. A Tabela 2.1 apresenta os parâmetros utilizados para transmissão VSB nos dois modos : radiodifusão terrestre e cabo de alta taxa de dados.

Na saída do codificador Reed-Solomon, teremos um pacote com 207 bytes efetivos (187 do pacote MPEG-compatível mais 20 bytes adicionais devido ao codificador). Este pacote representa 1656 bits efetivos (207 bytes \times 8 bits/byte). O codificador em treliça irá associar 1 símbolo de 8 níveis a cada 2 bits de forma que cada pacote de 187 bytes dará resultado a 828 símbolos (1656 bits / 2 bits). Estes 828 símbolos, mais os 4 símbolos binários de sincronismo, comporão um segmento de 832 símbolos.

Tabela 2.1: Parâmetros do modo de transmissão VSB.

Parâmetro	Modo Terrestre	Modo Cabo
Largura de Banda do Canal	6 MHz	6 MHz
Excesso de Largura de Banda	11,5 %	11,5 %
Taxa de símbolos	10,76 <i>Msymbols/s</i>	10,76 <i>Msymbols/s</i>
Bits por símbolo	3	4
TCM	2/3 taxa	Não usada
Reed-Solomon FEC	$t = 10(207, 187)$	$t = 10(207, 187)$
Comprimento de Segmento	832 símbolos	832 símbolos
Sincronismo de Segmento	4 símbolos	4 símbolos
Sincronismo de Quadro	1 por 313 segmentos	1 por 313 segmentos
Taxa de dados	19,28 <i>Mbit/s</i>	38,57 <i>Mbit/s</i>
Filtro de rejeição co-canal NTSC	Sim	Não
Contribuição de Potência do Piloto	0,3 <i>dB</i>	0,3 <i>dB</i>
C/N threshold	14,9 <i>dB</i>	28,3 <i>dB</i>

A frequência em que ocorrem os segmentos é dada por :

$$f_{seg} = \frac{S_r}{832} = 12.953,38 \text{segmentos/s} \quad (2.4)$$

A frequência em que ocorrem os quadros é dada por :

$$f_{quadro} = \frac{f_{seg}}{626} = 20,663 \text{quadro/s} \quad (2.5)$$

A taxa efetiva de bits gerada pelo sub-sistema de transporte será dada por :

$$\text{taxa efetiva de bits} = S_r \times \frac{312}{313} \times \frac{188}{208} \times 2 = 19,3926 \text{Mbit/s} \quad (2.6)$$

$\frac{312}{313}$ → a cada 312 segmentos de dados acrescenta-se um segmento de sincronismo de campo.

$\frac{188}{208}$ → 20 bytes acrescido a cada pacote de 188 bytes.

2 → Codificador em treliça, cada 2 bits resulta em 1 símbolo de 8 níveis.

O cálculo para o modo de cabo com alta taxa de dados é idêntico, exceto que o sistema 16 VSB carrega 4 bits de informação por símbolo. Assim, a taxa efetiva de bits para o 16 VSB é igual a :

$$\text{taxa efetiva de bits -16 VSB} = 2 \times \text{taxa efetiva de bits - 8 VSB} \quad (2.7)$$

$$\text{taxa efetiva de bits -16 VSB} = 2 \times 19,3926 \text{Mbit/s} = 38,785 \text{Mbit/s} \quad (2.8)$$

Os símbolos com 8 níveis combinados com os Dados de Sincronismo de Segmento e os Dados de Sincronismo de Campo serão utilizados para modular uma portadora simples com portadora suprimida. Antes da transmissão parte da banda lateral inferior deverá ser removida. A característica global (transmissor+receptor) é do tipo co-seno levantado, em ambas extremidades da banda. A resposta é dividida igualmente entre o transmissor e o receptor, de modo que o transmissor possua uma resposta do tipo raiz quadrada de um co-seno levantado, conforme ilustramos na Figura 2.4. Como o processo modulação suprime a frequência da portadora, um tom piloto com potência apropriada é somado ao sinal, 310 kHz a partir do limite inferior do espectro.

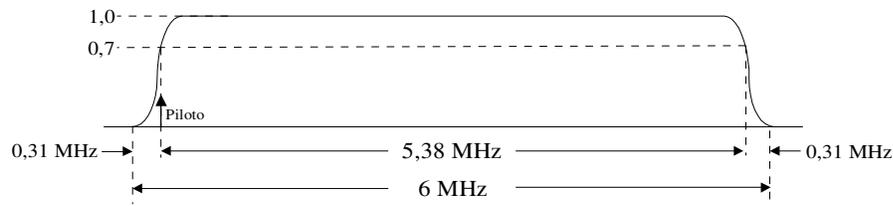


Figura 2.4: Resposta do transmissor (ou receptor).

Vamos descrever mais profundamente os blocos constituintes do transmissor tomando por base o diagrama de blocos da Figura 2.2.

2.4.1. Aleatorizador de Dados

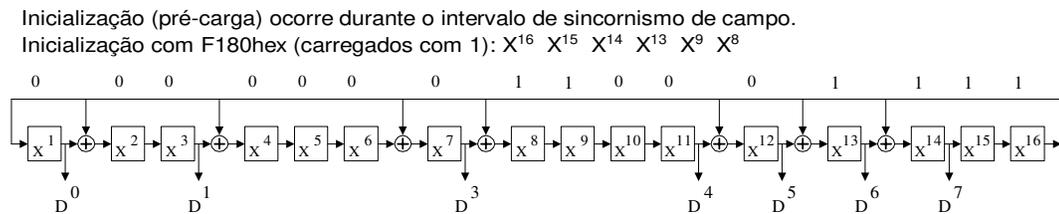
Possui a função de aleatorizar os dados proveniente do sistema de transporte (não incluindo os dados de sincronismo de campo, os dados de sincronismo de segmento e os dados de paridade da codificação Reed-Solomon). O aleatorizador, mostrado na Figura 2.5, realiza uma operação XOR dos bits de entrada com 8 bits de uma seqüência pseudo-aleatória, a qual é inicializada no começo de cada campo. Esta seqüência pseudo-aleatória é gerada em um registrador de deslocamento de 16 bits com 8 tomadas de realimentação. As saídas de 8 registradores são utilizadas como os bits do byte de embaralhamento, sendo cada bit utilizado para a operação XOR com o bit correspondente da entrada. O polinômio gerador utilizado é dado por :

$$G_{(16)} = X^{16} + X^{13} + X^{11} + X^7 + X^6 + X^3 + X^1 + 1 \quad (2.9)$$

Os registradores são inicializados durante o intervalo de sincronismo de segmento, anterior ao primeiro segmento de dados. Os registradores são carregados com :

$$F180_{hex}(1111000110000000_b) \quad (2.10)$$

, isto é, deverão ser carregados com 1 os registradores $X^{16}, X^{15}, X^{14}, X^{13}, X^9, X^8$. Os outros registradores devem ser carregados com 0.



O gerador é deslocado a cada byte e um byte de 8 bits é extraído por ciclo.

Figura 2.5: Aleatorizador de dados.

2.4.2. Codificador Reed-Solomon (RS)

O código RS utilizado no sub-sistema de transmissão VSB deverá ter a seguinte característica $t = 10(207, 187)$. Na saída do codificador teremos um bloco de dados composto por 207 bytes, destes 187 são gerados pelo embaralhador de dados e os outros 20 bytes de paridade são somados pelo codificador para permitir a correção de erros na recepção (FEC). Os 20 bytes de paridade RS devem ser enviados sequencialmente após os 187 bytes de dados. Com estes 20 bytes de paridade é possível corrigir até 10 bytes recebidos com erro.

2.4.3. Entrelaçador de Dados

Com a finalidade de quebrar longas cadeias de erros de transmissão - que não poderiam ser corrigidas pelos decodificadores FEC - emprega-se um sistema de entrelaçamento de grande profundidade. É utilizado um entrelaçador de bytes convolucional com 52 Segmentos de Dados. O entrelaçador possui uma profundidade de 1/6 de um campo de dados (4,0199ms). O sincronismo é feito com o primeiro byte de um campo de dados e apenas os bytes de dados devem ser entrelaçados. O esquema do entrelaçador de dados convolucional é mostrado na Figura 2.6.

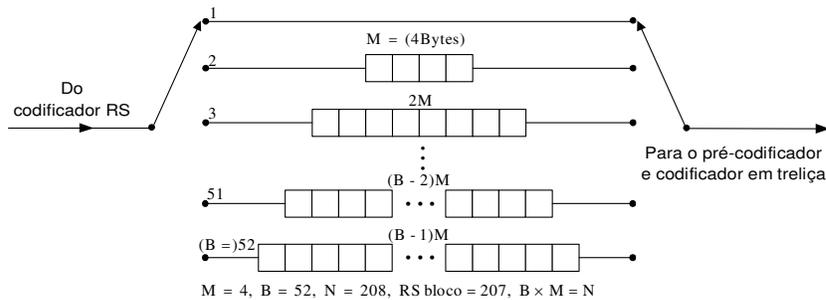


Figura 2.6: Entrelaçador de dados convolucional.

2.4.4. Codificador em Treliça

O sub-sistema de transmissão VSB utiliza um codificador em treliça com taxa igual a 2/3, Figura 2.7, onde um bit é codificado em 2 bits por um codificador convolucional com taxa 1/2, enquanto o outro bit é simplesmente pré-codificado. Assim, para cada 2 bits na entrada temos 3 bits na saída da treliça, que são mapeados em um universo de 8 símbolos. A pré-codificação de um dos bits é utilizada com o objetivo de combater a possível interferência de um transmissor NTSC/PAL-M sobre uma transmissão HDTV.

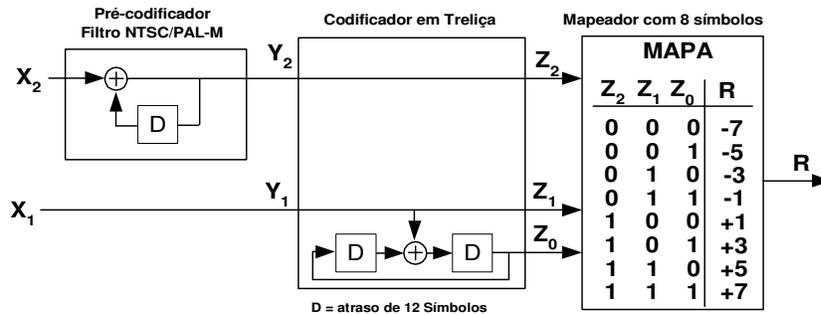


Figura 2.7: Codificador em treliça, pré-codificador e mapeador.

Os bytes de entrada são transformados em bits em série, adotando-se a regra de enviar primeiro o bit mais significativo (7,6,5,4,3,2,1,0). Os bits 7,5,3,1 são pré-codificado, enquanto

os bits 6,4,2,0 são codificados convolucionalmente. Após, realiza-se um entrelaçamento dos dados de cada segmento (entrelaçamento intra-segmento), empregando-se 12 codificadores e pré-codificadores em treliça, operando sobre os símbolos entrelaçados, ver Figura 2.8. Cada grupo possuirá $828/12 = 69$ símbolos. Cada bloco da Figura 2.8, é um pré-codificador e codificador em treliça e processa um byte completo, daí cada byte produz 4 símbolos.

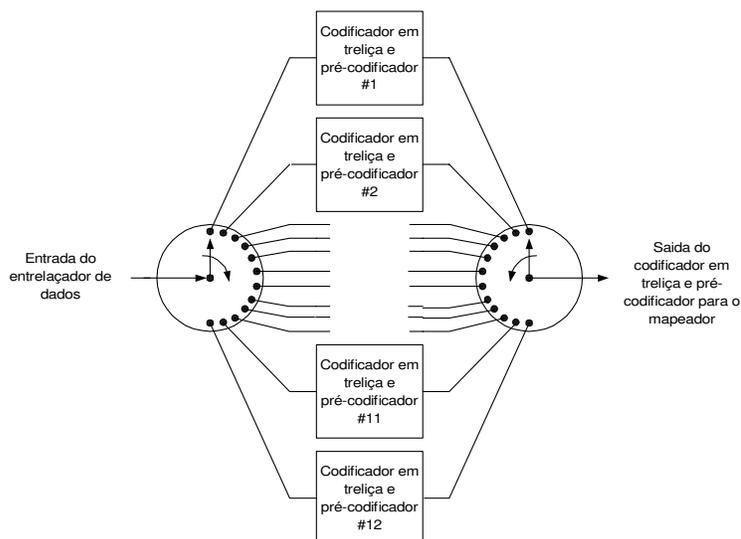


Figura 2.8: Entrelaçador e codificador em treliça.

2.4.5. Sincronismo de Segmento

O sincronismo de segmento é realizado através da utilização de uma seqüência de 4 símbolos binários (níveis ± 5) no início de cada Segmento de Dados, conforme esquema da Figura 2.9. Essa seqüência deve substituir o byte de sincronismo do pacote MPEG. O segmento completo passará a conter 832 símbolos : 4 de sincronismo, mais 828 de símbolos de dados e de paridade.

2.4.6. Sincronismo de Campo de Dados

Cada campo de dados é composto de 312 segmentos de dados mais um segmento de sincronismo. O segmento de sincronismo, mostrado na Figura 2.10, é constituído por várias seqüências de símbolos binários, que não sofrem codificação RS ou em treliça, nem sofrem o processo de entrelaçamento.

O pulso de sincronismo é composto por uma seqüência 1001. A seqüência *PN511* consiste numa seqüência pseudo-aleatória com 511 bits ($2^9 - 1$) gerada a partir do polinômio $X^9 + X^7 + X^4 + X^1 + 1$, com uma pré-carga igual 010000000, Figura 2.11. A seqüência *PN63* consiste na seqüência pseudo-aleatória com 63 bits ($2^8 - 1$) gerada a partir do polinômio $X^6 + X^1 + 1$, com uma pré-carga igual a 100111, Figura 2.11. A seqüência *PN63* é repetida 3

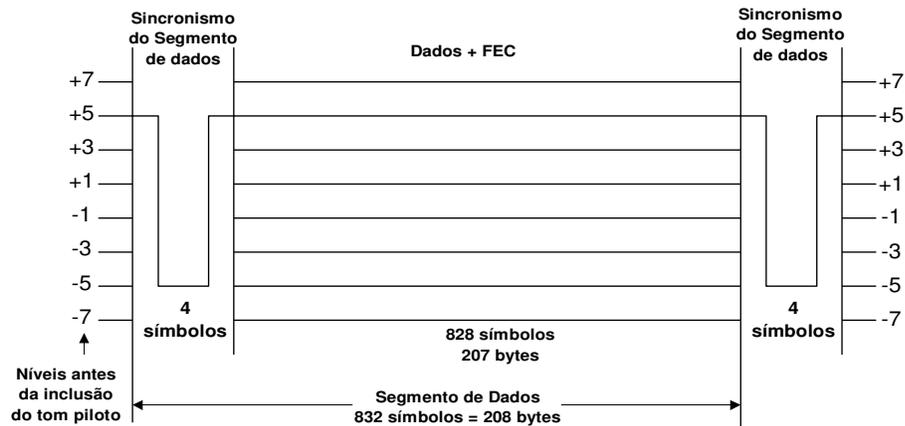


Figura 2.9: Sincronismo do segmento de dados.

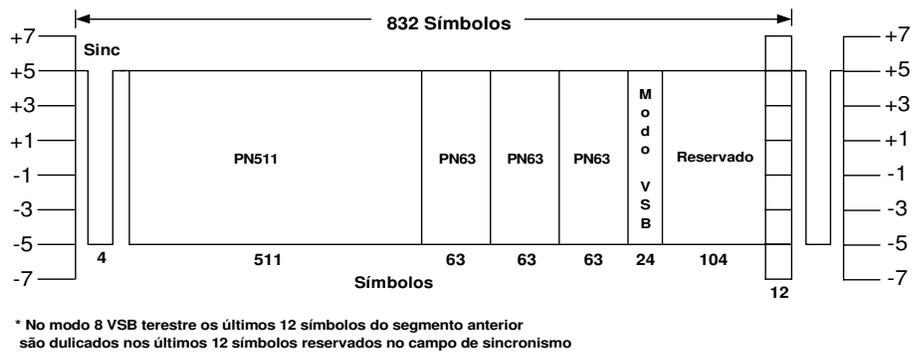


Figura 2.10: Sincronismo do campo de dados.

vezes em cada segmento de sincronismo de campo, sendo que a seqüência central é invertida em campos alternados.

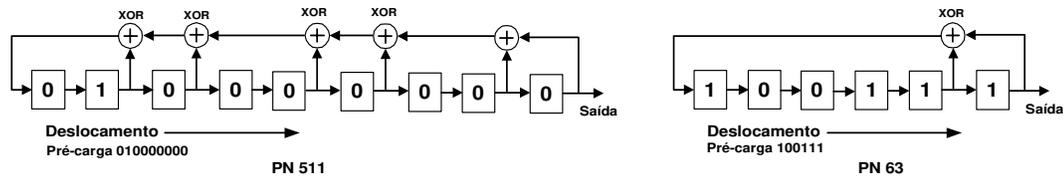


Figura 2.11: Geradores das seqüências pseudo-aleatórias PN511 e PN63 do sincronismo de campo.

2.4.7. Modo VSB

Os 24 bits determinam qual é o modo VSB utilizado para os dados do quadro, conforme Tabela 2.2 Os primeiros 2 bytes são reservados, mas sugere-se que seja utilizado o padrão 0000111100001111. O byte seguinte é definido como :

$$PABC \overline{PABC} \quad (2.11)$$

onde P é o bit de paridade e A , B , e C são os bits propriamente ditos de modo :

Tabela 2.2: Configuração do Modo VSB.

P	A	B	C	
0	0	0	0	Reservado
1	0	0	1	Reservado
1	0	1	0	Reservado
0	0	1	1	Reservado
1	1	0	0	16 VSB
0	1	0	1	8 VSB
0	1	1	0	Reservado
1	1	1	1	Reservado

No modo terrestre 8 VSB, os 24 bits são dados por : 000011010010111100101101. Os últimos 104 bits devem ser reservados. Sugere-se que sejam preenchidos com a continuação da seqüência $PN63$.

2.5. Características do Sistema de Recepção de RF

Nesta seção iremos descrever as características do receptor do sistema de televisão digital. O receptor deve realizar um processamento relativamente complexo para recuperar os dados originais. O diagrama de blocos do receptor pode ser analisado na Figura 2.12.

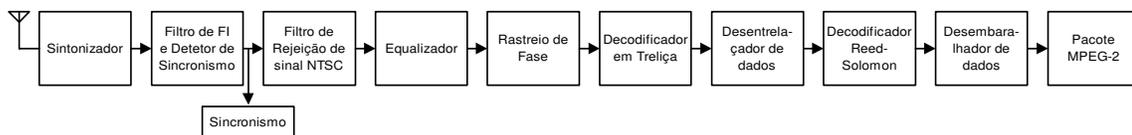


Figura 2.12: Diagrama de blocos do receptor.

2.5.1. Sintonizador de Canais

O diagrama de blocos do receptor é mostrado na Figura 2.13. O receptor opera com canais de largura de banda de 6 MHz (UHF ou VHF) e utiliza dupla conversão com uma primeira frequência intermediária (FI) em 920 MHz. Esta faixa selecionada para a primeira FI é alta suficiente para que um filtro passa-faixa rejeite o sinal do 1º oscilador local (978 – 1723 MHz) e também minimiza o problema da irradiação do sinal deste oscilador local via antena de recepção. Ainda, a faixa é baixa suficiente para evitar a segunda harmônica dos canais de UHF (470 – 806 MHz) que caem acima do primeiro filtro de FI.

O filtro de entrada é um filtro passa-faixa cobrindo a banda de 50 – 810 MHz. Por ser um filtro de banda larga, o projeto é facilitado e garante que a resposta seja praticamente plana

para todas as frequências do sinal recebido.

O amplificador de entrada deve possuir um ganho em torno de 10 dB , com uma figura de ruído de $7 - 9\text{ dB}$ para toda a banda de VHF, UHF e cabo. O primeiro misturador deve ser do tipo duplamente balanceado para evitar a geração das harmônicas pares. É alimentado por um oscilador local sintetizado com baixo ruído de fase. Um microprocessador controla a frequência do 1º oscilador local e a sintonia do filtro de entrada.

O misturador é seguido por um filtro LC em cascata com um filtro ressonador cerâmico sintonizado em 920 MHz . O filtro cerâmico possui uma banda de 6 MHz , medida nos pontos de -1 dB . Entre o filtro LC e o ressonador cerâmico é utilizado um amplificador controlado por um AGC (*Automatic Gain Control*) retardado, com uma gama de atenuação de 30 dB .

O segundo misturador é alimentado por um 2º oscilador local, que é um oscilador controlado a tensão com tecnologia SAW (*Surface Acoustic Wave*), operando em torno de 876 MHz . Sua frequência e fase - FPLL (*Frequency-Phase Locked Loop*) é controlada por um detetor síncrono. A saída do segundo misturador opera na frequência de 44 MHz (2º FI) e alimenta um amplificador com ganho constante. A saída do receptor alimenta o filtro SAW e o circuito do detetor síncrono.

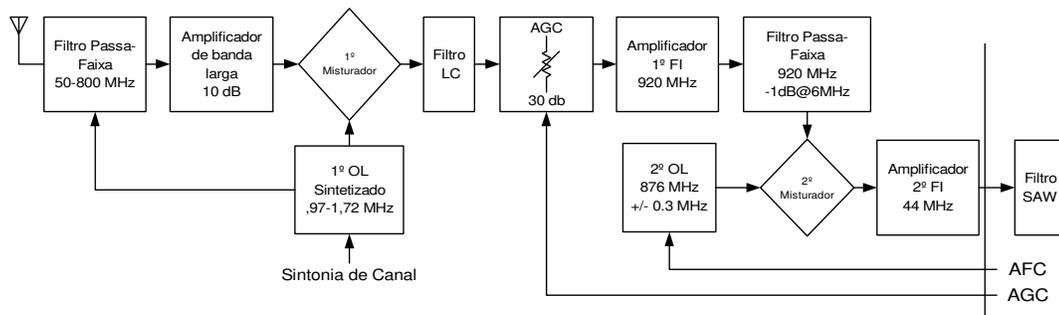


Figura 2.13: Diagrama de blocos do sintonizador.

2.5.2. Filtragem de Canal e Recuperação da Portadora VSB

A recuperação da portadora é realizada usando-se o tom piloto transmitido junto com o sinal VSB por um circuito FPPL, conforme ilustra a Figura 2.14. Utiliza-se um 3º oscilador local como oscilador de referência, operando em 44 MHz . Qualquer desvio de frequência ou fase será compensado no 2º oscilador local. A faixa de captura da malha de frequência é de $\pm 100\text{ kHz}$, enquanto o PLL possui uma banda de menos de 2 kHz . Essa faixa implica que o ruído de fase de baixa frequência (menor que 2 kHz) da portadora seja praticamente removido, enquanto o ruído de fase acima de 2 kHz é removida por uma malha de rastreamento de fase, que será discutido posteriormente.

Durante a aquisição da frequência, a malha de frequência utiliza ambas componentes do sinal piloto (componente em fase(I) e em quadratura(Q)). Todos os outros circuitos processam somente a componente em fase(I).

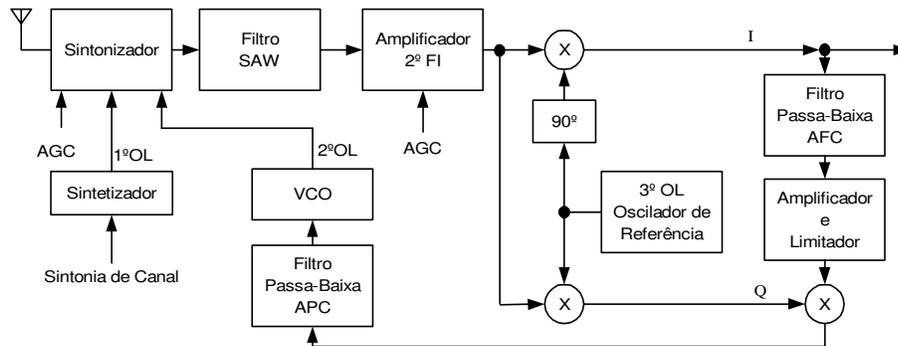


Figura 2.14: Sintonizador, FI e FPLL.

2.5.3. Recuperação do Sincronismo de Segmento e do Relógio de Símbolos

O padrão repetitivo do sincronismo do segmento de dados permite a recuperação por um simples processo de filtragem. A recuperação do relógio de símbolos permite a implementação de um AGC síncrono para controle dos amplificadores de FI e sintonizador de canal. Um PLL é utilizado para gerar uma frequência de relógio limpa para o receptor. Um diagrama de blocos é mostrado na Figura 2.15.

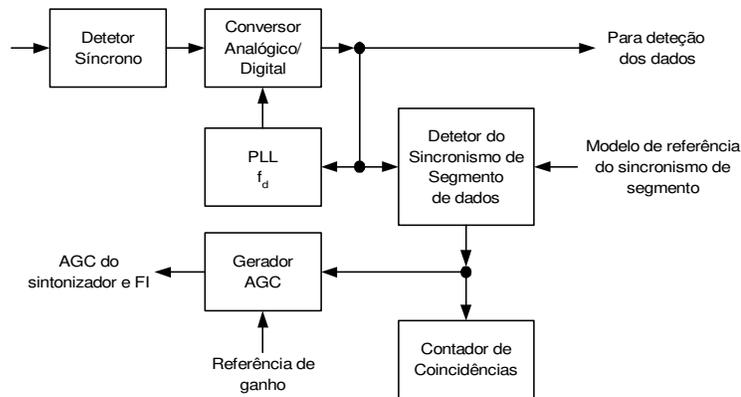


Figura 2.15: Recuperação do sincronismo de segmento e do relógio de dados com AGC.

Para obter o sincronismo de segmento utiliza-se um correlador que compara cada 4 símbolos recebidos com o padrão do sincronismo de segmento. Após atingir um pré-determinado nível de confiança, procede-se à habilitação dos circuitos subseqüentes do receptor.

Se não houvesse erro de fase na recuperação da portadora, o sinal enviado para o conversor A/D seria apenas a componente em fase (I). Entretanto, com erro de fase, a componente em quadratura (Q) da modulação VSB aparecerá combinada com a componente em fase (I), prejudicando o processo de reconhecimento dos símbolos. Será visto mais tarde um circuito de rastreamento de fase para controlar a interferência da componente em quadratura (Q) sobre a componente em fase (I).

2.5.4. Controle Automático de Ganho - AGC

Antes da sincronização do relógio e recuperação da portadora utiliza-se um controle de ganho automático não-síncrono para evitar a saturação do conversor A/D. Com a recuperação do relógio e do sincronismo de segmento, entra em operação o AGC síncrono que utiliza os níveis bipolares da palavra de sincronismo para controle do ganho do amplificador de FI e sintonizador.

2.5.5. Sincronismo de Campo

O sincronismo de campo é conseguido pela identificação de sincronismo do campo #1 e campo #2, através da comparação símbolo-a-símbolo de um sinal de referência, Figura 2.16. Utilizando-se também, um contador de coincidências, têm-se disponível o Sincronismo de Campo de dados, com 828 símbolos. A polaridade da seqüência pseudo-aleatória *PN63* do meio é usada para se saber se o campo #1 ou o campo #2 foi detetado. Este esquema faz da detecção do sincronismo de campo robusta, mesmo na presença de forte ruído, interferência ou condições de sinais fantasmas. Isto se deve ao fato da seqüência *PN63* ser composta por níveis binários.

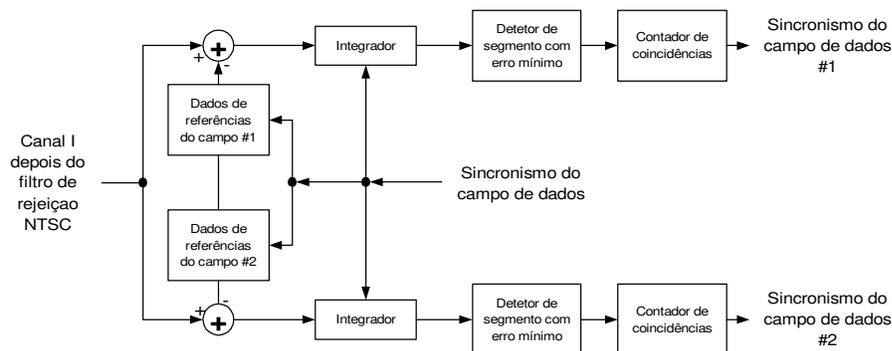


Figura 2.16: Recuperação do sincronismo de campo.

2.5.6. Filtro de Rejeição de Interferência

A característica do filtro de rejeição do sistema VSB é baseado na localização das principais componentes de interferência co-canal do sistema NTSC dentro do canal de televisão de 6 MHz. A Figura 2.17 mostra a localização e amplitude aproximada das três principais componentes NTSC : uma portadora de vídeo (V) localizada 1, 25 MHz acima do limite inferior do canal, uma sub-portadora de crominância (C) localizada 3, 58 MHz acima da frequência da portadora de vídeo e uma portadora de áudio (A) localizada 4, 5 MHz acima da portadora de vídeo.

O filtro pente para rejeição das interferências utiliza um atrasador de 12 símbolos (1, 115 ms)

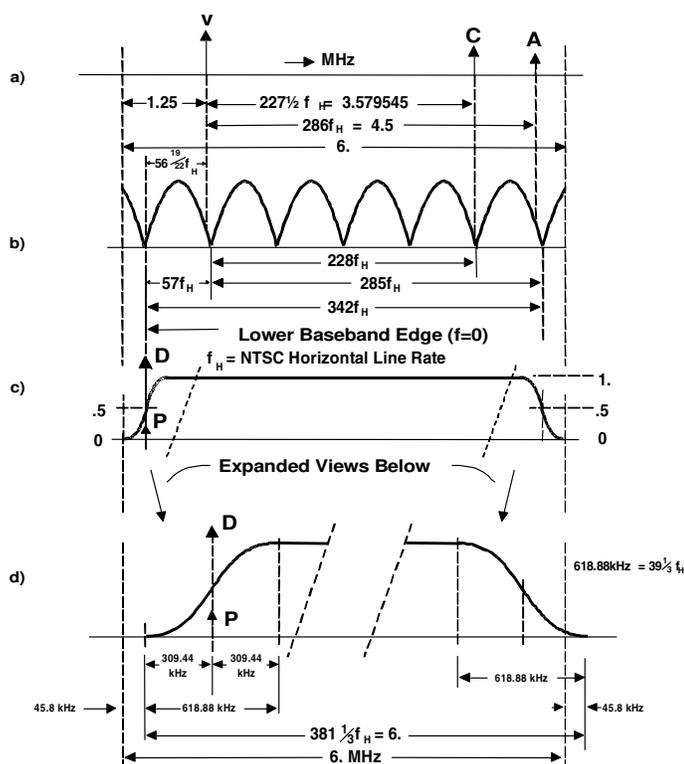


Figura 2.17: Localização das portadoras NTSC e filtro combinado.

gerando nullos espectrais espaçados de $S_r/12 = 896,853 \text{ kHz}$. Este espaçamento entre os nullos pode ser relacionado com a frequência de varredura horizontal, f_h , do sistema NTSC/PAL-M, isto é, $S_r/12 = 57 \times f_h$. A escolha deste espaçamento permite colocar as portadoras do sistema NTSC/PAL-M muito próximas dos nullos da resposta do filtro-pente. Para tal, é necessário fazer um deslocamento do espectro do sinal HDTV de aproximadamente $+45,8 \text{ kHz}$ em relação ao canal nominal. Este pequeno deslocamento de $+0,76 \%$ é praticamente insignificante do ponto de vista da interferência de um transmissor NTSC sobre uma transmissão HDTV.

O filtro-pente tem uma forte ação de rejeitar sinais periódicos (senóides, particularmente). Quando ocorre um transitório no sinal, haverá um atraso igual ao intervalo de 12 símbolos para o filtro-pente reagir. Isto significa que as transições abruptas nos níveis da portadora do sinal NTSC não serão removidas e passarão pelo filtro-pente como interferências instantâneas. Mas o filtro-pente também produz um efeito sobre os dados. Há um aumento do número de níveis de 8 para 15, já que o filtro-pente soma os valores de 2 símbolos - o valor do símbolo presente com o valor do símbolo passado correspondente a uma diferença temporal de 12 intervalos de símbolos. O processo de reconhecimento dos símbolos ainda é possível. Mas o aumento do número de níveis introduz uma penalidade no desempenho do sistema, da ordem de 3 dB , de forma que o filtro-pente deve ser usado apenas quando houver interferência significativa de um transmissor NTSC. Com a futura desativação do sistema NTSC, o filtro-pente poderá ser

omitido dos receptores de HDTV.

A interferência de um sinal NTSC pode ser detetado pelo circuito mostrado na Figura 2.18. A relação sinal/interferência para o sincronismo de campo é medida na entrada e na saída do filtro-pente, e são comparadas entre si. Isto é realizado pela criação de dois sinais de erro. O primeiro é criado pela comparação do sinal recebido com uma referência armazenada do sincronismo de campo. O segundo é criado pela comparação da saída do filtro pente com uma versão também filtrada da referência do sincronismo de campo armazenada. Os dois sinais são elevados ao quadrado e integrados. Depois de um pré-determinado nível de confiança é atingido, o caminho de melhor relação sinal/ruído é conectado automaticamente ao sistema.

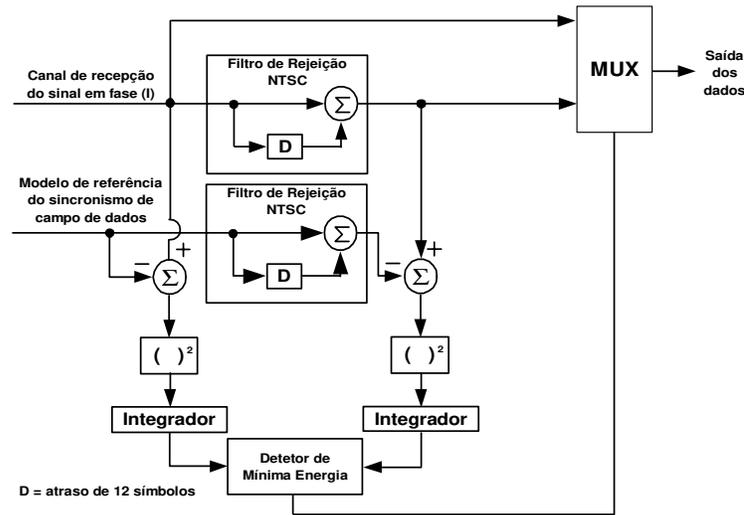


Figura 2.18: Filtro de anti NTSC.

2.5.7. Equalizador de Canal

O receptor utiliza um equalizador de canal para compensar as distorções lineares do canal, tais como variações na resposta em frequência causadas por imperfeições do transmissor ou receptor, e reflexões do sinal produzidas por edifícios, acidentes geográficos, árvores, aviões, etc. O equalizador emprega o algoritmo do gradiente estocástico (LMS - *Least Mean Square*) [7], [8],[9] e pode se adaptar tanto a uma seqüência de dados de treinamento quanto a uma seqüência de dados aleatórios. O processo de adaptação consiste em ajustar os ganhos das tomadas de um filtro transversal até reduzir ao mínimo o erro presente no sinal de saída do equalizador.

O algoritmo de equalização pode operar de 3 maneiras distintas : usando uma seqüência binária de treinamento ; usando os próprios dados aleatórios quando o olho estiver aberto ; ou usando os dados quando o olho estiver fechado. A principal diferença entre os 3 métodos está no processo de como é estimado o erro.

Na adaptação por meio de uma seqüência de treinamento, transmite-se um padrão binário

fixo, conhecido pelo receptor, que pode calcular exatamente o erro fazendo a subtração da seqüência de treinamento, gerada localmente, do sinal na saída do equalizador. As seqüências de treinamento são transmitidas dentro do sincronismo de campo (seqüências *PN511* e *PN63*). Estas seqüências de treinamento são transmitidas com uma taxa de 41 Hz, o que significa que as variações rápidas - como as produzidas por aviões - não podem ser compensadas. Neste caso, o equalizador deve utilizar a seqüência de dados aleatórios para estimar o erro.

Caso o efeito de reflexão seja muito forte, o olho poderá se fechar completamente, falhando o método de estimação descrito acima. Nesta situação, emprega-se o método de equalização cega. O equalizador tentará estimar o erro modelando o sinal multinível recebido como se fosse um sinal binário mais ruído.

O diagrama de blocos do equalizador é mostrado na Figura 2.19. Qualquer nível DC do sinal deve ser removido para não prejudicar o algoritmo de adaptação, e é feito por subtração.

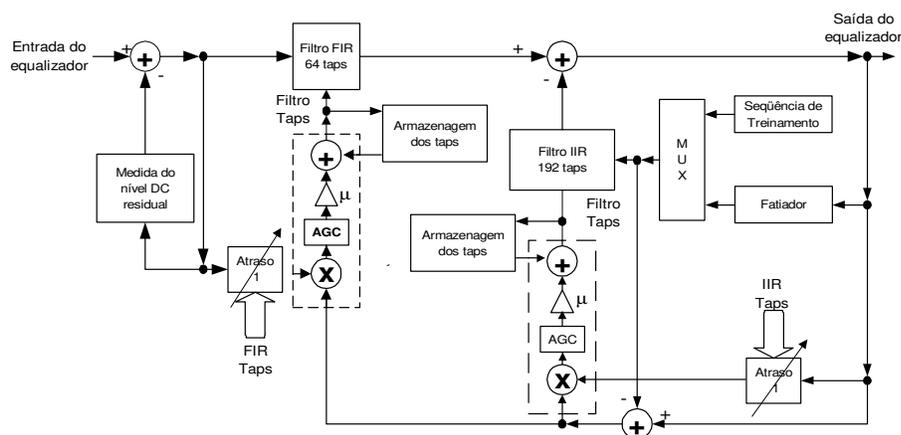


Figura 2.19: Equalizador do receptor VSB.

O filtro equalizador consiste de duas partes : um filtro transversal FIR (*Finite Impulse Response*) com 64 tomadas seguido de um filtro IIR (*Infinite Impulse Response*) com decisão realimentada de 192 tomadas. O equalizador opera diretamente na taxa de símbolos de 10,76 MHz (equalizador T-integral). A saída do filtro FIR e a do filtro IIR são somadas para produzir a saída equalizada que é encaminhada a um circuito de decisão com 7 limiares de comparação (14 limiares se estiver usando o filtro-pente anti NTSC), ou a um circuito de decisão binária se o olho estiver fechado.

2.5.8. Loop de Rastreo de Fase

O sinal modulado VSB contém duas componentes, uma em fase (I), e outra em quadratura (Q). Se a recuperação da portadora tiver um erro de fase igual a β , o sinal demodulado será uma combinação da componente em fase (I) com a componente em quadratura :

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n [\cos(\beta)p(t - nT) + \sin(\beta)p^*(t - nT)] \quad (2.12)$$

A expressão acima mostra que o pulso $p(t)$ sofre interferência do pulso $p^*(t)$. Como $p^*(t)$ não satisfaz a condição de Nyquist para ausência de interferência entre símbolos, teremos uma degradação de desempenho como consequência do erro de fase. A Figura 2.20 mostra como é crítica a fase da portadora usada na demodulação.

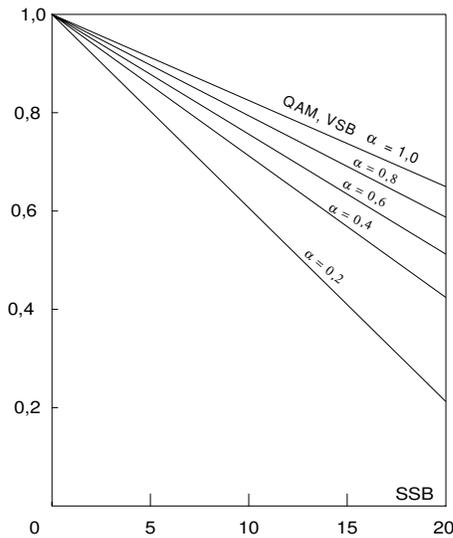


Figura 2.20: Abertura relativa do olho em função do erro de fase α .

Apesar da figura apresentar apenas as curvas para pulsos do tipo co-seno levantado, pode-se ver que o erro tolerável de fase será bem menor que 5° .

Como é inevitável o aparecimento de ruído de fase durante o processo de recuperação da portadora a partir do tom piloto, a Grande Aliança adotou no seu receptor um loop de rastreamento de fase, Figura 2.21. É um circuito adicional de decisão realimentada para remover o ruído de fase, principalmente as componentes de alta-freqüência, que não foram removidas pelo PLL de FI utilizado na recuperação da portadora. A operação do circuito se baseia nas relações de rotação de um sistema de coordenadas e nas propriedades da transformada de Hilbert.

2.5.9. Decodificador em Treliça

Para ajudar a proteger o decodificador em treliça contra surtos de interferência, como ruído impulsivo ou interferência de um transmissor NTSC que opera no mesmo canal, utiliza-se entrelaçamento dos dados do mesmo segmento com uma profundidade de 12 símbolos, Figura 2.22. O receptor emprega 12 decodificadores em paralelo, onde cada codificador em treliça vê cada 12° símbolo, de forma que a codificação entrelaçada apresenta o mesmo benefício que um entrelaçados de 12 símbolos, naquilo que concerne à imunidade contra surtos de ruído.

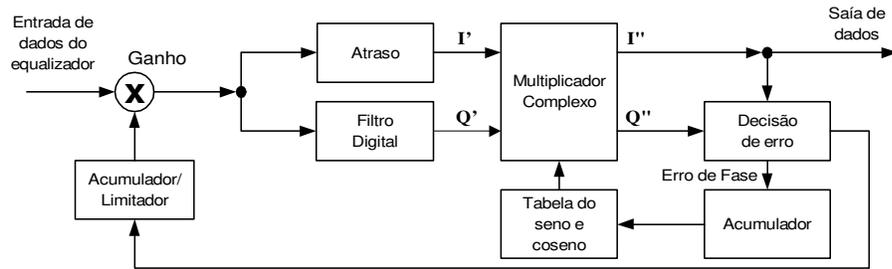


Figura 2.21: Loop de rastreamento de fase.

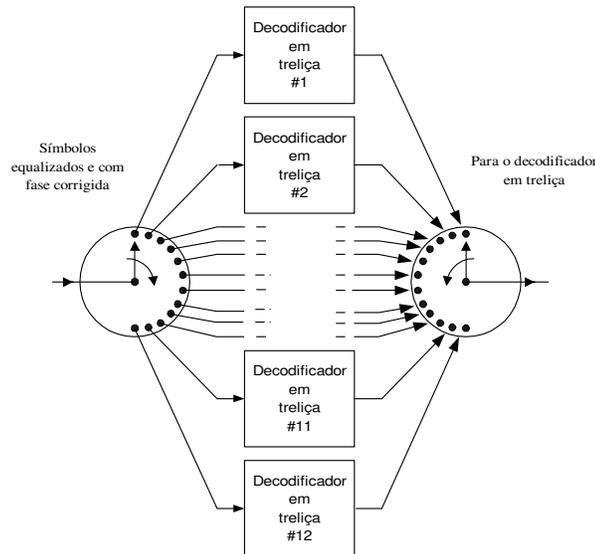


Figura 2.22: Decodificador-desentrelaçador em treliça.

Como o sincronismo de segmento não é codificado pelo transmissor, deve ser removido antes de ser processado pelo codificador em treliça do receptor, como mostra a Figura 2.23.

O decodificador em treliça realiza a operação de decisão e de codificação convolucional. São empregados dois modos de operação : um, quando se utiliza o filtro anti NTSC, e, outro, quando não é utilizado o filtro anti NTSC, Figura 2.24. Quando há pouca ou nenhuma interferência NTSC, utiliza-se um decodificador em treliça ótimo de 4 estados para decodificar os dados. Os bits seriais são recriados na mesma ordem em que foram criados pelo codificador do transmissor.

Na presença de uma interferência significativa de um transmissor NTSC utiliza-se o filtro anti NTSC, que é um filtro-pente de 1ª ordem, com atraso D igual a 12 símbolos. Neste caso emprega-se um decodificador em treliça otimizando para o canal de resposta parcial que resulta da utilização do filtro de rejeição. O decodificador ótimo empregará 8 estados, pois o filtro anti NTSC possui memória, o que representa um outro estado.

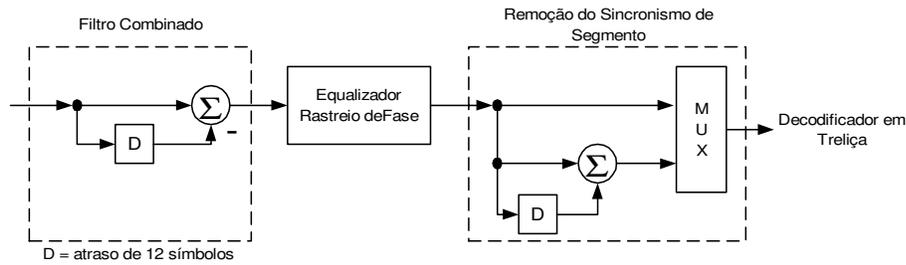


Figura 2.23: Remoção do sincronismo de segmento.

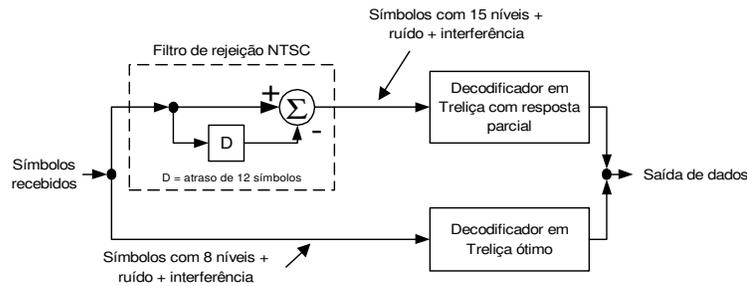


Figura 2.24: Decodificador em treliça com filtro anti NTSC.

2.5.10. Desentrelaçador de Dados

O desentrelaçador convolucional realiza exatamente a função inversa do entrelaçador convolucional usado na transmissão. O esquema do desentrelaçador pode ser visto na Figura 2.25.

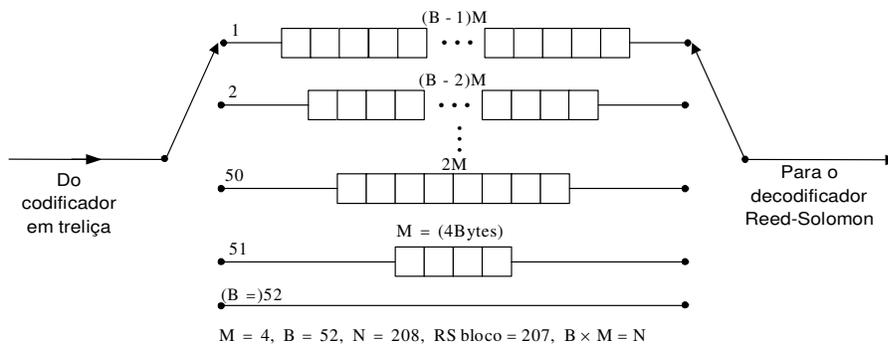


Figura 2.25: Desentrelaçador de dados convolucional.

Os dados decodificados pelo codificador em treliça são enviados para o decodificador *RS* (207, 187, $t = 10$), que usa 20 bytes de paridade para realizar a correção na base de segmento a segmento. Qualquer surto de erros causado por ruído impulsivo, interferência NTSC, ou por erros do decodificador em treliça, é fortemente reduzido pela combinação do entrelaçamento e da correção de erros.

2.5.11. Desembaralhador de Dados

O desembaralhador da recepção recebe os bytes corrigidos de erros vindos do decodificador RS e aplica o mesmo código de embaralhamento aos dados. O código é gerado de forma idêntica à do transmissor, usando o mesmo procedimento. Como o gerador é amarrado de forma segura ao sincronismo de campo recuperado, ele estará sincronizado exatamente com os dados.

2.6. Modo Cabo de Alta Taxa de Dados

A maior parte do sistema VSB para o modo cabo de alta taxa de dados é idêntica ao sistema de radiodifusão terrestre. O tom piloto, o sincronismo de segmento e de campo também são utilizados para garantir uma operação robusta. As taxas de símbolo, a organização dos segmentos, as seqüências de treinamento do equalizador, etc, são as mesmas utilizadas no modo de radiodifusão. A principal diferença entre os dois modos está no uso de 16 níveis para o modo cabo.

Não é necessário utilizar o filtro anti NTSC, o codificador em treliça é substituído por um mapeador e o decodificador em treliça é substituído por um circuito simples de decisão, que traduz os símbolos multi-níveis diretamente nos dados.

2.7. Modulação 8 VSB

Os níveis nominais de entrada no modulador VSB são dados por $-7, -5, -3, -1, +1, +3, +5$ e $+7$, enquanto os níveis de sincronismo de segmento e o sincronismo de campo são dados por -5 e $+5$. Um valor de $1,25$ deve ser adicionado a cada nível nominal com o objetivo de criar um tom piloto de pequena amplitude. Antes da adição do nível DC de $1,25$ para geração do tom piloto, o sinal enviado ao modulador VSB será dado por

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n p(t - nT) \quad (2.13)$$

onde :

a_n representa nível nominal ($-7, -5, \dots, +5, +7$) do pulso $p(t)$.

$$T = \frac{1}{S_r} = \frac{1}{10,762 \text{ MHz}} = 92,917 \text{ ns}$$

A potência média de $x(t)$ será dada por $\langle x(t)^2 \rangle > P/T$, onde P é a energia de $p(t)$. O acréscimo do tom piloto transforma $x(t)$ em

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [a_n + 1,25] p(t - nT) \quad (2.14)$$

Sabendo que a_n possui média igual a zero, $x(t)$ terá agora uma potência média igual a $\langle x(t)^2 + 1,252 \rangle P/T$, ou seja, a potência média aumentará por um fator de

$$\frac{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2)/4 + (1,25)^2}{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2)/4} = 1,0744 \quad (2.15)$$

o que corresponde a um aumento de apenas 0,31...dB na potência transmitida. A relação entre a potência do tom piloto e a potência média anterior de $x(t)$ será dada por

$$\frac{(1,25)^2}{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2)/4} = 0,0744 = -11,28dB \quad (2.16)$$

O tom piloto será utilizado pelo receptor para a recuperação da portadora. A amplitude do tom piloto é suficientemente baixa para não produzir interferência significativa sobre um sinal NTSC ou HDTV operando no mesmo canal.

2.7.1. Análise de Processo de Modulação

Considere que a seqüência dos símbolos digitais que saem do codificador em treliça seja dado por

$$S = \{a_n\}, \quad \text{onde } a_n = \{\pm 7, \pm 5, \pm 3, \pm 1\} \quad (2.17)$$

A modulação VSB consiste em transformar cada termo da seqüência em pulsos de RF, chamados de $h(t)$. Devido a simetria do espectro, os pulsos $h(t)$ podem ser considerados como o resultado da modulação de uma portadora numa freqüência $(f_0 + S_r/4)$ por pulsos em banda básica, denominados $p(t)$. A escolha da freqüência da portadora como $(f_0 + S_r/4)$ garante um espectro simétrico, conforme a Figura 2.26.

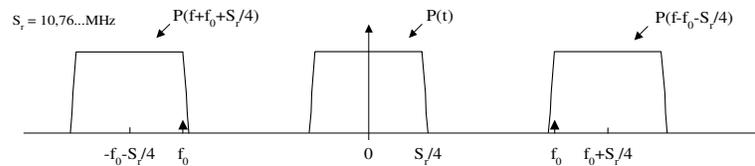


Figura 2.26: Espectro de $p(t)$ e $h(t)$.

No domínio do tempo, o pulso $h(t)$ será dado por :

$$h(t) = p(t) * \cos[2\pi(f_0 + S_r/4)t] \quad (2.18)$$

onde :

f_0 freqüência da portadora de RF.

$$\Delta f = S_r/4 = 2,690 \text{ MHz}$$

$p(t)$ pulso do tipo co-seno levantado dado por :

$$p(t) = \frac{\sin(2\pi\Delta ft)}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\pi\alpha\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \quad (2.19)$$

onde :

$$\alpha = 0,31 \text{ MHz} / 2,690 \text{ MHz} = 0,115$$

Desenvolvendo a equação 2.19, conforme é mostrado em [10], ficamos com :

$$h(t) = h_I(t) \cos(2\pi f_0 t) - h_Q(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (2.20)$$

onde :

$$h_I(t) = \frac{\sin(4\pi\Delta ft)}{4\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\pi\alpha\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \quad (2.21)$$

$$h_Q(t) = \frac{\sin(2\pi\Delta ft)}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\pi\alpha\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \quad (2.22)$$

Na Figura 2.27 podemos ver o gráfico das componentes em fase e quadratura do sinal VSB.

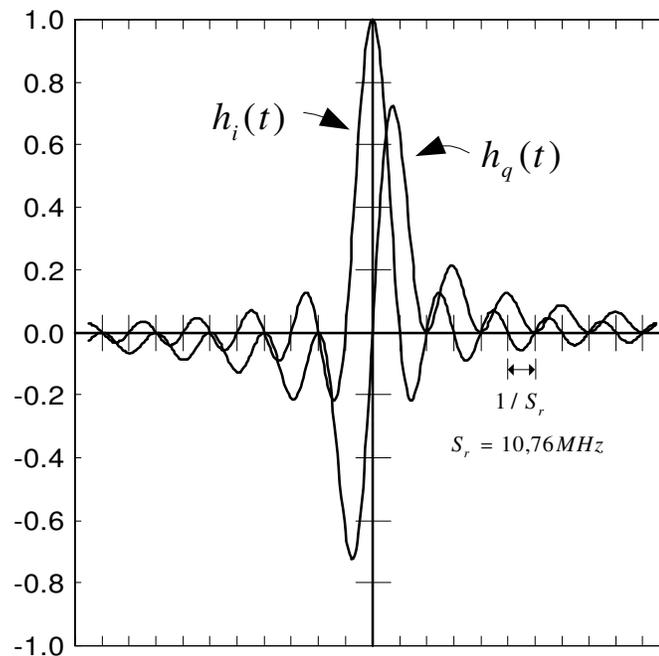


Figura 2.27: As componentes em fase e quadratura do sinal VSB.

As componentes em fase e quadratura modulam as respectivas portadoras defasadas de 90° , gerando bandas laterais que se cancelam, completa ou parcialmente, de modo a gerar o espectro da Figura 2.26.

A expressão para uma seqüência de símbolos, mais a componente do tom piloto será dada por :

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} a_n [h_I(t) \cos(2\pi f_0 t) - h_Q(t) \sin(2\pi f_0 t)] + 1,25 \cos(2\pi f_0 t) \quad (2.23)$$

A equalização pode ser feita apenas sobre o canal I, já que o sinal do canal Q serve apenas para cancelamento das bandas laterais, e é ignorado pelo receptor.

2.7.2. Treliça de Amostragem Mínima

Para combater as distorções introduzidas por um canal - variante ou invariante com o tempo - basta, em princípio, construir um sistema de correção que tenha uma função de transferência igual ao inverso do canal, isto é, se o canal tem uma função de transferência $K(j\omega, t)$ deve-se construir um corretor com resposta dada por :

$$K'(j\omega, t) = \frac{1}{K(j\omega, t)} \quad (2.24)$$

Se for implementada segundo a equação acima, ter-se-á um sistema composto com função de transferência global unitária, o que caracteriza o corretor como um equalizador. Na prática, nem sempre é possível corrigir a resposta de um canal. Mesmo no caso mais simples em que o canal seja invariante com o tempo, a tarefa de equalização pode ser de difícil realização.

A tentativa de equalizar deve partir do pressuposto de que o comportamento do canal seja conhecido. Se o canal for invariante, o seu comportamento pode ser determinado antes do início da transmissão. Isto pode ser feito enviando-se um sinal de reconhecimento do canal. Quando se usa comunicação digital, este sinal de reconhecimento é chamado de seqüência de treinamento.

Em geral, não é possível conhecer a priori a resposta de canais variantes com o tempo, ou seja, antes do início da transmissão da informação útil. O conhecimento do comportamento do canal requer um reconhecimento em "tempo real", isto é, concomitantemente com a transmissão da informação. Quando a informação útil apresenta redundâncias, como é o caso da transmissão digital de pulsos de Nyquist com taxa de transmissão constante, pode-se usar as técnicas conhecidas por equalização adaptativa, equalização cega (*Blind Equalization*), etc. Outra possibilidade utilizada freqüentemente consiste em transmitir periodicamente sinais de reconhecimento do canal. Se estes sinais tiverem um conteúdo espectral adequado e forem transmitidos com freqüência suficientemente alta, será possível tratar com exatidão o comportamento do canal, em cada freqüência e em cada momento.

O comportamento de um canal variante com o tempo caracterizado pela função de transferência $K(j\omega, t)$, que, por sua vez, pode ser determinada através de um processo de amostragem. A partir de amostras de $K(j\omega, t)$, isto é, valores tomados em pontos discretos das

variáveis t e ω , e com um processo de interpolação adequado, é possível tratar completamente o comportamento de um canal de comunicação variante com o tempo.

Há duas formas básicas de fazer a amostragem de $K(j\omega, t)$. Na primeira, é enviado periodicamente ao canal um sinal de teste de banda larga e de duração relativamente curta, que serve para colher amostras de $K(j\omega, t)$ em um instante t . Durante a transmissão do sinal de teste, o envio de informação útil é interrompido. Este esquema de amostragem se presta para sistemas com multiplexagem em tempo, como o utilizado pelo sistema da Grande Aliança. Um sinal de teste constituído por uma seqüência pseudo-aleatória com N símbolos transmitidos a uma taxa de $1/T$ símbolos por segundo tem um espectro discreto composto por raias com espaçamento igual à duração do sinal, isto é, o espaçamento entre as raias será dado por $(1/NT)$ e o espectro se estenderá de 0 até $(N - 1)/(NT)$.

A resolução espectral depende da duração do sinal de teste, enquanto a resolução temporal depende da freqüência com que a seqüência de teste é transmitida. Quanto maiores a duração do sinal de tempo e a freqüência de transmissão do sinal de teste, maior a capacidade de se tratar a resposta do canal, porém, maior também será o overhead do processo de reconhecimento. No sistema da Grande Aliança, uma seqüência de teste (sincronismo de campo) com 828 símbolos é transmitida a cada 24,2 ms. Como a taxa de símbolos é de 10,76 MHz, conclui-se que as amostras apresentam resolução espectral de $10,76 \text{ MHz} / 828 = 13,0 \text{ kHz}$ e resolução temporal de 24,2 ms. O overhead é de aproximadamente 0,3%. A Figura 2.28 apresenta a treliça do sistema ATSC.

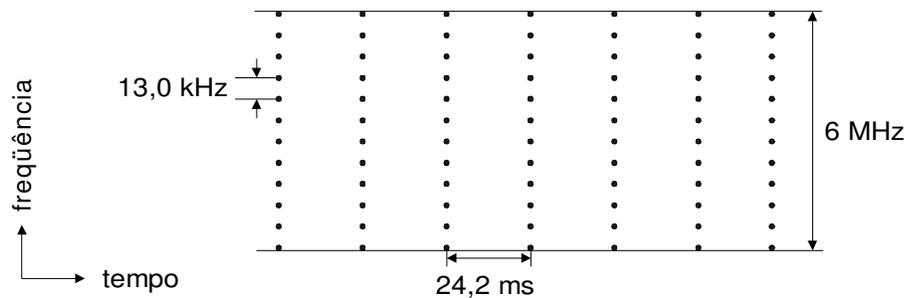


Figura 2.28: Treliça de amostragem do sistema ATSC.

Uma boa resolução temporal significa que o receptor pode acompanhar com mais agilidade as variações da resposta do canal com o tempo. É uma característica importante para sistemas de comunicação móvel ou quando há problema severo de fantasma dinâmico. É interessante determinar para um canal típico com dispersão em tempo e em freqüência, quais seriam as resoluções necessárias para haver reconhecimento adequado. Suponha-se que se transmite um sinal de TV digital em 700 MHz (canal 52 de UHF) por um canal que apresenta dispersão temporal de $100 \mu\text{s}$ devido à multipercursos, e dispersão espectral devido à reflexão (flutter) por um avião que voa a 500 km/h . Uma dispersão temporal $d_t = 100 \mu\text{s}$ significa que a resposta do canal apresentará ondulações em ω que podem ser tratadas se a resolução espectral for menor ou igual ao "intervalo de Nyquist" de $1/100 \mu\text{s} = 10 \text{ kHz}$. Por outro lado, o flutter

de um avião voando a 500 km/h terá uma frequência de $v/\lambda = 324 \text{ Hz}$, o que gerará uma dispersão em frequência $d_f = 2 \times 324 = 648 \text{ Hz}$. A variação da resposta do canal pode ser tratada adequadamente se a amostragem temporal for feita a uma taxa de pelo menos $2 \times 324 = 648 \text{ Hz}$, ou seja com uma resolução temporal melhor ou igual a $1,54 \text{ ms}$.

No sistema da Grande Aliança, o procedimento de amostragem da resposta do canal apresenta uma resolução espectral que é algo inferior à necessária (13 kHz versus 10 kHz). A resolução espectral, por sua vez, é muito menor que a necessária ($24,2 \text{ ms}$ versus $1,54 \text{ ms}$). Se o receptor utilizasse apenas as informações obtidas da seqüência de treinamento, o desempenho poderia ser insatisfatório. Se o receptor utilizar, porém, um esquema de equalização adaptativa, as informações sobre o canal podem ser "deduzidas" de cada símbolo recebido, o que permite que o receptor trabalhe com canais com alta dispersão temporal e espectral.

2.8. Conclusões

- O sistema americano optou por um sistema relativamente simples. A modulação utilizando apenas um eixo foi escolhida, em contraste com a modulação QAM que necessitaria de dois equalizadores (um para cada eixo), com intenção de reduzir a complexidade do equalizador de canal.
- A escolha de um sistema de transmissão com modulação em amplitude deveu-se ao fato dos americanos estarem interessados em transmissão de HDTV, necessitando de uma alta taxa de dados.
- Como os transmissores são limitados pela potência de pico, uma alta relação (potência de pico)/(potência média) implica numa baixa potência média, e portanto, uma baixa relação sinal-ruído. Esta é uma característica indesejável dos métodos de modulação. A modulação em amplitude consegue obter os menores valores.
- Com a inclusão do tom piloto para recuperação da fase da portadora, o sistema não precisaria, a priori, de um equalizador fracionário. No tocante à capacidade de equalização, é mais interessante ter um equalizador mais longo do que um fracionário com metade do comprimento, pois um equalizador mais longo significa poder equalizar canais com dispersão temporal maior.
- O equalizador de canal no receptor possui uma enorme influência sobre o desempenho do sistema. Com aperfeiçoamento das técnicas de adaptação teremos também um melhor desempenho dos receptores. É exatamente o que vem ocorrendo nestes últimos anos : as pesquisas realizadas por universidades e empresas da área têm melhorado em muito o desempenho do sistema ATSC.

Capítulo 3

Sistemas OFDM

3.1. Introdução

A técnica FDM (*Frequency Division Multiplex*) vem sendo empregada desde a década de 50 em sistemas telefônicos analógicos para a transmissão de um grande número de sinais de voz por links de microondas, satélites. Caracteriza-se por empregar uma portadora para cada canal telefônico, onde o espaçamento entre frequências das portadoras foi escolhido com vista a uma eficiente ocupação espectral, ao mesmo tempo que permite na recepção uma adequada separação dos sinais por meio de filtros analógicos passa-faixa.

O uso de FDM para a transmissão de dados é um pouco mais recente (estudos iniciados no final da década de 60) e seu interesse tem crescido muito na década de 80 e 90, principalmente com a utilização do recurso de FFT, para a transmissão de sinais de áudio e vídeo, particularmente na Europa. As vantagens da modulação COFDM fizeram com que o DVB o adota-se como padrão para transmissão de televisão digital.

A transmissão de dados digitais tem sido tradicionalmente feita por técnicas de portadora única - SCM (*Single Carrier Modulation*) - como QAM, VSB, etc. Os símbolos digitais são transmitidos serialmente, o que significa que a janela temporal associada a cada símbolo é muito pequena para altas taxas de transmissão de dados. As propostas atuais de HDTV, que usam taxas de aproximadamente 20 Mb/s , colocam problemas técnicos difíceis, principalmente para a radiodifusão de canais de TV, onde são inevitáveis os ecos e outros fenômenos de multipercurso.

As técnicas SCM de modulação digital de alta velocidade são muito sensíveis a ruído impulsivo, ecos causados por multipercurso e fading seletivo. Condições não ideais de propagação geram ecos por reflexão em edifícios, montanhas, solo, vegetação, aviões, com um efeito devastador sobre a detecção dos dados. O fading seletivo e todos os efeitos de dispersão temporal são extremamente prejudiciais para a recepção de dados em alta velocidade. O combate destes problemas exige o uso de equalizadores adaptativos muito complexos, com centenas de tomadas. Por outro lado, as técnicas MCM (*Multiple Carrier Modulation*) aplicadas à transmissão de dados digitais prometem um desempenho muito melhor frente a ruído impulsivo e multipercurso, já que cada símbolo pode ter o seu período de transmissão aumentado de tal

maneira que seja muito maior que a duração dos impulsos de ruído e o intervalo de dispersão da propagação.

Diferentemente da técnica FDM utilizada em telefonia, onde cada portadora é modulada por um canal telefônico independente dos demais, a transmissão de dados digitais é realizada por diversas portadoras moduladas pelos dados do mesmo sinal digital. Os dados digitais modulando as portadoras são transmitidos "em paralelo", isto é, simultaneamente, ao contrário da técnica SCM, onde os dados são enviados "em série". Esta diferença fundamental permite ampliar o tempo de transmissão de cada dado para combater os efeitos da dispersão temporal e do ruído impulsivo. A modulação FDM digital transforma um canal de banda larga e alta velocidade em um grande número de sub-canais de faixa estreita e baixa velocidade.

A maior barreira inicial para utilização de FDM para transmissão de dados, que era a necessidade de computação massiva e de memórias de alta velocidade, hoje não existe mais devido aos avanços da tecnologia de circuitos integrados para DSP e da tecnologia VLSI.

A desvantagem da técnica MCM é a elevada complexidade de implementação da modulação e demodulação, e que cresce com o número de portadoras utilizadas. Se fosse utilizado o procedimento adotado na técnica FDM da telefonia convencional, cada portadora exigiria um modulador-demodulador, além de filtros para evitar a interferência entre canais. Como o número de portadoras pode chegar aos milhares para a transmissão de HDTV, torna-se impraticável a implementação direta da modulação FDM. Felizmente, não é necessário gerar e modular cada portadora separadamente, pois, utilizando recursos da Transformada de Fourier, é possível gerar e modular todas as portadoras simultaneamente. Da mesma maneira, a recepção pode ser realizada sem fazer a separação das portadoras por filtragem. Utiliza-se, no lugar, uma amostragem do sinal recebido, seguida da aplicação de uma transformação de Fourier.

A utilização da Transformada de Fourier para a implementação da modulação MCM baseia-se nas propriedades de ortogonalidade dos espectros de cada portadora, daí a denominação de OFDM. A ortogonalidade espectral simplifica enormemente a implementação, pois prescinde de filtragem explícita para separação dos vários canais. Além disso, o uso de FFT permite que a velocidade da tecnologia digital disponível seja viável para a implementação de sistemas como HDTV digital.

A comparação de SMC versus MCM leva a interessantes relações de dualidade tempo frequência. Enquanto as técnicas SMC são muito sensíveis a efeitos de curto prazo, como ruído impulsivo e ecos, as técnicas MCM/OFDM são praticamente insensíveis a estes fenômenos se a duração da transmissão de cada símbolo for muito maior que a duração destes fenômenos perturbadores. Por outro lado, as técnicas MCM/OFDM são muito sensíveis a interferências senoidais, erros de fase e de frequência.

Neste capítulo, apresentaremos uma síntese dos sistemas para transmissão de televisão digital que empregam a modulação OFDM como técnica de modulação de RF. A ênfase maior será dada ao método de equalização de canal que estes sistemas utilizam.

3.2. Padrão DVB-T

O órgão responsável pelas características do sistema de transmissão de televisão digital na Europa é o ETSI (*Technical Committee of European Telecommunications Standards Institute*), e está detalhado na documentação do ETS (*European Telecommunication Standards*)[11]. O ETS descreve a base do sistema de transmissão para radiodifusão de televisão digital, mais precisamente, a codificação de canal e modulação para o serviço digital terrestre de multi-programação.

3.2.1. Considerações Gerais

O sistema é definido num diagrama de blocos desempenhado por diversos equipamentos que trabalham com o sinal de televisão em banda básica, recebendo dados MPEG-2 do sistema de transporte multiplexado. Os seguintes processamento devem ser aplicados no fluxo de dados, mostrado na Figura 3.1.

- Transporte multiplexado adaptativo e aleatorização dos dados para dispersão de energia ;
- Codificação Reed-Solomon ;
- Entrelaçamento convolucional externo ;
- Codificação interna ;
- Entrelaçamento interno ;
- Mapeamento e modulação ;
- Transmissão OFDM.

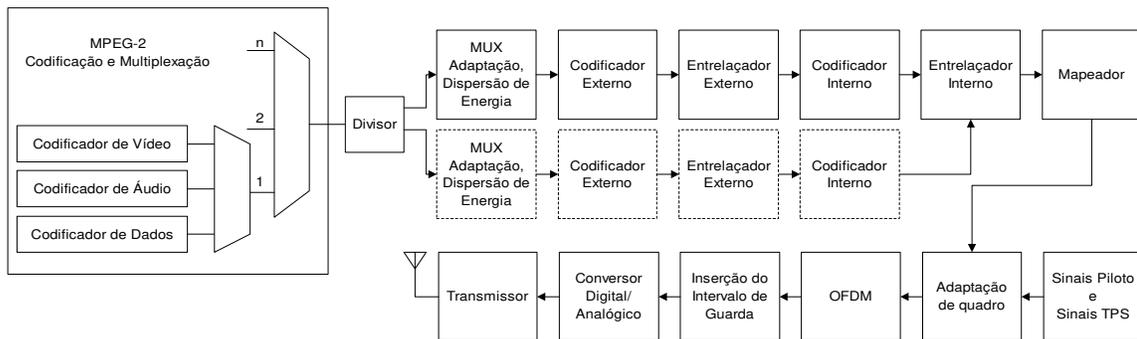


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema de transmissão DVB-T.

Como o sistema serviços de radiodifusão terrestre de televisão digital está sendo projetado para operar juntamente com os serviços existentes de UHF no mesmo espectro alocado para as transmissões analógicas, o sistema requer suficiente proteção contra altos níveis de interferência co-canal e interferência de canais adjacentes dos serviços existente nos sistemas PAL/SECAM. Para permitir uma ótima relação entre a topologia da rede e eficiência de frequência, um intervalo de guarda temporal flexível é especificado. Isto permitirá que o sistema suporte diferentes configurações de rede, tais como grande áreas com SFN e um único transmissor, enquanto mantém a máxima eficiência de frequência. Dois modos de operações são

definidos : um modo $2k$ e um modo $8k$.

O sistema permite utilizar diferentes níveis para a modulação QAM e diferentes taxas de codificação podem ser empregadas para permutar entre a taxa de bits versus robustez. O sistema também permite dois níveis hierárquicos de codificação do canal e modulação, incluindo constelações uniformes e multi-resolução. Neste caso os blocos funcionais do sistema da Figura 3.1 desenhados com linhas pontilhadas devem ser expandidos para incluir a multi-resolução. O divisor separa o fluxo de dados em dois fluxos independentes de dados MPEG, referidos como fluxo de alta prioridade e fluxo de baixa prioridade. Estes dois feixes de dados são mapeados dentro do sinal da constelação pelo mapeador e modulador que possui o correspondente número de entradas.

Para garantir que os sinais emitidos por tal sistema hierárquico possam ser recebidos por um simples receptor a hierarquia é restringida à codificação de canal e a modulação sem utilização de codificação hierárquica da fonte. Assim, um programa de serviço poderá ter simultaneamente uma versão com baixa taxa de bits e com alta robustez e outra versão com alta taxa de bits e menor robustez. Alternadamente, programas inteiramente diferentes podem ser transmitidos em separados fluxos com diferentes robustez.

O preço desta economia no sistema do receptor é que a recepção não pode mudar de uma camada para outra (por exemplo, selecionar uma camada mais robusta quando o sinal de recepção começa a se degradar) enquanto a decodificação está em processamento apresentando vídeo e áudio. Uma pausa é necessária (uma paralisação do quadro de vídeo por aproximadamente 0,5 s e uma interrupção de áudio por aproximadamente 0,2 s) enquanto o decodificador interno e vários outros decodificadores são adequadamente reconfigurados e sincronizados.

3.2.2. Estrutura de Quadro

O sinal de transmissão é organizado em quadros. Cada quadro possui uma duração de T_F , e consiste de 68 símbolos OFDM, numerado de 0 a 67. Quatro quadros constituem um superquadro. Cada símbolo (ou bloco) é constituído de um conjunto de $K = 6817$ portadoras no modo $8k$ e $K = 1705$ portadoras no modo $2k$, e transmitidos com uma duração T_S . O período de símbolo é composto por duas partes : uma parte útil com duração T_U , e um intervalo de guarda com duração Δ . O intervalo de guarda consiste em uma continuação cíclica da parte útil, T_U , e é inserida antes dele. Na Tabela 3.1 é definido os intervalo de guarda que podem ser utilizados, estes valores são múltiplos de um período elementar de $T = 7/64\mu s$. Todos os símbolos contém dados e informações de referência. O sinal OFDM compreende várias portadoras com modulação separada, cada uma correspondendo à modulação transportada por uma portadora durante o período de um símbolo.

Os dados transmitidos em um quadro OFDM também contém :

- Células pilotos ;
- Portadoras pilotos contínuas ;
- Portadoras TPS (Transmission Parameter Signalling).

As portadoras pilotos podem ser usadas para sincronização de quadro, sincronização de

freqüência, estimação do comportamento do canal, identificação do modo de transmissão e também poder ser utilizada para acompanhar o ruído de fase.

As portadoras são indexadas por $k \in [K_{min}; K_{max}]$ e determinadas por $K_{min} = 0$ e $K_{max} = 1704$ para o modo $2k$ e $K_{min} = 0$ e $K_{max} = 6816$ para o modo $8k$. O espaçamento entre portadoras adjacentes é $1/T_U$ enquanto o espaçamento entre portadoras K_{min} e K_{max} é determinado por $(K - 1)/T_U$. Os valores numéricos dos parâmetros OFDM para os modos $2k$ e $8k$ são apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.1: Duração das partes do símbolo para intervalos de guarda permitidos.

Modo 8k				
Intervalo de Guarda Δ/T_U	1/4	1/8	1/16	1/32
Duração da parte útil do símbolo T_U	$8192 \times T = 896\mu s$			
Duração do intervalo de guarda Δ	$2048 \times T$ $224\mu s$	$1024 \times T$ $112\mu s$	$512 \times T$ $56\mu s$	$256 \times T$ $28\mu s$
Duração do símbolo $T_s = \Delta + T_U$	$10240 \times T$ $1120\mu s$	$9216 \times T$ $1008\mu s$	$8704 \times T$ $952\mu s$	$8448 \times T$ $924\mu s$
Modo 2k				
Intervalo de Guarda Δ/T_U	1/4	1/8	1/16	1/32
Duração da parte útil do símbolo T_U	$2048 \times T = 224\mu s$			
Duração do intervalo de guarda Δ	$512 \times T$ $56\mu s$	$256 \times T$ $28\mu s$	$128 \times T$ $14\mu s$	$64 \times T$ $7\mu s$
Duração do símbolo $T_s = \Delta + T_U$	$2560 \times T$ $280\mu s$	$2304 \times T$ $252\mu s$	$2176 \times T$ $238\mu s$	$2112 \times T$ $231\mu s$

Tabela 3.2: Parâmetros do sistema OFDM para os modos 2k e 8k.

Parâmetro	modo 8k	modo 2k
Número de portadoras - K	6817	1705
Valor do número da portadora K_{min}	0	0
Valor do número da portadora K_{max}	6816	1704
Duração do T_U	$896\mu s$	$224\mu s$
Espaçamento entre portadoras $1/T_U$ *	$1116Hz$	$4464Hz$
Espaçamento entre as portadoras K_{min} e K_{max} $(k - 1)/T_U$ **	7, 61 MHz	7, 61 MHz
* valores em itálicos são aproximados		
* 6, 67 MHz no caso de canais com 7 MHz		

O sinal emitido é descrito pela seguinte expressão :

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} c_{m,l,k} \Psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (3.1)$$

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k}{T_U} (t - \Delta - lT_s - 68mT_s)} & (l + 68m)T_s \leq t \leq (l + 68m + 1)T_s \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.2)$$

onde :

k número da portadora ;

l número do símbolo OFDM ;

m número do quadro de transmissão ;

K duração do símbolo ;

T_S inverso do espaçamento entre as portadora ;

T_U duração do intervalo de guarda ;

Δ duração do intervalo de guarda ;

f_c frequência central do sinal de RF ;

k' é o índice da portadora relativa a frequência central, $k' = k - (K_{\max} - K_{\min})/2$;

$c_{m,0,k}$ símbolo complexo da portadora k do símbolo de dados $n^{\circ}1$ no quadro número m ;

$c_{m,1,k}$ símbolo complexo da portadora k do símbolo de dados $n^{\circ}2$ no quadro número m ;

⋮

$c_{m,67,k}$ símbolo complexo da portadora k do símbolo de dados $n^{\circ}68$ no quadro número m .

3.2.3. Estrutura do sinal de transmissão

O fluxo de dados de entrada do sistema deverá estar organizados em pacotes conforme mostra a Figura 3.2. O ponto de partida é um pacote MPEG-2 com 188 bytes.

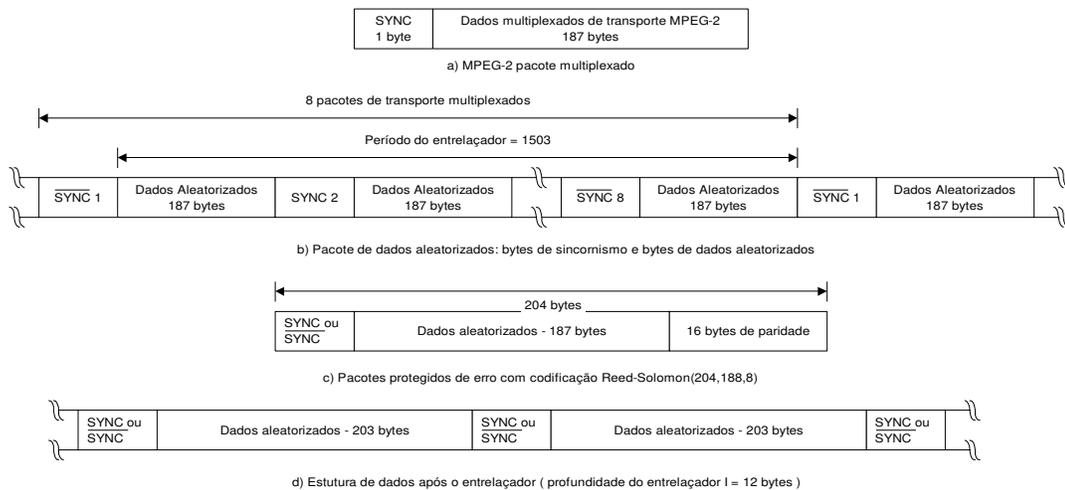


Figura 3.2: Formação do sinal COFDM em blocos.

Os dados de entrada MPEG-2 multiplexados são aleatorizados utilizando uma seqüência binária pseudo-aleatória PRBS (*Polynomial Pseudo-Random Binary Sequence*). O processo é reinicializado no início de cada oito pacotes de transporte. O período da seqüência do gerador é de 1503 bytes. O processo de aleatorização deverá estar ativado também quando não existe fluxo de bits na entrada do modulador.

O código reduzido Reed-Solomon RS(204, 188, t=8), origina do código original RS(255, 239, t=8), e deverá ser aplicado a cada pacote (188 bytes) de transporte aleatorizado da Figura

3.2b para gerar um pacote com proteção de erro da Figura 3.2c. A codificação Reed-Solomon possui um comprimento de 204 bytes, dimensão de 188 bytes e permitirá corrigir até 8 bytes recebidos com erro entre os 204 bytes recebidos. O polinômio gerador do código é :

$$g(x) = (x + \lambda^0)(x + \lambda^1)(x + \lambda^2)(x + \lambda^3)\dots(x + \lambda^{15}), \quad (3.3)$$

,onde $\lambda = 02_{HEX}$. Polinômio gerador de campo :

$$p(x) = x^8 + x^4 = x^3 + x^2 + 1. \quad (3.4)$$

A seguir, o pacote de bytes é entrelaçado convoluacionalmente pelo esquema da Figura 3.3. O deve ser aplicados aos pacotes da Figura 3.2c. Este resultado é a estrutura de dados entrelaçados da Figura 3.2d.

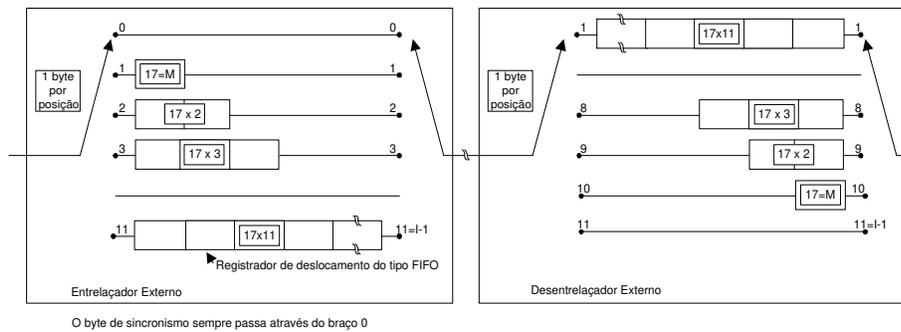


Figura 3.3: Diagrama do entrelaçador e desentrelaçador.

O entrelaçador é composto por $I = 12$ braços, ciclicamente conectados ao fluxo de bytes de entrada por uma chave. Cada braço “j” é composto por registradores de deslocamento do tipo FIFO (*First Input First Output*), de comprimento , onde cada registrador armazena 1 byte, e as chaves de entrada e saída deverão estar sincronizadas. O desentrelaçador possui princípio similar ao do entrelaçador, mas os índices dos braços são invertidos ($j = 0$ possui o maior atraso).

O sistema deverá permitir uma faixa de códigos convolucionais puncionados, baseados numa taxa “mãe“ de codificação convoluacional de 64 estados. Isto permitirá a seleção do nível mais apropriado de correção para um dado serviço ou taxa de dados nos modos de transmissão hierárquicos ou não hierárquicos.

A entrada do entrelaçador interno, que consiste de mais de dois fluxos de bits, é desmultiplexado em 2,4,ou 6 sub-fluxos, dependendo da ordem e do tipo de modulação. No modo não hierárquico, o fluxo de entrada simples é desmultiplexado em v sub-fluxos, com modulações QPSK, 16-QAM ou para 64-QAM. No modo hierárquico, tendo ambos fluxos de alta e baixa prioridade a desmultiplexação é feita em dois sub-fluxos com modulação 16-QAM, a modulação 64-QAM é utilizada para fluxos com alta prioridade dividido em dois sub-fluxos ou fluxos com baixa prioridade dividido em quatro sub-fluxos. Isto é aplicado nos modos QAM uniforme e não uniforme.

A finalidade do entrelaçador de símbolos é mapear palavras de bits em 1512 (modo $2k$) ou 6048 (modo $8k$) portadoras ativas por símbolo OFDM. O entrelaçador de símbolos atua sobre blocos de 1512 (modo $2k$) ou 6048 (modo $8k$) símbolos de dados.

3.2.4. Sinais de Referência

Várias portadoras dentro do quadro OFDM são moduladas com informações de referência cujos valores de transmissão são conhecidos pelo receptor. Estas células contém informações de referência que são transmitidas em um nível de potência “reforçada”. As informações transmitidas nestas células estão em células pilotos contínuas ou espalhadas. As frequências pilotos e espalhadas são moduladas por uma seqüência binária pseudo-aleatória correspondendo ao seu respectivo índice de portadora. Informação de referência, tiradas da seqüência de referência, é transmitida nas células pilotos espalhadas em cada símbolo.

Além das pilotos espalhadas descritas acima, são adicionadas 177 pilotos contínuos no modo $8k$ e 45 no modo $2k$. O termo contínuo significa que elas ocorrem durante todos os símbolos. Todos pilotos contínuos são modulados de acordo com a seqüência de referência e transmitidos com um nível de potência reforçada.

As TPS são as portadoras utilizadas para transmitir os parâmetros do esquema de transmissão, como a codificação do canal e a modulação. Todas são transmitidas em paralelo, sendo igual a 17 no modo $2k$ e 68 portadoras no modo $8k$. As portadoras TPS carregam informações sobre :

- a) modulação incluindo o valor do modelo da constelação QAM ;
- b) informação hierárquica ;
- c) intervalo de guarda ;
- d) taxas de códigos internos ;
- e) modo de transmissão ($2k$ ou $8k$) ;
- f) número de quadro em um super-quadro.

3.3. Carga Útil Transmitida

O sistema americano estabelece uma única taxa de bits de referente à carga útil (vídeo, áudio e dados multiplexados) de aproximadamente $19,39 \text{ Mbits/s}$. O sistema europeu, ao contrário, possibilita a utilização de diferentes taxas de bit referente à carga útil. Estas taxas dependem da modulação, taxa de código e intervalo de guarda utilizados. A Tabela 3.3 apresenta estas possíveis taxas para o sistema DVB-T de 8 MHz de largura de banda.

Tabela 3.3: Taxa de bit útil para canal com 8 MHz de largura de banda.

Modulação	Taxa de Código	Intervalo de Guarda			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	5/6	8,29	9,22	9,76	10,05
	7/8	8,71	9,68	10,25	10,56
16-QAM	1/2	9,95	11,06	11,71	12,06
	2/3	13,27	14,75	15,61	16,09
	3/4	14,93	16,59	17,56	18,10
	5/6	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8	17,42	19,35	20,49	21,11
64-QAM	1/2	14,93	16,59	17,56	18,10
	2/3	19,91	22,12	23,42	24,13
	3/4	22,39	24,88	26,35	27,14
	5/6	24,88	27,65	29,27	30,16
	7/8	26,13	29,03	30,74	31,67
* Estes valores são válidos para transmissão não hierárquica.					
* Taxas em Mbits/s.					

No Brasil, a faixa utilizada para transmissão de TV analógica é de 6 MHz, enquanto que a faixa utilizada pelo padrão DVB-T é de 8 MHz. Por isso, se o sistema de televisão digital de alta definição adotado no Brasil for o europeu, será necessário adaptar o padrão europeu para transmissão em uma faixa de 6 MHz. Neste caso, as taxas de bit útil serão menores. Estas taxas são apresentadas na Tabela 3.4.

Tabela 3.4: Taxa de bit útil para canal com 6 MHz de largura de banda.

Modulação	Taxa de Código	Intervalo de Guarda			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK		1/4	1/8	1/16	1/32
	1/2	3,74	4,15	4,39	4,52
	2/3	4,98	5,53	5,86	6,03
	3/4	5,60	6,22	6,58	6,79
	5/6	6,22	6,99	7,32	7,54
16-QAM	7/8	6,53	7,26	7,69	7,92
	1/2	7,46	8,30	8,78	9,05
	2/3	9,95	11,06	11,71	12,07
	3/4	11,20	12,44	13,17	13,58
	5/6	12,44	13,82	14,64	15,08
64-QAM	7/8	13,07	14,51	15,37	15,83
	1/2	11,20	12,44	13,17	13,58
	2/3	14,93	16,59	15,57	18,10
	3/4	16,79	18,66	19,76	20,36
	5/6	18,66	20,75	21,95	22,62
	7/8	19,60	21,77	23,06	23,75
* Estes valores são válidos para transmissão não hierárquica.					
* Taxas em Mbits/s.					

Para que o sistema europeu tenha uma qualidade de reprodução de vídeo e áudio não inferior à do sistema americano, a taxa de bits úteis deve igual ou maior que 19,39 *Mbits/s*.

Estes valores estão destacados nas Tabela 3.3 e Tabela 3.4 e indicam as possíveis combinações de parâmetros que poderiam ser utilizadas. Observa-se que a combinação, para o sistema adaptado com faixa de 6 MHz, que resulta em uma taxa mais próxima do sistema americano é aquela que utiliza modulação 64-QAM com taxa de código de 3/4 e intervalo de guarda de 1/16.

3.4. Linhas Básicas da Implementação do Sinal de Emissão

3.4.1. Método da Transformação de Fourier

A especificação do DVB-T serve para definir somente o sinal emitido (o que é tudo que necessita ser padronizado) e assim não considera os aspectos de implementação. Em particular, nenhuma menção é feita sobre a transformação rápida de Fourier (FFT) o qual é utilizada na geração e demodulação de um sinal OFDM.

O sinal emitido é especificado para todo símbolo OFDM de transmissão de cada quadro pelas respectivas equações. A aparente complexidade destas equações pode ser simplificada se for notado que a forma de onda emitida durante cada período de símbolo de transmissão depende somente de K valores complexos que definem a amplitude complexa das K portadoras ativas daquele período. Cada símbolo pode assim ser considerado separadamente, por exemplo, o sinal de período $t = 0$ até $t = T_S$ é dado por :

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_k e^{-j2\pi k' \frac{(t-\Delta)}{T_U}} \right\} \quad (3.5)$$

onde f_c é a frequência central, Δ é a duração da banda de guarda, e $k' = k - (K_{\max} - K_{\min})/2$. Existe uma clara semelhança entre a equação 3.5 e a transformação inversa discreta de Fourier.

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{q=0}^{N-1} X_q e^{-j2\pi qn/N} \quad (3.6)$$

Assim, como existem vários algoritmos eficientes de FFT para calcular a DFT (*Discrete Fourier Transform*) e sua inversa, uma forma conveniente de implementar o sinal de transmissão é utilizar a inversa FFT (IFFT) em um modulador DVB-T para gerar as N amostras correspondente a parte útil, de comprimento T_U , de cada símbolo. O intervalo de guarda é somado pegando-se a cópia das últimas $N \cdot \Delta/T_U$ amostras e anexando-as no início. Este processo é repetido para cada símbolo, produzindo um fluxo contínuo de amostras que constituem de uma representação complexa em banda básica de um sinal DVB-T. Um processo de conversão fornece o sinal real $s(t)$ centrado na frequência f_c .

A utilização da transformação de Fourier para modulação e demodulação de sistemas de múltiplas portadoras foi proposto pela primeira vez por Weisteins e Ebert em [12]. É mostrado em [1] que a geração de um sinal OFDM pode ser obtido através do esquema da Figura 3.4.

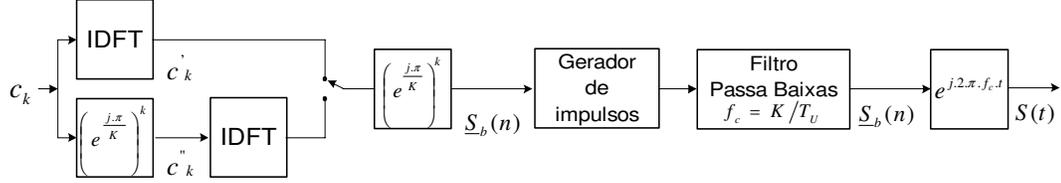


Figura 3.4: Geração do sinal OFDM a partir das amostras c_k utilizando a IDFT.

Considerando $S_b(t)$ como o sinal equivalente em banda básica do sinal da equação 3.5 e fazendo o período de guarda igual a zero $\Delta = 0$, e $K_{min} = 0$ e $k' = k - (K_{max} + K_{min})/2$ obtem-se

$$s_b(t) = \sum_{k=K_{min}}^{K_{max}} c_k e^{-j2\pi k' \frac{t}{T_U}} \quad 0 < t < T_s \quad (3.7)$$

$$s_b(t) = e^{-j\pi \frac{K_{max}}{T_U} t} \sum_{k=0}^{K_{max}} c_k e^{j2\pi \frac{k}{T_U} t} \quad 0 < t < T_s \quad (3.8)$$

Tomando-se $2K$ amostras do sinal $S_b(t)$ uniformemente espaçadas no intervalo $[0, T_U]$, tem-se

$$\underline{S}_b(n) = S_b\left(\frac{n \cdot T_U}{2K}\right) = e^{-j\pi n \frac{K-1}{2K}} \sum_{k=0}^{K-1} c_k e^{j\frac{2\pi k n}{K} \frac{1}{2}} \quad 0 < t < T_s \quad (3.9)$$

O somatório da equação (3.9) é semelhante ao somatório da equação (3.6), que é a equação da transformada discreta inversa de Fourier. A diferença é um fator de meio que aparece no expoente do somatório da equação (3.9). Para tornar estes dois somatórios equivalentes, de forma a possibilitar o uso da IDFT no cálculo do sinal $S_b(t)$, deve-se realizar manipulações algébricas na equação (3.9). Dessa forma, a Equação 3.9 passa a ser representada por duas equações, uma válida para os índices n pares, e outro para os índices n ímpares. Fazendo

$$\begin{aligned} n &= 2n' \text{ para } n \text{ par, onde } n' \in [0, K-1], \text{ e} \\ n &= 2n'' + 1 \text{ para } n \text{ ímpar, onde } n'' \in [0, K-1], \\ \underline{c}_k'' &= c_k e^{j\pi \frac{k}{K}} \end{aligned}$$

e substituindo na equação 3.9, tem-se

$$\underline{S}_b(n) = \left(e^{-j\pi\frac{K-1}{2K}} \right)^n \left\{ \begin{array}{l} \underline{S}'_b(n) \quad \text{para } n \text{ par} \\ \underline{S}''_b(n) \quad \text{para } n \text{ ímpar} \end{array} \right\} \quad (3.10)$$

$$\underline{S}'_b(n) = \sum_{k=0}^{K-1} c_k e^{j\frac{2\pi kn'}{K}} \quad \text{onde } n = 2n', \quad (3.11)$$

$$\underline{S}''_b(n) = \sum_{k=0}^{K-1} c''_k e^{j\frac{2\pi kn''}{K}} \quad \text{onde } n'' = (n-1)/2. \quad (3.12)$$

Observa-se que as equações de $\underline{S}'_b(n)$ e $\underline{S}''_b(n)$ correspondem ao cálculo da transformada discreta inversa de Fourier dos vetores c_k e c''_k , respectivamente. Desta forma, é possível obter-se o vetor de amostras $S_b(n)$ de maneira eficiente. Como $S_b(n)$ é composto por amostras de $S_b(t)$ atendendo ao critério de Nyquist, o sinal $S_b(t)$ pode ser construído através de uma filtragem passa baixas de um trem de impulsos. A frequência de corte deste filtro deve ser de $f_c = K/T_U$.

Utilizando o método da transformação de Fourier, o diagrama de blocos para um modulador e demodulador básico ficaria como o apresentado na Figura 3.5. A chave alterna posições nas saídas das IDFT's da seguinte maneira : para n par, a posição da chave é a mostrada no diagrama, e para n ímpar a chave se conecta à saída da IDFT inferior.

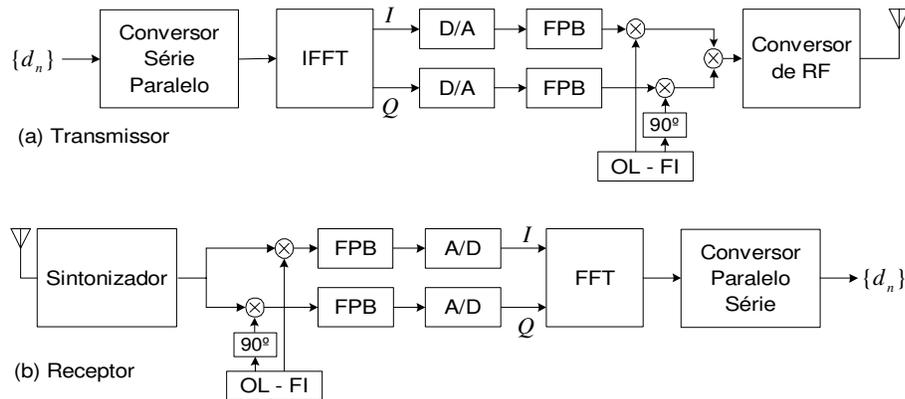


Figura 3.5: Método de modulação e demodulação utilizando IFFT e FFT.

3.5. Característica Espectral

O símbolo OFDM é constituído por um conjunto de K portadoras ortogonais uniformemente espaçadas. Se o tempo de duração de um símbolo fosse infinito (o que não teria sentido prático), o espectro do sinal seria um trem de impulsos pois o sinal é composto de um somatório de exponenciais. Como a duração de um símbolo é finita então o espectro de cada portadora

é dado por uma função do tipo $\text{sinc}(x)^2$. Desta forma, a densidade de potência espectral $P_k(f)$ de cada portadora f_k , é definida pela seguinte expressão :

$$P_k(f) = \left(\frac{\sin(\pi(f - f_k)T_s)}{\pi(f - f_k)T_s} \right)^2 \quad (3.13)$$

onde

$$f_k = fc + \frac{k - (K_{\max} - K_{\min})}{T_U} \quad K_{\max} \leq k \leq K_{\min} \quad (3.14)$$

Na Figura 3.6 apresentamos a potência espectral de uma portadora. A amplitude e fase de cada portadora dependerão do valor c_k a ela associado. Na Figura 3.7 apresentamos o espectro real de um sinal de transmissão OFDM obtido no conjunto de testes realizados em São Paulo-SP para avaliação do desempenho dos sistemas de DTTB.

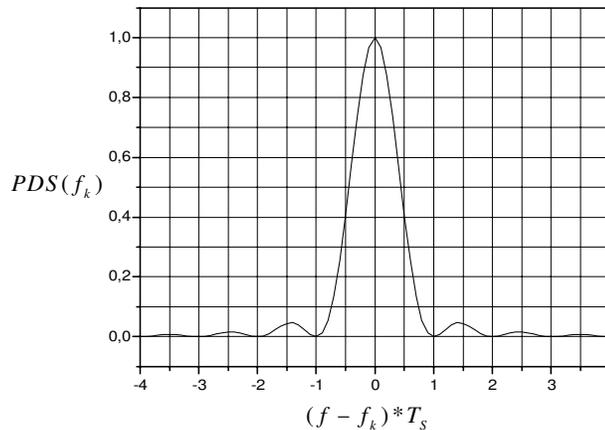


Figura 3.6: Espectro de potência de uma portadora.

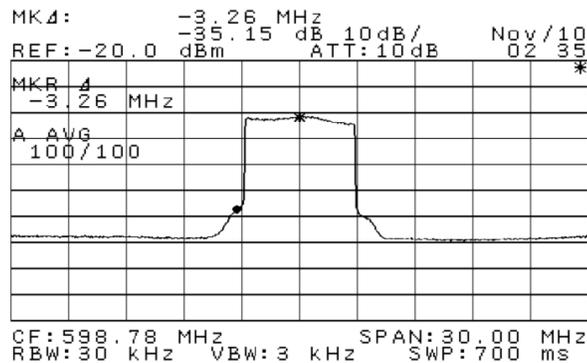


Figura 3.7: Espectro de Potência real na transmissão COFDM.

Observa-se que o espectro correspondente a cada símbolo do bloco não é confinado. As caudas das funções do tipo $\text{sinc}(x)$ invadem os intervalos de cada portadora, mas isso não impede que os símbolos sejam recuperados sem qualquer interferência mútua.

Supondo que os símbolos dos diferentes blocos sejam independentes entre si, o espectro de potência de uma seqüência de blocos terá a mesma forma do espectro de um bloco. O espectro total de potência de um sinal OFDM, para símbolos independentes, será dado por uma soma de funções do tipo $\text{sinc}(x)$ o que resultará em um espectro quase retangular se o número de portadoras for muito grande. O sinal OFDM terá o aspecto de ruído branco de faixa limitada. No domínio do tempo, devido à soma de um grande número de portadoras, o sinal adquire uma distribuição de probabilidade quase gaussiana. Estas características do sinal OFDM são interessantes do ponto de vista da interferência que um sinal OFDM possa produzir sobre outra transmissão no mesmo canal, porque a interferência seria percebida como a de um ruído gaussiano branco.

Uma possibilidade de interesse prático é o modelamento do espectro do sinal OFDM pela manipulação dos dados. Se algum dos símbolos for feito igual a zero, aparecerá um nulo espectral na frequência correspondente, o que poderá ser usado, por exemplo, para minimizar o efeito de um interferente senoidal nesta frequência. Outra possibilidade é introduzir correlação entre os símbolos de um bloco, para modelamento espectral.

3.6. Interferência entre Símbolos e entre Portadoras

Nas condições ideais de modulação e demodulação, os símbolos são recuperados completamente sem erro. Na prática, porém, existe uma série de fatores que podem causar erros de detecção. Nas condições reais há interferência entre os dados, chamada genericamente de interferência entre símbolos ou ISI (*Inter Symbol Interference*). Dependendo do tipo de degradação, pode haver dois tipos básicos de interferência entre símbolos: ISI interbloco e ISI intrabloco.

No primeiro caso, os símbolos de um bloco interferem sobre os símbolos de outro bloco adjacente. É a situação típica quando há interferência de multipercurso. Este tipo de interferência pode ser minimizado fazendo-se o comprimento dos blocos maior que a dispersão temporal do multipercurso.

No segundo caso, os símbolos de um bloco interferem sobre si mesmos, o que caracteriza uma interferência entre as diversas portadoras; o fenômeno é chamado de ICI (*Inter Carrier Interference*). Este tipo de interferência aparece quando a relação de ortogonalidade entre as portadoras fica prejudicada. Ocorre quando há erros de frequência, jitter, canal com resposta não plana, etc.

O aumento do tamanho do bloco de símbolos para combater efeitos de multipercurso aumenta o número de portadoras e conseqüentemente reduz o intervalo entre suas frequências, o que pode agravar a ICI. Um sistema OFDM eficiente deve estabelecer um compromisso entre os dois tipos de interferência entre símbolos.

3.7. Banda de Guarda e Extensão Cíclica

Uma das características mais atraentes da modulação OFDM é a relativa imunidade à dispersão temporal devido a multipercursos. Isto é obtido pela introdução de uma banda, ou intervalo de guarda temporal. Esta banda de guarda utiliza uma extensão cíclica do sinal. Uma parte do sinal é simplesmente replicada num intervalo T_g que precede o intervalo útil T_u , conforme mostra a Figura 3.8.

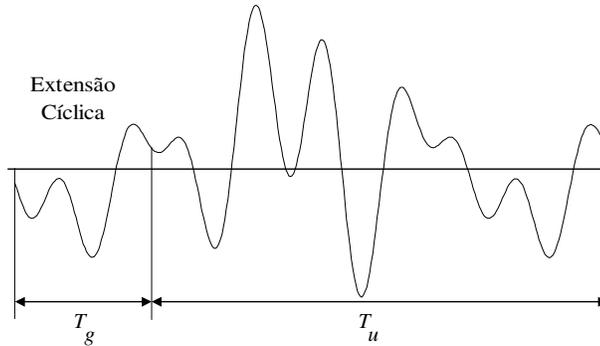


Figura 3.8: Extensão cíclica de um quadro OFDM.

A transformação de Fourier pode ser vista como a somatória de senóides e co-senóides. Dentro de um bloco, conforme é mostrado em [13], a senóide ou co-senóide associada a cada portadora possui um número inteiro de comprimentos de onda. Esta característica faz com que a amplitude da primeira e da última amostra do bloco útil sejam iguais. Assim, a replicação não introduz nenhuma descontinuidade no ponto de união da banda de guarda com o bloco útil - pois uma descontinuidade neste ponto poderia provocar interferência em todas as portadoras do bloco.

A banda de guarda de extensão cíclica é escolhida de modo a ter uma duração maior que o intervalo de dispersão temporal do canal. Se essa condição for satisfeita, não haverá ISI interblocos, porém, poderá haver ISI intrabloco, já que a resposta de canal não plana prejudica a condição da ortogonalidade da transformada discreta de Fourier.

Assim, a modulação OFDM torna-se pouco sensível a ecos se for utilizada uma banda de guarda temporal com duração superior à dispersão produzida por multipercursos. Satisfeita esta condição, os ecos irão produzir ondulações na resposta em frequência do canal mas não produzirão interferência entre símbolos. Entretanto, não satisfeita esta condição ocorrerá ISI inter-bloco, resultando em interferências dos símbolos de um bloco nos blocos posteriores. A taxa de erros poderá suplantar a capacidade dos códigos corretores de erro ocasionando uma interrupção no sistema de recepção.

No caso de ecos pré-cursors, a parte final do bloco transmitido será afetada. Para ecos pós-cursors, a parte inicial do bloco é que será afetada. O tempo total do intervalo de guarda deve ser repartido entre o combate à multipercursos com atraso positivo e negativo. A escolha destes limites influenciará o desempenho frente a multipercursos. A melhor opção é utilizar

um sistema adaptativo, onde o receptor ajuste automaticamente estes limites dentro de uma faixa que forneça o melhor desempenho.

Na Figura 3.9, é mostrado como podemos substituir a parte inicial (ou final) de um bloco afetada por interferência de multipercursos pela sua cópia existente na banda de guarda, que é livre de interferências. Entretanto, se a dispersão total dos multipercursos (positivo e negativo) for maior que o intervalo de guarda não será possível recuperar os símbolos sem ISI - o que é fatal para o sistema.

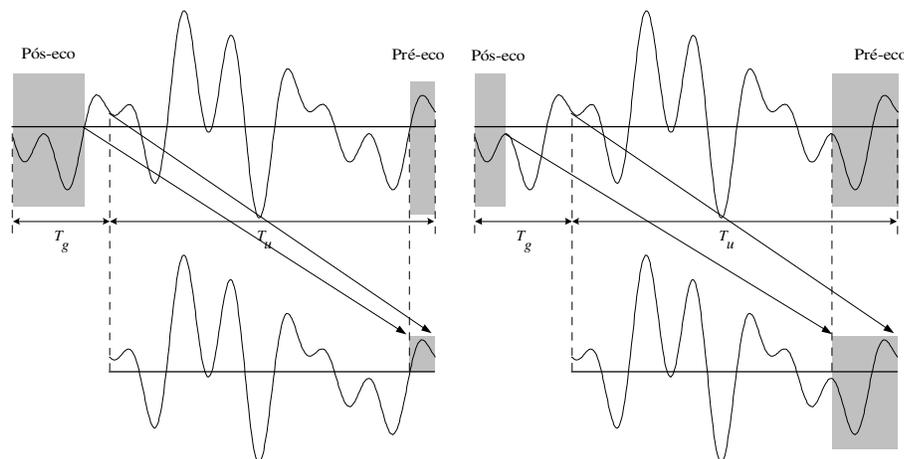


Figura 3.9: Princípio do intervalo de guarda.

3.8. Ruído Impulsivo

O ruído impulsivo se caracteriza por possuir alta energia num intervalo relativamente curto de tempo. Em geral, é produzido por equipamentos elétricos ou eletrônicos, mas também pode ser produzido por descargas atmosféricas. Fontes típicas de ruído impulsivo são as faíscas de comutação de corrente em motores elétricos, chaves, centelhas de descargas de velas em motores de automóveis, etc. O "clipping" no estágio de saída de potência do transmissor gera um efeito equivalente a ruído impulsivo, já que a saturação do sinal quando atinge o nível de clipping pode ser modelada como se fosse somado ao sinal original um pulso negativo que cancela a parte do sinal que ultrapassaria o limiar de clipping.

Uma análise inicial dos efeitos do ruído impulsivo pode ser realizada supondo-se um ruído impulsivo em sua forma ideal, isto é, considera-se que os impulsos de ruído se apresentam para o receptor como uma perturbação de faixa larga com espectro plano na faixa do sinal OFDM. A cada portadora recebida será adicionado um vetor de ruído, de mesma amplitude mas fase possivelmente diferente. A demodulação resultará numa constelação de pontos onde ocorrem deslocamentos, de mesma distância mas em direções diferentes.

O ruído impulsivo ideal atinge todos os símbolos uniformemente, porém seu efeito sobre cada símbolo detetado pode ser feito insignificante se o tamanho dos blocos de símbolo for suficientemente grande, como será mostrado a seguir.

Na recepção do sinal OFDM, os símbolos demodulados serão obtidos através da transformação de Fourier, dado por :

$$z_l = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{2N-1} Y_k e^{-\frac{j2\pi lk}{2N}}, \quad l = 0, \dots, 2N - 1 \quad (3.15)$$

Demonstrou-se em [13] que, em condições ideais, os primeiros valores de z_l fornecem os símbolos d_n . Se o sinal recebido for perturbado por um impulso de ruído, apenas uma das amostras Y_k estará contaminada, isto é, o vetor complexo fornecido pela DFT do receptor será dado por :

$$z_l = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{2N-1} \left[Y_k e^{-\frac{j2\pi lk}{2N}} + r_k e^{-\frac{j2\pi lk}{2N}} \right], \quad l = 0, \dots, 2N - 1 \quad (3.16)$$

onde r_k representa a amostra de ruído impulsivo que afeta a amostra de sinal de ordem n . Como $r_k e^{-\frac{j2\pi lk}{2N}}$ sofre uma divisão por $2N$, conclui-se que o incremento no tamanho dos blocos de símbolo terá o efeito de uma redução do impacto do impulso de ruído sobre os símbolos detetados. O aumento da duração dos blocos faz com que cada portadora tenha uma duração mais longa, diluindo o efeito da contaminação de uma amostra Y_k do sinal recebido.

A hipótese de que o impulso de ruído afete apenas uma das amostras é válida em certos casos, por exemplo, quando se utiliza um nível de clipping suficientemente alto para que o sinal OFDM sofra saturação em intervalos de tempo mais curtos que Δt . Para outros casos, o ruído impulsivo pode não possuir duração suficientemente curta para que seu efeito seja sobre apenas uma das amostras. Serão afetadas então várias amostras e o efeito sobre as componentes z_l demoduladas não será traduzido por deslocamentos de mesma distância, porém, ainda continuará válida a possibilidade da redução do efeito do ruído impulsivo através do aumento do tamanho dos blocos.

3.9. Equalização de Canal no Sistema OFDM

O espalhamento temporal devido aos ecos de multipercurso ou ao fading seletivo produz uma interferência conhecida como distorção linear. O multipercurso ocorre quando existem estruturas físicas, como montanhas, edifícios, etc, que refletem as ondas transmitidas, de forma que a antena receptora recebe, além da onda direta, as ondas refletidas por essas estruturas. Também pode ocorrer reflexão em cabos coaxiais quando houver descasamento ou descontinuidade elétrica. Nos meios rurais, a dispersão dos ecos é da ordem de 500 ns, enquanto nas cidades a dispersão é, em média, 10 μs , podendo chegar a 100 μs ou mais.

Fading, ou desvanecimento, é o efeito provocado sobre o sinal pela variação nas condições de propagação via atmosfera. O fading é particularmente notado quando se usa reflexão ionosférica ou difusão troposférica.

Quando um sinal irradiado tem faixa suficientemente estreita, todas as componentes espectrais sofrem desvanecimento igual ou muito parecido, porém, quando se usa faixa larga, o comportamento do canal varia com a frequência, e o efeito sobre o sinal passa a ser conhecido por desvanecimento, ou fading, seletivo - caso do canal de radiodifusão. Cada componente espectral sofre uma atenuação e um atraso diferentes, de modo que um pulso estreito de energia chega alargado ou espalhado no receptor. O fenômeno é tão mais importante quanto mais estreito for o pulso, ou, o que é equivalente, quanto maior for a largura espectral.

Fading seletivo e multipercurso são tolerados pela modulação OFDM se for utilizado um intervalo de guarda maior que a dispersão temporal. Aumentando o tamanho dos blocos de símbolos, a largura de cada sub-canal se reduz. Se esta largura for suficientemente pequena, a modulação OFDM transforma um canal de faixa larga, com fading seletivo, em um grande número de canais de faixa estreita, com fading não seletivo.

Apesar da tolerância intrínseca da modulação OFDM para fading seletivo e multipercurso, pode acontecer que algumas portadoras sofram interferência destrutiva (quando o sinal é suprimido) ou desvanecimento profundo (que pode atenuar o sinal em mais de 50 dB). O resultado será a perda dos símbolos correspondentes a essas portadoras. Para combater esta situação podem ser utilizados códigos corretores de erro, que permitem, dentro de certas condições, recuperar a informação, ainda que alguns códigos sejam detetados com erros. É interessante observar que um sistema COFDM utiliza uma espécie de diversidade em frequência, já que a informação de cada símbolo original passa a ser transportada de certa forma por cada componente espectral.

Além de combater efeitos de multipercurso e de fading seletivo, a modulação COFDM também permite implementar sistemas distribuídos de transmissão, onde se utilizam múltiplos transmissores irradiando o mesmo sinal, o que permite cobrir áreas imensas, tão grandes quanto um país. Para a modulação COFDM, a transmissão distribuída apresenta-se para o receptor como se efeito de multipercurso, o que, como visto, é tolerável.

Em princípio, o desvio da resposta em frequência pode ser corrigido por um equalizador. Havendo multipercurso ou fading seletivo, o desvio da resposta toma contornos complicados e cambiantes com o tempo. Para uma transmissão SCM, o equalizador tem de ser implementado em forma muito complexa, com muitas tomadas, porque o intervalo de dispersão corresponde à transmissão de muitos símbolos. Por exemplo, se o intervalo de dispersão for de 50 μ s e os símbolos estiverem sendo transmitidos numa taxa de 10 MHz, será necessário utilizar um equalizador com pelo menos 500 tomadas.

Se a resposta do canal $H(f)$ para a frequência f_n da portadora for igual a :

$$H(f_n) = H_n e^{-j\phi_n} \quad (3.17)$$

O efeito do canal é o de mudar os dados complexos d_n para d'_n onde :

$$d'_n = d_n H(f_n) = d_n H_n e^{-j\phi_n} \quad (3.18)$$

Neste modelo simples de canal, não há interferência entre símbolos, e a demodulação do sinal OFDM transmitido pelo canal de resposta não plana resulta no vetor de dados d'_n , que pode ser usado para recuperar o vetor de dados original, já que :

$$d_n = \frac{d'_n}{H_n e^{-j\phi_n}} \quad (3.19)$$

Assim, no caso da modulação MCM/OFDM, cada sub-canal pode ser "equalizado" por um equalizador de apenas 1 tomada, que na verdade corrige o ganho (complexo) relacionado com o sub-canal. O ganho de tomada é determinado a partir de uma seqüência de treinamento, ou dinamicamente, através de uma equalização adaptativa. A modulação MCM/OFDM substitui o equalizador complexo da modulação SCM por um grande número de equalizadores extremamente simples.

No receptor DVB, as variações da resposta em freqüência do canal são tratadas através do envio de tons com amplitudes conhecidas pelo receptor. Conhecendo a resposta em amplitude e fase para a freqüência de cada portadora, a equalização consiste numa simples multiplicação de cada termo fornecido pela Transformada de Fourier por um fator complexo obtido da interpolação das respostas para os tons de reconhecimento do canal.

3.10. Conclusões

- O padrão europeu COFDM é mais versátil que o sistema americano ATSC. Através da manipulação dos parâmetros (banda de guarda temporal, modulação, taxa de codificação) é possível otimizar a transmissão a situações especiais de funcionamento. O preço a ser pago por esta versatilidade é uma complexidade maior no funcionamento do transmissor.
- Fading seletivo e multipercurso são tolerados pela modulação OFDM se for utilizado um intervalo de guarda temporal maior que a dispersão temporal do canal.
- O efeito do ruído impulsivo sobre cada símbolo detetado pode ser feito insignificante se o tamanho dos blocos de símbolo for suficientemente grande.
- A técnica de equalização de canal baseia-se na correção da amplitude e fase de cada portadora através da utilização de portadoras de referência. O equalizador possui apenas 1 tomada com ganho complexo.
- Através da utilização da transformada de Fourier o processo de modulação e demodulação de um sinal OFDM torna-se simples e eficiente.
- A modulação OFDM revela-se bastante sensível a interferência senoidal, que afeta principalmente as portadoras cujas freqüências sejam iguais ou próximas à da interferência.
- Com avanço tecnológico não é esperado melhoria de desempenho do equalizador do sistema OFDM. Isto se deve ao fato do sistema utilizar bandas temporais de guarda e tons pilotos de referência para a equalização do canal - estes métodos são fixados pela norma e não podem ser alterados para melhorar o desempenho do sistema.

Capítulo 4

Equalização Cega

4.1. Introdução

O equalizador adaptativo é um dos circuitos mais complexos do receptor HDTV e sua função é extremamente importante para a operação satisfatória do sistema. A compensação da maior parte das degradações introduzidas por imperfeições do sistema e, principalmente, por ruídos e interferências no canal de transmissão é função principal do equalizador. O processo de equalização deve ser simulado com o objetivo de testar a convergência nas mais diversas condições de ruído, interferência de multipercurso, imperfeições na resposta do canal, entre outras.

A duração de cada quadro de dados no padrão ATSC é de 24,2 ms, aproximadamente. Em cada quadro ocorre um segmento de treinamento com duração de 77,3 μ s. Qualquer mudança nas características do canal durante a transmissão dos 312 segmentos de dados (259584 símbolos) não seria compensada pelo receptor - causando erros. Durante este período de tempo é necessário chavearmos a adaptação para algum tipo de algoritmo. Como os dados recebidos pelo receptor são aleatórios e, portanto, não conhecidos a priori pelo receptor, a técnica de adaptação possível de ser utilizada é a chamada equalização cega.

Neste capítulo serão estudadas algumas técnicas de equalização cega para aplicação em um receptor de televisão digital de alta definição para o padrão ATSC. As técnicas utilizadas para a adaptação do equalizador de canal para transmissão multinível 8 VSB compreendem o algoritmo tradicional do gradiente estocástico e algumas técnicas de equalização cega, como o algoritmos de Sato, Godard e GPEA (*G-Pseudo Error Function Algorithm*).

Apresentamos uma técnica nova de adaptação, que consiste numa modificação no algoritmo de Sato, estabelecendo uma solução intermediária entre o algoritmo original, baseado em decisão binária, e a equalização dirigida por decisão convencional com 8 níveis de decisão.

4.2. Equalização Cega

Equalização cega é o nome genérico dado aos métodos que usam o mínimo de informação sobre o canal ou o sinal transmitido, e mesmo assim conseguem fazer a adaptação do equali-

zador. A equalização cega prescinde de uma seqüência de treinamento, realizando a adaptação a partir de cada dado que chega no receptor. Em geral, estes dados que chegam ao receptor são aleatórios, o que significa que não são conhecidos a priori pelo receptor. Em outras palavras, a equalização cega não precisa da cooperação explícita do transmissor, o que é muito importante em sistemas de radiodifusão.

Os sistemas de equalização cega robusta contornam o problema gerado por um diagrama de olho fechado no início da adaptação, chaveando para uma pseudo-decisão binária (algoritmo de Sato, Godard, etc). Cabe dizer que os algoritmos de equalização cega baseados em pseudo-decisão binária apresentam algumas deficiências importantes [14], quando comparados com os algoritmos tradicionais dirigidos por decisão :

1. Os coeficientes do filtro do equalizador ficam variando (solução "ruidosa"), mesmo que o sinal de entrada seja isento de ruído.
2. O tempo de convergência da equalização cega é maior que a equalização dirigida por decisão.
3. A resposta inicial do filtro pode influenciar fortemente o sucesso ou a velocidade da equalização cega.
4. O mínimo global não é garantido.

4.3. Equalização Cega Aplicada ao Sistema 8VSB

O sinal modulado VSB contém duas componentes, uma em fase (I), e outra em quadratura (Q). No sistema VSB, o receptor utiliza apenas o sinal em fase (o sinal em quadratura também é transmitido, cabe ao sinal Q a função de cancelar a banda lateral inferior do sinal AM original). Entretanto, se por qualquer motivo, houver deficiência de sincronização, o sinal Q torna-se visível como diafonia sobre o sinal I. A interferência do sinal Q aparece, por exemplo, quando o circuito de recuperação de portadora apresenta desvio estático ou dinâmico de fase. No padrão ATSC é prevista a transmissão de um tom piloto de baixa amplitude justamente para permitir a recuperação robusta de portadora, mesmo em condições de baixa relação sinal-ruído, forte interferência, multipercursos. Além do tom piloto, o receptor no padrão ATSC utiliza um loop de rastreamento de fase. É um circuito adicional de decisão realimentada para remover o ruído de fase, principalmente as componentes de alta-freqüência, que não foram removidas pelo PLL de FI utilizado na recuperação da portadora. Caso fosse empregada modulação QAM, seriam necessários 4 equalizadores para os sinais : I, Q, diafonia de I sobre Q, e diafonia de Q sobre I. O equalizador do sistema da Grande Aliança trabalha com amostras tomadas a cada período de símbolos. Um equalizador com 64 tomadas operando em 10,76 MHz (taxa de símbolos) tem capacidade de equalizar canais com dispersão temporal de aproximadamente $6 \mu s$. Como a dispersão temporal típica em grandes cidades é da ordem de $10 \mu s$, o comprimento do equalizador utilizado parece ser insuficiente. Daí o uso de um filtro com decisão realimentada adicional, que permite em certos casos cancelar ecos posteriores muito afastados do pulso principal.

Se o equalizador do receptor da Grande Aliança utilizar na sua adaptação apenas as seqüências de treinamento transmitidas junto com o segmento de sincronismo de quadro, a cada 24,2 ms, significará que a equalização poderá se adaptar com uma freqüência de no máximo 20 Hz. Os fenômenos como flutter provocado por aviões podem ocorrer com velocidade muito maior, demonstrando que, nestes casos, o equalizador deveria usar um esquema adaptativo, aproveitando os próprios pulsos recebidos para reconhecimento do canal. A equalização baseada apenas nas seqüências de treinamento é insuficiente para cobrir todas as necessidades reais. Por isso é importante o estudo da aplicação de algoritmos de equalização cega durante a transmissão dos segmentos de dados, período no qual o receptor ficaria sensível a variações da resposta do canal.

O receptor da Grande Aliança usa um equalizador linear LE (*Linear Equalizer*), seguido de um equalizador com decisão realimentada DFE (*Decision Feedback Equalizer*). O equalizador LE possui as seguintes características [14] :

1. Tem a capacidade de combater interferência entre símbolos precursora.
2. Não consegue compensar multipercursos com dispersão maior que $6 \mu s$, devido ao uso de um filtro FIR com 64 tomadas.
3. Pode introduzir reforço de ruído (noise enhancement) se a resposta em freqüência do canal não for plana.
4. Para efetivamente combater a distorção de canal, deve ter uma resposta impulsiva que seja muitas vezes mais longa que a dispersão de canal.
5. Na presença de nulos na resposta de canal (causadas por ecos fortes), o equalizador degrada a relação sinal-ruído do sinal recuperado.

O equalizador DFE, por sua vez, possui as seguintes características :

1. Não tem a capacidade de corrigir interferências entre símbolos precursora.
2. O filtro FIR de realimentação pode corrigir a interferência entre símbolos poscursora de cauda muito longa.
3. Não introduz ganho de ruído, apesar de poder introduzir propagação de erro em condições de baixa relação sinal-ruído.
4. Permite compensar ecos com caudas de até $17 \mu s$, devido ao uso de um filtro FIR de realimentação com 192 tomadas.
5. Como o filtro DFE é normalmente ajustado por um algoritmo LMS dirigido pela decisão, é necessário que a taxa de erro de decisão seja suficientemente baixa para que haja convergência.
6. Pode haver instabilidade, devido à realimentação.

A rigor, o sistema da Grande Aliança não apresenta uma limitação intrínseca do atraso do eco que pode ser cancelado pelo equalizador. Teoricamente, dispersões temporais devido a multipercurso estático de qualquer magnitude podem ser canceladas se o equalizador tiver

um comprimento adequado. Há evidentemente um limite prático na complexidade e no custo desse equalizador, porém pode-se imaginar o sistema da Grande Aliança trabalhando com SFN, o que exigiria uma capacidade de cancelamento de eco da ordem de $100 \mu s$.

A estrutura do sinal de transmissão no padrão ATSC foi explicitamente definida com o objetivo de facilitar a operação do equalizador. A cada 313 segmentos é transmitido um segmento de Sincronismo de Campo, cuja função é parecida com a do pulso de sincronismo vertical da televisão analógica. O Sincronismo de Campo é composto por várias seqüências binárias pseudo-aleatórias - usam-se aqui apenas os níveis ± 5 - que são utilizadas pelo receptor como seqüências de treinamento do equalizador. As seqüências de treinamento oferecem ao receptor a chance de corrigir a resposta do canal, mesmo que os dados estejam muito degradados e o diagrama de olho esteja completamente fechado. A identificação do início dos segmentos é viabilizada pela transmissão de uma seqüência de quatro símbolos ($+5, -5, -5, +5$) antes de cada segmento propriamente dito. O receptor utiliza o Sincronismo de Segmento para recuperação do sinal de relógio de símbolos.

O uso das seqüências aleatórias como auxílio à equalização permite que se façam as seguintes observações :

1. O equalizador não precisa ser T-fracionário, devido à garantia de qualidade do sinal de relógio de dados.
2. O aprendizado é muito robusto, devido ao uso de uma seqüência de treinamento binária.
3. O receptor tem a oportunidade de equalizar a resposta do canal 40 vezes por segundo, aproximadamente, independente do diagrama de olho estar aberto ou não.
4. Pode-se compensar multipercursos com dispersão de no máximo :

$$\tau_{\max} = 1/\text{taxa de símbolos} \times \text{número de símbolos de treino} \quad (4.1)$$

$$\tau_{\max} = 1/10,67 \text{ Msímbolos/s} \times 832 \text{ símbolos} = 77,3 \mu s \quad (4.2)$$

5. Variações muito rápidas de canal, ou ecos muito distantes, ultrapassam a capacidade da equalização baseada apenas nas seqüências de treinamento.

4.4. Equalização com Espaçamento Fracionário

Uma escolha natural para a taxa de amostragem dos símbolos recebidos é usar o mesmo valor que a taxa de símbolos. Diz-se, neste caso, que o equalizador tem espaçamento unitário em relação ao período de símbolos T ($1/T =$ taxa de símbolos). Este é evidentemente o esquema mais econômico para construir um equalizador adaptativo baseado em filtro transversal, porém, em certos casos pode ser interessante adotar uma implementação conhecida por equalização com espaçamento fracionário. A característica do equalizador com espaçamento fracionário é a utilização de uma taxa de amostragem maior que $1/T$. Tipicamente, é utilizada uma super amostragem com taxa igual a $2/T$.

A justificativa para o uso do espaçamento fracionário é que a amostragem com espaçamento unitário é adequada do ponto de vista de preservação da informação digital transmitida, porém é insuficiente para a equalização do canal se os símbolos ocuparem uma banda maior que a estritamente necessária, dada pela condição do teorema de amostragem de Nyquist. Ou seja, se for empregado qualquer excesso de faixa em relação a $1/2T$, então o comportamento do canal não poderá ser completamente caracterizado por uma amostragem com frequência igual a $1/T$.

Um equalizador com espaçamento fracionário de $T/2$ permite trabalhar com símbolos com excesso de faixa de até 100%. O custo é o aumento também de 100% no número de elementos do filtro. O número de cálculos a serem realizados cresce por um fator igual ou maior que 2.

Uma vantagem importante do equalizador com espaçamento fracionário é que um erro na fase de amostragem é, em geral, menos importante que em equalizadores com espaçamento unitário.

No protótipo construído pela Grande Aliança decidiu-se não utilizar equalização com espaçamento fracionário devido às seguintes razões :

1. O excesso de faixa é muito pequeno (11, 5%).
2. O uso de um sinal de Sincronismo de Quadro permite a aquisição altamente confiável do relógio de dados.

O fato do protótipo da Grande Aliança não utilizar um equalizador com espaçamento fracionário não significa que não se possa pesquisar e desenvolver um equalizador fracionário. A dificuldade advém da redução do período de símbolo de 93 ns para 46 ns - seria necessário que o circuito de processamento do equalizador fosse duas vezes mais rápido.

4.5. Algoritmo de Sato

O algoritmo de Sato [15] é uma técnica de equalização cega para sinais digitais multiníveis que explora o artifício de considerar o sinal como se fosse binário. A existência de múltiplos níveis é considerada pelo algoritmo como se fosse efeito de ruído, conforme mostra o esquema da Figura 4.1. Todavia, como o algoritmo adaptativo de Sato ajusta os ganhos de tomada baseando-se em médias, o processo de adaptação acaba convergindo.

Para desenvolvermos o algoritmo de Sato, considere-se um sinal digital com 8 níveis (por exemplo, 8VSB). Supondo que a probabilidade de ocorrência de cada um dos níveis seja igualmente provável, pode-se expressar o sinal como uma soma de três variáveis aleatórias binárias independentes, onde cada variável d_1 , d_2 e d_3 , pode assumir os valores ± 1 com probabilidade 0.5 :

$$V = \frac{1}{2}d_1 + \frac{1}{4}d_2 + \frac{1}{8}d_3. \quad (4.3)$$

O equalizador estimará apenas o dígito mais significativo d_1 e usará este valor para atualizar os ganhos de tomadas. Desta maneira, o algoritmo considera implicitamente a variável d_1 como

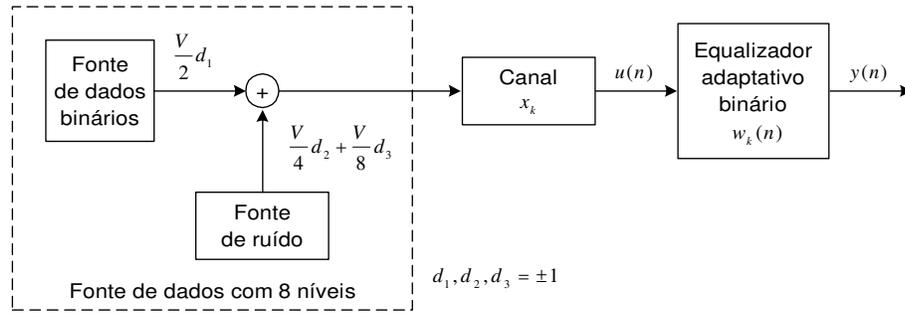


Figura 4.1: Esquema conceitual do método de Sato.

signal desejado (informação útil) e d_2 e d_3 como ruído. Esta estratégia funciona porque d_1 é quem mais contribui para a formação de V . Ainda que a função de erro seja bastante ruidosa, é suficiente para a adaptação, na maioria das vezes. O sinal de erro $e(n)$ é obtido fazendo-se a diferença :

$$e(n) = y(n) - \gamma \text{ sinal}(y(n)), \quad (4.4)$$

onde $y(n)$ é a saída atual do filtro, γ é uma constante positiva, e a função

$$\text{sinal}(x) = \begin{cases} +1 & \text{se } x \geq 0 \\ -1 & \text{se } x < 0 \end{cases}, \text{ é representada na Figura 4.2}$$

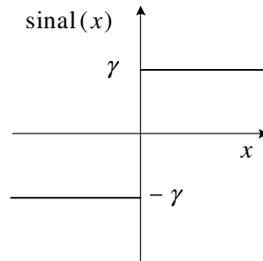


Figura 4.2: Função sinal(x) com decisão binária.

A equação de definição do sinal de erro foi inspirada na suposição de que o sistema de decisão decide-se por d_1 , a variável aleatória de maior peso na formação de V . A equação acima considera que o sinal de erro desejado é dado por :

$$d(n) = \gamma d_1(n) \quad (4.5)$$

Portanto, o sinal de erro da teoria do filtro de Wiener será dado por :

$$e(n) = y(n) - \gamma d_1(n) \quad (4.6)$$

Deve-se notar que a função de erro $e(n)$ é ruidosa mesmo que o sinal de entrada seja livre de ruído e o processo de otimização tenha convergido para o ponto ótimo. Este é o custo do artifício de considerar d_2 e d_3 como ruído.

A constante γ pode ser determinada utilizando a relação de ortogonalidade para a solução do filtro de Wiener :

$$E \{y(n)e_0(n)\} = 0 \quad (4.7)$$

A solução desejada para o filtro de Wiener é aquela em que a saída seja livre de ISI, isto é,

$$y(n) = \frac{1}{2}d_1(n) + \frac{1}{4}d_2(n) + \frac{1}{8}d_3(n). \quad (4.8)$$

Portanto, o erro será dado por

$$e_0(n) = y(n) - d(n) \quad (4.9)$$

Usando a propriedade da ortogonalidade :

$$E \{y(n)e_0(n)\} = 0 \quad (4.10)$$

$$E \{y(n)e_0(n)\} = 0 \quad (4.11)$$

$$E \{y(n) [y(n) - \gamma d_1(n)]\} = 0 \quad (4.12)$$

$$E \{[y(n)]^2\} - \gamma E \{y(n)d_1(n)\} = 0 \quad (4.13)$$

$$\left(\frac{1}{2}\right)^2 + \left(\frac{1}{4}\right)^2 + \left(\frac{1}{8}\right)^2 - \gamma \left(\frac{1}{2}\right) = 0 \quad (4.14)$$

Daí sai que

$$\gamma = \frac{21}{32} \quad (4.15)$$

A constante γ não tem um papel fundamental no processo de otimização. Funciona basicamente como um fator de escala.

O algoritmo de adaptação é dado por

$$\hat{w}_i(n+1) = \hat{w}_i(n) - \alpha u(n) \{y(n) - \gamma \text{sinal}(y(n))\}, \quad (4.16)$$

onde :

$\hat{w}_i(n)$ é o i -ésimo ganho de tomada da n -ésima iteração.

$u(n)$ é a n-ésima amostra do sinal recebido.

$y(n)$ é a n-ésima saída do filtro.

α é o comprimento do passo de ajuste dos coeficientes.

O parâmetro α deve ser escolhido para um compromisso adequado entre o erro de equalização e a velocidade de convergência.

4.6. Algoritmo de Sato Modificado

O algoritmo de Sato discutido na seção anterior utiliza uma decisão binária para estabelecer o sinal de erro $e(n)$. Entretanto, é possível modificar a função de decisão para saída multinível, com a vantagem de tornar o algoritmo menos ruidoso, ainda que com uma menor robustez de adaptação. No caso 8VSB, o algoritmo de Sato Modificado também parte da suposição de que se pode expressar o sinal recebido V como uma soma de três variáveis aleatórias binárias independentes, onde cada variável d_1 , d_2 e d_3 , pode assumir os valores ± 1 com probabilidade 0.5 :

$$V = \frac{1}{2}d_1 + \frac{1}{4}d_2 + \frac{1}{8}d_3. \quad (4.17)$$

Enquanto no equalizador de Sato original apenas d_1 é considerada como informação, no algoritmo de Sato Modificado ambas as variáveis d_1 , d_2 são informação, apenas d_3 é considerado ruído. Uma estratégia interessante é utilizar o algoritmo de Sato original no início da adaptação, e depois chavear para o algoritmo de Sato Modificado. No início da adaptação, provavelmente o nível de ISI pode ser tão alto que o algoritmo de Sato Modificado não converge ; por outro lado, quando a equalização chegar a uma situação que permita a operação do algoritmo de Sato Modificado, a abertura do diagrama de olho poderia ser ampliada em relação a abertura alcançada pelo algoritmo de Sato original. No algoritmo de Sato Modificado, defini-se a função de decisão da forma mostrada na Figura 4.3.

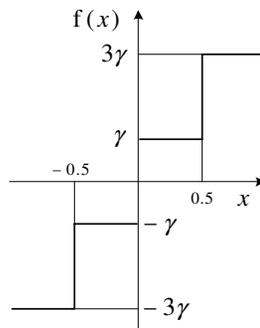


Figura 4.3: Função sinal(x) com quatro níveis de decisão.

A função de erro será dada por

$$e(n) = y(n) - f(y(n)) \quad (4.18)$$

Usando a teoria do filtro de Wiener, o sinal desejado será dado por

$$d(n) = \gamma [2d_1(n) + d_2(n)] \quad (4.19)$$

A constante γ pode ser determinada utilizando a relação de ortogonalidade para a solução do filtro de Wiener :

$$E \{y(n)e_0(n)\} = 0 \quad (4.20)$$

A solução desejada para o filtro de Wiener é aquela em que a saída seja livre de ISI, isto é,

$$y(n) = \frac{1}{2}d_1(n) + \frac{1}{4}d_2(n) + \frac{1}{8}d_3(n). \quad (4.21)$$

Portanto, o erro será dado por

$$e_0(n) = y(n) - d(n) \quad (4.22)$$

Usando a propriedade da ortogonalidade :

$$E \{y(n)e_0(n)\} = 0 \quad (4.23)$$

$$E \{y(n) [y(n) - 2\gamma d_1(n) - \gamma d_2(n)]\} = 0 \quad (4.24)$$

$$E \{[y(n)]^2\} - 2\gamma E \{y(n)d_1(n)\} - \gamma E \{y(n)d_2(n)\} = 0 \quad (4.25)$$

$$\left(\frac{1}{2}\right)^2 + \left(\frac{1}{4}\right)^2 + \left(\frac{1}{8}\right)^2 - \gamma \left(\frac{3}{2}\right) = 0 \quad (4.26)$$

Daí sai que

$$\gamma = \frac{7}{32} \quad (4.27)$$

4.7. Algoritmo de Godard

Ao contrário do algoritmo de Sato, empregado em transmissão unidimensional, o algoritmo de Godard foi concebido para transmissão bidimensional do tipo QAM, conforme é detalhado em [16], [17] e [18]. O objetivo inicial do algoritmo de Godard era implementar um esquema de equalização cega que fosse independente da fase da portadora. A capacidade do equalizador

de se adaptar sem qualquer conhecimento prévio da fase da portadora é de grande interesse prático, permitindo, entre outras coisas, evitar a necessidade de transmissão da seqüência de treinamento. Para eliminar a dependência com a fase da portadora, o algoritmo de Godard utiliza na função erro um termo igual ao módulo do sinal complexo. Se a constelação da modulação for simétrica, e for desconsiderado o ruído, o módulo do sinal complexo deverá assumir alguns poucos valores possíveis quando o filtro equalizador finalmente convergir.

Da mesma forma que o algoritmo de Sato, o algoritmo de Godard considera, do ponto de vista da adaptação do equalizador, que o sinal de entrada é binário. Assim, pode-se considerar, de certa maneira, o algoritmo de Godard como uma generalização do algoritmo de Sato. O algoritmo de Godard gerou a técnica conhecida hoje por CMA (*Constant Modulus Algorithm*), amplamente utilizada na implementação de receptores QAM. Mesmo sendo o algoritmo de Godard concebido para aplicação em modulação bidimensional (eixos em fase e quadratura) nada impede que possa ser utilizado com modulação unidimensional, como o VSB.

No algoritmo de Godard define-se uma função de dispersão de ordem p , que deverá ser minimizada

$$\Psi^{(p)} = E \{ |y(n)|^p - R_p \}^2 \quad (4.28)$$

onde $y(n)$ é a saída do equalizador no instante n , R_p é uma constante positiva. A diferença $|y(n)|^p - R_p$ é chamada de pseudo-erro. Para ordem $p = 1$ o algoritmo de Godard se converte no algoritmo de Sato, na região próxima do ponto de convergência. É comum, entretanto, usar-se $p = 2$ porque a convergência se torna mais rápida. Pode ser mostrado [16] que a constante R_p deve assumir o valor

$$R_p = \frac{E \{ |a_n|^{2p} \}}{E \{ |a_n|^p \}} \quad (4.29)$$

onde a_n são os valores que os símbolos podem assumir. O uso de outro valor para R_p tem o efeito de introduzir um fator de escala no sinal equalizado. Da mesma forma que o algoritmo de Sato, a função de erro é ruidosa, ainda que o processo de adaptação tenha convergido para a solução ótima. Para a transmissão 8 VSB, o valor da constante R_p é calculada a seguir.

Para $p = 1$:

$$R_1 = \frac{E \{ |a_n|^2 \}}{E \{ |a_n| \}} \quad (4.30)$$

$$R_1 = \frac{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2 + (-7)^2 + (-5)^2 + (-3)^2 + (-1)^2) / 8}{(7 + 5 + 3 + 1 + |-7| + |-5| + |-3| + |-1|) / 8} = \frac{168}{32} \quad (4.31)$$

$$R_1 = 5,25 \quad (4.32)$$

Para $p = 2$:

$$R_2 = \frac{E \{|a_n|^4\}}{E \{|a_n|^2\}} \quad (4.33)$$

$$R_2 = \frac{(7^4 + 5^4 + 3^4 + 1^4 + (-7)^4 + (-5)^4 + (-3)^4 + (-1)^4) / 8}{(7^2 + 5^2 + 3^2 + 1^2 + (-7)^2 + (-5)^2 + (-3)^2 + (-1)^2) / 8} = \frac{6216}{168} \quad (4.34)$$

$$R_2 = 37 \quad (4.35)$$

Para o caso $p = 2$, uma condição suficiente para convergência é fazer iguais a zero todos os ganhos de tomada do filtro transversal, com exceção do ganho da tomada de referência, que deve ser ajustado para

$$|c_0|^2 > \frac{E \{|a_n|^4\}}{2 |h_0|^2 E \{|a_n|^2\}^2} \quad (4.36)$$

As fórmulas de recorrência são as seguintes :

$$\hat{w}_i(n+1) = \hat{w}_i(n) - \alpha_1 u(n)y(n) \left\{ 1 - \frac{R_1}{|\hat{y}(n)|} \right\}, \quad \text{para } p = 1 \quad (4.37)$$

$$\hat{w}_i(n+1) = \hat{w}_i(n) - \alpha_2 u(n)y(n) \{ |y(n)|^2 - R_2 \}, \quad \text{para } p = 2 \quad (4.38)$$

onde :

$\hat{w}_i(n)$ é o i -ésimo ganho de tomada da n -ésima iteração.

$u(n)$ é a n -ésima amostra do sinal recebido.

α_1 é o comprimento do passo de ajuste dos coeficientes para $p = 1$.

α_2 é o comprimento do passo de ajuste dos coeficientes para $p = 2$.

$y(n)$ é a n -ésima saída do filtro.

4.8. Algoritmo GPEA

A função de custo do algoritmo de Sato e de Godard minimizam o MSE mas são ruidosas em torno da solução. A combinação do algoritmo de Sato ou Godard com o algoritmo LMS para decisão múltipla leva a uma classe de equalização adaptativa conhecida por GPEA-S e GPEA-G [19]. Esta idéia de combinação resulta nas seguintes funções de G-pseudo-erro :

$$e^{GPEA-S}(n) = k_1 e(n) + k_2 |e(n)| e^S(n) \quad \text{GPEA-S} \quad (4.39)$$

$$e^{GPEA-G}(n) = k_1 e(n) + k_2 |e(n)| e^G(n) \quad \text{GPEA-G} \quad (4.40)$$

onde

k_1 e k_2 são constantes de projeto.

$e^S(n)$ é a função de erro do algoritmo de Sato.

$e^G(n)$ é a função de erro do algoritmo de Godard.

$e(n)$ é a função de erro do algoritmo LMS, dada por :

$$e(n) = \tilde{y}(n) - \hat{y}(n) \quad (4.41)$$

onde $\tilde{y}(n)$ é a saída do filtro e $\hat{y}(n)$ é o ponto da constelação mais próxima de $y(n)$, em outras palavras, é o sinal de saída do filtro passado pelo dispositivo de decisão (slicer).

O algoritmo de adaptação é dado por

$$\hat{w}_i(n+1) = \hat{w}_i(n) - \alpha u(n) e^{GPEA-S} \quad \text{GPEA-S} \quad (4.42)$$

$$\hat{w}_i(n+1) = \hat{w}_i(n) - \alpha u(n) e^{GPEA-G} \quad \text{GPEA-G} \quad (4.43)$$

onde :

$\hat{w}_i(n)$ é o i -ésimo ganho de tomada da n -ésima iteração.

$u(n)$ é a n -ésima amostra do sinal recebido.

α é o comprimento do passo de ajuste dos coeficientes.

Quando o filtro equalizador está desajustado (longe da solução), o segundo termo da função de erro garante a robustez da equalização cega. Por outro lado, quando o filtro se aproxima da solução, o segundo termo (assim como o primeiro) tende a zero, removendo o ruído da função de erro de Sato, ou Godard. Este processo de chaveamento permite em muitos casos a eliminação da seqüência de treinamento. No início do processo, a equalização cega converge devido à robustez do algoritmo de Sato/Godard. Conforme se aproxima da solução, o algoritmo GPEA passa a operar no modo limpo do algoritmo LMS convencional. Se houver uma mudança abrupta nas características do canal, o algoritmo retorna automaticamente à equalização cega. Esta é uma propriedade muito interessante e desejável em uma função de pseudo-erro.

4.9. Simulação de Desempenho dos Algoritmos de Equalização Cega

Nesta seção, iremos simular o desempenho das técnicas de equalização na presença de distorções do canal, que não são conhecidas a priori, e o ruído gaussiano branco aditivo AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). As distorções de canal produzem interferência intersímbolos, as quais, se não forem compensadas resultam em uma alta taxa de erro. O objetivo do equalizador no receptor é compensar estas degradações.

As simulações foram realizadas de quatro maneiras distintas :

1. Canal AWGN sem multipercurso : Este teste possui a finalidade de estimar a faixa de valores possíveis para o tamanho do passo dos algoritmos. O canal de comunicação é ideal e, portanto, possui uma resposta em frequência plana - não existe multipercursos. O equalizador implementado foi um LE.
2. Canal com multipercurso : Neste teste utilizamos o modelo A do banco de teste da SET/ABERT/Mackenzie para o canal de comunicação. O objetivo é comparar a velocidade de convergência e o erro quadrático médio (MSE). O ruído de canal foi desconsiderado. As simulações foram realizadas com equalizadores LE e DFE.
3. Canal AWGN com multipercurso : A simulação comparou o desempenho da taxa de erro de símbolo para um canal real com ruído AWGN. O teste utilizou o canal A do banco de teste da SET/ABERT/Mackenzie. As simulações foram realizadas com um equalizador linear e um equalizador DFE.
4. Canais reais com multipercurso : Este teste desconsiderou o ruído de canal e teve como critério apenas a capacidade do algoritmo de equalizar o canal de comunicação.

A caracterização da taxa de erro via simulação usa o chamado método de Monte Carlo. Neste método, é processado um número suficientemente grande de dados para que a contagem dos erros seja um indicador razoável da taxa de erros intrínseca do equalizador. O número de dados transmitidos para estimação da taxa de erro deverá ser da ordem de 100 vezes o inverso da taxa de erro que se deseja estimar.

Outras características importantes na avaliação serão a capacidade de estimar o canal, abertura do diagrama de olho e velocidade de convergência. Os dois tipos de equalizadores implementados foram o equalizador linear (LE) e o equalizador com decisão realimentada (DFE). Os modelos de canais utilizados fazem parte dos bancos de teste do ATSC e SET/ABERT/Mackenzie e canais reais. O apêndice A apresenta os ganhos de tomada dos canais de teste.

4.10. Equalizador Linear

O modelo para o equalizador linear é apresentado na Figura 4.4, onde :

$\hat{w}_i(n)$ é o i -ésimo ganho de tomada da n -ésima iteração.

$i = 1, \dots, N$ corresponde ao índice dos ganhos de tomada do filtro.

N comprimento do filtro FIR.

$u(n)$ é a n -ésima amostra do sinal recebido.

$\tilde{y}(n)$ é a n -ésima saída do filtro - estimativa do símbolo.

$\hat{y}(n)$ é a saída do dispositivo de decisão.

z^{-1} é o elemento de atraso unitário.

$e(n)$ é o erro de adaptação.

4.11. Equalizador DFE

O modelo para o equalizador com decisão realimentada é apresentado na Figura 4.5, onde :

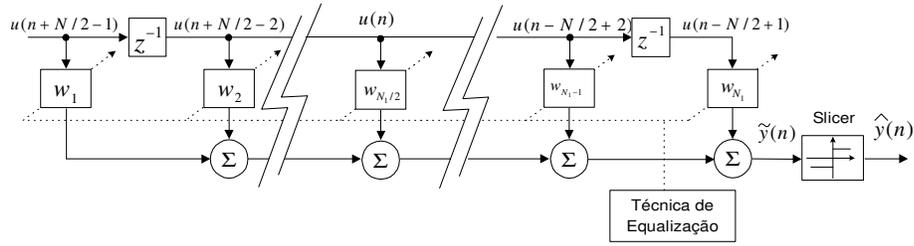


Figura 4.4: Modelo do equalizador linear.

$\hat{w}_i(n)$ é o i -ésimo ganho de tomada da n -ésima iteração.

$i = 1, \dots, N$ corresponde ao índice dos ganhos de tomada do filtro.

N comprimento do filtro FIR.

M comprimento do filtro FIR de realimentação.

$u(n)$ é a n -ésima amostra do sinal recebido.

$\tilde{y}(n)$ é a n -ésima saída do filtro - estimativa do símbolo.

$\hat{y}(n)$ é a saída do dispositivo de decisão.

z^{-1} é o elemento de atraso unitário.

z^{-D} é um atraso arbitrário.

D é um número inteiro e depende da localização do pulso principal e do comprimento do primeiro filtro FIR.

$e(n)$ é o erro de adaptação.

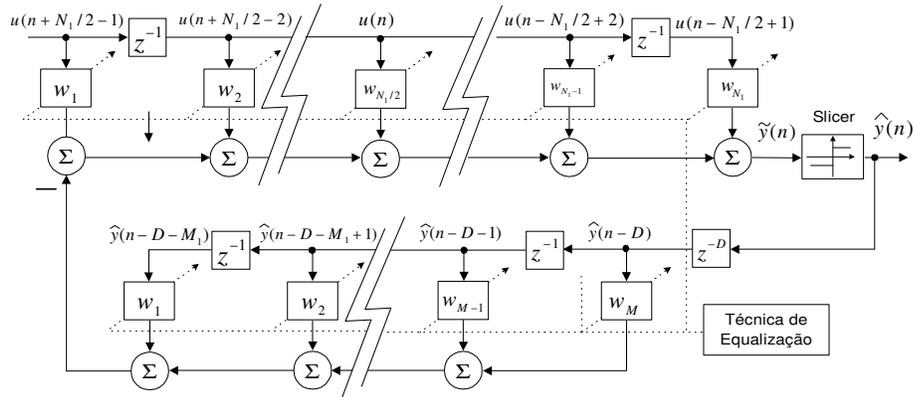


Figura 4.5: Modelo do equalizador DFE.

4.12. Diagrama de Blocos da Simulação

O diagrama de blocos utilizado nas simulações é apresentado na Figura 4.6(a), onde :

$D(f)$ é a fonte de símbolos $\{\pm 7, \pm 5, \pm 3, \pm 1\}$

$P(f)$ resposta em frequência do filtro de transmissão, igual a raiz quadrada do coseno elevado.

$P^*(f)$ resposta em frequência do filtro de recepção, igual a raiz quadrada do coseno elevado.

$C(f)$ resposta em frequência do filtro de canal.

$E(f)$ resposta em frequência do equalizador de canal.

Podemos simplificar o diagrama utilizando a relação $P(f) \cdot P^*(F) = 1$ e acrescentando a fonte de ruído AWGN resultando no esquema da Figura 4.6(b).

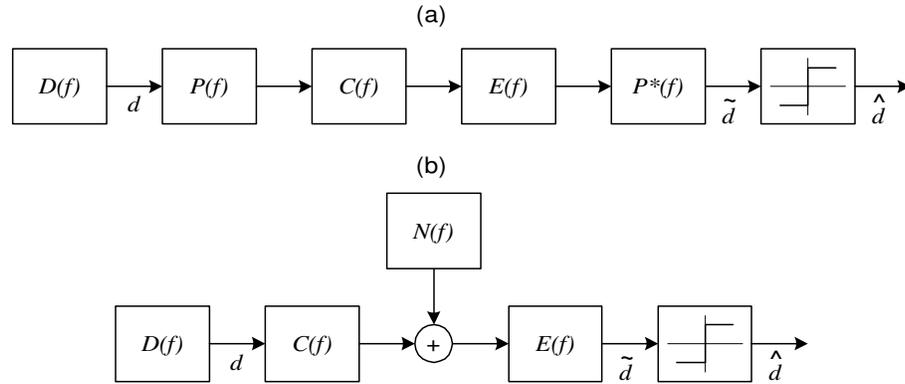


Figura 4.6: Esquema de simulação para canal ideal.

As técnicas utilizadas foram as seguintes :

1. Sato com 2 níveis.
2. Sato com 4 níveis.
3. Godard.
4. GPEA-Sato com 2 níveis.
5. GPEA-Sato com 4 níveis.
6. GPEA-Godard

4.13. Desempenho do Equalizador LE em Canal AWGN sem Multipercurso

Como foi visto, o sinal de saída do filtro do equalizador utilizando algum método de adaptação de equalização cega é ruidosa. Esta simulação utilizando um canal ideal tem por objetivo verificar o nível de degradação que o algoritmo introduz no sinal processado. A simulação levou em conta o tamanho do passo de adaptação e o número de tomadas do filtro.

Nos gráficos da probabilidade de erro de símbolo para sinais do tipo PAM (Pulse Amplitude Modulation) utilizamos a relação sinal-ruído por bit, SNR_{bit} , como parâmetro. Utilizando um ruído com média zero e variância $\sigma^2 = \frac{1}{2}N_0$, a probabilidade de erro de símbolo em relação a SNR_{bit} pode ser calculada através da equação [proakis]

$$P_M = \frac{2(M-1)}{M} Q \left(\sqrt{\frac{(6 \log_2 M)}{(M^2-1)} SNR_{bit}} \right) \quad (4.44)$$

onde $Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(x/\sqrt{2})$. Esta probabilidade é apresentada nos gráficos como 8VSB e utilizada como curva de comparação. Nos gráficos a seguir a relação SNR_{bit} é apresentada em dB , $SNR_{bit}(dB) = 10 * \log_{10}(SNR_{bit})$.

4.13.1. Algoritmo de Sato com 2 Níveis

A Figura 4.7(a) apresenta a simulação da taxa de erro de símbolo - SER (*Symbol Error Rate*) versus SNR (*Signal-Noise Rate*) relacionando o passo do equalizador com 64 tomadas. Os passos utilizados foram de 1×10^{-5} , 1×10^{-6} , 5×10^{-6} , 1×10^{-7} , 1×10^{-8} . A Figura 4.7(b) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o tamanho do equalizador. Comprimentos típicos de 64, 128 e 192 tomadas foram utilizados com passo de 1×10^{-7} . Podemos verificar através da análise dos resultados da simulação que o tamanho do passo de adaptação para o algoritmo de Sato com 2 níveis deve ser menor que 10^{-6} . Todo processo de equalização, mesmo no ponto de convergência, provoca flutuação nas amplitudes dos ganhos de tomada do filtro, comportando-se como um ruído aleatório. Denominaremos este fenômeno como ruído de adaptação. Cada um dos ganhos de tomada contribui com o ruído total somado ao sinal de saída do filtro. Por este motivo, realizamos simulações para verificar a influência do ruído de adaptação no comportamento do filtro em relação ao número de tomadas. No caso do algoritmo de Sato com 2 níveis o comprimento do filtro não provoca um ruído de adaptação com potência suficiente para aumentar a SER.

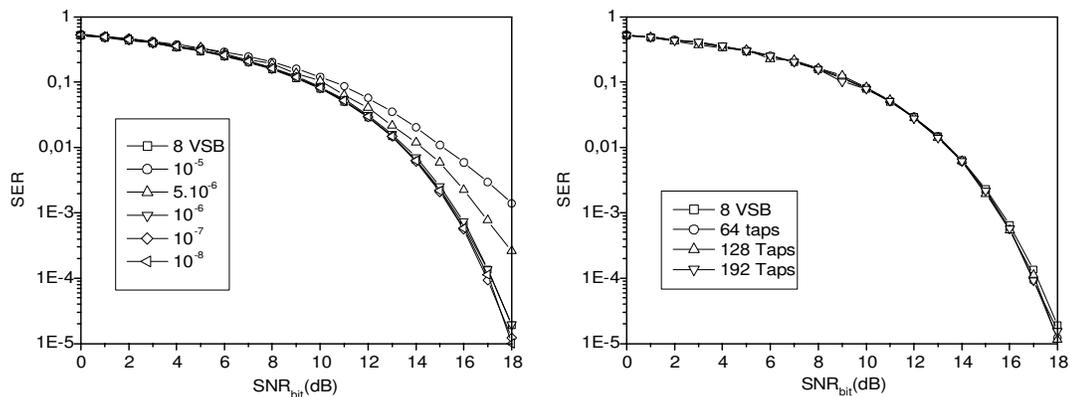


Figura 4.7: Algoritmo de Sato com 2 níveis : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.

4.13.2. Algoritmo de Sato com 4 Níveis

A Figura 4.8(a) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o passo do equalizador com 64 tomadas. Os passos utilizados foram de 1×10^{-5} , 1×10^{-6} , 5×10^{-6} , 1×10^{-7} , 1×10^{-8} . A Figura 4.8(b) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o tamanho do equalizador. Comprimentos típicos de 64, 128 e 192 tomadas foram utilizados. O passo adotado foi de 1×10^{-7} . Para o algoritmo de Sato com 4 níveis o tamanho do passo de adaptação também deve ser menor que 10^{-6} . O aumento do número de tomadas possui o efeito de aumentar ligeiramente a taxa de erro de bit.

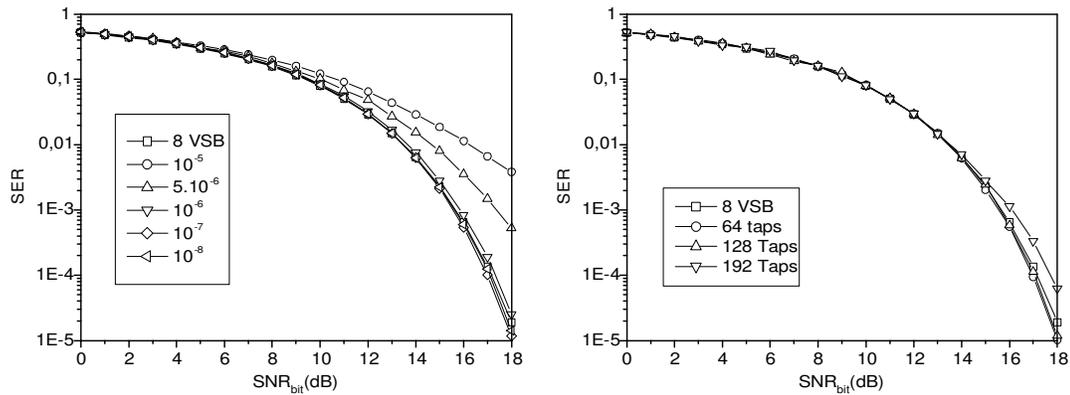


Figura 4.8: Algoritmo de Sato com 4 níveis : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.

4.13.3. Algoritmo de Godard

A Figura 4.9(a) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o passo do equalizador com 64 tomadas. Os passos utilizados foram de 1×10^{-6} , 5×10^{-6} , 1×10^{-7} , 1×10^{-8} . A Figura 4.9(b) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o tamanho do equalizador. Comprimentos típicos de 64, 128 e 192 tomadas foram utilizados. O passo adotado foi de 1×10^{-7} . Nas simulações do algoritmo de Godard constatamos que o tamanho do passo de adaptação deve ser menor que 10^{-8} . Outra constatação importante foi que o comprimento do filtro possui influência significativa na potência do ruído de adaptação. Para otimizar o desempenho de um equalizador utilizando o algoritmo de Godard no ajuste dos ganhos de tomadas devemos limitar o seu comprimento ao mínimo possível.

4.13.4. Algoritmo GPEA-Sato com 2 Níveis

A Figura 4.10(a) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o passo do equalizador com 64 tomadas. Os passos utilizados foram de 1×10^{-6} , 1×10^{-7} , 1×10^{-8} . A Figura 4.10(b) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o tamanho do equalizador. Comprimentos típicos de 64, 128 e 192 tomadas foram utilizados. O passo adotado foi de

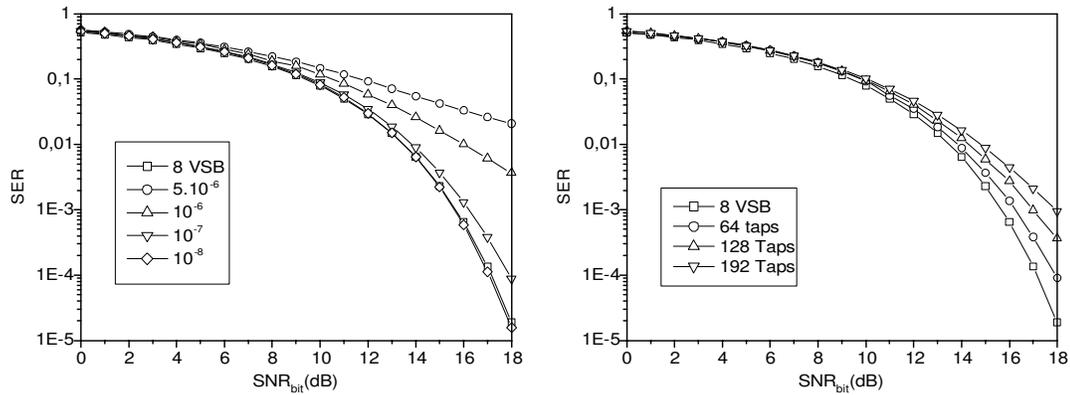


Figura 4.9: Algoritmo de Godard : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.

1×10^{-7} e as constantes adotadas em $k_1 = 4$ e $k_2 = 1$.

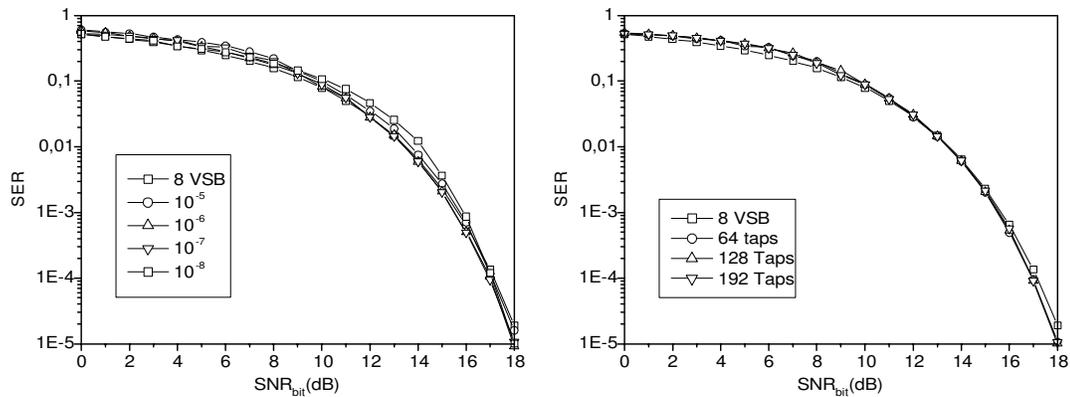


Figura 4.10: Algoritmo GPEA-Sato com 2 níveis : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.

4.13.5. Algoritmo GPEA-Sato com 4 Níveis

A Figura 4.11(a) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o passo do equalizador com 64 tomadas. Os passos utilizados foram de 1×10^{-6} , 1×10^{-7} , 1×10^{-8} . A Figura 4.11(b) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o tamanho do equalizador. Comprimentos típicos de 64, 128 e 192 tomadas foram utilizados. O passo adotado foi de 1×10^{-7} e as constantes adotadas em $k_1 = 4$ e $k_2 = 1$.

4.13.6. Algoritmo GPEA-Godard

A Figura 4.12(a) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o passo do equalizador com 64 tomadas. Os passos utilizados foram de 1×10^{-6} , 1×10^{-7} , 1×10^{-8} . A Figura

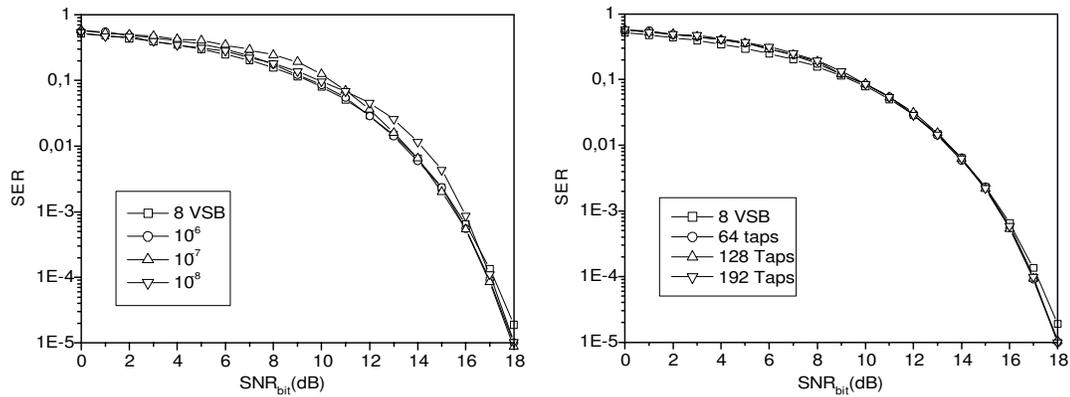


Figura 4.11: Algoritmo GPEA-Sato com 4 níveis : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.

4.12(b) apresenta a simulação do SER versus SNR relacionando o tamanho do equalizador. Comprimentos típicos de 64, 128 e 192 tomadas foram utilizados. O passo adotado foi de 1×10^{-7} e as constantes adotadas em $k_1 = 4$ e $k_2 = 0, 1$.

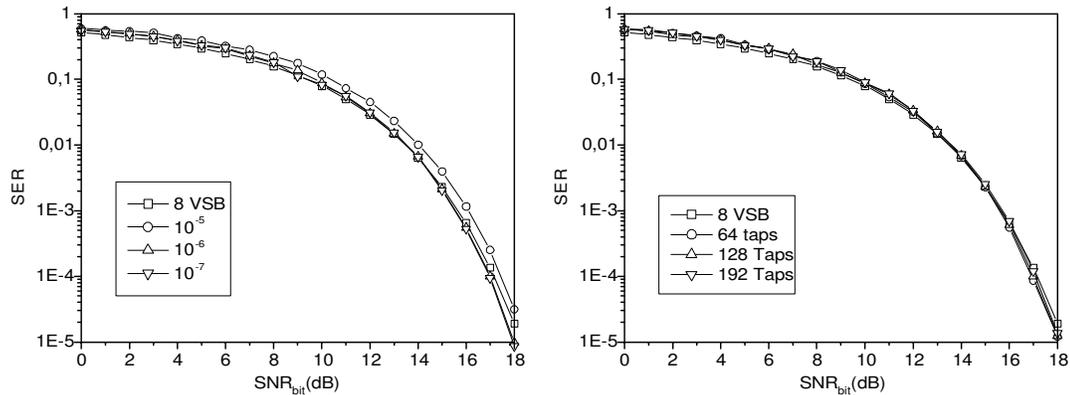


Figura 4.12: Algoritmo GPEA-Godard : SER versus SNR_{bit} em relação (a) tamanho do passo de equalização e (b) número de tomadas.

O desempenho dos algoritmos de Sato com 2 e 4 níveis e de Godard combinados com o algoritmo GPEA produziu um conjunto de técnicas de adaptação com desempenho praticamente semelhante, tanto quanto ao tamanho do passo de adaptação quanto ao comprimento do equalizador. Este desempenho superior é resultante da utilização de uma função que ajusta o tamanho do passo automaticamente.

4.14. Desempenho dos Equalizadores LE e DFE em Canal Com Multipercurso

A simulação realizada nesta seção possui a finalidade de comparar o desempenho das técnicas de equalização cega. Para os ganhos de tomadas do canal da simulação utilizaremos

o modelo A, integrante do banco SET/ABERT/Mackenzie para teste dos sistemas de HDTV realizados no Brasil. O desempenho será discutido tomando como parâmetros a velocidade de convergência do algoritmo e o erro quadrático médio. Os gráficos de desempenho do equalizador LE são apresentados na Figura 4.13 e do equalizador DFE na Figura 4.14. Nas tabelas 4.1 e 4.2, fornecemos os parâmetros utilizados em cada simulação.

Tabela 4.1: Parâmetros utilizados na simulação do equalizador linear.

LE	GPEA					
	Godard	Sato 2	Sato 4	Godard	Sato 2	Sato 4
Equalização						
Comprimento	256	256	256	256	256	256
Tomada de Referência	41	41	41	41	41	14
Ganho da Tomada de Referência	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
Passo da técnica de adaptação	10^{-7}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}
Variável k_1	-	-	-	4,0	10,0	10,0
Variável k_2	-	-	-	0,1	10,0	10,0

Tabela 4.2: Parâmetros utilizados na simulação do equalizador DFE.

DFE	GPEA					
	Godard	Sato 2	Sato 4	Godard	Sato 2	Sato 4
Equalização						
Comprimento do filtro FIR	64	64	64	64	64	64
Comprimento do filtro IIR	192	192	192	192	192	192
Tomada de Referência	41	41	41	41	41	41
Ganho da Tomada de Referência	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
Passo da técnica de adaptação	10^{-7}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-6}
Variável k_1	-	-	-	4,0	10,0	10,0
Variável k_2	-	-	-	0,1	10,0	10,0

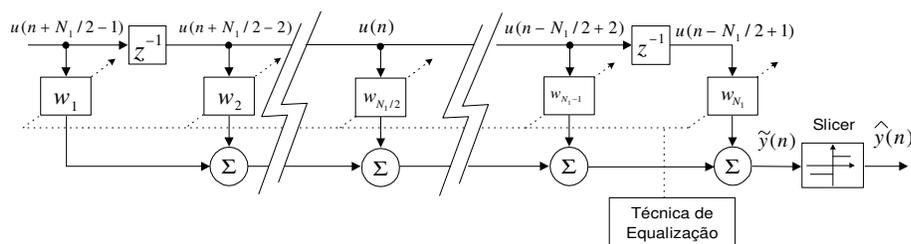


Figura 4.13: Desempenho do equalizador linear em relação : (a) Erro/Segmento versus Segmento e (b) MSE versus Segmento.

A velocidade de convergência e a resposta final do equalizador dependerá do tamanho do passo de adaptação. Um valor muito baixo para o tamanho do passo resultará num tempo longo de convergência e as amplitudes dos ganhos de tomada estarão muito próximas do valor teórico. O inverso é verdadeiro, um valor alto para o tamanho do passo de adaptação resultará num tempo de convergência alto e com uma resposta final do equalizador mais longe do valor teórico. O critério de escolha do tamanho do passo de adaptação foi baseado na abertura do

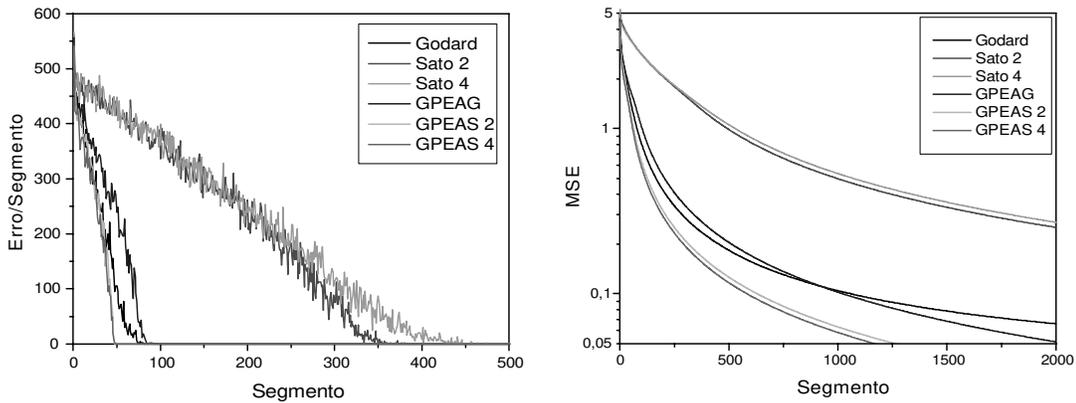


Figura 4.14: Desempenho do equalizador DFE em relação : (a) Erro/Segmento versus Segmento e (b) MSE versus Segmento.

diagrama de olho após a adaptação. Todos os algoritmos deveriam produzir o mesmo padrão de abertura do diagrama de olho. Os melhores desempenho quanto a velocidade de convergência foram obtidos utilizando os algoritmos GPEA e Godard. O algoritmo mais rápido foi o de GPEA-Sato com 4 níveis, explicado pelo motivo desta técnica utilizar 4 níveis de decisão e ajuste automático do tamanho do passo de adaptação.

4.15. Desempenho dos Equalizadores LE e DFE em Canal AWGN com Multipercurso

Para os ganhos de tomadas do canal da simulação utilizaremos o modelo A, integrante do banco SET/ABERT/Mackenzie para teste dos sistemas de HDTV realizados no Brasil. O desempenho foi testado usando como parâmetro a taxa de erro de símbolo em relação a potência do ruído aditivo do canal. A Figura 4.15(a) apresenta o desempenho do equalizador LE com 256 tomadas. A Figura 4.15(b) apresenta o desempenho do equalizador DFE com 128 tomadas (32 FIR + 96 IIR).

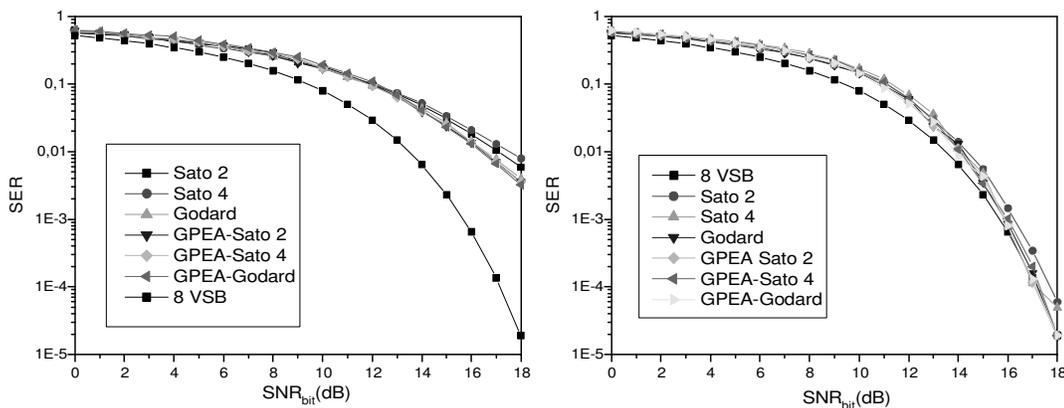


Figura 4.15: Desempenhos dos equalizadores (a) LE e (b) DFE.

Em um canal real, a taxa de erro de símbolo para os algoritmos pesquisados dependeu do tipo de equalizador utilizado. Para o equalizador linear, o desempenho ficou muito além do equalizador DFE. O desempenho do equalizador DFE foi o melhor, aproximando-se da curva teórica para SNR grandes. Nos dois casos constatamos pior desempenho dos algoritmos de Sato com 2 e 4 níveis, quando comparado com os demais.

4.16. Desempenho dos Equalizadores LE e DFE em Canais Reais

O apêndice A apresenta canais utilizados como banco de teste para os algoritmos de equalização. Os canais são divididos em três grupos :

1. Canais ATSC : são adotados pela ATSC para realização de testes de desempenho. São canais teóricos (projetados para serem implementados em testes de laboratório).
2. Canais SET/ABERT : foram utilizados durante o ano de 2000 pela SET/ABERT/Mackenzie para avaliação dos sistemas de televisão digital. Também são canais teóricos e possuem características que tentam avaliar o desempenho dos equalizadores nas piores situações : ecos com 0 dB e atrasos curtos, ecos fortes e atrasos longos, e canais do tipo Rayleigh.

O desempenho foi avaliado com o seguinte critério :

- Sucesso (S) : o equalizador conseguiu abrir completamente o diagrama de olho, reduzindo o erro/segmento a zero. O processo de adaptação teve sucesso na estimativa do canal.
- Sucesso Parcial (SP) : o equalizador não conseguiu abrir o diagrama de olho. Classificam-se os canais com taxa de erro de símbolo menor que 5%. Ocorre porque os equalizadores necessitariam um número maior de tomadas para poder estimar o canal ou o algoritmo de adaptação converge para um mínimo local da função de erro.
- Fracasso (F) : o equalizador não consegue estimar o canal, mesmo que o equalizador tenha um comprimento muito maior que o comprimento do canal. Neste critério colocamos os canais com taxa de erro de símbolo maiores que 5%.

4.16.1. Canais ATSC

Os canais ATSC foram modelados com uma resposta impulsiva de 256 tomadas. Utilizamos um equalizador linear com 256 e 512 tomadas e um equalizador DFE com 256 tomadas (64 tomadas para o filtro FIR e 192 tomadas para o filtro IIR). A Tabela 4.3 apresenta os resultados do equalizador linear e a Tabela 4.4 os resultados do equalizador DFE. Utilizando o algoritmo LMS para adaptação dos ganhos de tomadas do equalizador DFE com 256 tomadas, foram necessários apenas dois segmentos de treino para abrir completamente o diagrama de olho para todos os canais ATSC.

Tabela 4.3: Teste do equalizador linear utilizando os canais ATSC.

LE - ATSC		Algoritmo de Adaptação					
Canal	Comprimento	Godard	Sato 2	Sato 4	GPEA-G	GPEA-S2	GPEA-S4
A	256	SP	SP	SP	SP	SP	SP
	512	SP	SP	SP	S	S	S
B	256	SP	SP	SP	SP	SP	SP
	512	SP	SP	SP	S	S	S
C	256	SP	SP	SP	SP	SP	SP
	512	SP	SP	SP	S	S	S
D	256	SP	SP	SP	SP	SP	SP
	512	SP	SP	SP	SP	SP	SP
E	256	SP	SP	SP	S	S	S
	512	SP	SP	SP	S	S	S
F	256	S	S	SP	S	S	S
	512	S	S	S	S	S	S

Tabela 4.4: Teste do equalizador DFE utilizando os canais ATSC.

DFE - ATSC		Algoritmo de Adaptação					
Canal	Comprimento	Godard	Sato 2	Sato 4	GPEA-G	GPEA-S2	GPEA-S4
A	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
B	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
C	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
D	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
E	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
F	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S

4.16.2. Canais SET/ABERT/Mackenzie

Os canais SET/ABERT/Mackenzie foram modelados com uma resposta impulsiva de 128 tomadas. Utilizamos um equalizador linear com 128 e 256 tomadas e um equalizador DFE com 128 tomadas (32 tomadas para o filtro FIR e 96 tomadas para o filtro IIR). A Tabela 4.5 apresenta os resultados do equalizador linear e a Tabela 4.6 os resultados do equalizador DFE.

Tabela 4.5: Teste do equalizador linear utilizando os canais SET/ABERT/Mackenzie.

LE - SET/ABERT		Algoritmo de Adaptação					
Canal	Comprimento	Godard	Sato 2	Sato 4	GPEA-G	GPEA-S2	GPEA-S4
A	128	SP	SP	SP	SP	SP	SP
	256	S	SP	SP	S	S	S
B	128	F	F	F	F	F	F
	256	F	F	F	F	F	F
C	128	F	F	F	F	F	F
	256	F	F	F	F	F	F
D	128	F	F	F	F	F	F
	256	F	F	F	F	F	F
E	128	F	F	F	F	F	F
	256	F	F	F	F	F	F

Tabela 4.6: Teste do equalizador DFE utilizando os canais SET/ABERT/Mackenzie.

DFE - SET/ABERT		Algoritmo de Adaptação					
Canal	Comprimento	Godard	Sato 2	Sato 4	GPEA-G	GPEA-S2	GPEA-S4
A	FIR(32)+IIR(96)	S	S	S	S	S	S
B	FIR(32)+IIR(96)	F	F	F	F	F	F
C	FIR(32)+IIR(96)	F	F	F	F	F	F
D	FIR(32)+IIR(96)	F	F	F	F	F	F
E	FIR(32)+IIR(96)	F	F	F	F	F	F

4.16.3. Canais Reais

Os canais reais foram divididos em dois grupos de acordo com o tipo de distribuição dos ganhos de tomada da resposta impulsiva :

1. Grupo 1 : assemelham-se a canais do tipo Rice (utilizado para descrição de ambientes com multipercurso com presença de um raio direto predominante).
2. Grupo 2 : assemelham-se a canais do tipo Rayleigh (utilizado para descrição de ambientes com forte presença de multipercurso sem a presença de um raio direto predominante).

Os resultados dos testes dos canais reais são apresentados nas Tabelas 4.7 e 4.8 para o equalizador LE e nas Tabelas 4.9 e 4.10 para o equalizador DFE.

Tabela 4.7: Teste do equalizador linear utilizando os canais reais do tipo Rice.

LE - Reais - Grupo 1		Algoritmo de Adaptação					
Canal	Comprimento	Godard	Sato 2	Sato 4	GPEA-G	GPEA-S2	GPEA-S4
A	256	S	S	S	S	S	S
B	256	S	S	S	S	S	S
C	256	S	S	S	S	S	S
D	256	S	S	S	S	S	S
E	256	S	S	S	S	S	S
F	256	S	S	S	S	S	S

Tabela 4.8: Teste do equalizador DFE utilizando os canais reais do tipo Rice.

DFE - Reais - Grupo 1		Algoritmo de Adaptação					
Canal	Comprimento	Godard	Sato 2	Sato 4	GPEA-G	GPEA-S2	GPEA-S4
A	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
B	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
C	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
D	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
E	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
F	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S

Tabela 4.9: Teste do equalizador linear utilizando os canais reais do tipo Rayleigh.

LE - Reais - Grupo 2		Algoritmo de Adaptação					
Canal	Comprimento	Godard	Sato 2	Sato 4	GPEA-G	GPEA-S2	GPEA-S4
A	256	S	S	S	S	S	S
B	256	S	S	S	S	S	S
C	256	F	F	F	F	F	F
	512	S	S	S	S	S	S
D	256	F	F	F	F	F	F
	512	S	S	S	S	S	S
E	256	S	S	S	S	S	S
F	256	F	F	F	F	F	F
	512	F	F	F	F	F	F

Tabela 4.10: Teste do equalizador DFE utilizando os canais reais do tipo Rayleigh.

DFE - Reais - Grupo 2		Algoritmo de Adaptação					
Canal	Comprimento	Godard	Sato 2	Sato 4	GPEA-G	GPEA-S2	GPEA-S4
A	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
B	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
C	FIR(64)+IIR(192)	F	F	F	F	F	F
D	FIR(64)+IIR(192)	F	F	F	F	F	F
E	FIR(64)+IIR(192)	S	S	S	S	S	S
F	FIR(64)+IIR(192)	F	F	F	F	F	F

4.17. Conclusões

- O tamanho do passo não poderá ser maior do que 10^{-6} para os algoritmos de Sato e de 10^{-7} para o algoritmo de Godard.
- O melhor desempenho foi obtido utilizando a função GPEA-S2, GPEA-S4 ou GPEA-G. O uso de um passo adaptativo faz com que o processo de adaptação seja mais rápido e preciso. Não foram feitos testes com canais variantes, mas podemos supor que estas funções também teriam o melhor desempenho devido ao passo adaptável.
- O comprimento do filtro não influencia o desempenho do equalizador se estiver utilizando uma técnica de equalização cega associada à função GPEA.
- Para os canais Reais do Grupo 1 todas as técnicas equalização cega conseguiram equalizar o canal. Em alguns casos foi necessário utilizarmos um equalizador com o dobro de tomadas do canal. O desempenho dos algoritmos de equalização cega na estimação de canal do tipo Rice é excelente.
- Para alguns canais Reais do Grupo 2 as técnicas de equalização cega apresentaram problemas de adaptação. Quando a amplitude de um eco é maior que 30% da amplitude do sinal principal os algoritmos geralmente param em um mínimo local, mesmo aumentando em 2 ou 3 vezes o número de tomadas do equalizador.
- O desempenho da utilização das técnicas de adaptação em um equalizador linear foi

praticamente o mesmo. A maior diferença foi entre o algoritmo de GPEA-Godard e o de Sato com 4 níveis, este último penalizado em 1,3 dB na taxa de erro de símbolo de 10^{-2} .

- O desempenho das técnicas de adaptação em um equalizador DFE também foi praticamente semelhante. Para relações de sinal-ruído acima de 18 dB o desempenho frente a ruído gaussiano iguala-se a curva padrão do 8 VSB.
- Novamente foi demonstrado, só que desta vez utilizando técnicas de equalização cega, a superioridade do equalizador DFE frente ao equalizador LE quanto à velocidade de adaptação, a relação SER versus SNR, e ao número de tomadas necessárias.
- Entre as nossas contribuições incluímos :
 1. A determinação dos valores possíveis do tamanho do passo de adaptação para as técnicas implementadas.
 2. A influência do comprimento do equalizador na potência do ruído de adaptação gerado pelo processo de adaptação.
 3. O desempenho das técnicas de equalização cega em canal com ruído AWGN.
 4. A capacidade de estimação da resposta do canal de comunicação dos algoritmos de Sato com 2 e 4 níveis e de Godard
 5. O desempenho superior de um equalizador empregando a técnica combinada dos algoritmos de equalização cega e a técnica de GPEA.
 6. O desenvolvimento da técnica de Sato com 4 níveis cujo resultados de simulação mostrou desempenho pior que o das outras técnicas. Entretanto, combinando o algoritmo de Sato com 4 níveis com o algoritmo GPEA produzimos um equalizador com tempo de convergência rápido.
 7. Mostramos que é possível e eficiente a utilização de equalizadores utilizando algoritmos autodidatas durante os segmentos de dados.

Capítulo 5

Rede de Frequência Única

5.1. Introdução

Um problema enfrentado pelas emissoras de televisão numa metrópole é fazer com que o sinal transmitido seja recebido por todos os receptores. Este problema de cobertura aumenta conforme a irregularidade do terreno em que se encontra a cidade e os tipos de construções existentes. Nos EUA, o FCC estabeleceu que emissoras transmitindo num mesmo canal de UHF devem manter uma distância mínima de 155 milhas para evitar interferência mútua. Em cidades como São Paulo, nas regiões com sinal fraco ou com sombras, é necessário retransmitir o sinal de televisão utilizando-se outra frequência de transmissão. Uma maneira de enfrentar estes problemas é o uso de uma rede de frequência única.

5.2. Rede de Frequência Única

Utilizando transmissão digital é viável utilizar vários transmissores operando na mesma frequência distribuídos uniformemente para abranger toda uma região. Este método de cobertura de uma grande região por vários transmissores operando na mesma frequência e com mesmo sinal é conhecido como Rede de Frequência Única. O sistema DVB através da implementação de um intervalo de guarda, conseguiu-se operar com canais com dispersão de no máximo $224 \mu\text{s}$ (modo $8k$ e $\Delta = 1/4$). O sistema ATSC não foi proposto inicialmente com a intenção de implementar redes do tipo SFN. Entretanto, não parece existir nenhuma contradição fundamental entre o padrão ATSC e o conceito de rede SFN. A dificuldade prática de implementar uma rede SFN no padrão ATSC advém basicamente da complexidade e do custo de um equalizador com um número de tomadas extraordinariamente grande, já que a dispersão de canal pode chegar a mais de $100 \mu\text{s}$. Todavia, explorando as características do canal com dispersão esparsa, pode-se imaginar uma rede SFN no padrão ATSC, sem que a complexidade do equalizador precise crescer absurdamente.

Na Figura 5.1, apresentamos uma rede pequena composta de três transmissores operando na mesma frequência e transmitindo o mesmo sinal. O círculo concêntrico a cada transmissor representa a sua área de cobertura. As constantes τ_A , τ_B e τ_C representam os atrasos dos

sinais recebidos dos transmissores A , B e C, respectivamente.

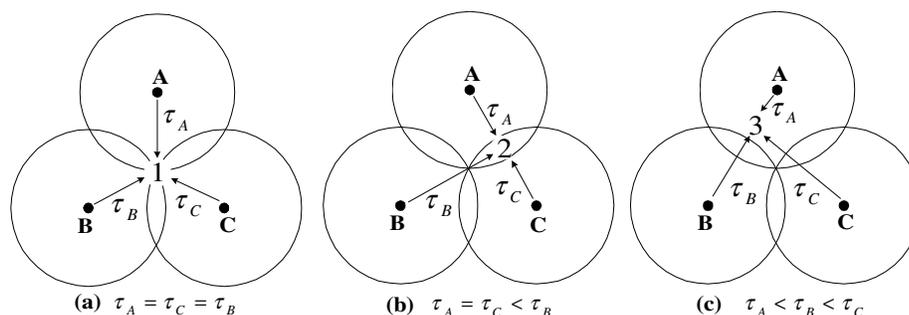


Figura 5.1: Pontos relevantes em uma SFN.

Em cada uma das situações da Figura 5.1, o sinal resultante no receptor é uma combinação de três sinais, um de cada transmissor. O sinal proveniente de cada transmissor chega à antena do receptor com um certo atraso e com uma dispersão temporal, com características dadas pelo canal de transmissão percorrida pelo sinal. Na Figura 5.1(a), os três sinais chegam com amplitudes semelhantes e o atraso entre eles é nulo, ou muito pequeno - situação conhecida como "eco de 0 dB e atraso nulo". O comprimento do equalizador é limitado ao canal com maior dispersão temporal. A utilização de uma antena com boa diretividade poderia reduzir a influência do sinal de dois dos transmissores a um nível aceitável. Uma outra característica neste ponto é que a relação sinal-ruído é pequena, resultando em problema para a equalização. Testes práticos mostram que uma rede SFN utilizando o padrão DVB-T teria que aumentar a potência de transmissão em 7dB para cobrir estes pontos. Na Figura 5.1(b), temos uma condição em que dois sinais chegam à antena receptora com atraso nulo e com potência relativa de 0 dB e, o terceiro, chega atrasado em relação aos outros dois sinais. Adotando para o raio de cobertura um valor de 60 km, o sinal do transmissor B chega com um atraso total de 60 μs - o equalizador deverá ter a capacidade de equalizar ecos com esta ordem de dispersão temporal. Na Figura 5.1(c) o sinal mais potente é o do transmissor A, seguido por outros dois sinais com atrasos diferentes. Tomando o mesmo raio de cobertura de 60 km, teremos um atraso de 67 μs e de 105 μs , respectivamente aos transmissores B e C. Tomando a taxa de 10,67 Msímbolos/s no padrão ATSC, uma dispersão temporal de 105 μs corresponde a 1130 símbolos. Se for utilizado um equalizador linear para compensar o efeito do canal este deverá ter, no mínimo, 2 ou 3 vezes o número de tomadas do canal. Neste caso, tomando o menor valor para o número de tomadas resultaria em um filtro com 2260 tomadas - um valor alto para os filtros lineares disponíveis atualmente. Nesta tese nós propomos uma solução utilizando o que chamaremos de canais com dispersão esparsa e será detalhada neste capítulo.

5.3. Canais com Dispersão Esparsa

Em muitos casos reais, o canal de comunicação pode ser modelado por reflexões múltiplas bem definidas, fazendo com que as características de dispersão apresentem "pacotes" bem

definidos, separados por regiões sem energia. A Figura 5.2 mostra os valores dos ganhos de tomada para o equalizador de um receptor de HDTV no sistema ATSC, estes dados foram obtidos na cidade de Chigaco, Illinois-USA.

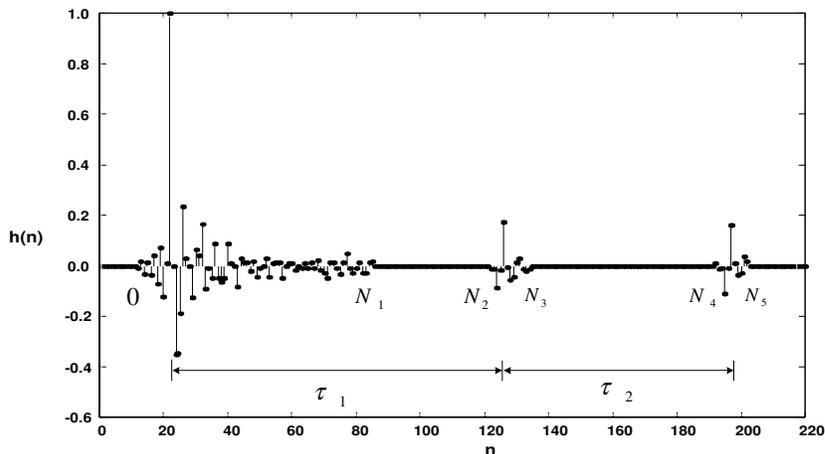


Figura 5.2: Valores dos ganhos de tomada de um equalizador de HDTV.

Definiremos este tipo de canal como canal de dispersão esparsa. Este tipo de conceito será utilizado para descrever uma rede SFN. O número de tomadas de um equalizador está relacionado com a dispersão total, porém, quando o canal apresenta dispersão esparsa, muitos ganhos de tomadas serão nulos. Como podemos ver na Figura 5.2, a maior parte dos ganhos de tomada referentes aos intervalos $(N1, N2)$ e $(N3, N4)$ tendem a ser nulos. Explorando esta característica do canal com dispersão esparsa é possível reduzir bastante a complexidade e o custo do equalizador. Um equalizador de grande comprimento pode ser substituído por vários equalizadores de pequeno comprimento, cada um associado a um pacote de dispersão. Um esquema para este equalizador é apresentado na Figura 5.3, onde um equalizador linear compensa o primeiro pacote de dispersão do canal. Os dois "pacotes" seguintes são compensados por equalizadores com decisão realimentada, cujos coeficientes são dados pela convolução dos respectivos pacotes de dispersão com a resposta do equalizador linear.

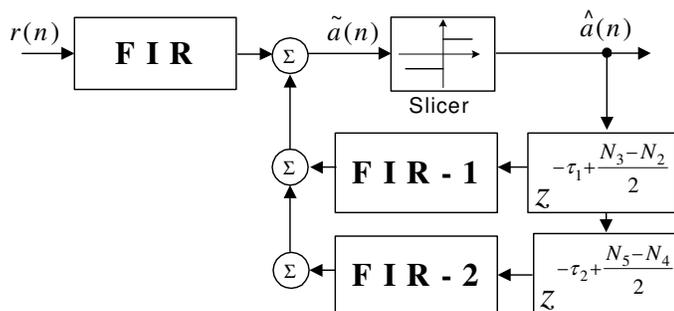


Figura 5.3: Esquema de um equalizador para canal com dispersão esparsa.

Antes de iniciar o processo de adaptação dos equalizadores deve-se determinar os intervalos

los τ_1 e τ_2 . Isto pode ser feito através de técnicas de correlação. Para tal, considere-se que a resposta impulsiva do canal possa ser descrita como

$$h(n), n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (5.1)$$

Supondo que esteja sendo transmitida uma seqüência $\{a(n)\}$ de duração infinita, pode-se dizer que os dados que chegam na entrada do receptor são dados pela soma de convolução linear

$$r(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a(i)h(n - i) \quad (5.2)$$

A autocorrelação do sinal na entrada do receptor será dada por

$$R(k) = E[r(n)r(n + k)] \quad (5.3)$$

Substituindo a equação 5.2 na equação 5.3 tem-se

$$R(k) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=-\infty}^{\infty} E[a(i)a(j)]h(n - i)h(n + k - j) \quad (5.4)$$

Supondo que os símbolos transmitidos sejam estatisticamente independentes e tenham média igual a zero, pode-se afirmar que

$$E[a(i)a(j)] = \begin{cases} \sigma_n^2 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (5.5)$$

Daí sai que

$$R(k) = \sigma_n^2 \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(n - i)h(n + k - j) \quad (5.6)$$

Definindo-se $m = n - i$ tem-se

$$R(k) = \sigma_n^2 \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(m)h(m + k) = \sigma_n^2 \mathfrak{R}_h(k) \quad (5.7)$$

onde $\mathfrak{R}_h(k)$ é a autocorrelação do canal de comunicação. A função de autocorrelação apresentará pacotes de energia em torno de 0, $\pm\tau_1$, $\pm\tau_2$, $\pm(\tau_1 - \tau_2)$. A envoltória pode ser utilizada para estimar as regiões com energia de dispersão significativa, conforme mostra a Figura 5.4, resultado da autocorrelação do canal da Figura 5.6.

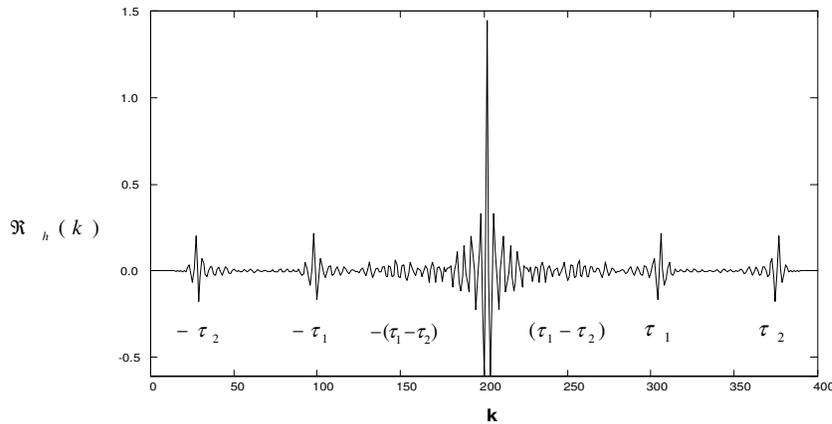


Figura 5.4: Função de autocorrelação de um canal com dispersão esparsa.

5.4. Equalização de canais com dispersão esparsa

O sinal transmitido pelo sistema ATSC é organizado em Campos de Dados. Cada Campo de Dados é composto por 313 Segmentos de Dados (1 segmento de sincronismo seguido por 312 segmentos de dados). Cada segmento é composto por 4 símbolos de sincronismo mais 828 símbolos de dados. O segmento de sincronismo é composto por níveis $+5$ ou -5 , e é formado a partir de seqüências pseudo-aleatórias. Os demais segmentos são constituídos de símbolos da constelação 8VSB ($\pm 7, \pm 5, \pm 3, \pm 1$).

O receptor-protótipo da Grande Aliança consegue a recuperação do relógio de símbolos e do sincronismo de segmento mesmo com relação sinal-ruído tão baixa quanto 0 dB , ou mesmo em presença de forte interferência. O segmento de sincronismo de campo é conseguido pela identificação do sinal de sincronismo de campo, através de comparação símbolo-a-símbolo do sinal de referência. Atingindo-se um certo nível de confiança (usando-se um contador de coincidência), têm-se disponível o Sincronismo do Campo de Dados. Na obtenção do sincronismo de segmento utiliza-se um correlador que compara cada 4 símbolos recebidos com o padrão do sincronismo de segmento (níveis $+5, -5, -5$ e $+5$). O sincronismo de relógio é obtido por um circuito multiplicador de frequência a partir do sincronismo de segmento. Após atingir um pré-determinado nível de confiança, procede-se à habilitação dos sub-circuitos subseqüentes do receptor. Após a aquisição do segmento de sincronismo do Campo de Dados, pode-se realizar a equalização do canal. Como o segmento de sincronismo do Campo de Dados ocorre a cada $24,2\text{ ms}$, este procedimento pode significar alguns milissegundos - ou até segundos - de interrupção da imagem na troca de canal.

Na simulação de equalização do canal com dispersão foi utilizados os seguintes métodos :

a) Equalização cega durante todos os segmentos (segmento de sincronismo e segmentos de dados).

b) Algoritmo de LMS durante o segmento de sincronismo (sem equalização durante os segmentos de dados).

5.5. Modelo do Equalizador

O equalizador é composto por um equalizador linear para equalizar o primeiro pacote de energia e dois outros equalizadores com decisão realimentada - DFE em paralelo (um para equalizar o primeiro pacote e, o outro, para equalizar o segundo pacote). O modelo é apresentado na Figura 5.5. O número de filtros DFE necessários relaciona-se com o número de pacotes de energia espalhados do canal.

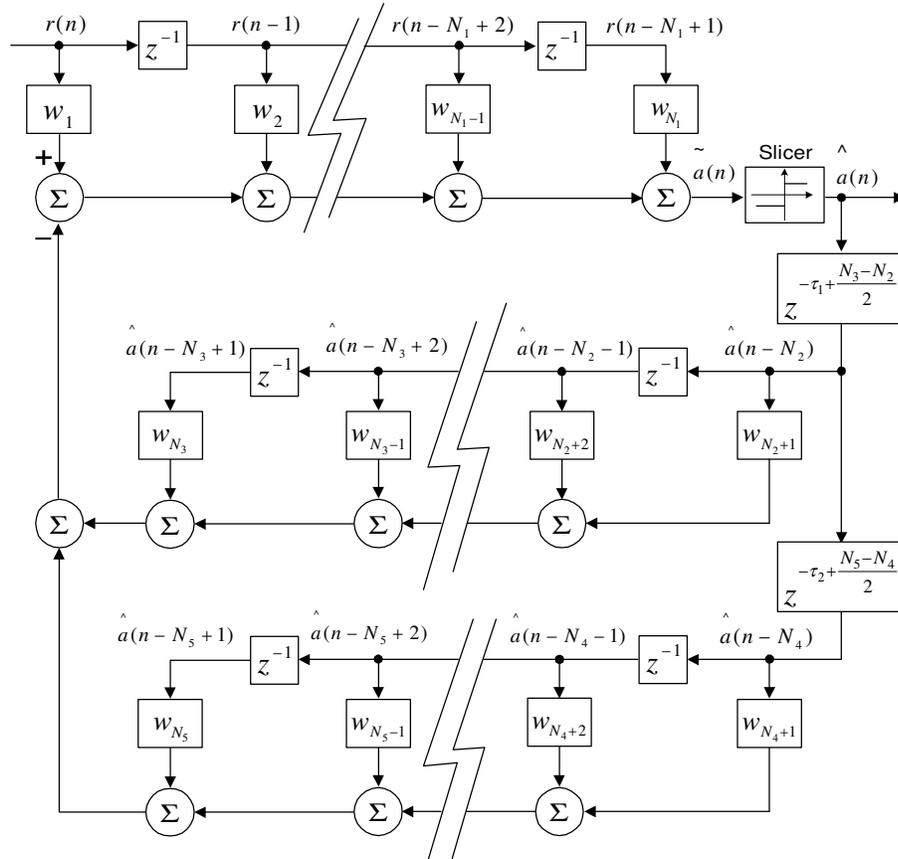


Figura 5.5: Modelo do equalizador para canais com dispersão esparsa.

A estimativa do símbolo transmitido, para ambos os algoritmos, é obtida pela expressão

$$\tilde{y}(n) = \sum_{k=0}^N f(k)u(n + d_f - k) + \sum_{k=0}^{M-1} b_1(k)\hat{y}(n + d_{b1} - k) + \sum_{k=0}^{M-1} b_2(k)\hat{y}(n + d_{b2} - k) \quad (5.8)$$

onde :

$f(i)$, $i = 0, \dots, L_f - 1$ são os ganhos de tomadas do LE.

$b_1(i)$, $i = 0, \dots, L_b - 1$ são os ganhos de tomadas do 1ºDFE.

$b_2(i)$, $i = 0, \dots, L_b - 1$ são os ganhos de tomadas do 2ºDFE.

$\tilde{u}(i)$, $i = 0, \dots, L_f - 1$ é o vetor de dados de entrada do LE.

N é o comprimento do filtro LE.

M é o comprimento dos DFE's..

d_f é o atraso interno no filtro LE.

d_{b1} é o atraso interno do 1ºDFE.

d_{b2} é o atraso interno do 2ºDFE.

$\hat{y}(n)$ é a n-ésima saída do circuito de decisão ($\pm 7, \pm 5, \pm 3, \pm 1$).

$\tilde{y}(n)$ é a n-ésima estimativa do símbolo na saída do filtro.

A atualização dos ganhos de tomada é calculada a partir das seguintes equações :

$$f(k+1) = f(k) - \alpha e(k)r(k) \quad (5.9)$$

$$b_1(k+1) = b_1(k) - \alpha e(k)\hat{a}_k(k) \quad (5.10)$$

$$b_2(k+1) = b_2(k) - \alpha e(k)\hat{a}_k(k) \quad (5.11)$$

onde :

$f(k)$, é o k-ésimo ganho de tomada do LE.

$b_1(k)$, é o k-ésimo ganho de tomada do 1ºDFE.

$b_2(k)$, é o k-ésimo ganho de tomada do 2ºDFE.

α é o tamanho do passo para ambos os filtros.

$e(k)$ é k-ésimo erro da estimativa do símbolo. Depende da técnica utilizada.

5.6. Equalização Cega

As técnicas de equalização cega empregadas na atualização dos ganhos de tomada do equalizador para rede de frequência única foram : Godard e GPEA-Godard.

5.7. Equalização Dirigida

Nos métodos clássicos de equalização utilizando seqüências de treinamento é necessário calcularmos a autocorrelação dos dados de entrada e da correlação cruzada entre a entrada e a saída desejada para determinar diretamente o filtro ótimo - chamada de estatística de segunda ordem. Em cada iteração é necessário a determinação exata do gradiente. Entretanto, na prática a medida exata do gradiente não é possível e o gradiente deve ser estimado a partir dos dados existentes. Um destes algoritmos existentes é o Método do Gradiente Estocástico. É um algoritmo simples, não requer medida das funções de correlação e nem inversões de matrizes.

O algoritmo do gradiente estocástico utiliza estimativas instantâneas do gradiente, baseado nas amostras do sinal de entrada $r(k)$ e do sinal de erro $e(k)$. O sinal de erro $e(k)$ neste algoritmo é definido por

$$e(k) = d(n) - \hat{a}(n) \quad (5.12)$$

onde $d(n)$ é o sinal de referência. O sinal de referência utilizado é o segmento de sincronismo, composto por 832 símbolos.

5.8. Parâmetros da Simulação

Foi utilizado um gerador de números pseudo-aleatório para a produção dos símbolos pertencentes a constelação 8VSB (± 7 , ± 5 , ± 3 ou ± 1). A resposta impulsiva $h[n]$ do canal utilizado nas simulações é mostrado na Figura 5.6. A resposta impulsiva do canal possui 432 tomadas, tomando a taxa de símbolos de 10,67 MHz no sistema ATSC, equivale a uma dispersão temporal de 40 μs . Os parâmetros utilizados nas simulações (comprimentos dos filtros, tamanho dos passos de equalização, tomadas de referência e ganho) são apresentados na Tabela 5.1. O canal possui um comportamento estático, sem flutuações nos ganhos de tomada. Foi desconsiderado o ruído do canal. A análise do desempenho dos algoritmos levou em consideração o número total de erros em cada segmento de 832 símbolos, abertura do diagrama de olho e rapidez de convergência. O tamanho do passo utilizando o algoritmo de Godard nos primeiros 200 segmentos foi de 10^{-6} , após passou para 10^{-7} . O tamanho do passo no algoritmo do gradiente estocástico nos primeiros 200 segmentos foi de 10^{-4} , após passou para 10^{-5} . O tamanho do passo utilizando a técnica de GPEA-G foi fixo em 10^{-7} .

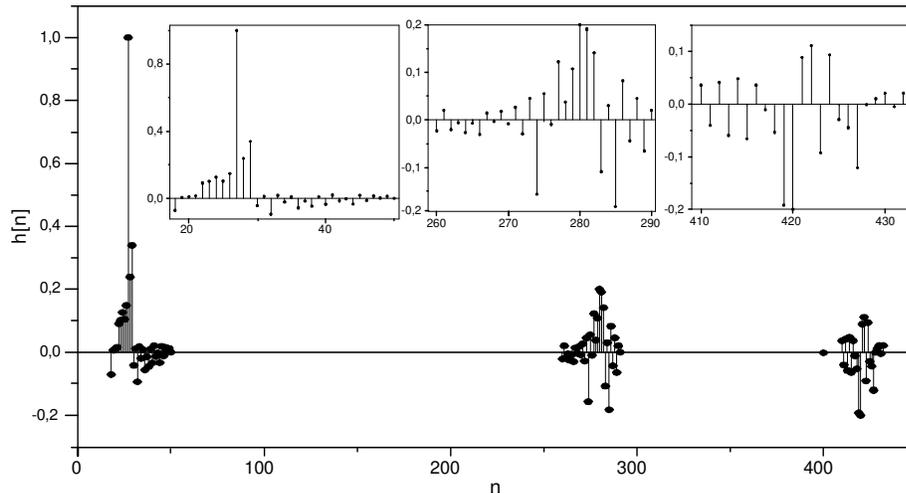


Figura 5.6: Resposta impulsiva do canal utilizado nas simulações.

- (1) O tamanho do passo nos primeiros 200 segmentos foi de 10^{-6} , após passou para 10^{-7} .
- (2) O tamanho do passo nos primeiros 2000 segmentos foi de 10^{-4} , após passou para 10^{-5} .

Tabela 5.1: Parâmetros das técnicas de equalização.

Equalização		Godard	GPEA-Godard	Gradiente Estocástico
Filtro FIR	Comprimento	64	64	64
	Tomada de Referência	21	21	21
	Ganho da Tomada de Referência	1.0	1.0	1.0
Filtro FIR1	Comprimento	64	64	64
	Tomada de Referência	15	15	15
	Ganho da Tomada de Referência	0,1	0,1	0,1
	Atraso	253	253	253
Filtro FIR2	Comprimento	64	64	64
	Tomada de Referência	15	15	15
	Ganho da Tomada de Referência	0,1	0,1	0,1
	Atraso	140	140	140
Passo		$10^{-6}(1)$	10^{-7}	$10^{-4}(2)$
Parâmetros	k_1	-	1	-
	k_2	-	0,1	-

5.9. Resultado das Simulações

5.9.1. Godard

O algoritmo de Godard levou em torno de 200 segmentos para reduzir o erro/segmento a zero, conforme mostra a Figura 5.7. O diagrama de olho é apresentado na Figura 5.8. Devido ao fato do algoritmo utilizar um passo constante, seria necessário reduzir este passo para obtermos a abertura total do diagrama de olho. O comportamento das tomadas dos filtros FIR são apresentados nas Figuras 5.9, 5.10 e 5.11.

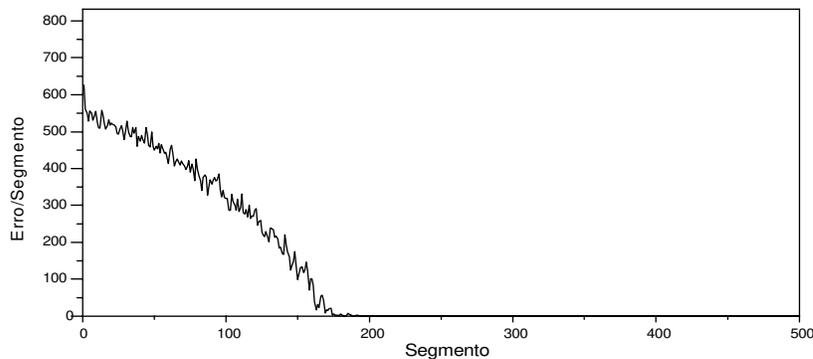


Figura 5.7: Erro/Segmento versus Segmento com a técnica de Godard.

5.9.2. GPEA-Godard

O algoritmo de GPEA-Godard também precisou de um pouco mais que 200 segmentos para reduzir o erro/segmento a zero, conforme mostra a Figura 5.12. Entretanto, a grande vantagem do algoritmo é o passo adaptativo, deste modo, o diagrama de olho abriu totalmente,

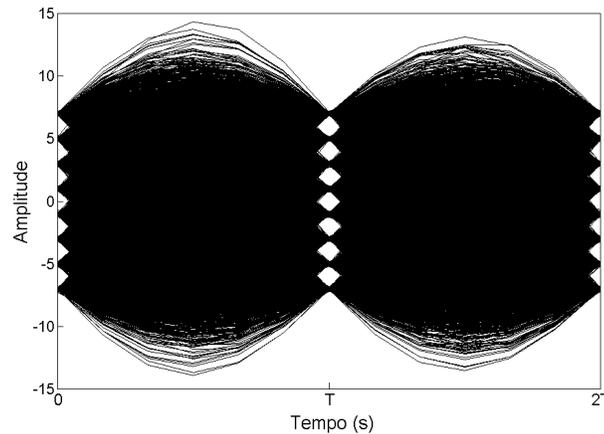


Figura 5.8: Diagrama de olho utilizando a técnica de Godard.

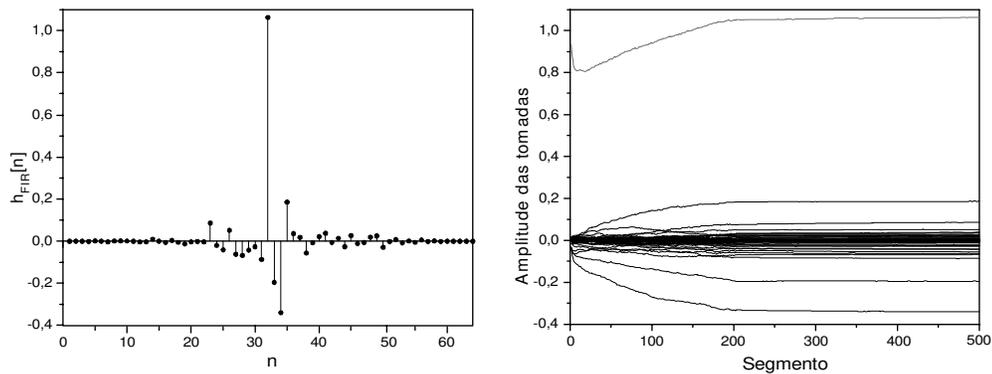


Figura 5.9: Tomadas do filtro FIR com a técnica de Godard.

conforme podemos analisar na Figura 5.13. O comportamento das tomadas dos filtros FIR são apresentados nas Figuras 5.14, 5.15 e 5.16.

5.9.3. Gradiente Estocástico

Um segmento de treino é enviado pelo transmissor a cada 24, 2 ms. A necessidade de 2300 segmentos, valor retirado da Figura 5.17, para equalizar o canal resultou num tempo de 179 ms. O diagrama de olho abriu-se completamente, conforme Figura 5.18. O que era esperado pelo fato do algoritmo LMS se basear em símbolos previamente conhecidos pelo receptor para realizar a atualização dos ganhos de tomada. O comportamento das tomadas dos filtros FIR são apresentados nas Figuras 5.19, 5.20 e 5.21.

5.10. Conclusões

- Utilizando o algoritmo de Godard obteve-se uma adaptação muito mais rápida do que com a utilização do algoritmo do gradiente estocástico, em torno de 10 vezes menor.

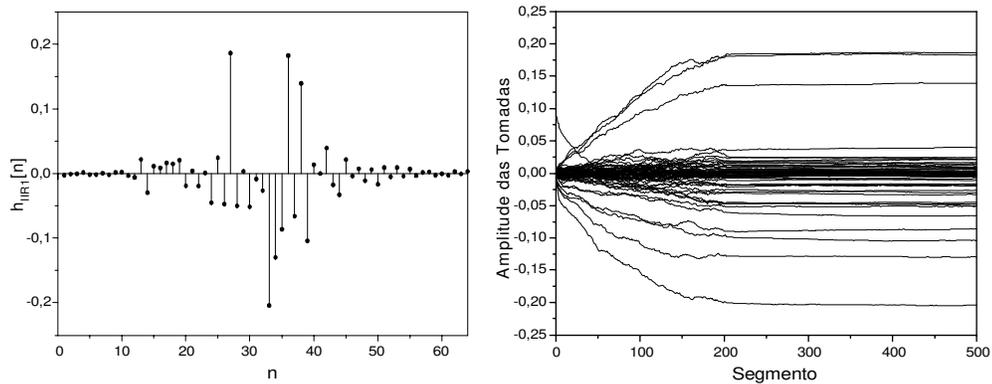


Figura 5.10: Tomadas do filtro FIR1 com a técnica de Godard.

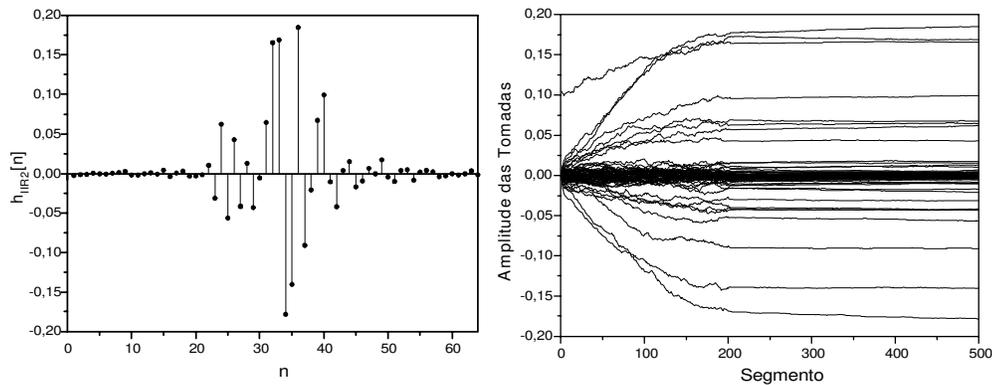


Figura 5.11: Tomadas do filtro FIR2 com a técnica de Godard.

Este fato era de se esperar, visto que a equalização com a técnica Godard trabalha com todos os símbolos recebidos.

- Nota-se que a utilização de alguma técnica de equalização cega diminui consideravelmente o tempo de equalização de canal, quando comparada com a técnica de equalização utilizando somente a seqüência de treinamento.
- O uso do segmento de sincronismo de campo de dados permite uma equalização perfeita através do algoritmo do gradiente estocástico. Entretanto, o segmento de sincronismo ocorre a cada 24,2 ms, resultando em um tempo longo para equalização, em torno de 2300 segmentos - 179 ms. Contudo, o receptor fica sensível às variações do canal durante a transmissão dos símbolos de dados, período de tempo em que não existe nenhum método de atualização dos ganhos de tomada.
- O receptor ATSC utiliza um decodificador de Viterbi. A informação do número de erros pode ser utilizado para ajustar o tamanho do passo do filtro adaptativo. Se o canal se mantiver estático, podemos reduzir o passo e obter uma estimativa mais precisa do canal. Por outro lado, se o número de erros começar a aumentar indicando que o canal está variando, um aumento no tamanho do passo poderia seguir melhor estas variações. Um

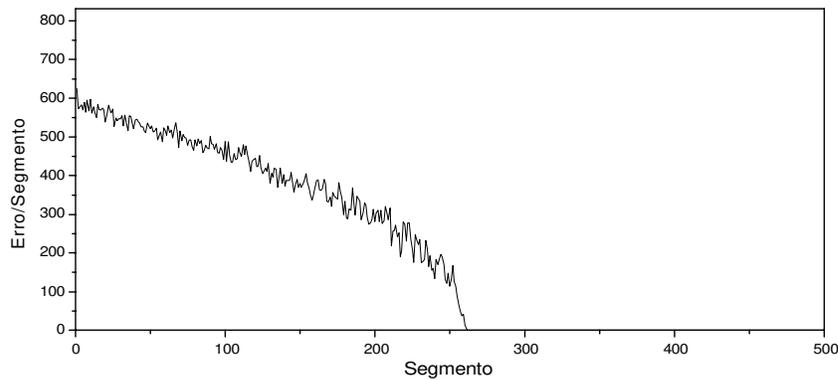


Figura 5.12: Erro/Segmento versus Segmento com a técnica de GPEA-Godard.

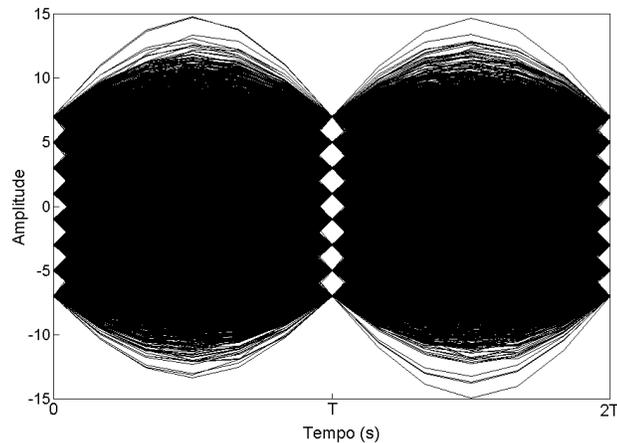


Figura 5.13: Diagrama de olho utilizando a técnica GPEA-Godard.

melhor desempenho poderia ser obtido no processo de equalização se utilizássemos os símbolos obtidos na saída do decodificador de Viterbi para alimentar o equalizador ao invés dos símbolos do dispositivo de decisão.

- O algoritmo GPEA-Godard mostrou ter a mesma velocidade de adaptação da técnica de Godard. Contudo, a característica de ter um passo adaptativo trouxe vantagem quando comparamos a abertura do diagrama de olho.
- As nossas contribuições obtidas da pesquisa de equalizadores para redes de frequência única foram :
 1. Considerando um canal com dispersão esparsa e multipercursos estáticos, ou com flutuações dinâmicas dentro da capacidade de adaptação do algoritmo de equalização cega ou do gradiente estocástico, mostramos um esquema possível para implementação de uma rede de frequência única utilizando o padrão americano de radiodifusão de televisão digital de alta definição.
 2. O conceito de SFN não é exclusivo do padrão europeu para TV digital, o trabalho apresentado mostrou que com o equalizador correto podemos empregar este conceito para o

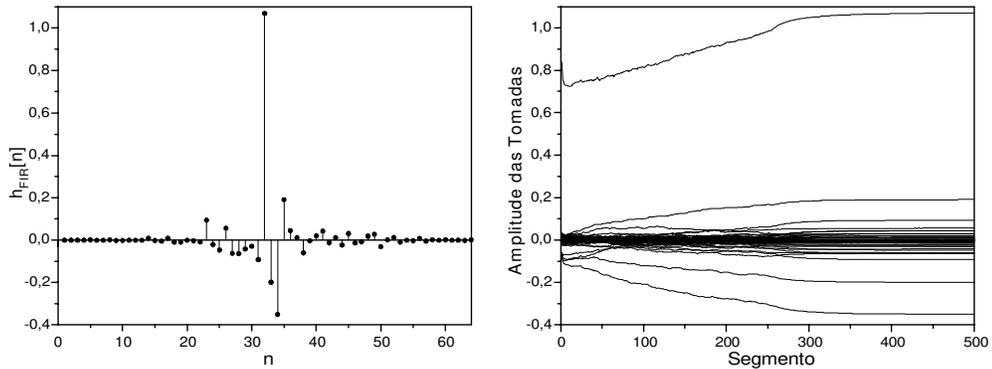


Figura 5.14: Tomadas do filtro FIR com a técnica de GPEA-Godard.

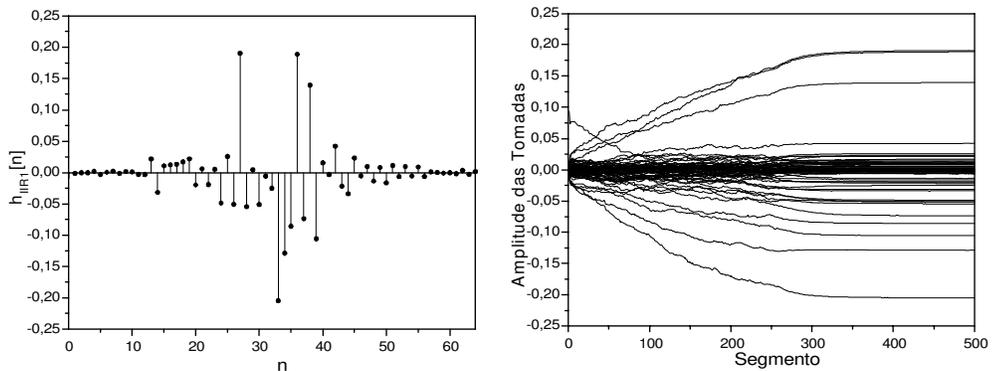


Figura 5.15: Tomadas do filtro FIR1 com a técnica de GPEA-Godard.

padrão americano de TV digital.

3. O conceito de equalizadores para canais com dispersão esparsa mostrou que podemos substituir um equalizador com comprimento grande por vários equalizadores com comprimento menores.
4. Esta técnica também pode ser usada em transmissões com um único transmissor para eliminar um eco isolado afastado do pulso principal.
5. Novamente, foi mostrado o excelente desempenho das técnicas de equalização cega na equalização de canal. Principalmente, quando analisamos o tempo de convergência.

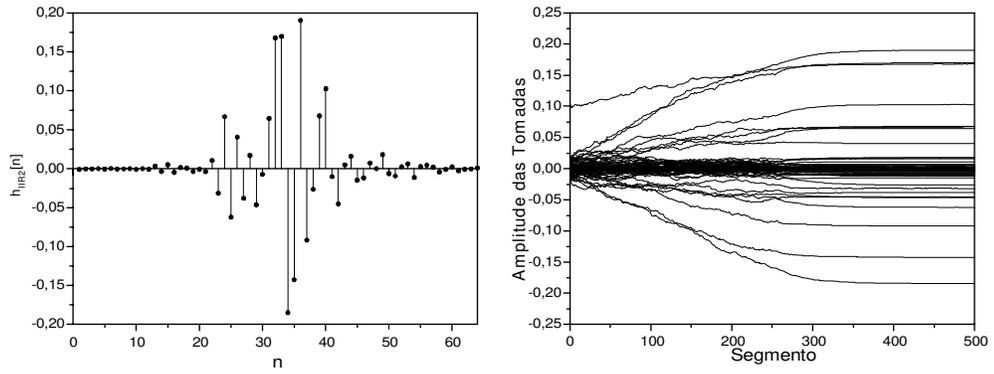


Figura 5.16: Tomadas do filtro FIR2 com a técnica de GPEA-Godard.

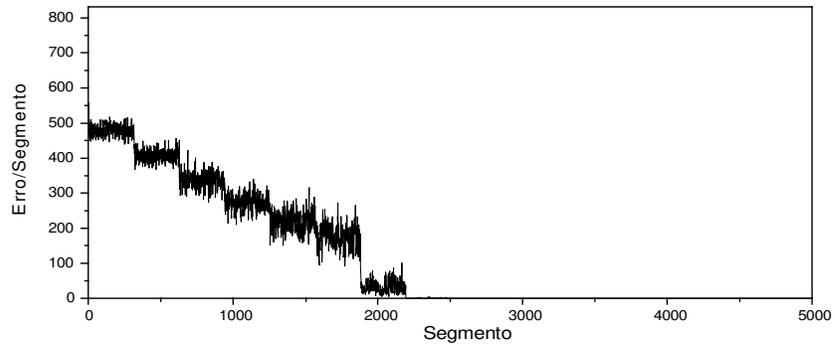


Figura 5.17: Erro/segmento versus Segmento utilizando a técnica do gradiente estocástico.

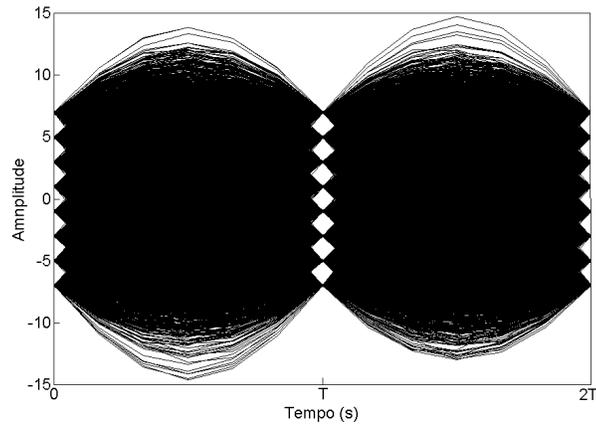


Figura 5.18: Diagrama de olho utilizando a técnica do gradiente estocástico.

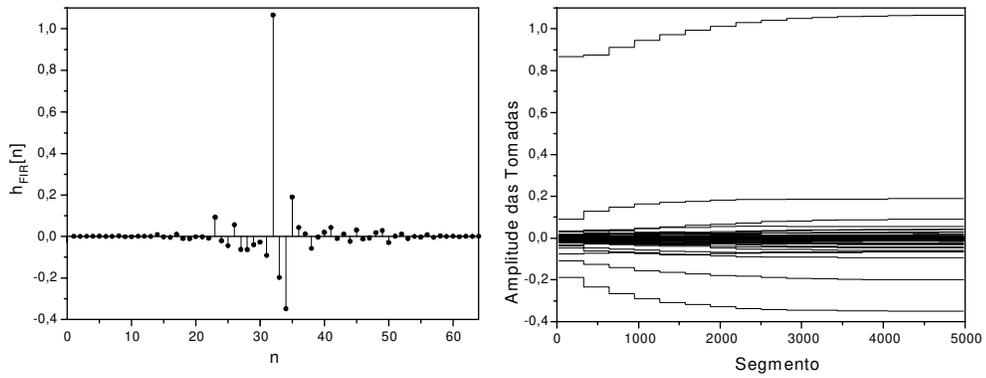


Figura 5.19: Tomadas do filtro FIR utilizando a técnica do gradiente estocástico.

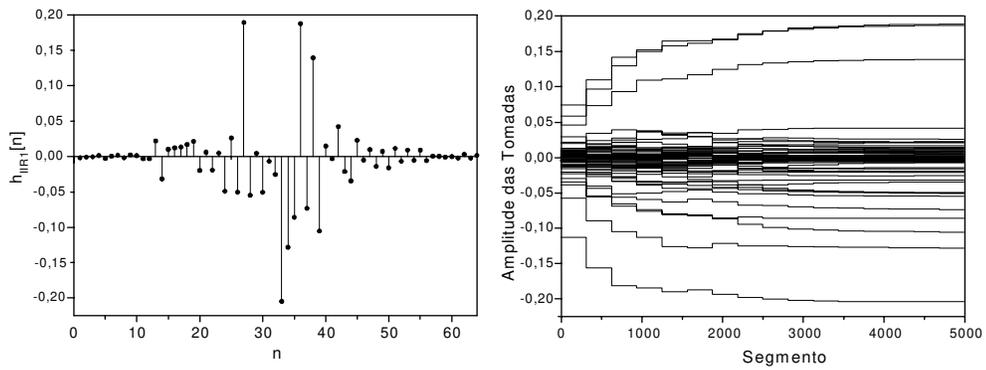


Figura 5.20: Tomadas do filtro FIR1 utilizando a técnica do gradiente estocástico.

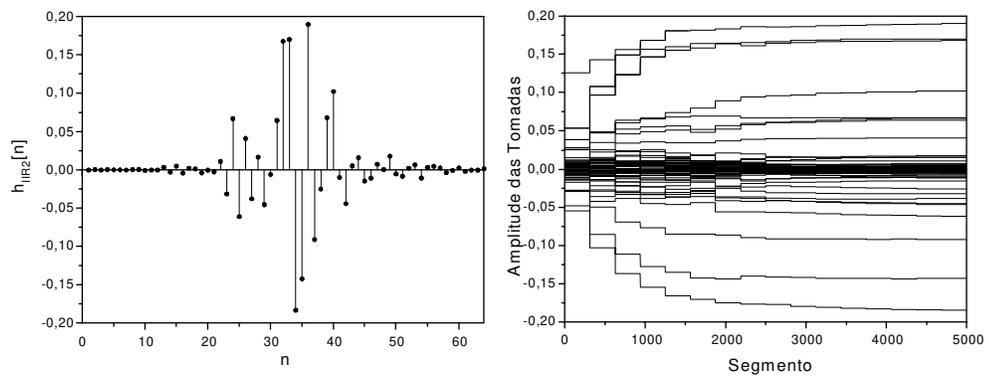


Figura 5.21: Tomadas do filtro FIR2 utilizando a técnica do gradiente estocástico.

Capítulo 6

Equalizador Ideal

6.1. Introdução

No canal de transmissão as distorções causadas por multipercurso, filtragem imperfeita, interferência de canal adjacente, efeitos não lineares no transmissor e receptor, e fenômenos dependentes do tempo tais como desvanecimento são comuns. Nestas condições, o número de erros pode ultrapassar a capacidade de correção dos circuitos do receptor. Como o sinal recebido também é degradado pelo ruído, o efeito da equalização sobre a componente do ruído no sinal recebido também deve ser analisado. Filtragem linear do sinal recebido para reduzir a ISI resulta numa amplificação do ruído. Por isso, existe um compromisso entre o cancelamento da interferência e a minimização do ruído. Existe vários critérios para o projeto de um equalizador. O critério mais simples é chamado de ZF (*Zero Forcing*), que cancela completamente a ISI. Outro critério, muito utilizado é o MMSE (*Minimum Mean-Square Error*) que procura minimizar a soma do ruído e a ISI [20].

Neste capítulo iremos desenvolver alguns conceitos clássicos de um equalizador com decisão realimentada na tentativa de equalizar o canal de comunicação utilizando o critério ZF quando utilizamos uma modulação do tipo 8VSB. Neste método propomos um equalizador que denominaremos de "equalizador ideal". Partindo da resposta do canal (o receptor teria que estimar esta resposta utilizando algum método) poderemos calcular os ganhos de tomada.

6.2. Notações e Definições

As seguintes notações e definições serão utilizadas no decorrer do capítulo.

6.2.1. Transformada Z

A função $H(z)$ denota a Transformada Z de uma seqüência discreta $h(k)$, definida como

$$H(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)z^{-k} \quad (6.1)$$

A Transformada Discreta de Fourier de $h(k)$ é definida como

$$H(e^{j\theta}) = H(z)|_{z=e^{j\theta}}, -\pi \leq \theta \leq \pi \quad (6.2)$$

6.2.2. Espectro de Potência de um Processo Aleatório Discreto no Tempo

Seja $x(k)$ um processo aleatório discreto no tempo do tipo WSS (*Wide-Sense Stationary*), a seqüência de autocorrelação do processo $x(k)$ é definida como

$$R_x(k) = E[x(n+k)x^*(k)] \quad (6.3)$$

Seja $S_x(z)$ a transformada Z da seqüência de autocorrelação $R_x(k)$, a densidade espectral de potência (PSD) é a transformada de Fourier da seqüência de autocorrelação

$$S_x(e^{j\theta}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_x(k)e^{-jk\theta}, -\pi \leq \theta \leq \pi. \quad (6.4)$$

O espectro de potência é real se a autocorrelação é simétrica e conjugada.

6.2.3. Canal Canônico

Um canal $H(z)$ com resposta impulsiva $h(k)$ que é causal ($h(k) = 0, k < 0$), com ($h(0) = 1$) e de fase mínima (todos os pólos dentro do círculo unitário, todos zeros dentro ou sobre a circunferência de raio unitário) será chamado de canal canônico [21].

6.2.4. Fatorização Espectral

Seja $S_x(k)$ a potência espectral de um processo aleatório $x(k)$ tal que ambas $S_x(e^{j\theta})$ e $\log(S_x(e^{j\theta}))$ sejam integráveis no intervalo $(-\pi, \pi)$. Segue da teoria da fatorização espectral [23] que

$$S_x(k) = S_0 \cdot G(z) \cdot G^*(1/z^*) \quad (6.5)$$

onde S_0 é uma constante positiva igual a média geométrica de $S_x(k)$ e onde $G(z)$ é uma resposta canônica.

6.3. Modelo do Sistema

Vamos considerar um sistema como modelo mostrado na Figura 6.1. Este modelo é usado para descrever o equivalente em banda básica de um canal real de HDTV. O canal é caracterizado por uma resposta impulsiva $c(t)$ com transformada de Fourier $C(f)$ e um ruído aditivo complexo gaussiano $n(t)$. A forma de onda do sinal de entrada é expressa por

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)p(t - kT), \quad (6.6)$$

onde a seqüência de dados $x(k)$ é uma seqüência constituída de variáveis aleatórias complexas independentes e igualmente distribuídas, com média zero e variância $E[|x(k)|^2]$. O intervalo de símbolos é T segundos. O filtro de transmissão é caracterizado por uma resposta complexa $p(t)$ com transformada de Fourier $P(f)$. A resposta total do filtro de transmissão e canal é dada por $H(f) = P(f)C(f)$ com transformada inversa de Fourier $h(t)$.

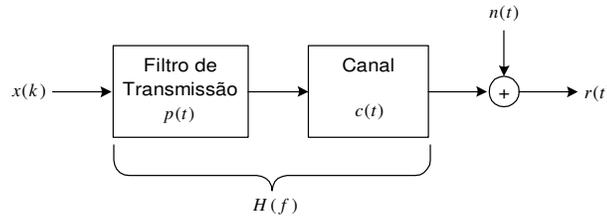


Figura 6.1: Modelo do sistema.

6.4. Filtro Casado

6.4.1. Modelo de Canal com Ruído Branco

Primeiro, vamos supor que o ruído complexo gaussiano é branco, $S_n(f) = 1$. É conhecido que o receptor deve consistir de um filtro casado caracterizado por uma resposta complexa $h^*(-t)$ com transformada de Fourier $H^*(f)$, um amostrador na taxa de símbolos, cuja saída é uma seqüência y_k de símbolos complexos, e posteriormente um processador digital. A seqüência y_k fornece um conjunto suficiente de estatística para a detecção do sinal recebido. Quando o ruído de canal é branco e gaussiano, o filtro casado pode ser utilizado na entrada do receptor para qualquer critério de otimização. O diagrama de um filtro casado é mostrado na Figura 6.2.

O modelo de tempo discreto para o canal e o filtro casado e amostrador na entrada do receptor é mostrado na Figura 6.3.

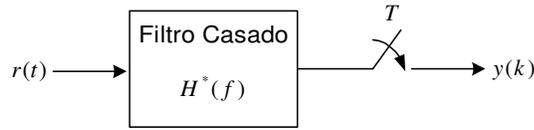


Figura 6.2: Filtro casado com amostrador.

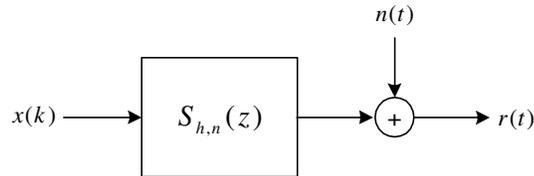


Figura 6.3: Modelo do filtro do transmissor+filtro do canal de um receptor com filtro de entrada casado+amostrador.

6.5. Filtro Casado Branqueador

Vamos assumir que o espectro de $S_{h,n}(z)$ é fatorável :

$$S_{h,n}(z) = A_{h,n}^2 G_{h,n}(z) G_{h,n}^*(1/z^*) \quad (6.7)$$

onde $A_{h,n}^2$ é igual à média geométrica de $S_{h,n}(z)$, e $G_{h,n}(z)$ é uma resposta canônica. Nós podemos aplicar o filtro branqueador com fase máxima $1/A_{h,n}^2 G_{h,n}^*(1/z^*)$ na saída do filtro casado, obtendo em sua saída um ruído que é branco e Gaussiano com variância $N_0/A_{h,n}^2$, Figura 6.4.

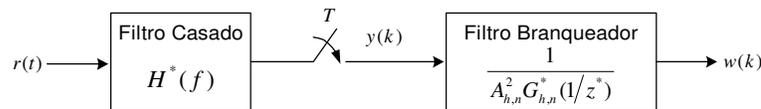


Figura 6.4: Filtro casado branqueador.

O modelo de tempo discreto resultante é mostrado na Figura 6.5. O efeito do filtro branqueador sobre o sinal é eliminar a parte não causal e de fase não mínima da ISI. Por esta razão, às vezes o filtro casado branqueador é chamado de equalizador precursor. A saída do filtro casado branqueador resulta em um modelo de tempo discreto cuja resposta é causal e de fase mínima. É importante notar que o filtro casado branqueador não existe para todos os tipos de espectros não racionais. O filtro casado branqueador pode ser difícil de implementar na prática. O problema resulta do fato do filtro branqueador $1/G_{h,n}^*(1/z^*)$ ser anti-causal (e de fase máxima).

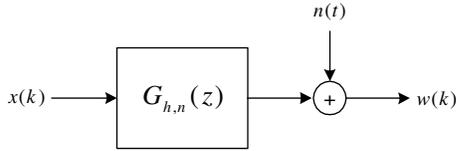


Figura 6.5: Modelo de tempo discreto de um canal com resposta impulsiva $h(t)$ e um receptor consistindo de um filtro casado branqueador e amostrador.

6.6. Equalizador DFE - ZF

A estrutura de um DFE baseado no critério ZF é mostrado na Figura 6.6 no caso de termos na entrada do receptor um filtro casado branqueador. A ISI residual de $g(k)$ antes do dispositivo de decisão possui apenas termos poscursores, $k > 0$. Se assumirmos que o dispositivo de decisão não produz erros na estimação de $x(k) \rightarrow \hat{x}(k) = x(k)$, podemos cancelar a cauda da resposta impulsiva $\sum_j g(j)x(k-j)$ por subtração. Assim, a interferência intersimbólica é completamente removida.

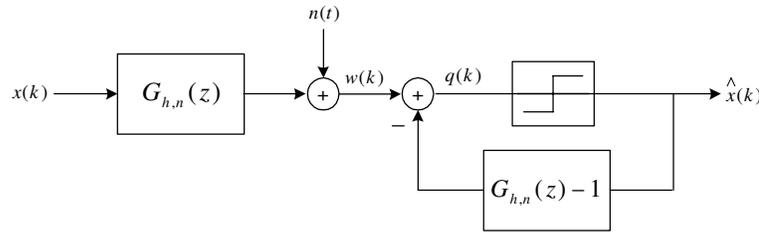


Figura 6.6: Modelo do equalizador DFE-ZF.

Como $G_{h,n}(z)$ é canônica, $G_{h,n}(z) - 1$ é causal, e é estável se $G_{h,n}(z)$ não possui nenhum zero sobre a circunferência de raio unitário. Colocando o dispositivo de decisão dentro da malha de realimentação possui algumas vantagens :

- A amplificação do ruído que ocorre no equalizador linear devido ao cancelamento da ISI pós-cursora é suprimida.
- O DFE-ZF permanece estável mesmo quando o canal possui nulos na resposta do canal ($G_{h,n}(z)$ possui zeros sobre o círculo unitário).

Deste ponto de vista, a inserção do dispositivo de decisão dentro da malha de realimentação possui um efeito de estabilização (se nós assumirmos que o dispositivo de decisão está realizando decisões corretas).

6.7. Exemplo de Processamento de um DFE-ZF

É interessante olharmos o aspecto dos ganhos de tomada resultantes do processamento de um equalizador que utilize um DFE-ZF. O canal para teste é mostrado na Figura 6.7 juntamente com a resposta de um equalizador linear. A Figura 6.8 mostra os ganhos de tomada do

filtro branqueador (FIR) e do filtro de realimentação (R-FIR). Foi transmitido um impulso no instante $t = 0$ e, após, transmitimos uma seqüência de zeros. A Figura 6.9 mostra a saída do filtro de canal juntamente com a resposta do filtro casado. A Figura 6.10 mostra a saída do filtro branqueador juntamente com os símbolos estimados na saída do equalizador. Podemos notar que em sua saída não existe mais eco pré-cursor : ele foi eliminado pelo filtro casado branqueador. Na saída do equalizador obtemos os dados transmitidos corretamente.

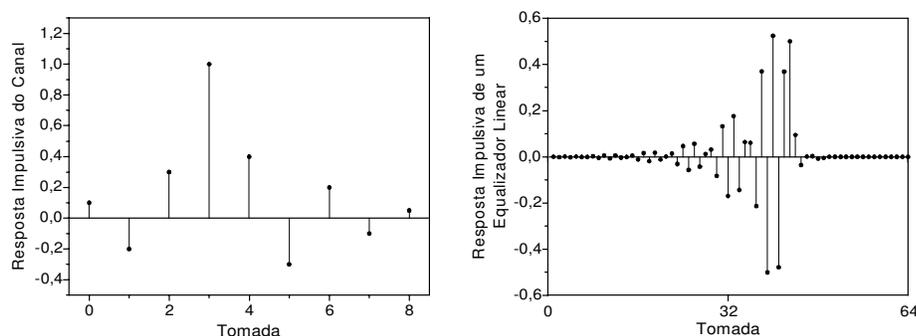


Figura 6.7: Resposta impulsiva do canal de teste e de um equalizador linear.

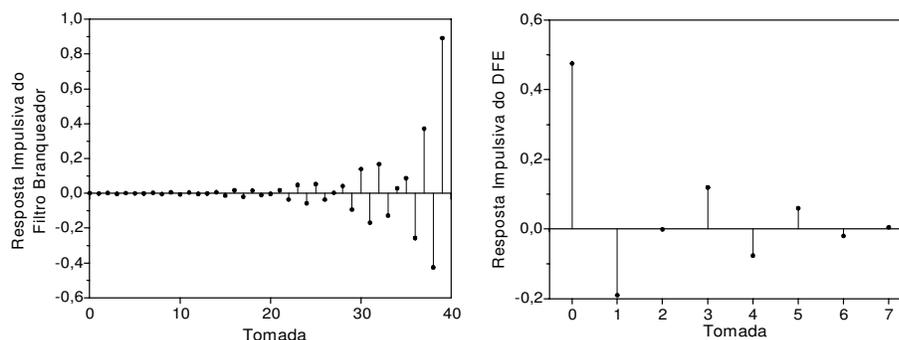


Figura 6.8: Resposta impulsiva do filtro branqueador e do filtro FIR de realimentação.

6.8. Conclusões

- Para comparar o desempenho de várias técnicas de equalização é necessário termos um padrão de comparação, ou seja, desenvolver a partir do próprio canal de comunicação, o melhor equalizador para este determinado canal.
- Nossa contribuição foi mostrar e comprovar como obter o melhor equalizador DFE empregando o critério do Zero-Forcing.

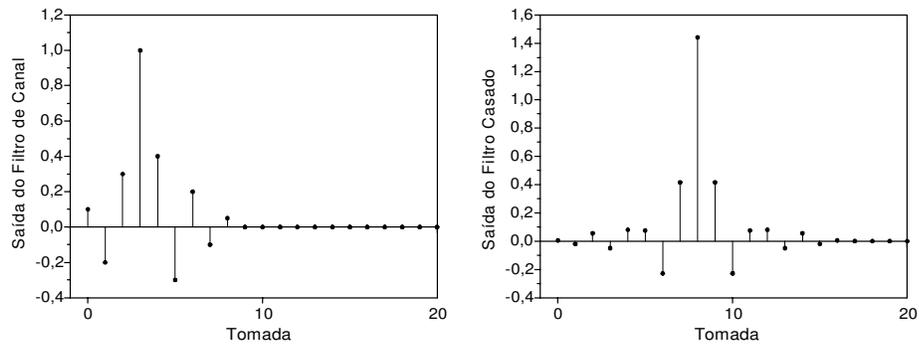


Figura 6.9: Saídas do filtro de canal e do filtro casado.

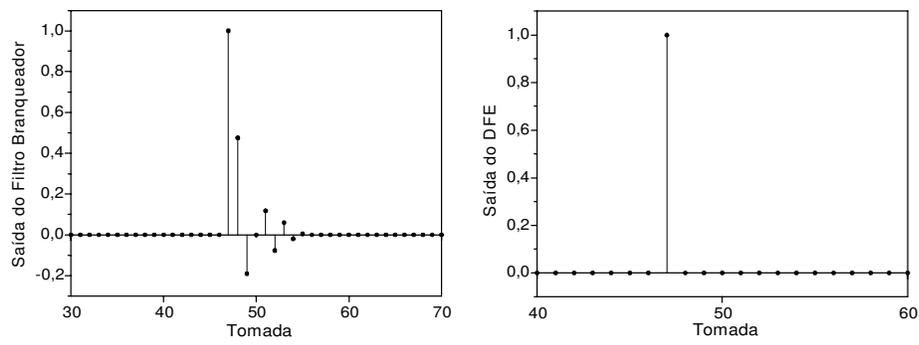


Figura 6.10: Resposta impulsiva do filtro branqueador e os dados estimados na saída do equalizador.

Capítulo 7

Conclusões

A motivação para desenvolver uma pesquisa de equalizadores autodidatas está relacionada com o ponto mais importante - e mais polêmico - de comparação dos atuais sistemas de televisão digital de alta definição : à capacidade de recepção em condições difíceis de multipercurso, particularmente nos centros de grandes cidades com muitos edifícios altos e sem visada para a antena transmissora. A capacidade de recepção com multipercurso intenso tem sido o ponto principal enfocado pelos defensores da modulação COFDM como critério de escolha na adoção de um sistema de HDTV. Entretanto, justamente este é o ponto mais afetado pelo nível da tecnologia do momento. O desempenho dos equalizadores dos receptores do sistema ATSC tem demonstrado uma melhoria significativa na equalização de canal. Em breve, os equalizadores ATSC deverão atingir um desempenho superior aos equalizadores COFDM. Assim, irão prevalecer os índices que dependem da característica intrínseca do padrão, onde a modulação 8 VSB leva ampla vantagem (taxa de bit, relação potência média/potência de pico, limiar de recepção).

7.1. Contribuições

As principais contribuições deste trabalho de doutoramento se situam na área de equalização cega (ou autodidata) e de redes de frequência única, detalhadas a seguir :

- Comparamos e discutimos as técnicas de equalização cega de Sato com 2 níveis e 4 níveis, Godard e GPEA aplicadas à modulação 8VSB. Os critérios de desempenho utilizados foram : tamanho do passo de adaptação, comprimento do filtro, tempo de convergência, relação $SE R \times SNR$ e capacidade de estimação do canal. Este estudo forneceu um conjunto de medidas para analisarmos o comportamento específico de cada equalizador implementado.
- Uma contribuição que nos parece inédita foi o desenvolvimento da técnica que denominamos de Sato Modificado. A idéia foi alterar o algoritmo de Sato com 2 níveis para trabalhar com 4 níveis.
- O desempenho do algoritmo de Sato Modificado (Sato com 4 níveis) mostrou-se ligeiramente inferior que o algoritmo de Sato com 2 níveis. Isto se deve ao fato de estarmos

utilizando mais que dois níveis para realizar a estimação do canal. Como a potência deste segundo nível é menor e mais influenciada pelo ruído, o algoritmo de adaptação provoca uma flutuação maior nos ganhos de tomada do filtro. Assim, resultou em menor desempenho que foi constatado nas simulações que levaram em conta o $SER \times SNR$, velocidade de adaptação, MSE. Inclusive, o algoritmo de Sato Modificado teve os piores índices de todos os algoritmos testados. Seu desempenho igualou-se aos outros algoritmos quando foi combinado com o algoritmo LMS, resultando no algoritmo GPEA-Sato com 4 níveis.

- A capacidade de chaveamento da função de erro do algoritmo GPEA foi uma constatação de grande importância, pois este método fornece um meio simples do próprio algoritmo controlar o tamanho do passo de adaptação, tornando a resposta do equalizador rápida para responder as variações dinâmicas do canal.
- Pela análise das simulações podemos comprovar que para melhor desempenho devemos escolher o algoritmo GPEA-Sato ou GPEA-Godard juntamente com um equalizador DFE.
- Uma das principais contribuições que podemos citar é a demonstração da possibilidade e eficiência da utilização de equalizadores utilizando algoritmos autodidatas durante os segmentos de dados.
- A capacidade intrínseca do sistema europeu de trabalhar com redes de frequência única é devido ao tipo de técnica de modulação empregada. Não foi encontrada na literatura nenhuma referência a equalizadores no padrão americano para SFN. O desenvolvimento de um equalizador para canais com dispersão esparsa, outra importante contribuição, mostrou a viabilidade de implementar uma rede SFN no padrão americano de TV digital. Esta pesquisa contribui com a idéia de que podemos desenvolver equalizadores para trabalhar com "pacotes de energia", eliminando as tomadas que não contribuem para a eliminação dos multipercursos.
- O interesse teórico por trás do cálculo dos ganhos de tomada de um filtro é obter uma forma de comparação com outros algoritmos adaptativos. Neste trabalho mostramos como obter o equalizador ideal com o critério do *Zero Forcing*, o passo seguinte é desenvolver o método utilizando o critério do MMSE para comparar as técnicas aqui desenvolvidas.

7.2. Trabalhos Futuros

Algumas idéias que podem servir de base para um trabalho futuro são :

- O desenvolvimento de equalizadores para canais com dispersão esparsa. Existe a necessidade de pesquisar técnicas para alocar adaptativamente o comprimento de cada filtro e os tempos de atraso.
- A técnica de equalização de Sato com 4 níveis não mostrou desempenho satisfatório com um sinal modulado com 8 níveis, seria interessante pesquisar o funcionamento em sinais

modulados com um número de níveis maiores.

- Desenvolver as outras funções do receptor ATSC (o codificador e decodificador Reed Solomon e de Treliça, entrelaçador) para realizar a simulação completa do sistema.

Apêndice A

Canais de Teste

A.1. Canais de Teste utilizados pelo ATSC

Os diversos testes de multipercursos estáticos foram realizados com a intenção de representar condições reais. A Tabela A.1 descreve os multipercursos de 6 canais utilizados pelo ATSC para comparação de desempenho. Cada canal possui 5 ecos (fantasmas) com diferentes amplitudes e atrasos. As amplitudes e atrasos foram escolhidos para modelar típicos multipercursos curtos e longos.

Tabela A.1: Modelo dos canais ATSC para multipercursos estáticos.

Canal	Multipercursos				
A	$-20dB@ -1,8\mu s$	$-20dB@ +0,15\mu s$	$-10dB@ +1,8\mu s$	$-14dB@ +5,7\mu s$	$-18dB@ +18\mu s$
B	$-20dB@ -1,75\mu s$	$-20dB@ +0,197\mu s$	$-10dB@ +1,85\mu s$	$-14dB@ +5,75\mu s$	$-18dB@ +17,95\mu s$
C	$-18dB@ -1,8\mu s$	$-20dB@ +0,15\mu s$	$-20dB@ +1,8\mu s$	$-10dB@ +5,7\mu s$	$-14dB@ +18\mu s$
D	$-20dB@ -1,8\mu s$	$-20dB@ +0,15\mu s$	$-18dB@ +1,8\mu s$	$-14dB@ +5,7\mu s$	$-10dB@ +18\mu s$
E	$-20dB@ -1,8\mu s$	$-14dB@ +0,15\mu s$	$-10dB@ +1,8\mu s$	$-20dB@ +5,7\mu s$	$-18dB@ +18\mu s$
F	$-10dB@ -0,2\mu s$	$-14dB@ +1,9\mu s$	$-18dB@ +3,9\mu s$	$-20dB@ +8,2\mu s$	$-20dB@ +15\mu s$

Em geral, ecos próximos terão amplitudes maiores que os ecos com atrasos grandes. O canal mais crítico é o *D*, pois possui um eco com amplitude relativa de -10 dB e atraso de $18\ \mu s$, com finalidade de sobrecarregar o equalizador. A todos os modelos acima, deve-se acrescentar o raio principal ($0dB@0,0\mu s$). Nas Figuras A.1, A.2 e A.3 apresentamos a resposta impulsiva de cada canal.

A.2. Canais de Teste utilizados pela SET/ABERT/Mackenzie

Os testes de laboratório conduzidos pelo grupo SET/ABERT conjuntamente com a Universidade de Mackenzie utilizaram os seguintes modelos :

Canal A : Simula um canal de comunicação com ecos de pequenas amplitudes e atrasos pequenos. As amplitudes e os atrasos são dados na Tabela .A.2

Canal B : Simula um canal de comunicação com ecos de pequenas amplitudes (atenuação

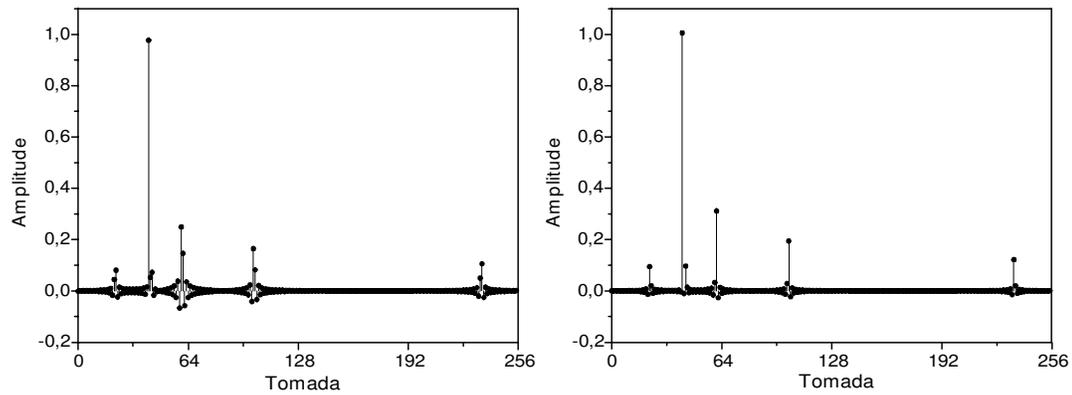


Figura A.1: Resposta impulsiva dos canais A e B do ATSC.

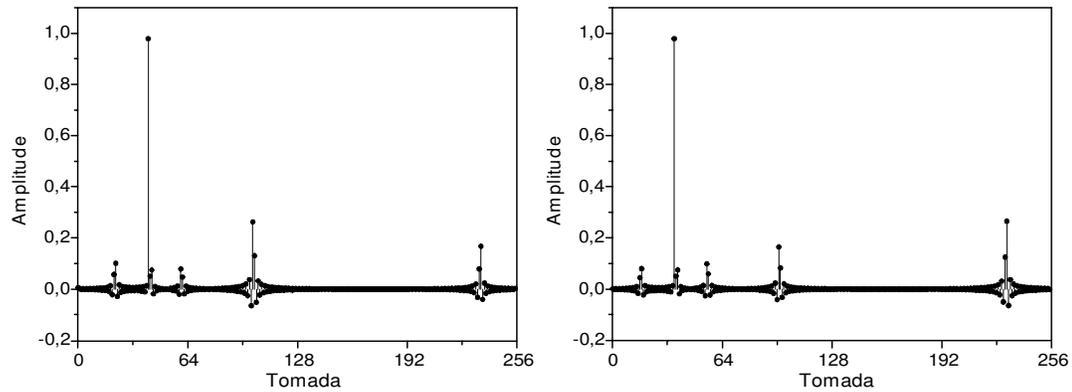


Figura A.2: Resposta impulsiva dos canais C e D do ATSC.

maior que 4 dB) e atrasos grandes. As amplitudes e os atrasos são dados na Tabela A.3.

Canal C : Simula um canal de comunicação com ecos de grande amplitudes e atrasos pequenos. As amplitudes e os atrasos são dados na Tabela A.4.

Canal D : Simula um canal de comunicação com ecos de amplitudes pequenas e atrasos grandes, sem um raio direto predominante. As amplitudes e os atrasos são dados na Tabela A.5.

Canal E : Simula a condição de recepção em um ponto localizado entre três transmissores. Situação encontrada numa rede de frequência única. As amplitudes e os atrasos são dados na Tabela A.6.

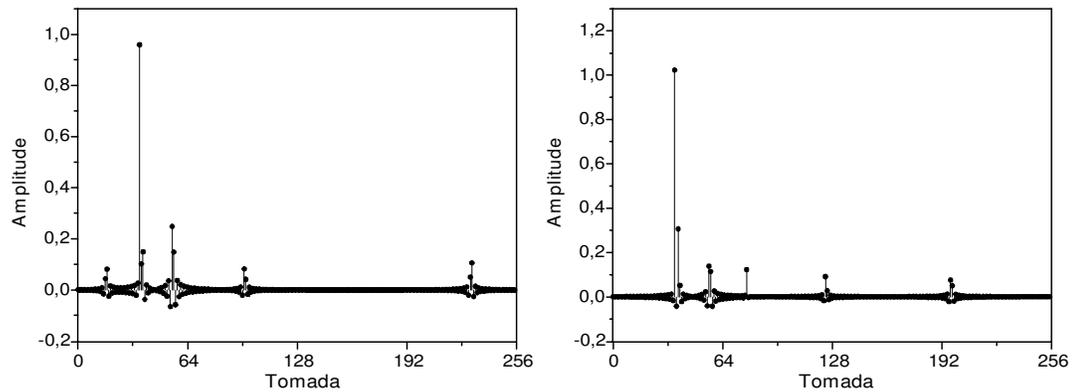


Figura A.3: Resposta impulsiva dos canais E e F do ATSC.

Tabela A.2: Modelo do canal A da SET/ABERT/Mackenzie para multipercursos estáticos.

Sinal	Amplitude Relativa	Amplitude dB	Atraso (μs)
0	1,0000	0,0	0,00
1	0,2045	-13,8	0,15
2	0,1548	-16,2	2,22
3	0,1790	-14,9	3,05
4	0,2078	-13,6	5,86
5	0,1509	-16,4	5,93

Tabela A.3: Modelo do canal B da SET/ABERT/Mackenzie para multipercursos estáticos.

Sinal	Amplitude Relativa	Amplitude dB	Atraso (μs)
0	1,0000	0,0	0,0
1	0,2512	-12,0	0,3
2	0,6310	-4,0	3,5
3	0,4467	-7,0	4,4
4	0,1778	-15,0	9,5
5	0,0794	-22,0	12,7

Tabela A.4: Modelo do canal C da SET/ABERT/Mackenzie para multipercursos estáticos.

Sinal	Amplitude Relativa	Amplitude dB	Atraso (μs)
0	0,7263	-2,8	0,0000
1	1,0000	0,0	0,089
2	0,6457	-3,8	0,419
3	0,9848	-0,1	1,506
4	0,7456	-2,5	2,322
5	0,8616	-1,3	2,799

Tabela A.5: Modelo do canal D da SET/ABERT/Mackenzie para multipercursos estáticos.

Sinal	Amplitude Relativa	Amplitude dB	Atraso (μs)
0	0,2045	-0,1	0,15
1	0,1341	-3,8	0,63
2	0,1548	-2,6	2,22
3	0,1789	-1,3	3,05
4	0,2077	0,0	5,86
5	0,1509	-2,8	5,93

Tabela A.6: Modelo do canal E da SET/ABERT/Mackenzie para multipercursos estáticos.

Sinal	Amplitude Relativa	Amplitude dB	Atraso (μs)
0	1,00	0,	1,00
1	1,00	0,0	1,00
2	1,00	0,0	1,00

Nas Figuras A.4, A.5 e A.6 apresentamos a resposta impulsiva de cada canal.

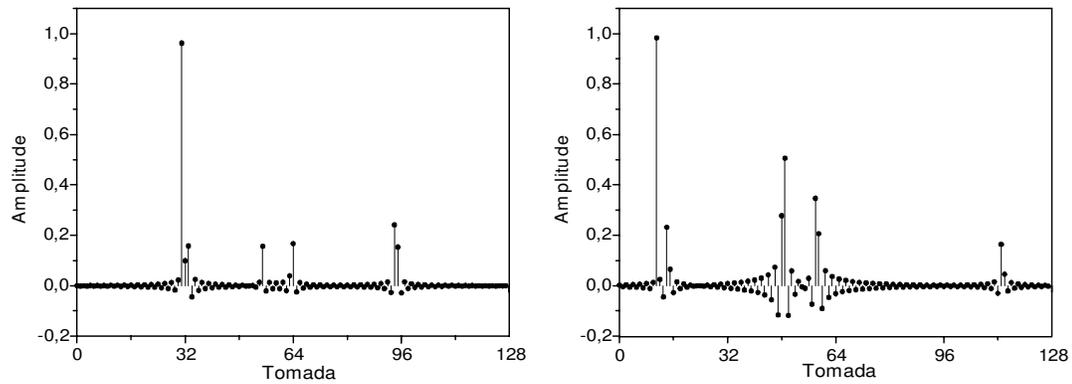


Figura A.4: Resposta impulsiva dos canais A e B da SET/ABERT/Mackenzie.

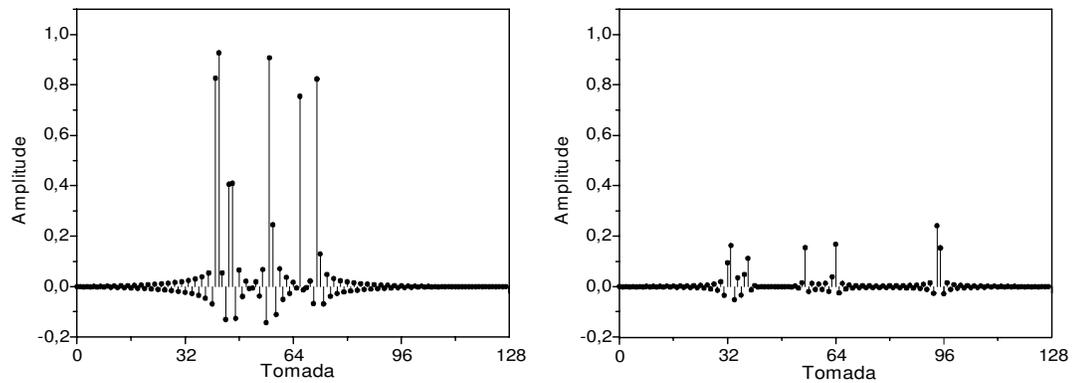


Figura A.5: Resposta impulsiva dos canais C e D da SET/ABERT/Mackenzie.

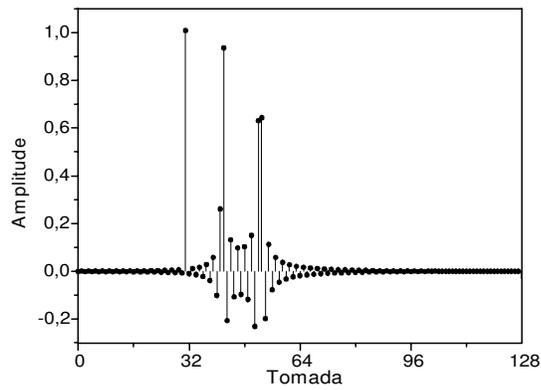


Figura A.6: Resposta impulsiva do canal E da SET/ABERT/Mackenzie.

A.3. Canais Reais

A.3.1. Canais do Grupo 1

As Figuras A.7, A.8 e A.9 apresentam as respostas impulsivas dos canais A, B, C, D, E e F.

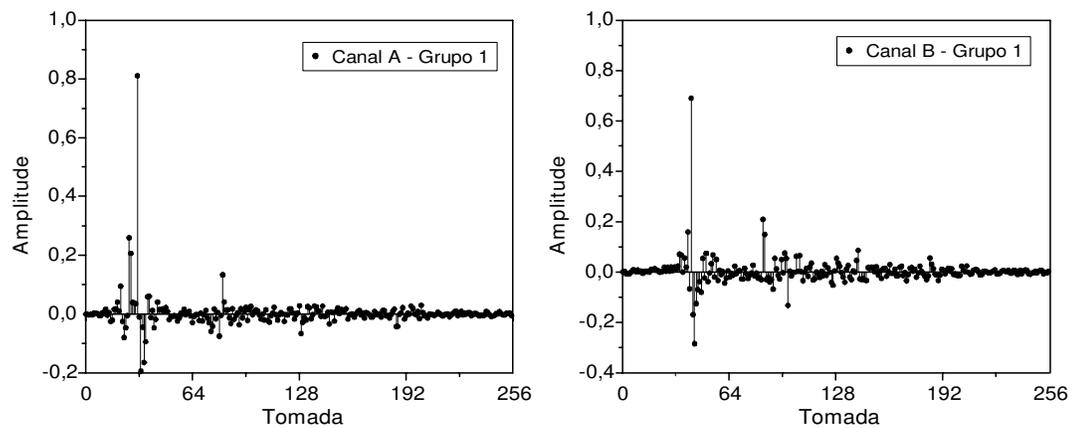


Figura A.7: Respostas impulsivas dos canais A e B do Grupo 1.

A.3.2. Canais do Grupo 2

As Figuras A.10, A.11 e A.12 apresentam as respostas impulsivas dos canais A, B, C, D, E e F.

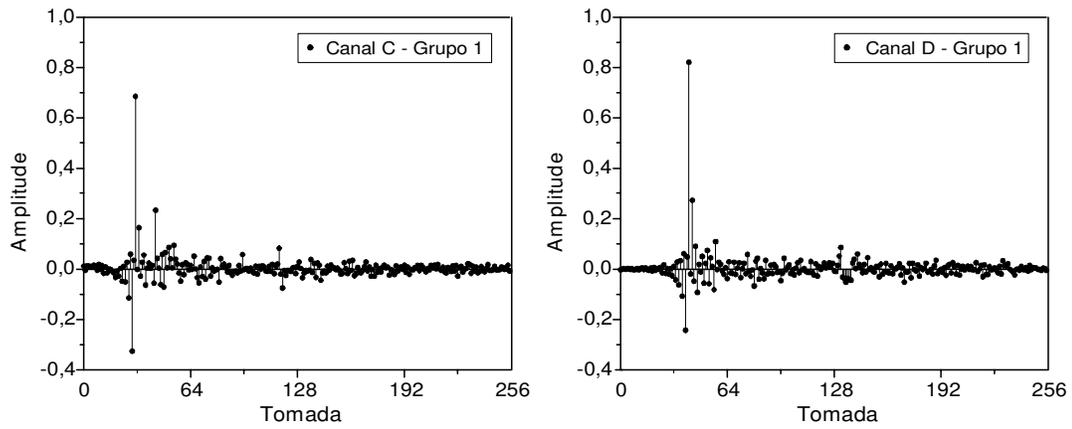


Figura A.8: Respostas impulsivas dos canais C e D do Grupo 1.

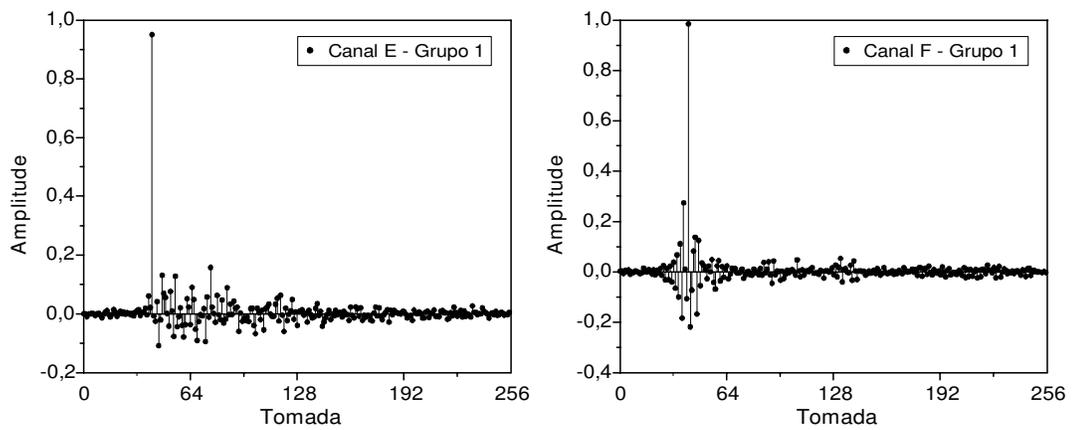


Figura A.9: Respostas impulsivas dos canais E e F do Grupo 1.

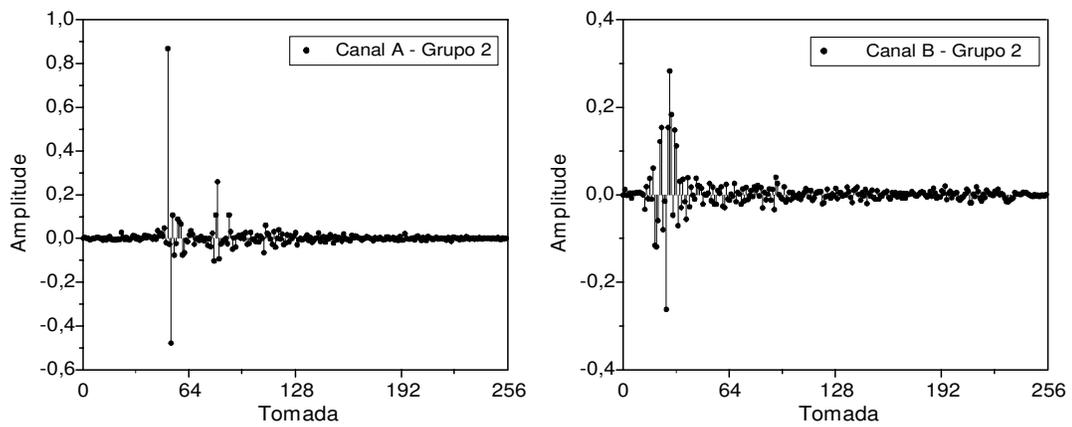


Figura A.10: Respostas impulsivas dos canais A e B do Grupo 2.

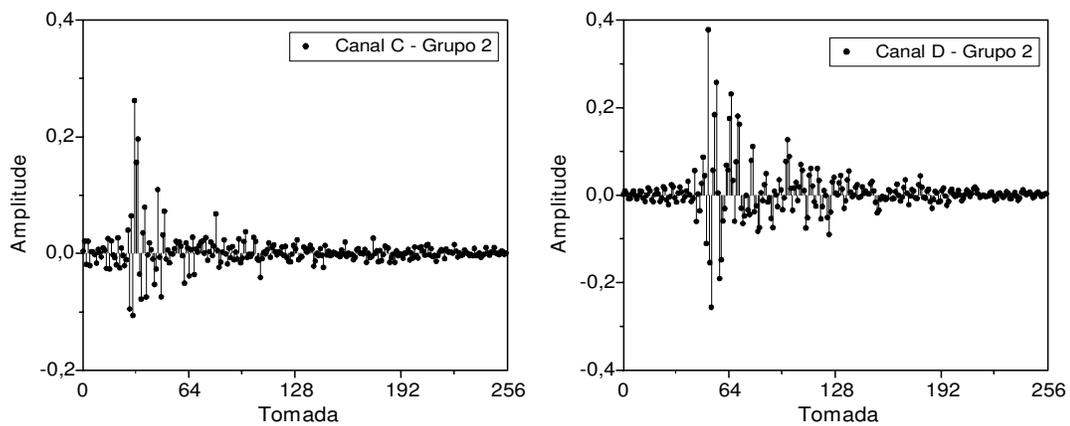


Figura A.11: Respostas impulsivas dos canais C e D do Grupo 2.

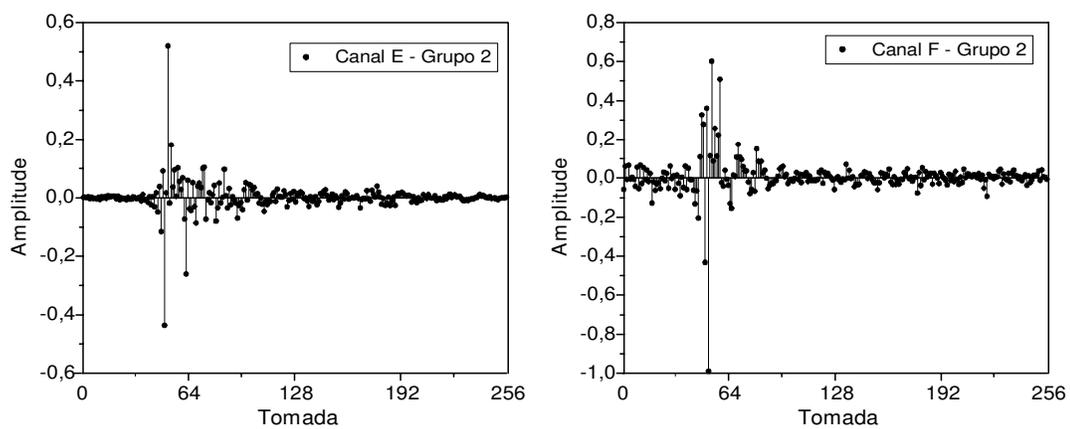


Figura A.12: Respostas impulsivas dos canais E e F do Grupo 2.

Apêndice B

Artigos Publicados

B.1. Sistemas de Modulação para Transmissão de Televisão Digital de Alta Definição

Sandro Adriano Fasolo, Yuzo Iano, Luiz Rômulo Mendes e José Geraldo Chiquito.
Revista do Instituto Nacional de Telecomunicações - Inatel. vol 3, nº1, Abril de 2000.

B.2. Implementação de Uma Rede de Frequência Única para TV Digital Utilizando a Modulação 8 VSB

Sandro Adriano Fasolo e José Geraldo Chiquito.
XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações - SBrT 2000. Gramado, RS, 3 a 6 Setembro de 2000.

Apêndice C

Relatórios Técnicos Publicados

– *Transmissão de Dados por Multiplexagem em Frequência (OFDM)*

José Geraldo Chiquito e Sandro Adriano Fasolo

Publicação da FEEC 07/97 - DECOM - FEEC - UNICAMP, Dezembro de 1997.

– *Camada de Transmissão e Modulação de Televisão Digital de Alta Definição*

José Geraldo Chiquito e Sandro Adriano Fasolo

Publicação da FEEC 14/97 · DECOM - FEEC - UNICAMP, 1997.

– *Camada de Transmissão e Modulação de Televisão Digital de Alta Definição dos Padrões de Televisão Digital de Alta Definição do Sistema Americano (Grande Aliança) e do Sistema Europeu (DVB)*

José Geraldo Chiquito e Sandro Adriano Fasolo

Publicação da FEEC 014/97 - DECOM - FEEC - UNICAMP, Setembro de 1997.

– *O Padrão Americano ATSC de Televisão Digital de Alta Definição*

José Geraldo Chiquito e Sandro Adriano Fasolo

Publicação da FEEC 16/99 · DECOM - FEEC - UNICAMP, Setembro de 1999.

– *Os Sistemas de Modulação 8 VSB e COFDM para Televisão Digital*

José Geraldo Chiquito e Sandro Adriano Fasolo

Publicação da FEEC 18/99 - DECOM - FEEC - UNICAMP, Setembro de 1999.

– *Simulação do Transmissor de HDTV do Sistema Americano (Grande Aliança) no modo cabo 16VSB*

José Geraldo Chiquito e Sandro Adriano Fasolo

Publicação da FEEC 026/98 - DECOM - FEEC - UNICAMP, Junho de 1998.

– *Diretrizes para simulação dos receptores de HDTV e simulação dos transmissores de HDTV dos sistemas ATSC e DVB.*

José Geraldo Chiquito e Sandro Adriano Fasolo

Publicação da FEEC 026/98 - DECOM - FEEC - UNICAMP, Setembro de 1998.

– *Camadas de Transmissão e Transporte do Sistema Europeu de Televisão Digital - DVB*

José Geraldo Chiquito e Sandro Adriano Fasolo

Publicação da FEEC 45/98 - DECOM - FEEC - UNICAMP, 1998.

– *Introdução à Equalização em Receptores de Televisão Digital de Alta Definição*

Sandro Adriano Fasolo ; José Geraldo Chiquito ; Dalton S. Arantes e Max Henrique Machado.

Publicação da FEEC 09/99 - DECOM - FEEC - UNICAMP, Junho de 1999.

– *Equalização em Receptores de HDTV - Padrão ATSC*

José Geraldo Chiquito ; Dalton Soares Arantes ; Max Henrique Machado e Sandro Adriano Fasolo.

Publicação da FEEC 19/99 - DECOM - FEEC - UNICAMP, Setembro de 1999.

Apêndice D

Ferramenta de Simulação

D.1. Introdução

Com o objetivo de otimizar a análise do desempenho dos algoritmos de equalização cega desenvolvemos um programa de simulação. O simulador é composto por interfaces gráficas para controle e visualização. A capacidade de monitorar os ganhos de tomada, o erro/segmento e o diagrama de olho otimiza e permite um controle melhor durante o processamento. O programa pode simular um equalizador linear-LE ou um equalizador com decisão realimentada-DFE. Este capítulo apresenta as funções do programa de simulação utilizado para obter os resultados desta tese.

D.2. Interface Gráfica - Campos de Parâmetros

A Figura D.1 apresenta a interface de configuração dos parâmetros. A seguir, apresentaremos as funções dos campos da interface.

D.2.1. FIR Filter

Configura o comprimento e os ganhos de tomada do filtro FIR. Um filtro FIR com comprimento N terá suas tomadas numeradas entre 0 e $N - 1$. Com os campos *Tap* e *Gain* podemos configurar qualquer tomada do filtro FIR. Esta função deve ser utilizada quando se deseja iniciar o filtro com poucas tomadas. Quando a opção do menu *FIR – Inic* estiver marcada, no início da simulação os ganhos de tomada do filtro FIR serão todos inicializados em zero, com exceção da tomada que estiver aparecendo no campo *Tap* (o ganho será igual ao campo *Gain*). Para configurar todas as tomadas ao mesmo tempo é aconselhável utilizar a função *Load* que será vista posteriormente. Se o comprimento do filtro FIR for aumentado, ele manterá os ganhos de tomadas que estiverem armazenadas e acrescentará as novas tomadas com ganho igual a zero. Se o comprimento for diminuído, ele também manterá os ganhos de tomadas até o novo limite.

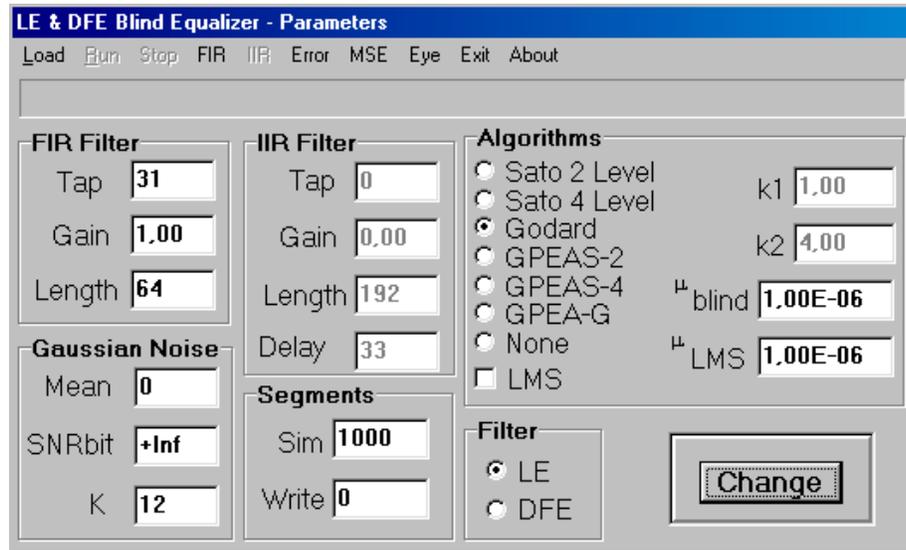


Figura D.1: Interface gráfica do controle dos parâmetros do simulador.

Campo	Variável	Observações
<i>Tap</i>	Tomada N	$0 \leq Tap \leq Length - 1$
<i>Gain</i>	Ganho da tomada N	
<i>Length</i>	Comprimento do filtro FIR	$Length > 0$

D.2.2. IIR Filter

Configura o comprimento, os ganhos de tomada e o atraso no filtro IIR. As funções dos campos *Tap*, *Gain* e *Length* são análogas as do filtro FIR. O atraso deve levar em conta o comprimento e a tomada predominante no filtro FIR.

Campo	Variável	Observações
<i>Tap</i>	Tomada N	$0 \leq Tap \leq Length - 1$
<i>Gain</i>	Ganho da tomada N	
<i>Length</i>	Comprimento do filtro FIR	$Length > 0$
<i>Delay</i>	Atraso no filtro IIR	$Delay \geq 0$

D.2.3. Gaussian Noise

Configura a média, a relação sinal/ruído por bit do gerador de ruído gaussiano. O campo *K* representa o número de distribuições uniformes utilizadas para gerar a distribuição normal. Um número grande fornece uma distribuição gaussiana mais perto do real mas aumenta o tempo de processamento.

Campo	Variável	Observações
<i>Mean</i>	Média da distribuição gaussiana	
<i>SNR_{bit}</i>	Relação S/N por bit	Em <i>dB</i>
<i>K</i>	Número de distribuições uniformes	$K > 0$

D.2.4. Segments

No campo *Sim* colocamos o número de segmentos (1 segmento = 832 símbolos) que desejamos simular. No campo *Write* colocamos o número final de segmentos que desejamos gravar em disco ; estes dados serão gravados no arquivo "saida.mat".

Campo	Variável	Observações
<i>Sim</i>	Número de segmentos a simular	1 segmento = 832 símbolos
<i>Write</i>	Número de segmentos a gravar	Contados do final da simulação.

Algorithms

Seleciona-se o método de equalização :

1. Sato com dois níveis.
2. Sato com quatro níveis.
3. Godard.
4. GPEA-Sato com 2 níveis.
5. GPEA-Sato com 4 níveis.
6. GPEA-Godard.
7. LMS.

As seis primeiras técnicas são denominadas de equalização cega. Estando a opção *None* selecionada, nenhum algoritmo de equalização cega atuará na adaptação. A última opção é o tradicional algoritmo LMS e atua somente durante o segmento de sincronismo, se a opção estiver ativada (senão atua o algoritmo de equalização cega que estiver selecionado). Os campos k_1 e k_2 configuram os valores das variáveis do algoritmo GPEA. Quando não estiver selecionado nenhum dos algoritmos GPEA estes campos ficam inacessíveis. O campo μ_{Blind} regula o ganho do passo para os algoritmos de equalização cega, enquanto o campo μ_{LMS} regula o ganho do passo para o algoritmo LMS.

Campo	Variável	Observações
<i>Sato 2</i>	Método de adaptação de Sato com 2 níveis	
<i>Sato 4</i>	Método de adaptação de Sato com 4 níveis	
<i>Godard</i>	Método de adaptação de Godard	
<i>GPEA – Sato 2</i>	Método de adaptação GPEA de Sato com 2 níveis	
<i>GPEA – Sato 4</i>	Método de adaptação GPEA de Sato com 4 níveis	
<i>GPEA – Godard</i>	Método de adaptação GPEA de Godard	
<i>None</i>	Nenhum método de equalização cega é utilizado	
<i>LMS</i>	Método de adaptação LMS durante o segmento de treino	
μ_{Blind}	Tamanho do passo dos algoritmos de equalização cega	$0 < \mu_{Blind} < 1.0$
μ_{LMS}	Tamanho do passo do algoritmo LMS	$0 < \mu_{LMS} < 1.0$

D.2.5. Filter

Seleciona o tipo de equalizador : LE ou DFE. Quando o filtro LE estiver selecionado as opções do Filtro IIR não são acessíveis.

Campo	Variável
LE	Equalizador do tipo LE
DFE	Equalizador do tipo DFE

D.2.6. Botão *CHANGE*

O método utilizado para mudança de valor nas variáveis é o *Exit()*. Isto significa que devemos sair de um campo para que os valores sejam atualizados. Existe duas maneiras para que isto ocorra : clicando no botão *CHANGE* ou indo para outro campo.

D.3. Interface Gráfica - Menu da Interface de Parâmetros

A interface de parâmetros além dos campos de configuração dos diversos valores necessários a realização da simulação possui um menu com funções de controle do processamento. Estas funções são as seguintes :

D.3.1. Load

A função Load abre a interface padrão do Sistema Operacional Windows para escolhermos um arquivo com a terminação *tps* que possui o modelo do canal que desejamos simular. O arquivo deve ter duas colunas e é formatado da seguinte maneira :

número da tomada A	ganho da tomada A
número da tomada B	ganho da tomada B
⋮	⋮
número da tomada X	ganho da tomada X

Não é necessário colocar os valores de todas as tomadas, as que não estiverem listadas terão como ganho de tomada o valor zero. Somente após o carregamento de um arquivo contendo as tomadas do canal é que será liberado a função *Run* do menu.

D.3.2. Run

Função para iniciar a simulação. Vários Menus e Campos não serão acessíveis durante a simulação, pois são valores que não podem ser alterados durante o processamento.

D.3.3. Stop

Serve para parar a simulação em qualquer instante.

D.3.4. FIR

O menu FIR possui 5 funções :

Inic

Quando esta função estiver marcada o filtro FIR será inicializado no início de cada simulação. Isto significa que todas as tomadas serão feitas iguais a zero com exceção da tomada de inicialização configurada no campo *Tap* e *Gain*. Se a marca não estiver selecionada o filtro FIR iniciará a simulação com os ganhos de tomada que aparecem no gráfico. A tomada de referência para a adaptação filtro FIR será aquela contida nos campos *Tap* e *Gain*.

Clear

Inicializa os ganhos de tomada do filtro FIR, com exceção da tomada de inicialização do campo *Tap* e *Gain*.

Save

Função que serve para gravar os ganhos de tomada do filtro FIR em arquivo. Abre a interface padrão de gravação do Sistema Operacional Windows. Grava um vetor coluna contendo apenas os valores das tomadas.

Load

Serve para inicializar os ganhos de tomada do filtro FIR através de um arquivo de configuração. Não esqueça de verificar se a opção *Inic* não esteja marcada.

IIR

Todas as funções do menu IIR são idênticas as funções do menu FIR, adaptadas ao filtro IIR.

D.3.5. Error

O menu Error controla o processamento do gráfico do erro/segmento e possui 3 funções :

Inic

O gráfico do erro/segmento é inicializado a cada simulação. Pode-se realizar várias simulações, uma com cada algoritmo, para posterior comparação. Cada algoritmo será traçado com uma cor diferente.

Clear

Quando acionada inicializa o gráfico de erro/segmento.

Save

Função que serve para gravar o erro/segmento da última simulação realizada. Abre a interface padrão de gravação do Sistema Operacional Windows. Grava um vetor coluna contendo apenas os valores do erro/segmento.

D.3.6. MSE

O menu *Error* possui apenas 1 função :

Save

Função que serve para gravar o mse/segmento da última simulação realizada. Abre a interface padrão de gravação do Sistema Operacional Windows. Grava um vetor coluna contendo apenas os valores do erro quadrático médio.

D.3.7. Eye

Controla o gráfico do diagrama de olho.

Plot

Quando esta função estiver marcada o gráfico será desenhado. Quando a função não estiver marcada, o programa rodará numa velocidade maior, pois não será traçado o gráfico do diagrama de olho.

Frequency

Para aumentar a velocidade de simulação o gráfico do diagrama de olho será desenhado a intervalos fixos de segmentos. Os valores são 1, 10, 30, 50, 100 e 300.

D.3.8. Exit

Para a simulação e fecha o programa.

D.3.9. PopMenu

A interface de parâmetros possui um PopMenu com apenas uma função : *Graphics*. Quando acionada comuta para a janela dos gráficos.

D.4. Interface Gráfica - Menu da Interface de Gráficos

A interface de gráficos é apresentada na Figura D.2. Esta interface possui os seguintes gráficos :

- Tomadas do canal de simulação.
- Tomadas do filtro FIR.
- Tomadas do filtro IIR.
- Erro/segmento.
- Diagrama de olho.

A interface de gráficos possui um menu reduzido com algumas funções de controle visual dos gráficos. Estas funções são as seguintes :

D.4.1. ZoomAll

Esta função controla o método de zoom em todos os gráficos. Compreende várias funções para o controle e modificação dos eixos dos gráficos durante e após a simulação, que são :

None

Não existe nenhum método de zoom em funcionamento.

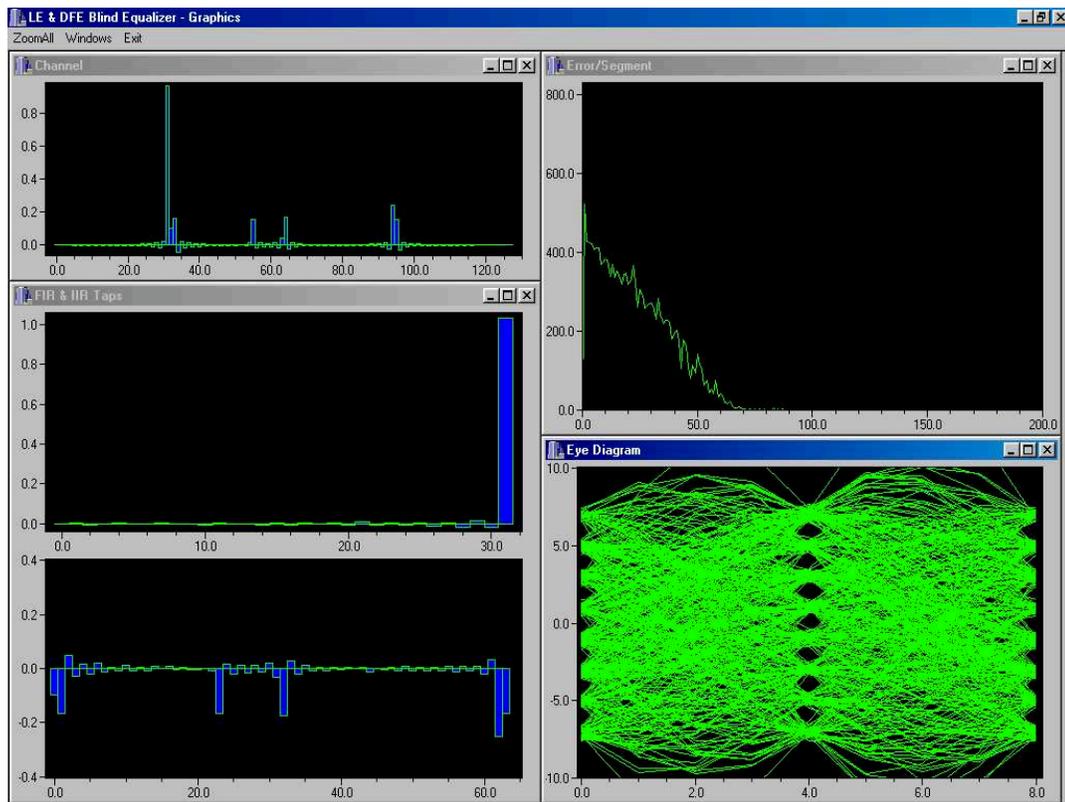


Figura D.2: Interface de gráficos.

Pan

Método de zoom do tipo "segura e arrasta".

Drag

Método de zoom do tipo "comprime ou estica".

Wind

Seleciona um janela para o zoom.

Reset

Retorna o eixo dos gráficos em suas posições originais.

All

Mostra todo o gráfico.

D.4.2. Windows

Serve para colocar todas as janelas em suas posições e tamanhos padrões.

D.4.3. Exit

Para a simulação e fecha o programa.

D.4.4. PopMenu

A interface dos gráficos possui uma função análoga a função do PopMenu da interface de parâmetros, a função *Parameters*. Quando acionada comuta para ativa a janela dos parâmetros. As funções a seguir são as funções padrões de zoom. A única diferença é que o método de zoom mudará apenas para o gráfico sobre o qual está o mouse.

Bibliografia

- [1] Chiquito, José Geraldo ; Fasolo, Sandro Adriano ; Mendes, Luiz Rômulo ; Machado, Max Henrique e Iano, Yuzo, "Sistemas de modulação para transmissão de televisão digital de alta definição," Revista do Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL, nº 1, vol. 3, pp 42-55. Abril de 2000.
- [2] Ledoux, Benoit, "COFDM-6 Field Tests" IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol 42, nº3, pp 270-273, Agosto de 1996.
- [3] Floch, Bernard Le ; Alard, Michel e Berrou, Claude, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex," Proceedings of the IEEE, vol 83, nº6, pp 982-996, Junho de 1995.
- [4] Zou, William Y. e Wu, Yiyang, "COFDM : AN Overview," IEEE Transactions on Broadcasting, vol 41, nº1, pp 1-8, Março de 1995.
- [5] Mannion, Patrick, "VSB/QAM Receiver Cracks The Code To Indoor And Mobile Reception," Electronic Design, Agosto de 1999.
- [6] ATSC Document A-54, "Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard," 1995.
- [7] Widrow, Bernard e Stearns, Samuel D., "Adaptive Signal Processing" Prentice-Hall, New Jersey, 1985.
- [8] Alexander, S. Thomas, "Adaptive Signal Processing" Springer-Verlag, New York, 1986.
- [9] Mulgrew, Bernard e Cowan, Colin F. N., "Adaptive Filters and Equalisers" Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, 1988
- [10] Chiquito, José Geraldo, "Parte de RF do Sistema HDTV," Publicação FEEC 008/96, Universidade Estadual de Campinas, SP, Abril de 1997.
- [11] DVB Document A012, "Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television," June 1996.
- [12] Weinstein, S. B. e Ebert, P. M., "Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform," IEEE Transactions on Communication Technology, vol COM-19, nº15, pp 628-634, Outubro de 1971.
- [13] Chiquito, José Geraldo e Fasolo, Sandro Adriano "Transmissão de dados por multiplexagem em Frequência (OFDM), " Publicação da FEEC 07/97 - DECOM -FEEC - UNICAMP, 1997.

- [14] Chiquito, José Geraldo ; Fasolo, Sandro Adriano ; Arantes, Dalton Soares e Costa, MAX Henrique Machado, "Equalização em receptores de HDTV, " Publicação FEEC 019/99, Universidade Estadual de Campinas, SP, Setembro de 1999.
- [15] Sato, Yoshi, "A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems," IEEE Transactions on Communications, pp 679-682. Junho de 1975.
- [16] Godard, Dominique N., " Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communications Systems," IEE Transactions on Communication, vol COM-28, nº11, pp 1867-1875, Novembro de 1980.
- [17] Ghosh, Monisha, "Blind Decision Feedback Equalization for Terrestrial television Receivers," Proceedings of the IEEE, vol 86, nº10, pp 2070-2081. Outubro de 1998.
- [18] Johnson JR, C. Richard ; Schniter, Philip ; Endres, Thomas J, ; Behm, James D. ; Brown, Donald R. ; Casa, Raúl A, "Blind Equalization Using the Constant Modulus Criterion : A Review, "Proceedings of the IEEE, vol 86, nº10, pp 1927-1950. Outubro de 1998.
- [19] Deshpande, Nikhil, "Fast Recovery Equalization Techniques for DTV Signals, " IEEE Transactions on Broadcasting, vol 43, nº4, pp 370-377, Dezembro de 1997.
- [20] Cowan, C.F.N e Grabnt, P.M."Adaptative Filters" Prentice-Hall, New Jersey,1985
- [21] Proakis, J. G., "Digital Communications," McGraw-Hill Book Company, New York, NY, 1989.
- [22] Haykin, Simon, "Modern Filters" Macmillan Publishing Company, New York,1989.
- [23] Nicolas, Julien J., "Investigation of Coding and Equalization for the Digital HDTV Terrestrial Broadcast Channel", Tese de Doutorado do Instituto de tecnologia de Massachusetts. Setembro de 1994.