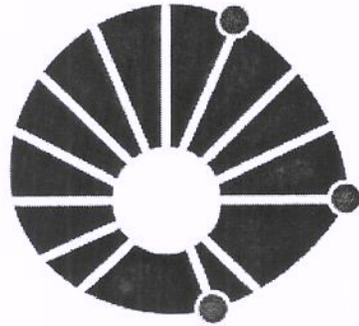


DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS



UNICAMP

TESE DE DOUTORADO

NOVAS PROPOSTAS PARA OTIMIZAÇÃO DE RECEPTORES DE TV DIGITAL
BASEADOS EM OFDM EM AMBIENTES DE REDES DE FREQUÊNCIA ÚNICA
REGIONAIS

Rangel Arthur
Orientador: Prof. Dr. Yuzo Iano

Campinas - SP
Fevereiro de 2007

Este exemplar corresponde a redação final da tese
defendida por: Rangel Arthur
e aprovada pela Comissão
Julgada em 27/02/2007 Yuzo Iano
Orientador

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
CÉSAR LATTES
DESENVOLVIMENTO DE COLEÇÃO

Prof. YUZO IANO
Departamento de Comunicações
FEEC/UNICAMP

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



TESE DE DOUTORADO

**NOVAS PROPOSTAS PARA OTIMIZAÇÃO DE RECEPTORES DE TV DIGITAL
BASEADOS EM OFDM EM AMBIENTES DE REDES DE FREQUÊNCIA ÚNICA
REGIONAIS**

Rangel Arthur

Orientador: Prof. Dr. Yuzo Iano

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

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Fernando Toshinori Sakane (ITA - São José dos Campos)

Prof. Dr. Fujio Yamada – (Mackenzie - São Paulo)

Prof. Dr. Dalton Soares Arantes – DECOM/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Ana Lucia Mendes Cruz Silvestre da Silva - DECOM/FEEC/UNICAMP

Dr. Luiz Henrique Bonani do Nascimento – Pesquisador FAPESP

Campinas - SP
Fevereiro de 2007

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

Ar78n Arthur, Rangel
Novas propostas para otimização de receptores de TV digital baseados em OFDM em ambientes de redes de frequência única regionais / Rangel Arthur. --Campinas, SP: [s.n.], 2007.

Orientador: Yuzo Iano.
Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Televisão digital. 2. Codificação. 3. Sincronização.
I. Iano, Yuzo. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: New proposals for optimization of digital TV receivers based on OFDM in regional single frequency network environments.

Palavras-chave em Inglês: Digital TV, OFDM, Single frequency networks, Synchronism, Channel estimation, Adaptive equalization, Turbo coding.

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Fernando Toshinori Sakane, Fujio Yamada, Dalton Soares Arantes, Ana Lucia Mendes Cruz Silvestre da Silva, Luiz Henrique Bonani do Nascimento.

Data da defesa: 27/02/2007

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Resumo

Esta tese trata da otimização de receptores de TV Digital baseados em OFDM, com avaliação de desempenho em redes de retransmissão em frequência única (SFN – *Single Frequency Networks*) regionais. Tal ambiente facilita a distribuição de canais, porém possui características que dificultam o trabalho do receptor. São tratados, inicialmente, de projetos de filtros canceladores de elos de realimentação em estações retransmissoras, que ocorrem quando a antena de transmissão interfere na antena de recepção. Um novo filtro, baseado em técnicas que utilizam informação temporal é proposto. Novas propostas são feitas para as partes de sincronismo, estimação e equalização de canal, e codificação/decodificação. Uma técnica, vinda da teoria de reconhecimento de padrões, é aplicada para diminuição da complexidade no processo de sincronismo temporal. Um sistema de estimação de canal 2D e equalização adaptativa, usando o *LMS (Least Mean Square)*, é comparado com técnicas clássicas da literatura, e um ganho significativo é encontrado. Como novo esquema de codificação e decodificação é proposto um esquema iterativo, baseado em códigos turbo, com número reduzido de iterações. Tal código melhora o desempenho do sistema em relação ao uso combinado dos decodificadores Viterbi e Reed Solomon. Todas as propostas são combinadas para se avaliar o desempenho do receptor diante de condições típicas de SFN e multicaminhos típicos em recepção de TV do Brasil.

Palavras-chave: TV Digital, OFDM, Redes de Frequência Única, Sincronismo, Estimação de Canal, Equalização Adaptativa, Codificação Turbo.

Abstract

This thesis deals with the optimization of Digital TV receivers based on OFDM, with performance evaluation in regional single frequency networks (SFN). Such environment facilitates the channel distribution, however its characteristics degrade the receiver operation. Initially, projects of loop canceller filters in relay stations are treated, and they are necessary when the transmission antenna causes interference on reception antenna. A new filter, based on time information is proposed. New proposals are made for the synchronism, channel estimation and equalization, and coding/decoding. One technique, coming from the pattern recognition theory, is applied for complexity reduction in the process of time synchronism. A 2D channel estimation system and adaptive equalization, using *LMS (Least Mean Square)*, is compared to classical techniques in the literature, and a significant gain is achieved. As a new coding and decoding scheme, an iterative system based on turbo codes is used with reduced number of iterations. Such code improves the system performance when compared to the Viterbi and Reed Solomon concatenated decoders. The proposals are combined and the performance of the proposed receiver is evaluated on typical conditions of SFN and on typical multipaths for TV reception in Brazil.

Key-words: Digital TV, OFDM, Single Frequency Networks, Synchronism, Channel Estimation, Adaptive Equalization, Turbo Coding.

*A minha família e aos
meus mestres que em mim
sempre acreditaram.*

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por ter sempre iluminado meus caminhos, me dando forças para cumprir mais esta importante etapa de minha vida.

Ao meu professor orientador Yuzo Iano pelo apoio, dedicação e entusiasmo demonstrado no decorrer deste trabalho, braço amigo nos momentos difíceis.

A minha futura esposa Angélica Moises pela compreensão, paciência, apoio e carinho durante a realização deste trabalho.

Aos meus pais Florevaldo Arthur (*in memoriam*) e Zilda Marchi Arthur, e também ao meu irmão Wagner Arthur e família, pelo apoio e dedicação.

Aos amigos Luiz Henrique Bonani, Maurício Tanji, Alexandre Gonçalves, Franklin César Flores, André Hertel e José Patrocínio, pelo companheirismo, e às famílias de Raulison Rezende e Adriano Neto pelo apoio e amizade.

Aos amigos do Laboratório de Comunicações Visuais pelo apoio incessante no desenvolvimento de simuladores e na participação e sugestões nas reuniões semanais. Aos amigos do DECOM e DCA, também sempre presentes para sugestões.

A todos os amigos do Grupo de Processamento de Sinais Audiovisuais do Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD), em especial, a Antônio Cláudio França Pessoa (*in memoriam*) que idealizou este trabalho.

Aos companheiros do Laboratório de TV Digital da Universidade Presbiteriana Mackenzie, em especial a Cristiano Akamine, cuja ajuda e estímulo foram inestimáveis.

A todos os professores do Centro Superior de Educação Tecnológica (CESET) da Unicamp, colegas de trabalho. Aos professores Ronald Avelar Flores, Gilio Aluisio Simone (*in memoriam*) e Carlos Miglinski, pelo incentivo.

Aos professores do Curso de Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira FEIS-Unesp, em especial a Jozué Vieira Filho, que me sugeriu esta fascinante área de pesquisa.

A CAPES e ao FINEP, pelo suporte financeiro deste trabalho.

E a todos aqueles que te forma direta ou indireta colaboraram, se sacrificaram e tornaram possível a elaboração deste trabalho.

Muito obrigado!

Índice

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xii
Lista de Acrônimos e Siglas	xiii
Lista de Símbolos Principais	xvii
Capítulo 1. Introdução	1
1.1. Histórico	1
1.2. Motivação e objetivos	3
1.3. Organização do trabalho.....	6
1.4. Resumo das contribuições	7
Capítulo 2. Modulação OFDM.....	9
2.1. Transmissor OFDM	10
2.2. Receptor OFDM.....	13
2.3. Intervalo de guarda.....	20
2.4. Comentários.....	21
Capítulo 3. Padrão de TV Digital ISDB-T	23
3.1 Re-multiplexação	26
3.2. Codificação de canal.....	27
3.2.1. Codificação externa (<i>Reed Solomon</i>).....	28
3.2.2. Dispersor de energia	28
3.2.3. Entrelaçador de <i>bytes</i> (entrelaçador externo).....	29
3.2.4. Codificador convolucional (codificação interna).....	30
3.3. Mapeamento.....	32
3.4. Segmento de dados.....	33
3.5. Entrelaçador temporal.....	33
3.6. Entrelaçamento em freqüência.....	35
3.7. Estrutura do quadro OFDM	35
3.7.1. Localização das portadoras pilotos espalhadas.....	38
3.7.2. Definição da seqüência de referência	38
3.7.3 Formatação da TMCC.....	39
3.8. Sinal de RF	40
3.9. Taxa de transmissão	40

Capítulo 4. Redes de Frequência Única43

4.1. O problema da canalização.....	45
4.2. Plano básico de distribuição de canais para TV Digital	47
4.3. Cenário de implantação em MFN.....	49
4.4. Cenário de implantação em SFN.....	51
4.4.1. Características gerais de uma SFN	51
4.4.2. Características da SFN para recepção móvel.....	54
4.5. Retransmissão em SFN	55
4.6. Filtro cancelador de realimentação – nova proposta.....	60
4.7. Simulações usando cancelador de eco proposto	62
4.8. Comentários.....	64

Capítulo 5. Sincronismo de sinais OFDM67

5.1. Modelo do sistema OFDM.....	69
5.2. Possíveis efeitos de falta de sincronismo.....	70
5.2.1. Efeito no desempenho do estimador de Canal	71
5.2.2. Efeito de desvio de tempo em uma subportadora	71
5.2.3. Desvio de tempo de amostragem	72
5.2.4. Desvios de frequência no relógio de amostragem e em subportadoras	73
5.2.5. Desvio na janela de quadro OFDM	73
5.2.6. Rotação de símbolo da subportadora	74
5.2.7. Degradação da taxa de erro de bit (BER) devido a ICI e atenuação do sinal recebido ..	74
5.3. Técnicas clássicas de sincronismo temporal	75
5.3.1. Métodos baseados na autocorrelação de um símbolo OFDM	75
5.3.2. Métodos baseados em correlação cruzada	76
5.3.3. Métodos baseados em prefixo cíclico	77
5.4. Sincronismo em frequência	78
5.4.1. Métodos baseados na autocorrelação de um símbolo OFDM	78
5.4.2. Métodos baseados no prefixo cíclico.....	79
5.5. Nova proposta de sincronismo temporal.....	80
5.6. Nova proposta para sincronismo em frequência	84
5.7. Simulações usando sincronizador proposto	86
5.7.1. Testes com ruído gaussiano branco (AWGN)	87
5.7.2. Canais Brasil	88
5.7.3. Canais com pos e pré-eco	90
5.7.4. Canal Rayleigh.....	92
5.8. Comentários.....	93

Capítulo 6. Estimadores e Equalizadores de Canal95

6.1. Modelos de canal e características.....	97
6.2. Estimadores de canal.....	99
6.2.1. Estimador de mínimo quadrático	99
6.2.2. Estimador de mínimo erro quadrático médio.....	100

6.2.3. Estimador de canal baseado na máxima verossimilhança OFDM.....	101
6.3. Equalização de sinais OFDM.....	104
6.4. Nova proposta de estimação e equalização.....	106
6.5. Simulações usando estimador e equalizador proposto	110
6.5.1. Testes com AWGN.....	111
6.5.2. Testes com canal Brasil A.....	112
6.5.3. Testes com canal Brasil E para SFN.....	112
6.6. Comentários	113
Capítulo 7. Turbo ISDB-T	115
7.1. Códigos convolucionais	116
7.2. Códigos turbo	121
7.2.1. Funções de verossimilhança	124
7.2.2. Decodificação iterativa turbo.....	127
7.2.3. Decodificação MAP.....	128
7.3. Inserção de codificação turbo no padrão ISDB-T.....	134
7.4. Simulações do turbo ISDB-T.....	135
7.4.1. Testes com AWGN.....	136
7.4.2. Testes com canais Brasil.....	139
7.5. Comentários	141
Capítulo 8. Conclusões	143
8.1. Trabalhos futuros	145
Bibliografia.....	147
Trabalhos Publicados	159
Anexo A. Simulador ISDB-T.....	161
Anexo B. Simulador turbo ISDB-T	169

Lista de Figuras

Figura 1.1 Efeito da interferência de realimentação em uma estação retransmissora em SFN.....	4
Figura 1.2. Intervalo de guarda de um símbolo OFDM.....	5
Figura 1.3. Modelo de receptor de TV Digital com blocos trabalhados em destaque	6
Figura 2.1. Disposição dos sinais entre várias portadoras na frequência.....	11
Figura 2.2. Modulador OFDM Básico.....	11
Figura 2.3. Diagrama em blocos do demodulador OFDM	13
Figura 2.4. Modulador OFDM utilizando a IDFT	17
Figura 2.5. Demodulador OFDM utilizando a DFT	18
Figura 2.6. Sistema OFDM com transmissão da parte imaginária da IDFT.....	19
Figura 2.7. Sistema OFDM utilizando o Método da IFFT/FFT	20
Figura 3.1. Espectro do canal de RF segmentado.....	24
Figura 3.2. Diagrama básico do modulador ISDB-T.....	25
Figura 3.3. Exemplo da re-multiplexação do <i>transport stream</i> (Modo 2k, intervalo de guarda = 1/8)	27
Figura 3.4. Diagrama do codificador de canal.....	27
Figura 3.5. Pacote de dados na saída do codificador MPEG-2.....	27
Figura 3.6. Pacote com <i>Reed-Solomon</i> RS(204,188,8).....	28
Figura 3.7. Aleatorizador/desaleatorizador de dados.....	29
Figura 3.8. Diagrama do entrelaçador/desentrelaçador	30
Figura 3.9. Pacote de dados na saída do entrelaçador de <i>bytes</i>	30
Figura 3.10. Codificador convolucional (2,1,6) de taxa $\frac{1}{2}$	31
Figura 3.11. Tipos de constelação do ISDB-T (a) DQPSK (b) QPSK (c) 16QAM (d) 64 QAM	32
Figura 3.12. Gráfico de dispersão do entrelaçador temporal no modo 8k [23]	34
Figura 3.13. Configuração do entrelaçamento de frequência	35
Figura 3.14. Estrutura de quadro OFDM para a modulação coerente	37
Figura 3.15. Gerador PRBS das portadoras pilotos [4]	37
Figura 3.16. Quadro TMCC.....	39
Figura 4.1. Distribuição de canais de estações geradoras e retransmissoras de TV analógica.....	46
Figura 4.2. Quantidade de canais utilizados para TV no Brasil. a) analógico (existente) b) digital (proposto no plano básico).....	48
Figura 4.3. Exemplo de área de cobertura de uma estação geradora de TV analógica e suas estações retransmissoras.	49
Figura 4.4. Comportamento da qualidade de vídeo digital e analógico diante da intensidade de campo.....	50
Figura 4.5. Disposição de canais de um rede SFN	51
Figura 4.6. Localizações importantes para análise em uma SFN	53
Figura 4.7. Relação potência versus área de cobertura para transmissores	55
Figura 4.8. Modelo de uma retransmissora em SFN com captação por sinal de radiodifusão.....	57
Figura 4.9. Esquema de cancelamento de <i>loop</i> proposto em [30]	59
Figura 4.10. Esquema de interpolação 1D na frequência usando pilotos espalhadas.....	59

Figura 4.11. Novo método para cancelar interferência de realimentação.....	61
Figura 4.12. Esquema de interpolação 2D para obtenção de $F(n,k)$ (a) 1ª fase: interpolação linear temporal (b) 2ª fase: interpolação em frequência	61
Figura 4.13. Efeito da interferência de <i>loop</i> de acordo com Tabela 4.2.....	64
Figura 5.1. Blocos finais para transmissão OFDM.....	69
Figura 5.2. Blocos iniciais para recepção OFDM.....	69
Figura 5.3. Formas de janelamento FFT possíveis	70
Figura 5.4. Constelações obtidas para (a) janelamento de FFT correto (b) caso I e (c) caso II da Fig. 5.3.....	70
Figura 5.5. Princípio do circuito de sincronização baseado em autocorrelação proposto em [47]...	75
Figura 5.6. Princípio da sincronização baseada em correlação cruzada	76
Figura 5.7. Princípio da sincronização baseada em prefixo cíclico.....	77
Figura 5.8. Princípio da autocorrelação Moose para sincronização em frequência.....	79
Figura 5.9. Princípio da autocorrelação Moose para sincronização em frequência.....	80
Figura 5.10. Ilustração de aplicações de reconhecimento de padrões (a) reconhecimento de impressão digital (b) reconhecimento de íris.....	81
Figura 5.11. Bloco que representa o correlator.....	82
Figura 5.12. Comportamento do pico do correlator baseado na mínima distância (invertido)	83
Figura 5.13. Implementação do correlator dentro do sistema.....	83
Figura 5.14. Região de início de símbolo.	84
Figura 5.15. Esquema de ajuste em frequência através de pilotos espalhadas.	85
Figura 5.16. Comportamento da métrica baseada na distância de Hamming em condições de ruído gaussiano branco.....	87
Figura 5.17. Comportamento da métrica variando-se intensidade de AWGN	88
Figura 5.18. Comportamento da métrica de sincronismo para canal com pós-eco	91
Figura 5.19. Comportamento da métrica de sincronismo para canal com pré-eco.....	91
Figura 5.20. Desempenho do sincronizador usando um canal GSM urbano.....	92
Figura 6.1. Disposição dos blocos de estimação e equalização em receptores típicos OFDM	96
Figura 6.2. Modelo de canal OFDM baseado em canais gaussianos paralelos	98
Figura 6.3. O canal OFDM modelado como um conjunto de canais gaussianos paralelos.....	99
Figura 6.4. Esquema típico de equalização no tempo.....	104
Figura 6.5. Esquema de equalização pré-FFT genérico.....	105
Figura 6.6. Modelo de estimação e equalização proposto (com interpolação 2D).....	107
Figura 6.7. Técnica de interpolação simples em frequência.....	108
Figura 6.8. Técnica de interpolação em frequência com quatro símbolos.....	109
Figura 6.9. Ilustração de desempenho de estimadores sem variação temporal (a) constelação sem estimação (b) interpolação 1D (c) interpolação 2D.....	109
Figura 6.10. Esquema de interpolação 2D para obtenção de H_{LS} (a) interpolação linear temporal (b) interpolação em frequência.....	1109
Figura 6.11. Curvas de comparação entre as técnicas de equalização clássica (1D) e a proposta (2D) para canais AWGN	111
Figura 6.12. Curvas de comparação entre as técnicas de equalização clássica (1D) e a proposta (2D) para canal Brasil A.....	112
Figura 6.13. Curvas de comparação entre as técnicas de equalização clássica (1D) e a proposta (2D) canal Brasil E.....	113
Figura 7.1. Exemplo de um codificador convolucional de taxa $R=1/2$	117

Figura 7.2. Diagrama de estados para o código (7,5)	118
Figura 7.3. Diagrama de treliça para o código (5,7)	119
Figura 7.4. Concatenação de códigos convolucionais (a) paralela (b) serial.....	123
Figura 7.5. Exemplo de decodificação iterativa (a) decodificação paralela (b) decodificação serial	123
Figura 7.6. Ilustração das funções de verossimilhança para sinalização antipodal.	127
Figura 7.7. Decodificador turbo convolucional genérico	127
Figura 7.8. Cálculo recursivo <i>Forward</i> (α) e <i>Backward</i> (β).	132
Figura 7.9. Curvas de desempenho do padrão ISDB-T para canal AWGN	137
Figura 7.10. Curvas de desempenho do TCC proposto para canal AWGN	138
Figura 7.11. Curvas de desempenho usando padrão ISDB-T para canais Brasil	139
Figura 7.12. Curvas de desempenho usando modelo turbo ISDB-T para canais Brasil.....	140
Figura A.1. Esquema do simulador ISDB-T desenvolvido	162
Figura A.2. Bloco de estimação e equalização de canal proposto	163
Figura A.3. Bloco do codificador interno do simulador ISDB-T	163
Figura B.1. Simulador turbo ISDB-T desenvolvido	170
Figura B.2. Codificador turbo desenvolvido.....	171
Figura B.3. Decodificador turbo desenvolvido.....	171

Lista de Tabelas

Tabela 3.1. Taxas de bit para a modo hierárquico (QPSK+16QAM) em 6 MHZ.....	25
Tabela 3.2. Tamanho de TS em função do modo e do IG	27
Tabela 3.3. Formas de puncionamento para diferentes taxas de codificação	31
Tabela 3.4. Fator de normalização.....	33
Tabela 3.5. Quantidade de símbolos complexos para cada modo de transmissão.....	33
Tabela 3.6. Parâmetros de um segmento do quadro OFDM.....	36
Tabela 3.7. Valores de inicialização do gerador PRBS	39
Tabela 3.8. Taxa de bits útil para um segmento	41
Tabela 3.9. Taxa de bits útil para treze segmentos	42
Tabela 4.1. Atrasos e atenuações dos canais Brasil.....	63
Tabela 4.2. Parâmetros de simulação.....	63
Tabela 5.1. Amplitude das portadoras pilotos espalhadas do um símbolo recebido	84
Tabela 5.2. Características de atrasos e atenuações dos canais Brasil.....	89
Tabela 5.3. Comportamento da distância de Hamming para canais Brasil	89
Tabela 5.4. Canal de teste GSM urbano	92

Lista de Acrônimos e Siglas

ABERT	- Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão
AC	- <i>Auxiliary Channel</i> (Canal Auxiliar)
ADC	- <i>Analog to Digital Converter</i> (Conversor Digital Analógico)
ADSL	- <i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i> (Linha Digital Assimétrica para Assinante)
ANATEL	- Agência Nacional de Telecomunicações
ARIB	- <i>Association of Radio Industries and Businesses</i> (Associação das Indústrias e Comércio de Rádio)
ASI	- <i>Asynchronous Serial Interface</i> (Interface Serial Assíncrona)
ATSC	- <i>Advanced Television Systems Committee</i> (Comitê de Sistemas Avançados de Televisão)
AWGN	- <i>Additive White Gaussian Noise</i> (Ruído Gaussiano Branco Aditivo)
BER	- <i>Bit Error Rate</i> (Taxa de Erro de Bit)
BPSK	- <i>Binary Phase Shift Keying</i> (Chaveamento Binário por Deslocamento de Fase)
BTC	- <i>Block Turbo-Codes</i> (Códigos de Bloco Turbo)
CC	- <i>Convolutional Code</i> (Código Convolutacional)
CDMA	- <i>Code Division Multiple Access</i> (Acesso Múltiplo por Divisão de Código)
CFO	- <i>Carrier Frequency Offset</i> (Desvio de Freqüência de Portadora)
CP	- <i>Cyclic Prefix</i> (Prefixo Cíclico)
DAC	- <i>Digital to Analog Converter</i> (Conversor Digital-Analógico)
DC	- <i>Direct Current</i> (Corrente Direta)
DFT	- <i>Discrete Fourier Transform</i> (Transformada de Fourier Discreta)
DiBEG	- <i>Digital Broadcasting Experts Group</i> (Grupo de Especialistas em Radiodifusão Digital)

DQPSK	- <i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i> (Chaveamento de Deslocamento de Fase de Quadratura Diferencial)
DSP	- <i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinal)
DVB-H	- <i>Digital Video Broadcasting- Handheld</i> (Radiodifusão de Vídeo Digital Portátil)
DVB-SPI	- <i>Digital Video Broadcasting Synchronous Parallel Interface</i> (Interface Paralela Síncrona de Radiodifusão de Vídeo Digital)
DVB-T	- <i>Digital Video Broadcasting Terrestrial</i> (Radiodifusão de Vídeo Digital Terrestre)
FCC	- <i>Federal Communication Commission</i> (Comissão Federal de Comunicação)
FDM	- <i>Frequency Division Multiplexing</i> (Multiplexação por Divisão em Frequência)
FEC	- <i>Forward Error Correction</i> (Correção de Erro para Diante)
FFT	- <i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FINEP	- Financiadora de Estudos e Projetos
FIR	- <i>Finite impulse Response</i> (Resposta ao Impulso Finita)
FPGA	- <i>Field Programmable Gate Array</i> (Agregado de Portas Lógicas Programáveis)
GSM	- <i>Global System for Mobile Communications</i> (Sistema Global para Comunicações Móveis)
HDTV -	- <i>High Definition Television</i> (Televisão de Alta Definição)
HP	- <i>High Priority</i> (Alta Prioridade)
ICI	- <i>Inter Carrier Interference</i> (Interferência entre Portadoras)
IDFT	- <i>Inverse Discrete Fourier Transform</i> (Transformada Discreta de Fourier Inversa)
IFFT	- <i>Inverse Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier Inversa)
IG	- Intervalo de Guarda
ISDB-T	- <i>Integrated Systems Digital Broadcasting – Terrestrial</i> (Sistema Integrado de Radiodifusão Digital Terrestre)
ISDTV	- <i>International System for Digital Television</i> (Sistema Internacional para Televisão Digital)
ISI	- <i>Inter Symbol Interference</i> (Interferência entre símbolos)
LCF	- <i>Loop Canceller Filter</i> (Filtro Cancelador de Elo de Realimentação)
LDPC	- <i>Low Density Parity Check</i> (Checagem de Paridade de Baixa Densidade)

LLR	- <i>Log Likelihood Ratio</i> (Logaritmo da Razão de Verossimilhança)
LMMSE	- <i>Least Minimum Mean Squared Error</i> (Erro Quadrático Médio Mínimo)
LMS	- <i>Least Mean Square</i> (Erro Quadrático Médio)
LP	- <i>Low Priority</i> (Baixa Prioridade)
LS	- <i>Least Square</i> (Erro Quadrático)
MAP	- <i>Maximum a Posteriori Probability</i> (Probabilidade Máxima a Posteriori)
MFN	- <i>Multi Frequency Network</i> (Rede de Frequência Múltipla)
ML	- <i>Maximum Likelihood</i> (Máxima Verossimilhança)
MPEG	- <i>Moving Picture Experts Group</i> (Grupo de Especialistas de Imagens em Movimento)
OFDM	- <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> (Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal)
PRBS	- <i>Pseudo Random Bit Sequency</i> (Seqüência de Bit Pseudo Aleatória)
PSAM	- <i>Pilot Symbol Assisted Modulation</i> (Modulação Assistida por Símbolos Piloto)
QAM	- <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> (Modulação de Amplitude em Quadratura)
QPSK	- <i>Quadrature Phase Shift Keying</i> (Chaveamento de Deslocamento de Fase de Quadratura)
RF	- Rádio Frequência
RFP	- Requisição Formal de Propostas
RLS	- <i>Recursive Least Squares</i> (Mínimo Quadrático Recursivo)
RS	- <i>Reed Solomon</i>
RSC	- <i>Recursive Systematic Convolutional</i> (Convolutacional Sistemático Recursivo)
SBTV	- Sistema Brasileiro de Televisão Digital
ScFO	- <i>Sampling Clock Frequency Offset</i> (Desvio de Frequência do Pulso de Amostragem)
SDTV	- <i>Standard Television</i> (Formato Padrão de Televisão)
SET	- Sociedade Brasileira de Engenharia de Televisão
SFN	- <i>Single Frequency Network</i> (Rede de Frequência Única)
SISO	- <i>Soft-Input, Soft-Output</i> (Entrada Suave, Saída Suave)
SNR	- <i>Signal to Noise Rate</i>

	(Relação Sinal-Ruído)
SP	- <i>Scattered Pilots</i> (Pilotos Espalhadas)
SVD	- <i>Singular Value Decomposition</i> (Decomposição por Valor Singular)
TCC	- <i>Turbo Convolutional Codes</i> (Códigos Convolucionais Turbo)
TCCC	- <i>Turbo Convolutional Concatenated Code</i> (Códigos Convolucionais Turbo Concatenados)
TMCC	- <i>Transmission and Multiplexing Configuration Control</i> (Controle de Configuração de Multiplexação e Transmissão)
TS	- <i>Transport Stream</i> (Fluxo de Transporte)
TSP	- <i>Transport Stream Packet</i> (Pacote de Fluxo de Transporte)
TTC	- <i>Telecommunication Technology Council</i> (Conselho de Tecnologia em Telecomunicações)
UHF	- <i>Ultra High Frequency</i> (Frequência Ultra Alta)
VHF	- <i>Very High Frequency</i> (Frequência Muito Alta)
VSB	- <i>Vestigial Side Band</i> (Banda Lateral Vestigial)

Lista de Símbolos Principais

$\pi(i)$	- saída de entrelaçador temporal de entrada i
η	- sinal de ruído gaussiano branco aditivo
e	- sinal de erro
f_c	- frequência de portadora
F_p	- função de transferência obtida pelos sinais piloto
h	- resposta ao impulso do canal de transmissão
k_{est}	- ponto estimado temporalmente para início de um símbolo OFDM
$L(u y)$	- LLR (<i>Log Likelihood Ratio</i>) da informação <i>a-posteriori</i> do bit u dado y
$L(u)$	- informação <i>a-priori</i>
$L_c y$	- informação sistemática
$L_c y_p$	- informação proveniente da saída do codificador convolucional
$L_e(u y)$	- informação extrínseca do bit u dado y
N_c	- número de portadoras
N_{cp}	- número de amostras do prefixo cíclico
r	- sinal OFDM recebido (no domínio do tempo)
R_b	- taxa de bits efetiva transmitida
R_{cc}	- razão do codificador convolucional
R_{rs}	- razão do codificador <i>Reed Solomon</i>
s	- sinal OFDM transmitido (no domínio do tempo)
T_S	- tempo de um símbolo OFDM
T_U	- tempo útil de um símbolo OFDM (excluindo-se tempo para transmissão de informações de referência)
$x_{k,m}$	- símbolo de constelação da portadora k e símbolo OFDM m transmitido
$\hat{x}_{k,m}$	- símbolo estimado da portadora k e símbolo m
$y_{k,m}$	- símbolo de constelação da portadora k e símbolo OFDM m que chega ao receptor

Capítulo 1

1. Introdução

1.1. Histórico

A Televisão representa o maior centro de entretenimento e informação do último século. A transmissão por radiodifusão permite que sejam alcançadas grandes distâncias, sendo que o sinal pode ser captado por antenas simples e de baixo custo. Isso fez com que a recepção analógica de TV fosse adotada em mais de 90% das residências no Brasil.

As últimas décadas, porém, foram caracterizadas por uma crescente demanda por sistemas de comunicação mais eficientes, versáteis e confiáveis, que fossem capazes de operar a uma velocidade cada vez maior. Com o advento das técnicas digitais, e posteriormente com o desenvolvimento das técnicas de compressão digital, muitos sistemas de telecomunicações migraram do ambiente analógico para o ambiente digital, visando, entre outros fins, uma melhor

qualidade de serviço, a convergência de tecnologias ou um melhor aproveitamento do espectro de frequências. É neste contexto que os sistemas de televisão digital estão inseridos. A TV Digital, definida em sua essência, é um instrumento no qual é possível se receber informação de vídeo, áudio e dados na forma digital, proporcionando a transmissão e recepção de maior quantidade de conteúdo por uma mesma largura de banda de canal, o que pode permitir a transmissão em alta definição (HDTV- *High Definition Television*) [1], tornando possível ainda a interatividade.

Dessa forma, os sistemas analógicos terrestres passaram a ser substituídos pelos sistemas digitais, dando surgimento a três grandes padrões de TV Digital conhecidos como: o americano ATSC (*Advanced Television Systems Committee*) [2], baseado em transmissão com portadora simples 8-VSB; o europeu DVB-T (*Digital Video Broadcasting –Terrestrial*) [3] e o japonês ISDB-T (*Integrated Systems Digital Broadcasting – Terrestrial*) [4], baseados em transmissão multiportadora OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [5]. A transmissão terrestre será utilizada neste trabalho.

As transmissões comerciais de televisão digital terrestre iniciaram-se em 1998 na Europa (sistema DVB-T) e nos Estados Unidos (sistema ATSC). Em 2003 tiveram início as transmissões comerciais no Japão (sistema ISDB-T). A premissa dos sistemas foi uma substituição dos atuais sistemas analógicos em seus respectivos países para se operar em suas respectivas condições de canal. No Brasil, por outro lado, o período de convívio dos sistemas analógico e digital deverá ser mais prolongado, principalmente pelo custo dos receptores digitais.

Os testes para a nova geração de sistemas de TV no Brasil iniciaram-se em 1999. Um laboratório de testes foi implantado na Universidade Mackenzie, com quem a Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão (ABERT) e a Sociedade Brasileira de Engenharia de Televisão (SET) firmaram um acordo de cooperação técnica para a realização dos testes nos sistemas de televisão digital. A aquisição dos equipamentos, do instrumental e de todos os recursos necessários para a montagem e o funcionamento do laboratório foi possibilitada por um convênio firmado entre a Universidade Mackenzie e a NEC do Brasil. Nesta primeira fase de testes, o padrão ATSC foi praticamente descartado, devido a sua não capacidade de recepção móvel e sua incompatibilidade inicial de se trabalhar com redes de frequência única (SFN – *Single Frequency Network*). Por outro lado, o padrão ISDB-T, por ser o mais evoluído tecnicamente na época, apresentou os melhores resultados [6,7].

O Brasil, a partir de meados de 2003 e com financiamento do governo, passou a investir em pesquisa e desenvolvimento nacionais para o chamado Sistema Brasileiro de Televisão Digital (SBTVD) [8]. Tal sistema foi posteriormente denominado de ISDTV (*International System for Digital Television*). Várias metas foram assim traçadas. O objetivo delas foi obter um padrão compatível com as necessidades do Brasil, focando-se no baixo custo e nas possibilidades abertas pela interatividade, pelo aumento da produção e da distribuição de conteúdo. Dentre outras metas, constava-se que: os canais de recepção aberta continuariam a ser transmitidos livremente para recepção fixa e deveriam funcionar para a recepção móvel; um canal de retorno e um *software* compatível que pudesse permitir a interatividade de usuários, viabilizando a inclusão de variados tipos de serviços, como os de saúde e educação.

Desta forma vários consórcios, formados por diversas instituições do país, puderam enviar propostas a partir de RFPs (Requisição Formal de Propostas), disponibilizadas pela Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP). As premissas da RFP-02, relativa a “Transmissão e Recepção, Codificação e Modulação”, são utilizadas neste trabalho. Tal RFP visou, principalmente, à utilização de técnicas de codificação inovadoras, de forma que o sistema pudesse funcionar a partir de uma relação sinal ruído mais baixa e, com isso, abranger uma área de cobertura maior e com um número reduzido de pontos de sombra (áreas sem sinal).

Mais recentemente, em meados de 2006, o governo brasileiro, em acordo firmado com o governo japonês, decidiu criar o então denominado sistema nipo-brasileiro, que teria como base o padrão ISDB-T, com algumas das inovações propostas pelos pesquisadores brasileiros.

As pesquisas futuras estão assim direcionadas a adaptações no sistema, de tal forma que se tenha um sistema robusto diante das condições típicas de recepção do Brasil, com um custo exequível. E também, um planejamento inteligente para a distribuição de canais que possa acelerar a implantação da TV Digital no país.

1.2. Motivação e Objetivos

Este trabalho visa apresentar novos algoritmos para melhoria de desempenho de receptores de TV Digital. A modulação utilizada é o OFDM. Em especial, é tratado o padrão japonês, que servirá de base para a implantação de TV Digital no Brasil. São propostos aqui novos algoritmos

para redistribuição e sincronização de sinal OFDM, estimação e equalização de canal, e um novo método de codificação.

A distribuição de canais por meio de redes de frequência única (SFNs) [9,10] é uma das grandes vantagens da TV Digital. Em uma rede de frequência única, as estações geradoras e retransmissoras, que possuem a mesma programação, trabalham nas mesmas faixas de frequência. Isso é possível graças à capacidade dos receptores de TV Digital de lidar com ecos fortes, que produziriam os conhecidos “fantasmas” na TV analógica. O uso deste tipo de rede pode liberar o espectro de frequências, amenizando os tão conhecidos problemas de interferência co-canal presentes na TV analógica atual.

Um inconveniente que pode ocorrer nas estações retransmissoras, no caso de SFN e quando o sinal da estação geradora chegue até ela por sinal de radiodifusão, é o efeito de interferência de realimentação, o qual a antena receptora recebe o sinal que foi transmitido no mesmo ponto, como mostra a Figura 1.1.

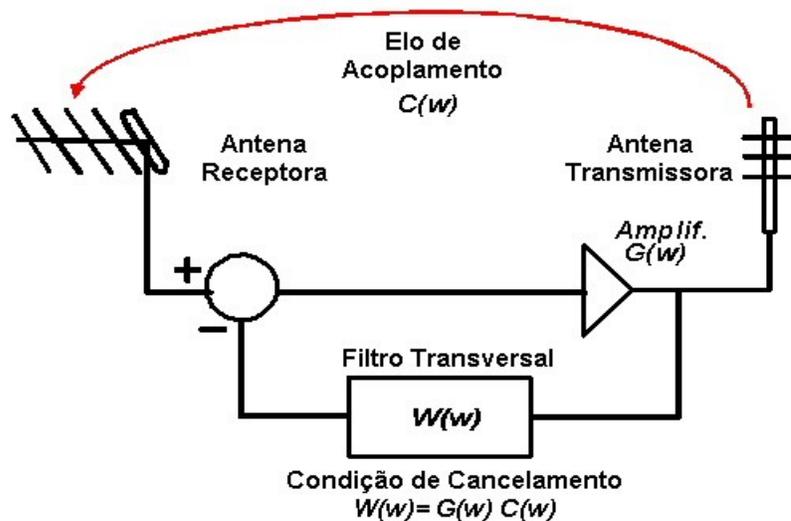


Figura 1.1 Efeito da interferência de realimentação em uma estação retransmissora em SFN.

Uma forma eficiente de se cancelar esta interferência pode viabilizar a implantação de redes SFN para distribuição de sinais. Neste trabalho, é proposto um novo algoritmo, baseado em filtros transversais, que aumenta a eficiência de cancelamento de realimentação em relação a técnicas clássicas.

Uma das difíceis tarefas durante o processo de recepção de sinais OFDM degradados é a fase do sincronismo de quadro e de símbolo. Para que a ortogonalidade das subportadoras seja

mantida e o sinal possa ser recuperado, os desvios em tempo e frequência dos símbolos da constelação precisam ser compensados. Tal tarefa de sincronismo pode se tornar custosa e demorada. Isso pode ocorrer principalmente a partir do uso de algoritmos baseados em funções de autocorrelação aplicadas entre regiões que compreendem o denominado intervalo de guarda (IG), mostrado na Figura 1.2. O IG nada mais é que uma cópia de um trecho final de um símbolo OFDM, no domínio do tempo, antes do início do símbolo. Maiores justificativas do IG serão dadas no capítulo seguinte.

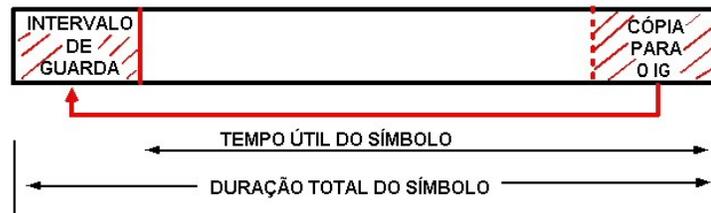


Figura 1.2. Intervalo de guarda de um símbolo OFDM.

Da mesma forma que duas imagens de impressão digital, ou de duas íris, podem ser submetidas a ruído e precisam ser comparadas, as respectivas regiões do IG podem ser degradadas. Em vista disso, uma técnica com menor esforço computacional, vinda de aplicações de reconhecimento de padrões é proposta neste trabalho. Os blocos em destaque no modelo de receptor de TV Digital da Figura 1.3 mostram os pontos onde são realizados o sincronismo temporal (de símbolo) e o sincronismo em frequência do sinal OFDM. Aparecem em destaque também os outros blocos que são objetos das propostas e serão detalhados neste trabalho.

O uso de eficientes estimadores e equalizadores de canal podem facilitar o trabalho do decodificador, amenizando de forma iterativa os efeitos durante a transmissão. Apesar de que, em boa parte das aplicações que utilizam OFDM, o uso de equalizadores adaptativos é evitado, em TV Digital tal técnica pode repercutir em ganhos consideráveis de eficiência dos sistemas. Alguns algoritmos da literatura utilizam a equalização de um quadro completo OFDM, o que na prática se torna inviável. Neste trabalho, é proposto um novo método para estimação e equalização de canal que manipula apenas cinco símbolos OFDM de maneira simultânea, produzindo bons ganhos em relação a sistemas sem equalização, sem complexidade computacional proibitiva.

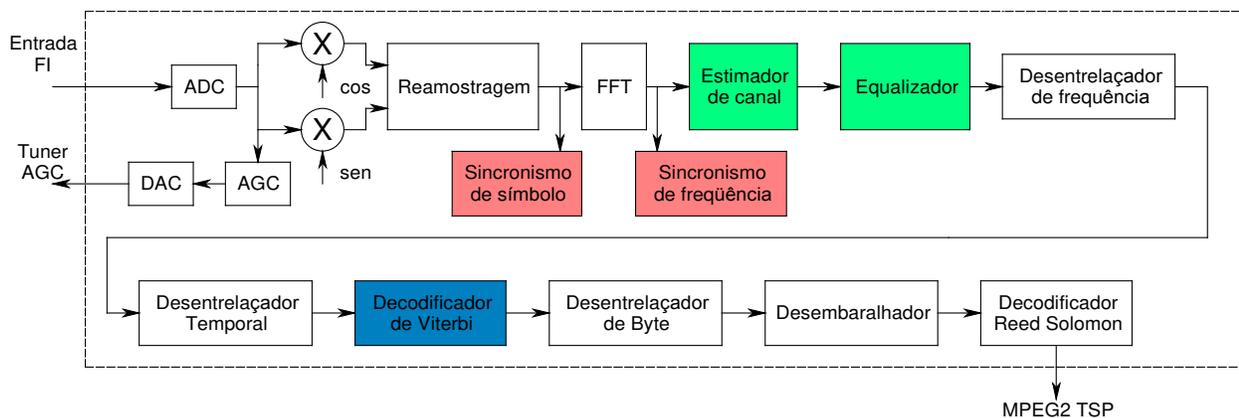


Figura 1.3. Modelo de receptor de TV Digital com blocos trabalhados em destaque

Como já citado, um dos editais do FINEP para a criação do ISDTV visou à modulação. Uma das propostas para isso, realizada através do convênio Unicamp-Mackenzie, foi a inclusão de codificadores e decodificadores turbo, que também foi empregada neste trabalho. Desde que Berrou e outros [11] descobriram uma maneira eficiente de se realizar uma decodificação iterativa a partir de códigos convolucionais, várias recomendações têm sido feitas para a adoção de códigos turbo em variadas aplicações, entre elas para telefonia celular de 3ª geração. A confecção de *microchips* cada vez mais baratos, que realizam essa decodificação, tem facilitado essas aplicações. Deste modo, uma combinação de treliças que permite uma taxa baixa de codificação, com poucas iterações, e com considerável ganho, é então proposta neste trabalho.

1.3. Organização do trabalho

No Capítulo 2 é apresentado o conceito da modulação OFDM, comparando-a a sistemas de portadora única, e justificando seu uso nos padrões de TV Digital. Os blocos de sistemas de transmissão e recepção de TV Digital japonês ISDB-T são apresentados no Capítulo 3, juntamente com algumas medidas de desempenho.

No Capítulo 4 é apresentado o problema de canalização e redistribuição de sinais. O plano inicial de distribuição de canais para o Brasil é descrito, juntamente com os problemas que este poderá acarretar. As redes de frequência única são defendidas nessa seção e são descritas técnicas

aplicadas em retransmissoras neste ambiente. O problema de interferência de realimentação é discutido, e são propostas novas técnicas para se cancelar este efeito.

O problema de sincronismo em tempo e frequência é abordado no Capítulo 5. Inicialmente são tratadas as causas de efeitos que dificultam o sincronismo e algumas das principais técnicas presentes na literatura. Um novo método de sincronismo de baixa complexidade, baseado em técnicas de reconhecimento de padrões é apresentado e testado perante ambientes típicos de recepção.

O Capítulo 6 descreve as principais técnicas para estimação e equalização de canais para sinais OFDM, utilizando algoritmos de filtragem adaptativa. Chega-se então a um algoritmo semelhante ao proposto no Capítulo 4 para facilitar o trabalho dos blocos de decodificação subseqüentes.

No Capítulo 7 é proposta uma modulação inovadora baseada em códigos turbo. É feita uma revisão teórica sobre codificadores e decodificadores turbo, e são descritos a treliça, os entrelaçadores, e demais parâmetros adaptados ao sistema.

A descrição dos testes e os resultados de simulação são detalhados no final de cada capítulo. O trabalho é finalizado com as conclusões relevantes e os trabalhos futuros.

1.4. Resumo das contribuições

Neste trabalho são feitas novas propostas para melhoria de desempenho de receptores de TV Digital, com base na modulação OFDM. Inicialmente, é proposto um novo algoritmo para se cancelar a interferência de realimentação em estações retransmissoras em ambientes de rede de frequência única.

Uma técnica de sincronismo baseada em algoritmo de reconhecimento de padrões é também proposta.

Um novo estimador e equalizador em tempo e frequência, que utiliza filtragem adaptativa é aplicado, testado e comparado diante de técnicas clássicas.

Finalmente, uma nova técnica de codificação e decodificação, com base em códigos turbo, é proposta para aplicação no padrão japonês ISDB-T. Para a validação das propostas, alguns simuladores foram desenvolvidos, para realização de testes de simulação e comparação de todo o sistema, trabalhando em conjunto com todas as inovações.

Capítulo 2

2 Modulação OFDM

Esta Seção trata dos principais conceitos envolvidos na técnica multiportadora OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), utilizada em diversas aplicações que demandam altas taxas de transmissão como, por exemplo, sistemas sem-fio (802.11a e 802.11g), Wi-Max, modems ADSL e, principalmente, nos padrões de TV Digital DVBT [3] e ISDBT [4], este último abordado neste trabalho.

Dentre as várias vantagens de um sistema multiportadora em relação a sistemas de portadora única, podem ser destacadas: alta imunidade a multipercursos, redução significativa da taxa de sinalização no canal, a largura de faixa ocupada por cada subportadora é N vezes menor do que a largura de faixa ocupada pelo sinal modulado por uma única portadora. Por outro lado, os sistemas multiportadora possuem algumas desvantagens, como os problemas do pico de potência na transmissão [12,13], e a dificuldade de sincronismo de símbolo, a ser tratada no Capítulo 4 deste trabalho.

O sistema OFDM surgiu por volta dos anos 60, quando Chang [14] publicou seu artigo sobre síntese de transmissão com vários canais limitados em banda. Chang apresentou o princípio de transmissão de mensagens em vários canais limitados em banda sem causar interferência entre portadoras (ICI - *Inter Carrier Interference*) e interferência entre símbolos (ISI - *Inter Symbol Interference*).

Em 1971 Weinstein e Ebert [15] demonstraram a possibilidade de realizar o processo de multiplexação e demultiplexação OFDM a partir da Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT) e da Transformada Discreta de Fourier Direta (DFT), respectivamente. Esta descoberta auxiliou na elaboração de novas técnicas, que futuramente, com o desenvolvimento da microeletrônica e a criação de algoritmos otimizados como o *Fast Fourier Transform* (FFT), possibilitaram a aplicação do OFDM em sistemas de comunicações.

Uma outra contribuição importante foi a de Peled e Ruiz em 1980 [16], que introduziram o prefixo cíclico ou extensão cíclica, resolvendo o problema de ortogonalidade. Em vez de utilizar um espaço de guarda vazio, eles preencheram esse espaço com uma extensão cíclica do símbolo OFDM.

O sistema OFDM consiste em uma técnica de transmissão com múltiplas portadoras, na qual se divide o espectro disponível em muitas subportadoras, cada uma sendo modulada por um feixe de baixa taxa de dados. Essa técnica é muito semelhante à técnica de multiplexação por divisão de frequência FDM (*Frequency Division Multiplexing*), porém utilizando o espectro de frequências de forma mais eficiente, com a redução de espaçamento entre portadoras. Isso é possível porque as portadoras são ortogonais entre si, eliminando a necessidade da banda de guarda entre as portadoras, como mostrado na Figura 2.1.

2.1. Transmissor OFDM

A modulação OFDM está muito bem documentada na literatura como [17-19] entre muitas outras referências. A Figura 2.2 mostra o modulador OFDM básico em blocos.

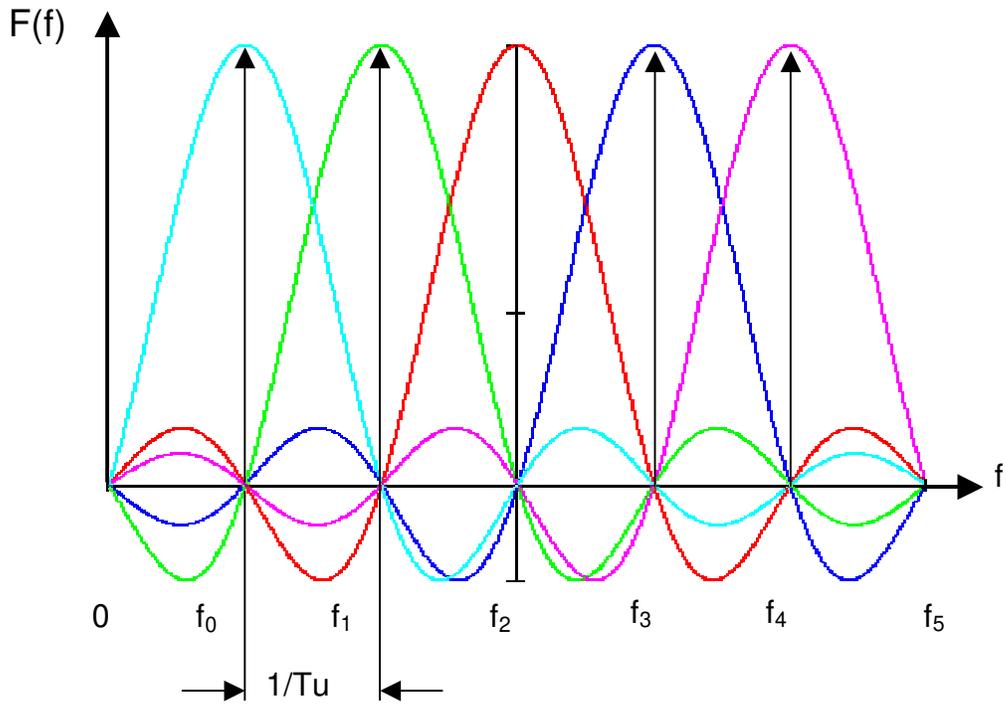


Figura 2.1. Disposição dos sinais entre várias portadoras na frequência.

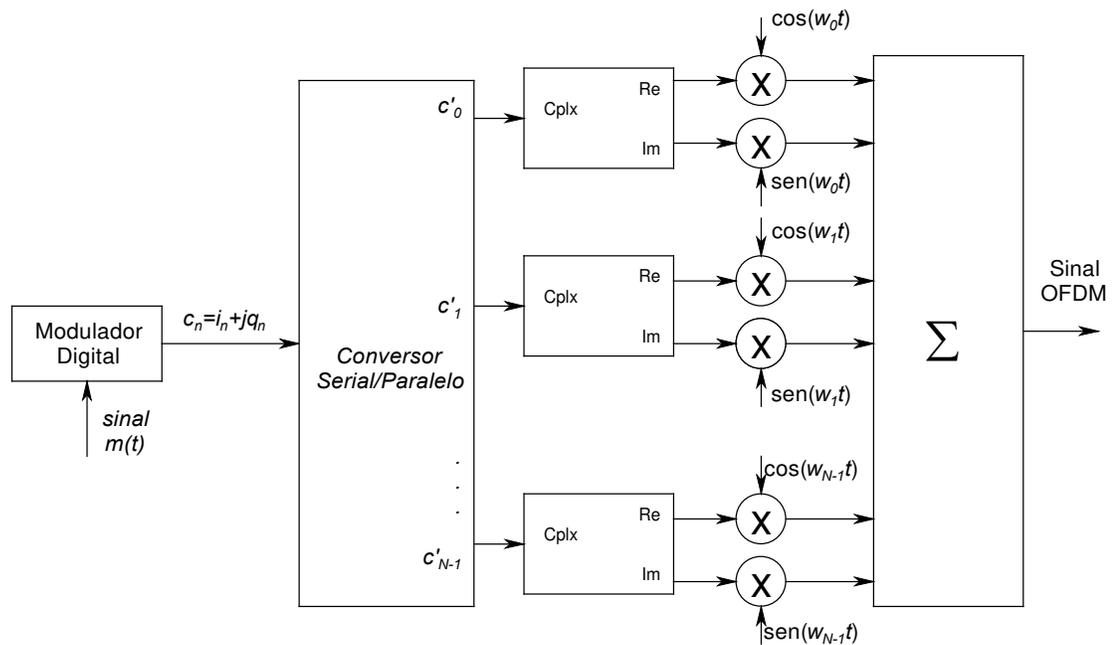


Figura 2.2. Modulador OFDM Básico.

Na Figura 2.2, $m(t)$ representa a seqüência que se deseja transmitir, e $c_n = i_n + jq_n$ o sinal complexo mapeado nos sinais i_n em fase e q_n em quadratura. Em seguida, o conversor série paralelo transforma o sinal em N feixes de símbolos complexos paralelos, que modulam as subportadoras complexas. A modulação é então aplicada a partir de funções cosseno e seno de frequência angular w_n para se obter as partes real e imaginária, respectivamente. O espaçamento entre as subportadoras é igual ao inverso do tempo do símbolo OFDM, sendo que o conjunto das N subportadoras adjacentes é ortogonal. O equacionamento do sinal OFDM pode ser resumido como

$$f_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \Re \{ c_n e^{-jw_n t} \},$$

$$f_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \Re \{ (i_n + jq_n) \cdot [\cos(w_n t) - j \sin(w_n t)] \}, \quad (2.1)$$

$$f_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \Re \{ i_n \cos(w_n t) - ji_n \sin(w_n t) + jq_n \cos(w_n t) + q_n \sin(w_n t) \},$$

onde $\Re\{.\}$ corresponde à parte real e N é o número de subportadoras. Logo, o sinal OFDM pode ser expresso por

$$f_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{ i_n \cos(w_n t) + q_n \sin(w_n t) \}. \quad (2.2)$$

Decorrido o tempo do símbolo OFDM em T segundos, o valor de amplitude de cada subportadora é atualizado com os dados no próximo símbolo. Caso o pico do sinal de várias subportadoras, vistas no tempo, estejam em fase, o somatório da Equação (2.2) pode repercutir em elevados níveis, que podem levar os transmissores a trabalharem em regiões de saturação, como comentado no início deste capítulo. Além disso, em um sistema OFDM, todos os N osciladores complexos do transmissor e do receptor devem estar em fase. Quanto maior for o número de subportadoras no sistema, maior será a dificuldade em se

obter o sincronismo entre os osciladores, aumentando a complexidade de implementação, que pode inviabilizar o uso desta técnica.

2.2. Receptor OFDM

A recepção do sinal OFDM é realizada por um banco de correladores, conforme apresentado na Figura 2.3.

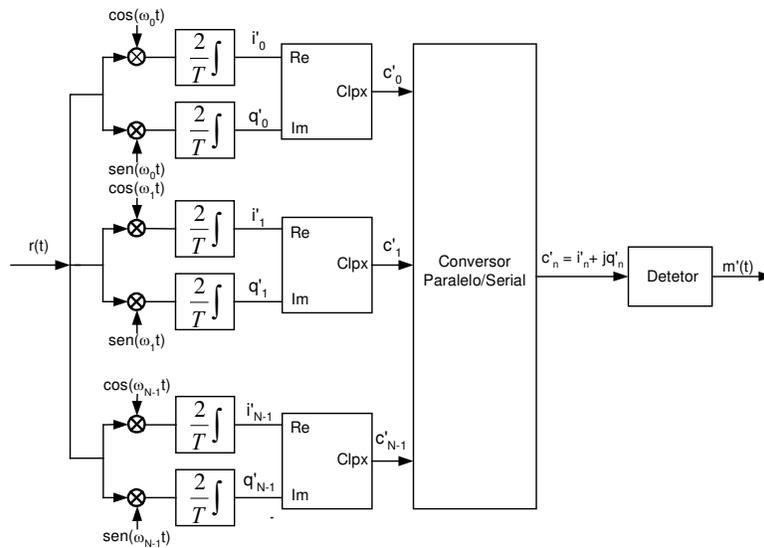


Figura 2.3. Diagrama em blocos do demodulador OFDM.

Para um canal sem distorção e sem ruído, a detecção é realizada sem erros, uma vez que todas as subportadoras são ortogonais entre si, não existindo interferências entre os N subcanais recebidos. Observando que todas as subportadoras possuem um número inteiro de ciclos no intervalo de T segundos, podem-se detectar as componentes recebidas, i'_n , como

$$i'_n = \frac{2}{T} \int_0^T r(t) \cos(\omega_n t) dt . \quad (2.3)$$

Tomando-se como exemplo a recepção da componente i'_0 e lembrando que para um canal sem ruído e sem distorções $r(t) = s_{OFDM}(t)$, tem-se que

$$\begin{aligned}
 i'_0 &= \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} [i_n \cos(\omega_n t) + q_n \text{sen}(\omega_n t)] \cdot \cos(\omega_0 t) dt, \\
 i'_0 &= \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} i_n \cos(\omega_n t) \cdot \cos(\omega_0 t) dt + \underbrace{\frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} q_n \text{sen}(\omega_n t) \cdot \cos(\omega_0 t) dt}_0, \\
 i'_0 &= \frac{2}{T} \int_0^T i_0 \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t) dt + \underbrace{\frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} i_n \cos(\omega_n t) \cdot \cos(\omega_0 t) dt}_0, \\
 i'_0 &= \frac{2i_0}{T} \int_0^T \cos^2(\omega_0 t) dt = i_0. \tag{2.4}
 \end{aligned}$$

O procedimento anterior é o mesmo para todas as componentes do sinal $r(t)$, uma vez que todas as portadoras possuem um número inteiro de ciclos no intervalo de T segundos.

O método de geração e detecção do sinal OFDM apresentado no equacionamento anterior é denominado Método da Força Bruta. Com o aumento do número de subportadoras, sua implementação torna-se inviável, devido à complexidade de construção dos osciladores complexos presentes no transmissor e no receptor. Entretanto, os avanços da tecnologia digital permitiram implementar o sistema OFDM através de um método que simplifica a construção do transmissor e do receptor, como descrito a seguir.

Partindo da Equação (2.2), os coeficientes i_n e q_n podem representar, respectivamente, os coeficientes de bases ortogonais, $\cos(\omega_n t)$ e $\text{sen}(\omega_n t)$, de modo que o sinal OFDM pode ser analisado como uma série de Fourier de N elementos e coeficientes i_n e q_n . Primeiramente, é necessário amostrar o sinal OFDM. Isto se deve à utilização de DSP's (*Digital Signal Processor*) na geração e detecção deste sinal, o que exige uma análise discreta do sistema. A Equação (2.2) pode ser analisada no domínio do tempo, adotando uma taxa de amostragem expressa por

$$f_s = \frac{1}{T_s} = R_s, \quad (2.5)$$

onde f_s corresponde à frequência de amostragem do sinal.

Assim, a Equação (2.2) pode ser reescrita como

$$s_{OFDM}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} [i_n \cos(\Omega_n t_s m) + q_n \sin(\Omega_n t_s m)], \quad (2.6)$$

onde m define o símbolo OFDM e Ω_n é a frequência angular ?? da n -ésima subportadora amostrada e é definida como:

$$\Omega_n = 2\pi f_n. \quad (2.7)$$

Em banda básica, a frequência da primeira portadora é nula ($f_0 = 0$ Hz). Então as frequências das subportadoras, f_n , podem ser expressas por:

$$f_n = \frac{n}{T}. \quad (2.8)$$

O intervalo durante o qual as amostras do sinal OFDM são tomadas, t_m , é dado por

$$t_m = m t_s, \quad (2.9)$$

onde t_s é o tempo do símbolo OFDM de entrada. Assim

$$T = N t_s. \quad (2.10)$$

Utilizando essas definições, pode-se representar o sinal OFDM amostrado em banda básica como

$$s_{OFDM}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[i_n \cos\left(\frac{2\pi t_s}{N t_s} m\right) + q_n \sin\left(\frac{2\pi t_s}{N t_s} m\right) \right],$$

$$s_{OFDM}(m) = \Re \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \left[c_n e^{-j \frac{2\pi n}{N} m} \right] \right\}. \quad (2.11)$$

Este resultado mostra que o sinal OFDM pode ser obtido através da Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT - *Inverse Discrete Fourier Transform*) do vetor de N símbolos complexos, c_n . Como a IDFT gera um sinal no domínio do tempo a partir do espectro de frequências do sinal, o vetor c_n pode ser considerado como o espectro de frequência do símbolo OFDM.

Sabe-se que o espectro de um sinal real é simétrico com relação à frequência nula. Tratando-se de um sinal discreto real, seu espectro é simétrico com relação à $N = 2$. Entretanto, para o sinal OFDM esta simetria não existe porque cada componente do vetor c_n corresponde a um símbolo de dados a ser transmitido, independente dos demais. Assim, o resultado da $IDFT(c_n)$ gera um sinal complexo, onde a informação a ser transmitida está presente tanto na parte real quanto na parte imaginária, conforme mostra a Equação (2.1), reescrita a seguir por conveniência.

$$f_{OFDM}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{ i_n \cos(w_n t) + q_n \sin(w_n t) \}.$$

Deste modo, somente a parte real da $IDFT(c_n)$ é transmitida, como mostra a Equação (2.11).

É importante considerar o número de pontos presentes no sinal gerado a partir da IDFT, porque como o vetor c_n contém N amostras, o sinal também possui N amostras complexas. Para transmiti-lo deve-se interpolar a parte real das amostras geradas pela

IDFT, obtendo-se assim um sinal contínuo no tempo. A Figura 2.4 apresenta o diagrama em blocos de um modulador OFDM utilizando a IDFT.

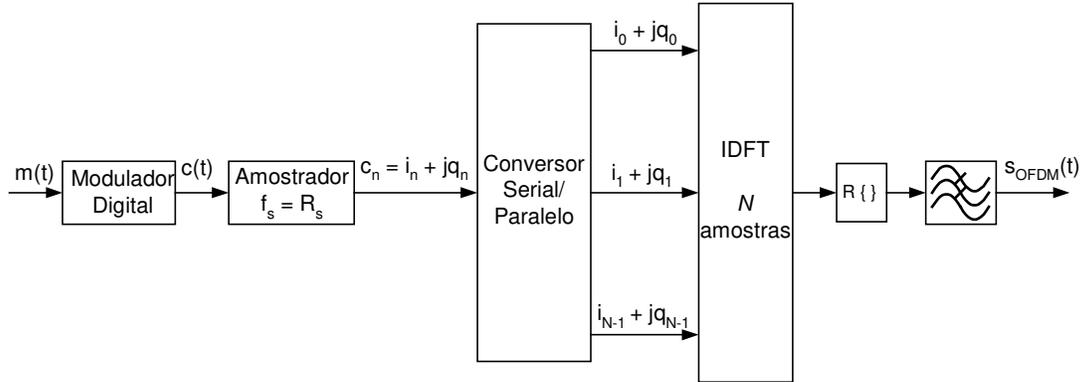


Figura 2.4. Modulador OFDM utilizando a IDFT.

A recepção do sinal é realizada através da Transformada Discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*). A taxa de amostragem do sinal recebido deve ser duas vezes maior do que a taxa do sinal transmitido, uma vez que o mesmo contém apenas a parte real. Deste modo, tem-se o sinal recebido discreto, $r(m)$, dado por

$$r_m = r\left(\frac{t_m}{2}\right) = r\left(\frac{t_s}{2} m\right). \quad (2.12)$$

O sinal r_m é composto por $2N$ amostras e, assumindo que o canal não apresenta ruídos e distorções, é expresso por

$$r_m = \sum_{n=0}^{N-1} \left[i_n \cos\left(\frac{2\pi n}{2N} m\right) + q_n \sin\left(\frac{2\pi n}{2N} m\right) \right]. \quad (2.13)$$

Aplicando a IDFT ao sinal representado por (2.13), tem-se

$$c'_l = \begin{cases} 2i_0 & l = 0 \\ i_l + jq_l & 1 \leq l \leq N-1 \\ \text{irrelevante} & N \leq l \leq 2N-1 \end{cases}, \quad (2.14)$$

onde c'_l corresponde ao vetor complexo recebido. Este vetor apresenta o dobro do comprimento do vetor c_n , mas apenas as N primeiras amostras referem-se à informação relevante. Outra consideração importante é que apenas a parte real do coeficiente c_0 é recuperada. Isto se deve ao fato deste coeficiente ser transportado na subportadora de frequência nula, pois a função *seno* da Equação (2.13) tem valor nulo para $n = 0$. Assim, a primeira subportadora do sistema OFDM em banda básica não é capaz de transportar informação em quadratura. A Figura 2.5 ilustra o diagrama em blocos do demodulador OFDM utilizando a DFT.

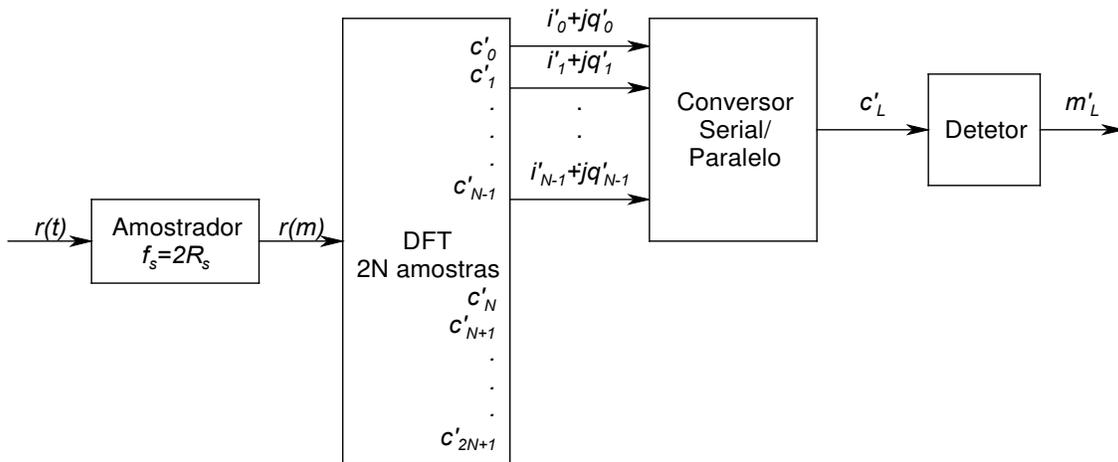


Figura 2.5. Demodulador OFDM utilizando a DFT.

Na literatura, é comum encontrar esquemas de modulação e demodulação OFDM, onde a parte imaginária da IDFT também é transmitida. Isto simplifica a análise e a modelagem para a simulação. A Figura 2.6 apresenta o diagrama em blocos do sistema OFDM com transmissão da parte imaginária da IDFT.

Neste sistema, como não ocorre perda da parte imaginária da IDFT, não é necessário amostrar o sinal recebido com o dobro da taxa de amostragem utilizada na

transmissão. A parte imaginária do coeficiente c_0 também é recuperada, pois a parcela $jq_n \cos(\omega_n t)$ da Equação (2.1) garante a transmissão do termo q_0 .

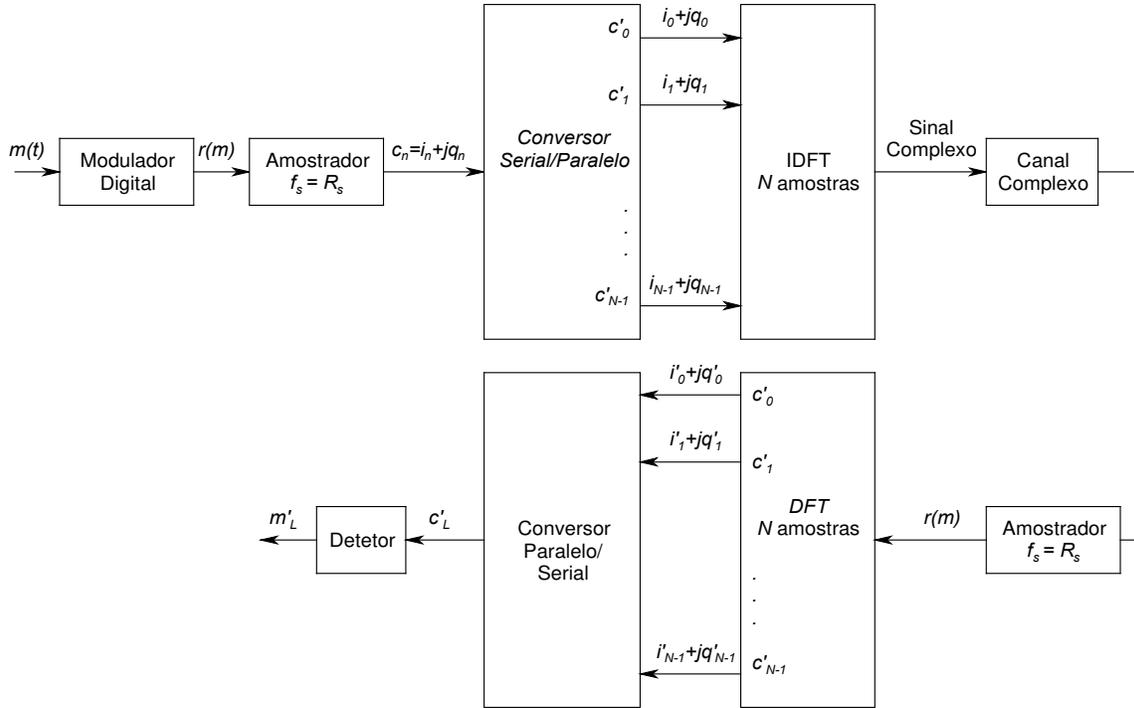


Figura 2.6. Sistema OFDM com transmissão da parte imaginária da IDFT.

Enquanto que no Método da Força Bruta existe a dificuldade de construir N osciladores complexos, neste método existe a dificuldade em realizar a IDFT e a DFT das N amostras durante o tempo de símbolo OFDM. Embora o tempo de símbolo OFDM aumente linearmente com o aumento do número de subportadoras, o tempo requerido para computar a IDFT e a DFT aumenta exponencialmente com N . Deste modo, aumentando-se o número de subportadoras, aumenta-se também a carga computacional do sistema.

Com o objetivo de minimizar esta carga computacional, utiliza-se um algoritmo eficiente para computar a DFT, conhecido como Transformada Rápida de Fourier (FFT - *Fast Fourier Transform*). Entretanto, para que o tempo de processamento seja efetivamente reduzido, a seguinte condição deve ser satisfeita

$$N = 2^p \quad p = 1, 2, 3, \dots \quad (2.15)$$

O ganho de eficiência é aumentado quando se trabalha com valores maiores de N . A Figura 2.7 apresenta o diagrama em blocos de um sistema OFDM implementado pelo método da IFFT/FFT.

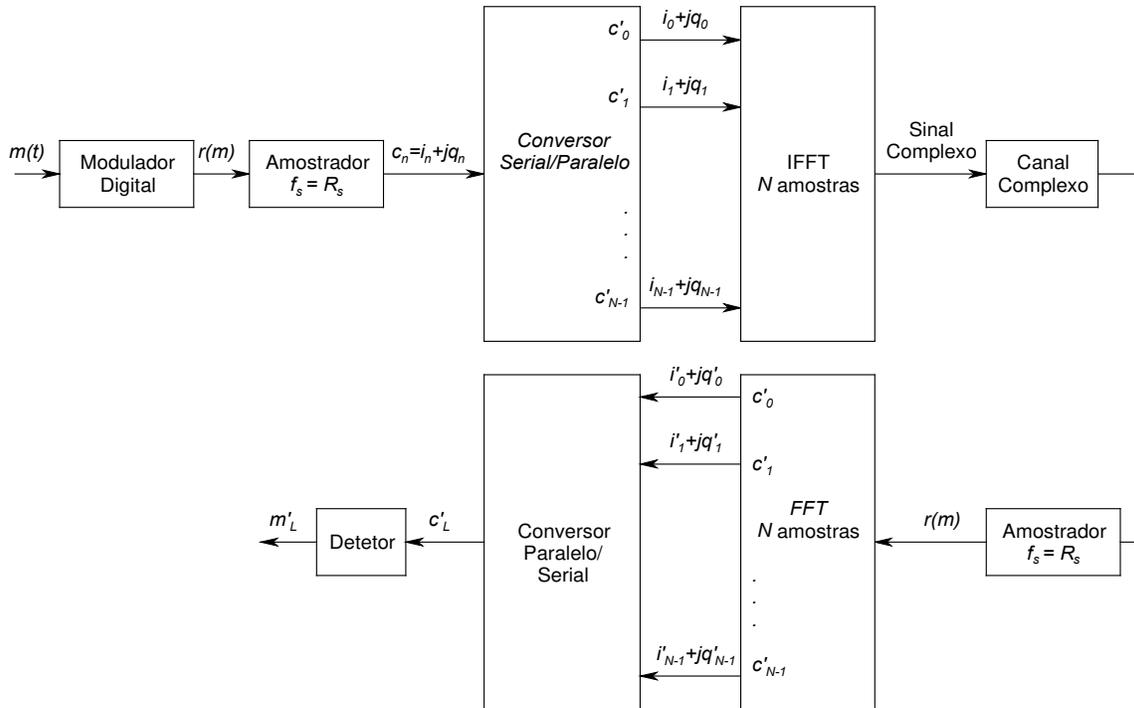


Figura 2.7. Sistema OFDM utilizando o método da IFFT/FFT.

Os padrões que utilizam o sistema OFDM empregam este método para implementar o transmissor e o receptor. As técnicas de processamento digital de sinais permitiram que sistemas OFDM com elevado número de subportadoras fossem empregados para a transmissão digital a altas taxas.

2.3. Intervalo de Guarda

Como comentado na Introdução deste trabalho (Figura 1.2), em um ambiente severo de transmissão, com multicaminhos e muita reflexão, acontecendo entre o transmissor e o receptor, a ortogonalidade das portadoras do sinal recebido pode ser prejudicada. Para se evitar isso, pode ser inserido um bloco, após a modulação OFDM, que consiste na extensão

cíclica do símbolo OFDM [16,20]. O tamanho desta extensão equivale à duração do intervalo de guarda.

O propósito do intervalo de guarda é amenizar os problemas relacionados às interferências intersimbólicas. Porém, para que isto funcione, é necessário que o tamanho do intervalo de guarda seja maior que a dispersão temporal do canal, ou seja, o atraso máximo de um sinal refletido que chega à antena deve ter uma duração menor que a duração do intervalo de guarda.

O intervalo de guarda também poderia ser constituído de um intervalo vazio, porém quando o canal é dispersivo, o atraso de cada subportadora pode ser diferente, acarretando uma interferência intersimbólica e perda de ortogonalidade. No domínio do tempo significa que deixa de existir um número inteiro de portadoras dentro de um ciclo (parte útil do símbolo OFDM).

A Equação 2.16 mostra este caso, garantindo que se a dispersão do sinal for menor que o comprimento do intervalo de guarda as subportadoras atrasadas do símbolo OFDM sempre terão um número inteiro de ciclos na parte útil do símbolo OFDM.

$$x_g(n) = \begin{cases} x(N + n), & n = -N_g, -N_g + 1, \dots -1 \\ x(n), & n = 0, 1, \dots, N - 1 \end{cases}, \quad (2.16)$$

onde $x_g(n)$ é o número de amostras do símbolo OFDM com intervalo de guarda, N é o número de subportadoras e N_g é o número de amostras do intervalo de guarda.

O estudo do intervalo de guarda é retomado no Capítulo 4, quando utilizado no sincronismo de sinal.

2.4. Comentários

O esquema de modulação OFDM possui muitas vantagens em relação a sistemas de portadora única. A imunidade diante de multicaminhos, obtida com o auxílio do intervalo de guarda, torna esta técnica a mais conveniente para recepção de TV, conforme os testes realizados no Brasil para definição do padrão. Para que seja alcançado tal desempenho em

sistemas monoportadora é necessário o uso de dispendiosos equalizadores adaptativos, inviáveis em muitos casos.

O uso de IFFT e FFT, para se realizar a modulação e demodulação, facilita em muito a implementação desta técnica. Dentre as desvantagens do OFDM está o problema de pico de sinal, que pode ocorrer caso os picos dos sinais em tempo de várias subportadoras estiverem em fase.

Capítulo 3

3. Padrão de TV Digital ISDB-T

Como as modificações do padrão nipo-brasileiro, em relação ao padrão de TV Digital japonês ISDB-T, ainda não foram completamente definidas, o padrão japonês serviu de base para este trabalho. São descritos aqui os principais blocos do transmissor deste padrão, sendo enfatizados aqueles utilizados nos modelos inovadores propostos. Os blocos do receptor são discutidos nos capítulos restantes deste trabalho.

A especificação para este modelo foi desenvolvida pela ARIB (*Association of Radio Industries and Businesses*) do Japão e aprovado como modelo de TV Digital final pela *Telecommunication Technology Council (TTC) of Ministry of Posts and Telecommunications (MPT)*. As especificações, contendo as características da codificação de canal, estrutura de quadros e modulação, estão contidas em [4].

Pode-se dizer que o modelo japonês é um aperfeiçoamento do modelo europeu DVB-T [3]. As principais características que diferenciam os modelos são: a presença de um entrelaçador temporal no ISDB-T, que o torna mais imune a interferências por ruído impulsivo, como abordado em [6,7], e a transmissão por segmentação em banda.

O padrão ISDB-T integra sistematicamente vários modos de transmissão digital na qual pode suportar uma variedade de serviços digitais incluindo HDTV, SDTV, recepção móvel e portátil. É caracterizado pela segmentação de banda, compatibilidade com o MPEG-TS (*Transport Stream*), codificação de canal e total flexibilidade nos parâmetros de modulação.

A Figura 3.1. ilustra a segmentação do canal de RF em 13 segmentos de banda.

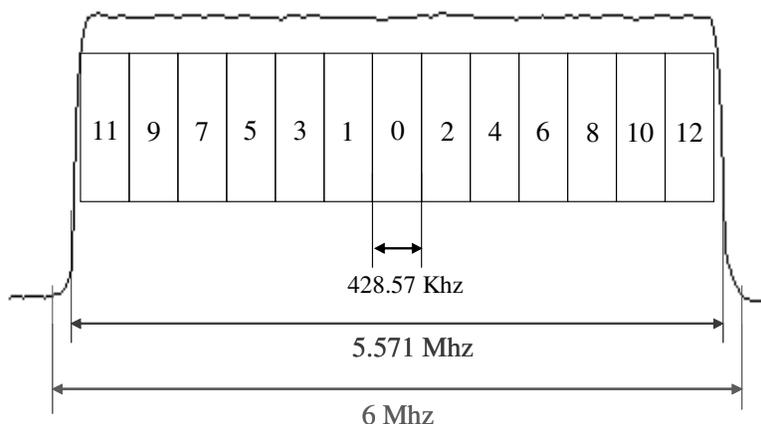


Figura 3.1. Espectro do canal de RF segmentado.

O segmento central, em destaque na Figura 3.1, pode ser utilizado para transmissão de sinal para receptores portáteis (*handhelds*). Tal característica é vantajosa, em relação ao DVB-T, em um canal de 6 MHz, como o utilizado no Brasil, já que permite a transmissão simultânea de sinal HDTV, para recepção fixa, e sinal para recepção portátil. Por outro lado, no sistema DVB-T, trabalhando no modo hierárquico com uma constelação 64QAM, dois bits são destinados à recepção portátil na camada de alta prioridade (HP - *High Priority*), e os quatro restantes para recepção fixa na camada de baixa prioridade (LP- *Low Priority*). Esta configuração, trabalhando com valores típicos de FEC (*Forward Error Correction*) 3/4 e IG 1/16, permite uma taxa de recepção fixa, para canais em 6 MHz e usando MPEG2, de 16,4 Mb/s, como mostrado em destaque na Tabela 3.1 [3] a seguir, o

que inviabiliza o HDTV para recepção fixa (cerca de 18 Mb/s de acordo com [21]). Por outro lado, foi criado o chamado sistema DVB-H (*Digital Video Broadcasting- Handheld*) [22], específico para recepção portátil, que é utilizado atualmente em serviços por assinatura, e permite o uso de até nove canais na banda exclusiva de 6 MHz.

Tabela 3.1. Taxas de bit para a modo hierárquico (QPSK+16QAM) em 6 MHz.

Modulação	Taxa	Intervalo de Guarda			
		1/4	1/8	1/16	1/32
HP QPSK	1/2	1,8662E+06	2,0735E+06	2,1955E+06	2,2620E+06
	2/3	2,4882E+06	2,7647E+06	2,9273E+06	3,0160E+06
	3/4	2,7993E+06	3,1103E+06	3,2933E+06	3,3930E+06
	5/6	3,1103E+06	3,4559E+06	3,6592E+06	3,7701E+06
	7/8	3,2658E+06	3,6287E+06	3,8421E+06	3,9586E+06
LP 16-QAM	1/2	9,3309E+6	10,3680E+6	10,9780E+6	11,3100E+6
	2/3	12,4410E+6	13,8240E+6	14,6370E+6	15,0800E+6
	3/4	13,9960E+6	15,5510E+6	16,4660E+6	16,9650E+6
	5/6	15,5510E+6	17,2790E+6	18,2960E+6	18,8500E+6
	7/8	16,3290E+6	18,1430E+6	19,2110E+6	19,7930E+6

Conforme [4], pode-se dividir o sistema ISDB-T em três blocos: re-multiplexação, codificação de canal e modulação. A Figura 3.2 ilustra um diagrama básico do sistema ISDB-T.

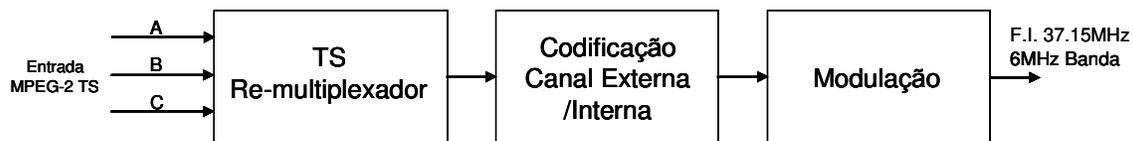


Figura 3.2. Diagrama básico do modulador ISDB-T.

O modulador recebe três seqüências de pacotes de dados chamados de *Transport Stream* (TS), que contém informação multiplexada comprimida de vídeo, áudio e dados. O sistema ISDB-T possui duas interfaces de entrada, a DVB-SPI (*Digital Video Broadcasting Synchronous Parallel Interface*) e a ASI (*Asynchronous Serial Interface*). As entradas são denominadas de camadas A, B e C. Na transmissão hierárquica, essas camadas são

utilizadas realizando atribuições aos 13 segmentos de RF para cada feixe de dados das camadas.

O estágio de codificação é dividido por um bloco de codificação externa e interna. O estágio de codificação externa é fixo e formado por um dispersor de energia e um codificador *Reed Solomon* com entrelaçador de *bytes*. O estágio de codificação interna é flexível, formado pelo codificador convolucional de taxa mãe 1/2 com ajuste de puncionamento para 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 com entrelaçamento de bits e símbolos. O primeiro estágio de modulação é formado por uma modulação primária que pode ser escolhida entre QPSK, 16-QAM ou 64-QAM. As camadas A, B e C são combinadas e entrelaçadas no tempo (100, 200 ou 400ms) e em frequência por um algoritmo dispersor de energia. Uma estrutura de sincronismo é adicionada com a inserção de pilotos de referência, sinalização e controle. O segundo estágio de modulação é formado por um modulador OFDM que opera com IFFT de tamanho 2k, 4k ou 8k, e define o modo de transmissão. Na saída do modulador OFDM é adicionado um prefixo cíclico que garante a robustez do sistema contra interferência intersimbólica. Os sinais são convertidos para analógico em banda básica de 6MHz na frequência central de 37,15 MHz.

3.1 Re-multiplexação

O re-multiplexador recebe três TS MPEG-2 e os agrupa em um único TS MPEG-2. O agrupamento é realizado em pacotes MPEG-2 TS (TSP) como pode ser visto na Figura 3.3. O tamanho do TS re-multiplexado varia com o intervalo de guarda utilizado, como pode ser visto na Tabela 3.2. A re-multiplexação ainda tem a função de mapear os pacotes de dados de entrada para suas respectivas camadas no estágio de codificação de canal. Para isso um sinal de controle é enviado do re-multiplexador até o bloco de codificação de canal.

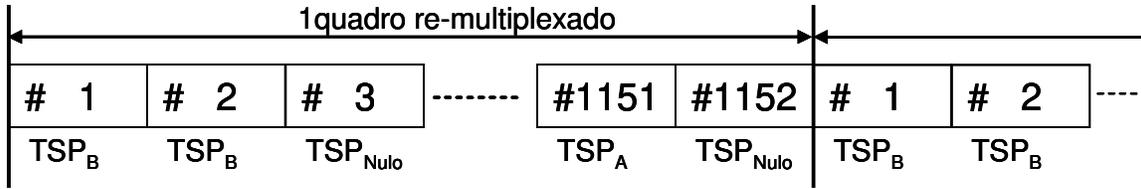


Figura 3.3. Exemplo da re-multiplexação do *transport stream* (modo 2k, intervalo de guarda = 1/8).

Tabela 3.2. Tamanho de TS em número de amostras em função do modo e IG.

Modo	Intervalo de guarda (IG)			
	1/4	1/8	1/16	1/32
2k	1280	1152	1088	1056
4k	2560	2304	2176	2112
8k	5120	4608	4352	4224

Neste trabalho será fixado o Modo 8k nos testes já que este produz os maiores intervalos de guarda, como mostra a Tabela 3.2, protegendo o sinal contra longos ecos.

3.2. Codificação de canal

A Figura 3.4 ilustra o diagrama de blocos do estágio de codificação do sistema ISDB-T. A saída do re-multiplexador é formada por pacotes de 188 *bytes*. Cada pacote possui 1 *byte* de sincronismo (47_{HEX}) e 187 *bytes* de informação útil. A Figura 3.5 ilustra um pacote de dados originado na saída do multiplexador.

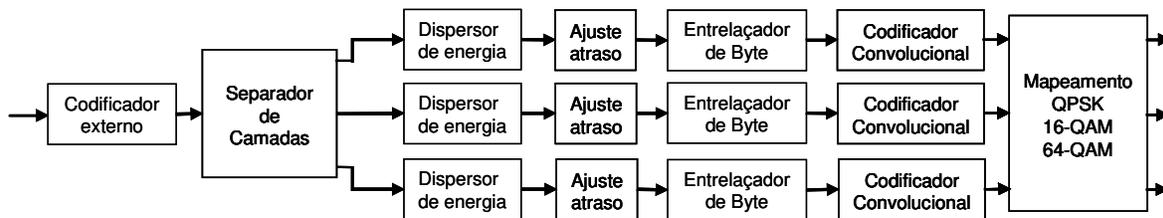


Figura 3.4. Diagrama do codificador de canal.



Figura 3.5. Pacote de dados na saída do codificador MPEG-2.

3.2.1. Codificação externa (*Reed Solomon*)

A codificação externa é constituída por um código de bloco do tipo *Reed Solomon* $RS_{(n,k,t)}$, onde k é a entrada, n é a saída e t é a capacidade de correção de erros. No ISDB-T é utilizado como entrada $k=188$ e $n=204$ de saída. A distância mínima pode ser calculada por $d_{min}=n-k+1$. Esse código possui 16 símbolos de *paridade* = $n-k$ e capacidade de correção $t=(d_{min}-1)/2$. A Figura 3.6 ilustra um pacote de dados originado na saída do codificador *Reed-Solomon*, onde cada símbolo possui $m = 8$ bits.

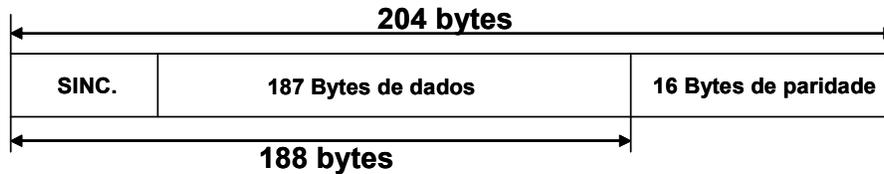


Figura 3.6. Pacote com *Reed-Solomon* RS(204,188,8).

O código polinomial gerador $g(x)$ e do polinômio gerador de campo $p(x)$ são dados respectivamente por

$$g(x) = x^0 + x^1 + x^2 + x^{15}, \quad (3.1)$$

e

$$p(x) = x^0 + x^2 + x^3 + x^4 + x^8. \quad (3.2)$$

Para realizar a implementação desse código, é necessário acrescentar 51 bytes nulos. O codificador possui a configuração RS(255, 239, t=8).

3.2.2. Dispersor de energia

Com objetivo de espalhar os dados entrantes do codificador MPEG-2 e eliminar seqüências repetidas de zeros e uns, que poderiam gerar um nível DC causando uma interferência intersimbólica, os dados são dispostos serialmente e somados a uma seqüência

binária pseudo-aleatória (PRBS – *Pseudo Random bit Sequency*) formada pelo gerador polinomial $1 + x^{14} + x^{15}$.

Os registradores de deslocamento desse gerador PRBS são carregados com uma seqüência inicial “100101010000000”. O tamanho da seqüência do dispersor de energia é de $2^{15} - 1 = 32767$.

A Figura 3.7 ilustra o esquema do aleatorizador/desaleatorizador de dados utilizado.

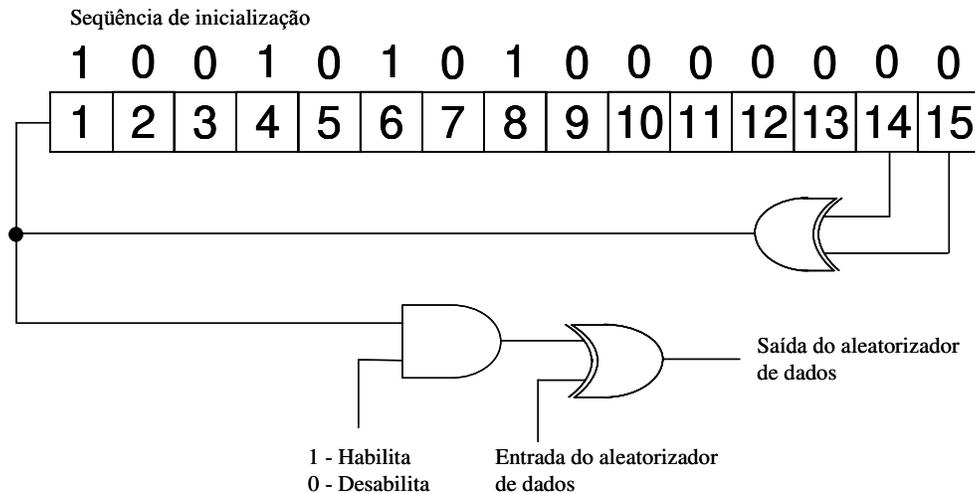


Figura 3.7. Aleatorizador/desaleatorizador de dados.

3.2.3. Entrelaçador de bytes (Entrelaçador Externo)

O entrelaçador de *bytes* tem como objetivo espalhar os pacotes provenientes do *Reed-Solomon* e do aleatorizador (dispersor de energia) para aumentar sua eficiência perante erros de bloco. Como pode ser visto na Figura 3.8, ele é constituído por um entrelaçador convolucional com $I=12$ ramos e registradores de deslocamento com tamanho $M=17$ bytes. Cada ramo possui $(I-1) \times 17$ registradores e cada símbolo tem tamanho de 8 bits. Os 12 ramos estão conectados ciclicamente na saída do *Reed-Solomon* e transferem um símbolo de cada vez em cada ramo.

O ramo $I=0$ não possui memória e os símbolos são transferidos imediatamente para a saída. Dessa forma, os símbolos de sincronismo são enviados no ramo $I=0$. A Figura 3.9, ilustra um pacote proveniente da saída do entrelaçador de *bytes*.

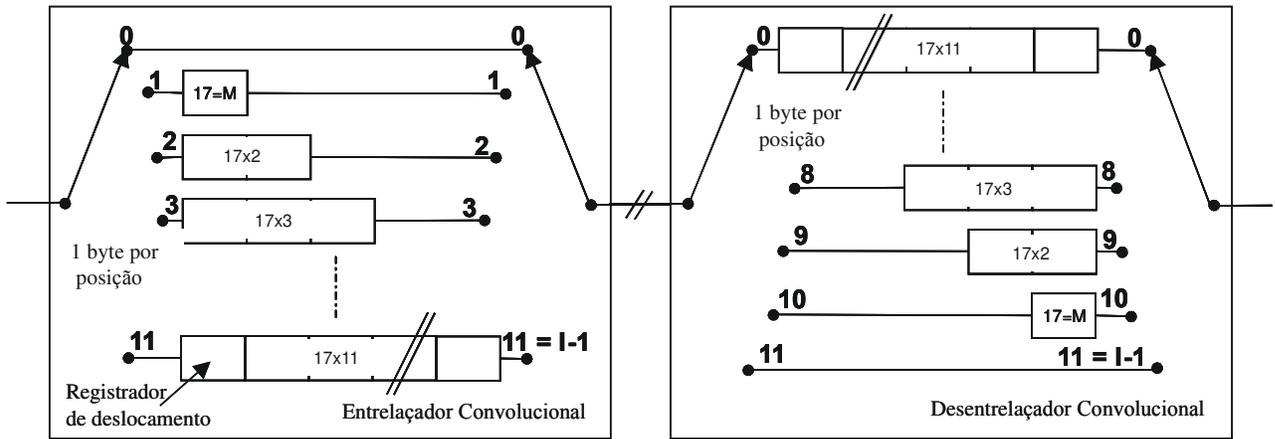


Figura 3.8. Diagrama do entrelaçador/desentrelaçador.

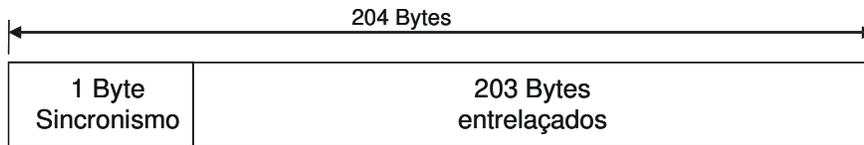


Figura 3.9. Pacote de dados na saída do entrelaçador de bytes.

3.2.4. Codificador Convolucional (Codificação Interna)

A codificação é formada por um codificador convolucional com punçãoamento. Tem a função de acrescentar bits para aumentar a capacidade de correção de bits, e é constituído por um código convolucional de taxa mãe $R = 1/2$ e 64 estados. O código convolucional gerado para saída X é $G_1 = 171_{OCT}$, representado aqui na base octal, e para a saída Y é $G_2 = 133_{OCT}$.

A Figura 3.10 a seguir ilustra o diagrama desse codificador convolucional. Seguindo a notação dessa figura, tem-se que

$$G_1 = 1111001 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^6, \quad (3.3)$$

e

$$G_2 = 1011011 = 1 + D^2 + D^3 + D^5 + D^6, \quad (3.4)$$

e para um codificador convolucional (n, k, m) , n representa os bits de saída (número de somadores módulo 2), k representa os bits de entrada e m é a memória (número de registradores de deslocamento).

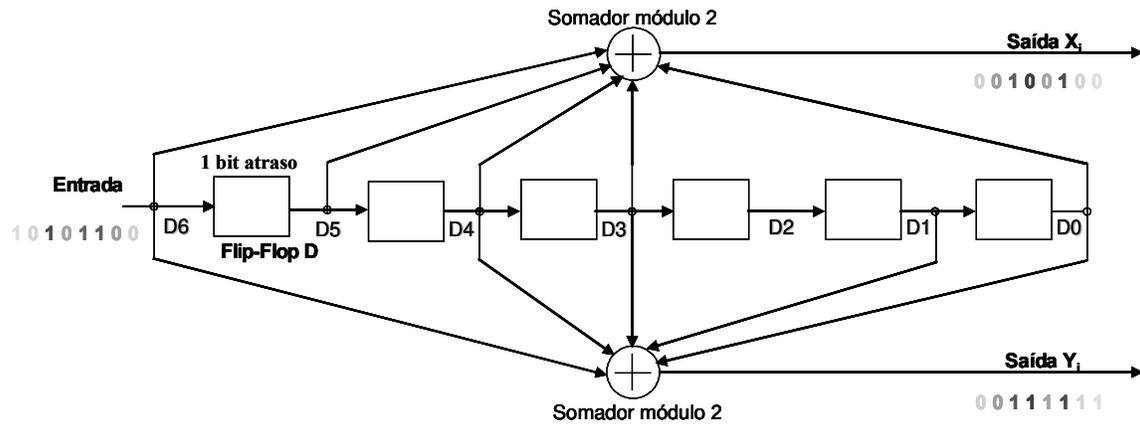


Figura 3.10. Codificador convolucional (2,1,6) de taxa 1/2.

O código convolucional descrito anteriormente possui taxa mãe 1/2. Para se alterar essa taxa é utilizado um puncionamento para se conseguir taxas de 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8, como pode ser visto na Tabela 3.3.

Tabela 3.3. Formas de puncionamento para diferentes taxas de codificação.

Taxa de codificação interna	Padrão de puncionamento	Seqüência transmitida (após conversão paralelo-serial)
1/2	X: 1 Y: 1	X_1Y_1
2/3	X: 1 0 Y: 1 1	$X_1Y_1Y_2$
3/4	X: 1 0 1 Y: 1 1 0	$X_1Y_1Y_2X_3$
5/6	X: 1 0 1 0 1 Y: 1 1 0 1 0	$X_1Y_1Y_2X_3Y_4X_5$
7/8	X: 1 0 1 0 1 0 1 Y: 1 1 0 1 0 1 0	$X_1Y_1Y_2X_3Y_4X_5Y_6X_7$

3.3. Mapeamento

A Figura 3.11 ilustra os mapeamentos possíveis de serem aplicados no processo de modulação do sistema ISDB-T. Pela notação da figura, os bits da cadeia a ser mapeada são denominados de b_n , sendo n a posição do bit.

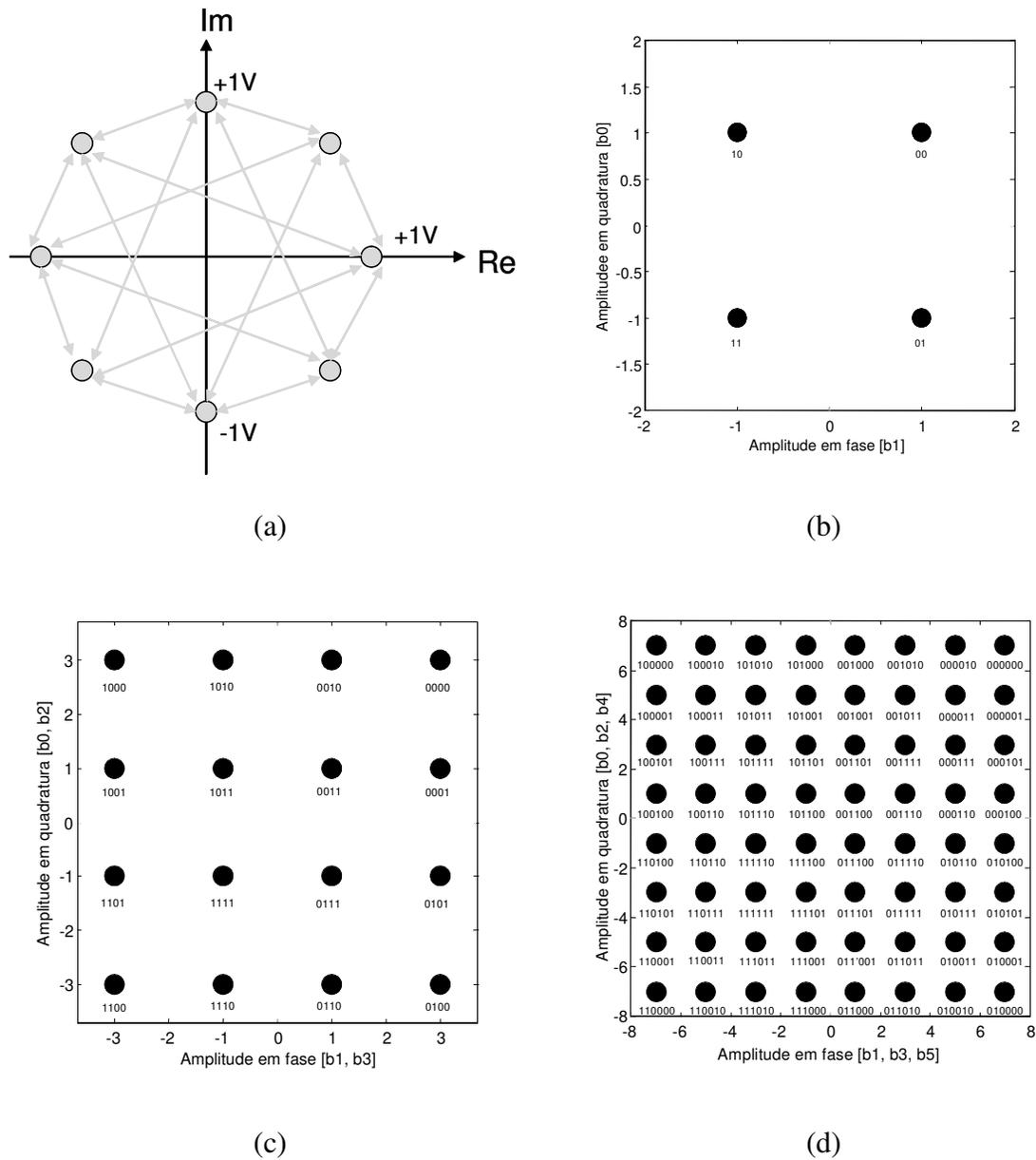


Figura 3.11. Tipos de constelação do ISDB-T (a) DQPSK (b) QPSK (c) 16QAM (d) 64 QAM .

Com o objetivo de se manter a potência média constante em todas as modulações utilizadas, usa-se um fator de normalização na constelação como pode ser visto na tabela a seguir.

Tabela 3.4. Fator de normalização.

Esquema de modulação	Fator de normalização
DQPSK	$c = z/\sqrt{2}$
QPSK	$c = z/\sqrt{2}$
16-QAM	$c = z/\sqrt{10}$
64-QAM	$c = z/\sqrt{42}$

3.4. Segmento de dados

Os segmentos de dados são formados por um conjunto de símbolos complexos provenientes do estágio de mapeamento. A Tabela 3.5 a seguir revela a quantidade de símbolos complexos em cada segmento, de acordo com o respectivo modo de transmissão. Cada quadro possui 204 símbolos OFDM.

Tabela 3.5. Quantidade de símbolos complexos para cada modo de transmissão.

Modo	Número de símbolos complexos
2k	96
4k	192
8k	384

3.5. Entrelaçador temporal

Depois do sintetizador de camadas, o sinal é entrelaçado. O entrelaçador temporal [23] é formado por um entrelaçador de blocos que tem como objetivo entrelaçar as subportadoras dentro de vários símbolos OFDM. O entrelaçador temporal atua

separadamente em cada segmento OFDM de dados e é combinado ciclicamente na saída. O tamanho do entrelaçamento pode ser ajustado variando-se o parâmetro I como

$$\pi(i) = I \cdot \text{mod}(5 \cdot i, N_c), \quad (3.5)$$

onde I é o ajuste do tamanho do entrelaçador, i é a entrada do entrelaçador temporal, N_c é o número de portadoras, sendo que $N_c=96, 192$ ou 384 para os modos 2k, 4k e 8k, respectivamente, e $\pi(i)$ é a saída do entrelaçador temporal.

O atraso gerado pelo entrelaçador temporal pode ser calculado usando-se

$$A_{TI} = T_F (204N_F - N_{SA}), \quad (3.6)$$

onde A_{TI} é o atraso do entrelaçador temporal, T_F é a duração do símbolo OFDM, N_F é o número de quadros OFDM atrasados e N_{SA} é o número de símbolos para ajuste.

A Figura 3.12 ilustra a dispersão do entrelaçador temporal no modo 8k, apenas como exemplo.

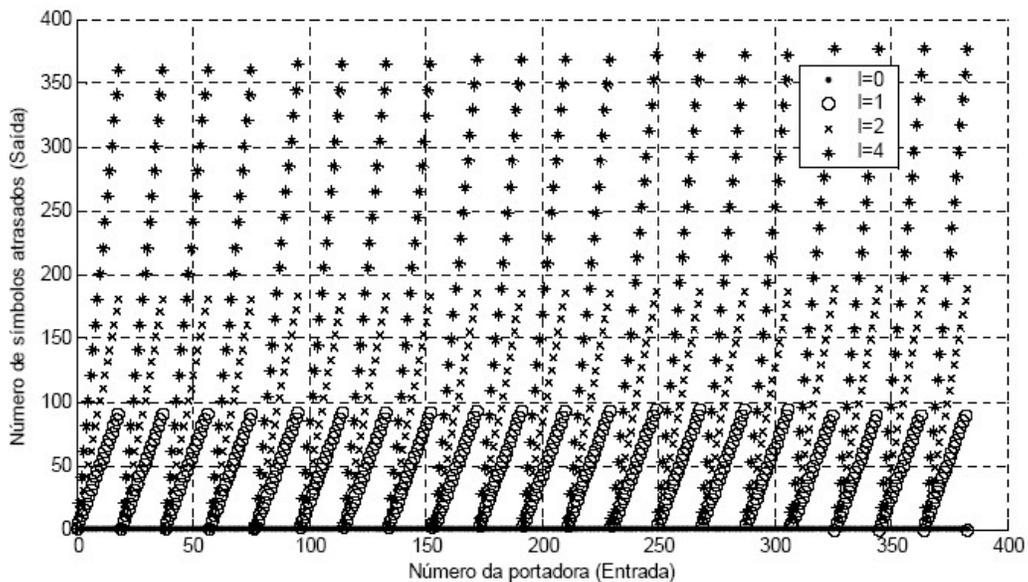


Figura 3.12. Gráfico de dispersão do entrelaçador temporal no modo 8k [23].

3.6. Entrelaçamento em frequência

Durante a divisão do TS, os segmentos de dados são direcionados para suas respectivas camadas (parcial, diferencial ou coerente) de modulação para serem entrelaçados.

O entrelaçamento entre segmentos somente é utilizado quando se utiliza dois ou mais segmentos dentro de uma mesma camada e é utilizado para maximizar os efeitos do entrelaçamento em frequência. A Figura 3.13 ilustra o diagrama de blocos do entrelaçamento de frequência.

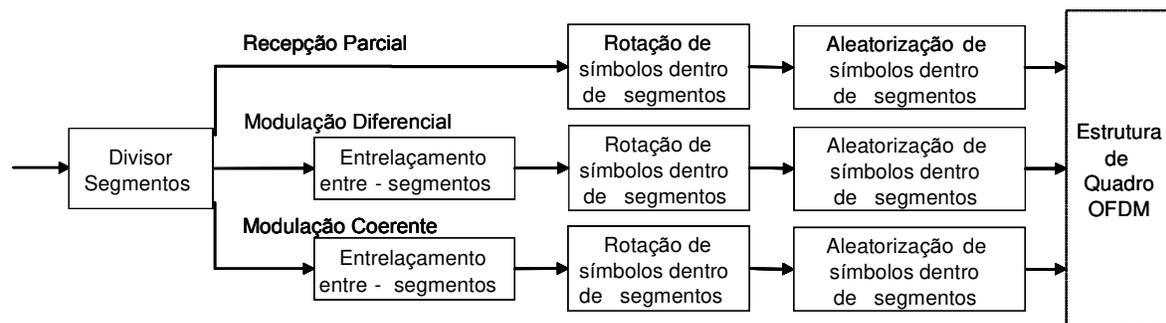


Figura 3.13. Configuração do entrelaçamento de frequência.

3.7. Estrutura do quadro OFDM

A transmissão do sinal é organizada em quadros, com duração T_F , e consiste em 204 símbolos OFDM, sendo que cada símbolo possui informação de dados e referência. Um símbolo OFDM, com 13 segmentos de banda, é constituído por um número $K=1405$ portadoras modo 1 ($2k$), $K=2809$ portadoras modo 2 ($4k$) e $K=5617$ portadoras modo 3 ($8k$) na qual são transmitidas com a duração T_S . T_S é composto por duas partes, T_U que é a duração de tempo das portadoras e o intervalo de guarda com duração Δ . O intervalo de guarda, como já citado, consiste em uma continuação cíclica de T_U que é inserida ao seu término. Um símbolo OFDM com 13 segmentos ocupa a banda de 5,571 MHz. A Tabela 3.6 ilustra algumas dessas informações de um segmento OFDM, que são detalhadas nas seções seguintes.

Para a modulação coerente é necessário transmitir pilotos de referência espalhados como pode ser visto na Figura 3.14. Várias portadoras do quadro OFDM são moduladas com informações de referência que são conhecidas pelo receptor. Essas portadoras são transmitidas com uma potência superior a das portadoras de dados. As informações transmitidas nessas portadoras são chamadas de pilotos contínuas ou espalhadas.

Tabela 3.6. Parâmetros de um segmento do quadro OFDM.

Modo		Modo 2k		Modo 4k		Modo 8k	
Largura de banda		3000/7=428.57 ...kHz					
Espaçamento entre portadoras		250/63=3.968... kHz		125/63=19841... kHz		125/126=0.99206... kHz	
Número de portadoras	Total	108	108	216	216	432	432
	Dados	96	96	192	192	384	384
	SP	9	0	18	0	36	0
	CP	0	1	0	1	0	1
	TMCC	1	5	2	10	4	20
	AC1	2	2	4	4	8	8
	AC2	0	4	0	9	0	19
Modulação		QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK	QPSK 16QAM 64QAM	DQPSK
Símbolos por quadro		204					
Tamanho símbolo		252µs		504µs		1008µs	
Intervalo de guarda		63 µs (1/4) 31,5 µs (1/8) 15,75 µs (1/16) 7,875 µs (1/32)		126 µs (1/4) 63 µs (1/8) 31,5 µs (1/16) 15,75 µs (1/32)		252 µs (1/4) 126µs (1/8) 63 µs (1/16) 31,5 µs (1/32)	
Tamanho quadro		64,26 ms (1/4) 57,834 ms (1/8) 54,621 ms (1/16) 53,0145 ms (1/32)		128,52 ms (1/4) 115,668 ms (1/8) 109,242 ms (1/16) 106,029 ms (1/32)		257,04 ms (1/4) 231,336 ms (1/8) 218,484 ms (1/16) 212,058 ms (1/32)	
Frequência de amostragem IFFT		512/63 = 8.12698... MHz					
Codificação interna		Codificador convolucional (1/2, 2/3,3/4, 5/6, 7/8)					
Codificação externa		RS (204, 188)					

Cada piloto contínua coincide com as portadoras pilotos espalhadas a cada quatro símbolos. O número de portadoras usadas para dados é constante para cada segmento: 96 para o modo 2k, 192 para o modo 4k e 384 para o modo 8k. A informação modulante para as portadoras pilotos contínuas ou espalhadas é originada pelo polinômio de seqüência pseudo-aleatória (PRBS): $X^{11} + X^2 + 1$ como pode ser visto na Figura 3.15.

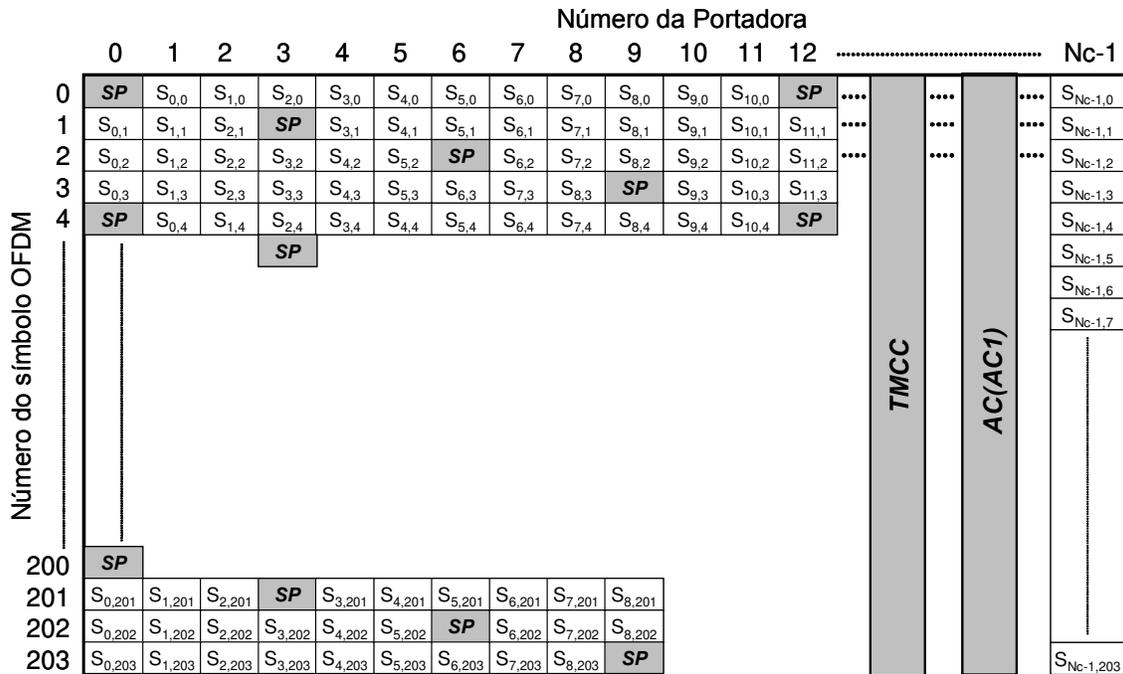


Figura 3.14. Estrutura de quadro OFDM para a modulação coerente.

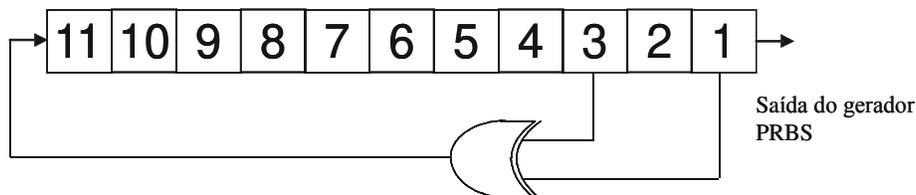


Figura 3.15. Gerador PRBS das portadoras pilotos [4].

Em resumo, além das portadoras de dados um quadro OFDM também possui portadoras pilotos:

- Espalhadas (SP);
- Contínuas (CP);
- Parâmetros auxiliares (AC);
- Parâmetros de transmissão, multiplexação, controle e configuração (TMCC).

As portadoras pilotos são utilizadas para a sincronização de quadro, sincronização de frequência, sincronização de tempo, estimação de canal, identificação do modo de transmissão e correção de ruído de fase.

3.7.1. Localização das portadoras pilotos espalhadas

As portadoras pilotos com informação de referência espalhada (SP), mostradas na Figura 3.14, são transmitidas com uma potência superior a das portadoras de dados. A modulação utilizada pelas portadoras pilotos é a BPSK e pode ser representada por

$$\begin{aligned} \text{Re}(C_{m,l,k}) &= 4/3 \times 2(1/2 - W_k) \\ \text{Im}(C_{m,l,k}) &= 0, \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde W_k assume valores 0 ou 1 provenientes do gerador PRBS.

A posição de cada subportadora piloto espalhada dentro de um quadro OFDM pode ser calculada como

$$k = K_{min} + 3 \text{mod}(l, 4) + 12p, \quad (3.8)$$

onde l varia entre 0 e o número total de subportadoras, incluindo pilotos, p representa o número de pilotos adicionadas, $p \geq 0$ e k deve ficar entre K_{min} e K_{max} .

3.7.2. Definição da seqüência de referência

As portadoras pilotos contínuas e espalhadas são moduladas de acordo com a seqüência PRBS W_k , mostrada na Figura 3.15, correspondente ao seu respectivo índice k . W_k assume, desta forma, valores 0 ou 1. A seqüência PRBS é inicializada com a primeira portadora e incrementada a cada portadora transmitida (piloto ou não). O gerador PRBS é iniciado com valor de acordo com a Tabela 3.7.

Tabela 3.7. Valores de inicialização do gerador PRBS.

Segmento No.	Valor de inicialização		
	Modo 2k	Modo 4k	Modo 8k
11	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
9	1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1	0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 1 0	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1
7	0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 1 0	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0
5	0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 1 0	1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1
3	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0 1	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0	0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1
1	0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 0	0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0	1 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0
0	1 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1
2	0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0	0 0 0 0 0 1 0 0 1 0 0	1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 1
4	1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 0	0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 1	0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1
6	1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0	0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 1	1 0 1 1 1 0 1 0 0 1 0
8	0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0	1 1 1 0 0 1 1 0 1 1 0	0 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0
10	1 0 1 0 0 1 0 0 1 1 1	0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 1	1 1 1 1 0 1 0 0 1 0 1
12	0 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1	0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1	0 0 0 1 0 0 1 1 1 0 0

3.7.3 Formatação da TMCC

As TMCC (*Transmission and Multiplexing Configuration Control*), SP (*Scattered Pilots*) e AC (*Auxiliary Channel*) são transmitidas em DBPSK, junto com a informação de dados, e tem como objetivo informar ao receptor os parâmetros de transmissão e informação auxiliares. As TMCC, SP e AC também são transmitidas com uma potência superior (+4/3, 0) e (-4/3,0) para as informações 0 e 1, respectivamente. A Figura 3.16 detalha os 204 bits utilizados na TMCC.

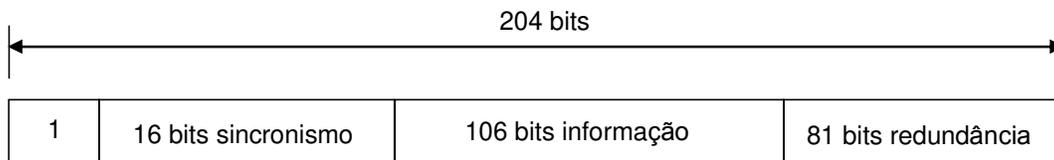


Figura 3.16. Quadro TMCC.

3.8. Sinal de RF

Como o sinal OFDM é constituído de várias portadoras ortogonais moduladas, cada símbolo pode ser considerado como uma única portadora com duração T_U . Dessa forma o sinal s_{OFDM} definido na Equação (2.11) pode ser ajustada para o padrão ISDB-T da seguinte maneira:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} c_{n,k} \Psi_{n,k}(t) \right\} \quad (3.9)$$

$$\Psi_{n,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi \frac{k-k_c}{T_U}(t-\Delta-nT_s)} & nT_s \leq t \leq (n+1)T_s \\ 0 & t < nT_s, (n+1)T_s \leq t \end{cases} \quad (3.10)$$

onde k é o número de portadoras, n é o número do símbolo OFDM, K é o número de portadoras transmitidas nos modos 1, 2 e 3, T_s é a duração do símbolo OFDM com intervalo de guarda, T_U é a duração do símbolo OFDM sem intervalo de guarda, Δ é a duração do intervalo de guarda, f_c é a frequência central do canal de RF, k_c é o índice da portadora relativo ao centro da frequência, $c_{n,k}$ é o dado a ser transmitido representado por um número complexo que modulará uma portadora k no símbolo n do quadro OFDM e $s(t)$ é o sinal de RF.

3.9. Taxa de Transmissão

A taxa útil de bits transmitida no sistema ISDB-T pode ser calculada usando-se a Equação (3.11). Pode-se observar que o tamanho da FFT não altera a taxa de bits na saída. As Tabelas 3.8 e 3.9 ilustram as possíveis taxas de transmissão para a modulação parcial ou total com 13 segmentos.

$$R_b = \frac{1}{T_u} N_c M_d R_{cc} R_{rs} k' N_s, \quad (3.11)$$

sendo $k' = \frac{1}{k+1}$

onde R_b é a taxa de bits efetiva transmitida, N_s é o número de segmentos, T_u é o tempo útil do símbolo OFDM: 63/250 para 2k, 63/125 para 4k e 126/125 para 8k, M_d é o método de modulação: QPSK= 2, 16-QAM=4, e 64-QAM=6, N_c é o número de portadoras úteis = 96 para 2k, 192 para 4k e 384 para 8k, R_{cc} é a razão do codificador convolucional = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 ou 7/8, R_{rs} é a razão do codificador *Reed Solomon*= 188/204 e k é a razão do intervalo de guarda = 1/4, 1/8, 1/16 ou 1/32.

Tabela 3.8. Taxas de bits úteis para um segmento.

Modulação	Taxa	No. de TSPs (Mode 1/2/3)	Taxa de Dados (kbps)			
			Intervalo de guarda			
			1/4	1/8	1/16	1/32
DQPSK QPSK	1/2	12/24/48	280,85	312,06	330,42	340,43
	2/3	16/32/64	374,47	416,08	440,56	453,91
	3/4	18/36/72	421,28	468,09	495,63	510,65
	5/6	20/40/80	468,09	520,10	550,70	567,39
	7/8	21/42/84	491,50	546,11	578,23	595,76
16QAM	1/2	24/48/96	561,71	624,13	660,84	680,87
	2/3	32/64/128	748,95	832,17	881,12	907,82
	3/4	36/72/144	842,57	936,19	991,26	1021,30
	5/6	40/80/160	936,19	1040,21	1101,40	1134,78
	7/8	42/84/168	983,00	1092,22	1156,47	1191,52
64QAM	1/2	36/72/144	842,57	936,19	991,26	1021,30
	2/3	48/96/192	1123,43	1248,26	1321,68	1361,74
	3/4	54/108/216	1263,86	1404,29	1486,90	1531,95
	5/6	60/120/240	1404,29	1560,32	1652,11	1702,17
	7/8	63/126/252	1474,50	1638,34	1734,71	1787,28

Tabela 3.9. Taxas de bits úteis para treze segmentos.

Modulação	Taxa	Número de TSPs Transmitidos (Mode 1/2/3)	Taxa de Dados (Mbps)			
			Intervalo de guarda			
			1/4	1/8	1/16	1/32
DQPSK QPSK	1/2	156/312/624	3,651	4,056	4,295	4,425
	2/3	208/216/832	4,868	5,409	5,727	5,900
	3/4	234/468/936	5,476	6,085	6,443	6,638
	5/6	260/520/1040	6,085	6,761	7,159	7,376
	7/8	273/546/1092	6,389	7,099	7,517	7,744
16QAM	1/2	312/624/1248	7,302	8,113	8,590	8,851
	2/3	416/832/1664	9,736	10,818	11,454	11,801
	3/4	468/936/1872	10,953	12,170	12,886	13,276
	5/6	520/1040/2080	12,170	13,522	14,318	14,752
	7/8	546/1092/2184	12,779	14,198	15,034	15,489
64QAM	1/2	468/936/1872	10,953	12,170	12,886	13,276
	2/3	624/1248/2496	14,604	16,227	17,181	17,702
	3/4	702/1404/2808	16,430	18,255	19,329	19,915
	5/6	780/1560/3120	18,255	20,284	21,477	22,128
	7/8	819/1638/3276	19,168	21,298	22,551	23,234

Capítulo 4

4 Redes de Frequência Única

Basicamente, canalização é o ato de atribuir bandas de frequências aos serviços de telecomunicações. Como a tecnologia usada em moduladores e demoduladores é diversificada e, ainda dentro de um mesmo sistema, está sujeita às restrições devido às características de seletividade e respostas espúrias dos receptores, tem-se de um modo geral, cada serviço usando uma determinada faixa no espectro de frequências. Dentro de um determinado serviço é necessária uma nova divisão deste espectro para que se possa tornar o serviço mais universal possível, tanto pelo número de usuários como pelo número de executantes do serviço.

No caso da TV aberta, o sistema é de radiodifusão ou *broadcasting*, onde um transmite e muitos recebem, a universalização do serviço é possível quando se aumenta o número de executantes, provendo-se os diversos canais de TV. Logo, o serviço de TV aberta é dividido em diversos canais de televisão que são outorgados para os executantes

do serviço, no caso as geradoras de TV, e recebidos pelo telespectador em geral nos aparelhos domésticos de televisão.

Não existe no mundo uma padronização quanto ao número de canais dedicados ao serviço de TV, nem ao seu tamanho, ou seja, a banda utilizada. Porém, historicamente estes canais se concentram nas faixas de VHF (*Very High Frequency*) e UHF (*Ultra High Frequency*). Obedecendo-se às particularidades de cada país, foi adotado um número diferente de canais, assim como uma banda diferente por canal. Em muitos países o uso de retransmissoras destinadas a repetir a programação de uma geradora de TV tornou-se uma prática comum, com o objetivo de se alcançar o maior número possível de telespectadores. Então, canais de TV foram destinados unicamente para a retransmissão de TV, surgindo daí a figura das retransmissoras em conjunto com as geradoras.

Resumindo, passaram a existir as geradoras de TV que geram programação, aqui significando conteúdo, e as retransmissoras de TV que não geram programação e somente retransmitem o conteúdo.

Segundo a legislação adotada no Brasil, as geradoras são as entidades que geram o conteúdo da programação e as retransmissoras seriam para repetir este mesmo conteúdo visando aumentar a área de cobertura. No Brasil, existem geradoras de TV que não geram continuamente sua própria programação sendo que retransmitem o conteúdo de uma outra geradora e eventualmente inserem algum conteúdo diferente durante uma pequena parte do tempo.

Isso acontece por diversos motivos, mas um motivo importante é o custo de produção de programas de TV que demanda altos investimentos em pessoal e equipamentos e muitas vezes não apresenta o retorno financeiro desejado. Como cada geradora e retransmissora recebe um canal diferente, o sistema é chamado de Rede de Multi-Frequência, ou MFN (*Multiple Frequency Network*), onde o mesmo conteúdo trafega em diferentes canais. O conceito de rede da televisão atual é o exemplo de uma rede MFN, onde grandes áreas são cobertas com a mesma programação básica por um grande número de diferentes canais.

Com o avanço tecnológico surgiram as modulações OFDM, que possibilitaram a existência de Redes de Frequência Única ou SFN (*Single Frequency Network*) [24-29], onde o conteúdo trafega em um único canal.

O envio do sinal da estação geradora para as estações retransmissoras pode ser realizado através de três formas principais: enlaces de fibras ópticas, enlaces de microondas ou pelo próprio sinal do canal. Devido aos custos proibitivos, os enlaces ópticos não são utilizados para retransmissão de sinais no Brasil. A proposta ideal para uma rede SFN é aquela em que um posto retransmissor da rede recebe o mesmo sinal que será transmitido na mesma frequência. Para isso, é necessário um aprimoramento dos filtros de cancelamento de realimentação (LCF - *Loop Canceller Filter*) [30]. Com esse procedimento, é possível evitar os dispendiosos elos de microondas ponto a ponto que levam para o posto o sinal a ser transmitido como acontece em muitos casos. A contribuição deste trabalho, apresentada no final deste Capítulo, busca explorar esta vantagem.

A rede SFN também pode operar com *gap-filler* para melhoria de recepção em locais extremamente problemáticos de sombra, assim como é feito hoje no sistema analógico.

Este trabalho defende a idéia de se utilizar um único canal para a retransmissão de sinais de TV que tenham o mesmo conteúdo, caso que ocorre na maioria das redes de retransmissão de TV das emissoras geradoras de programação. Para isso é definido então o termo redes de frequência única regionais.

4.1. O problema da canalização

O serviço de televisão aberta de radiodifusão utiliza uma rede de estações retransmissoras para expandir a área de cobertura de sua programação. No Brasil, para o serviço de televisão analógica, adota-se o sistema MFN (*Multi Frequency Network*), onde se tem uma determinada programação mudando de canal a cada nova localidade.

O reuso de frequência para tal sistema foi estabelecido pelo comitê técnico do FCC (*Federal Commission Communication*) americano, e definiu-se que emissoras transmitindo num mesmo canal de UHF devem manter uma distância mínima para se evitar

interferência mútua. Devido às dificuldades de se controlar com filtros simples a interferência entre canais adjacentes, adotou-se a estratégia de utilização alternada de canais para a transmissão numa mesma localidade.

Destacando-se a importância da rede de retransmissão, pode-se citar que no Brasil tem-se, para a televisão analógica, aproximadamente, 434 canais considerados como estações geradoras e cerca de 5223 canais estações retransmissoras de TV [31]. Assim, os canais utilizados para retransmissão superam em cerca de doze vezes os canais utilizados para geração de programação, como mostra o gráfico da Figura 4.1.

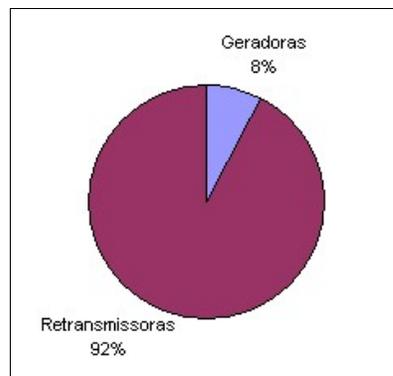


Figura 4.1. Distribuição de canais de estações geradoras e retransmissoras de TV analógica.

Esse sistema não preserva o espectro eletromagnético e aumenta muito o problema de interferência em locais congestionados, ou seja, muitos canais em uma área restrita, sendo os grandes centros urbanos um exemplo. É importante analisar que, considerando-se o conteúdo e o número de programações diferentes entre si, na totalidade do tempo não se ultrapassa cinquenta geradoras, isso devido ao alto custo de se gerar programação contínua durante todo o tempo.

Assim, os radiodifusores, para diminuir seus custos e viabilizar o negócio de TV aberta, costumam se afiliar a uma rede que gera a maior parte da programação. A retransmissão dessa programação pode ser interrompida, eventualmente, para uma programação denominada local, diferente da programação da rede, em uma pequena parte do tempo. Um exemplo disso é um jornal local que se sobrepõe a um jornal da rede que está sendo exibido no mesmo instante.

4.2. Plano básico de distribuição de canais para TV Digital

No Brasil, embora até o momento, início de 2007, não exista TV Digital implantada, foi feita e aprovada uma proposta para o plano de canalização de TV Digital, usando MFN [31]. Esse plano aprovado pela ANATEL em maio de 2005, independentemente do padrão a ser adotado, contempla os seguintes pontos:

- Garantir a replicação das coberturas das estações geradoras de TV analógicas, sempre que tecnicamente possível.
- Localidades com população superior a 100.000 habitantes atendidas por pelo menos uma estação retransmissora ativa.
- Localidades atendidas atualmente por, pelo menos, uma estação geradora de TV ativa (uma geradora é considerada ativa a partir da abertura de edital).
- Localidades atendidas por estações retransmissoras co-localizadas com outras estações incluídas nos dois casos anteriores.

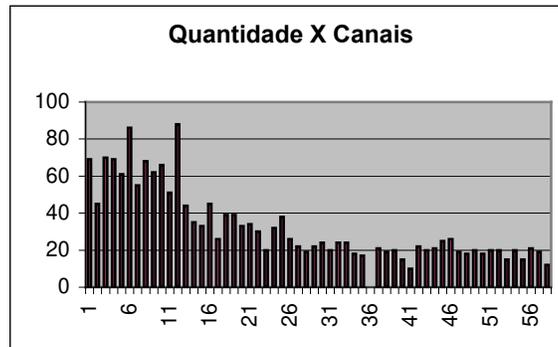
Quando ocorrer a implantação da TV Digital, haverá um período em que ambos os sistemas, analógico e digital estarão em funcionamento e então se pode esperar uma situação de interferência mais crítica do que a existente hoje.

Embora os canais já tenham sido disponibilizados no plano, a aplicabilidade depende de viabilização por parte das geradoras executantes do serviço e da outorga por parte do Ministério das Comunicações. Porém, se aplicado, será dobrado o número de canais hoje utilizado, visto que para cada canal analógico haverá seu correspondente digital enquanto ambos os sistemas digital e analógico estiverem simultaneamente em funcionamento.

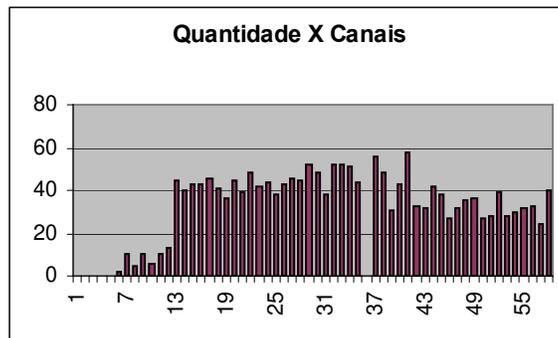
Como o planejamento analógico carrega uma excessiva troca de canais, devido a limitações de interferências entre os mesmos alcançando um total de nove restrições de interferência, este péssimo legado passará para o sistema digital que apresenta um número menor de restrições de interferência, no caso somente três. Portanto a metodologia de pareamento entre canais analógicos e canais digitais utilizada, transfere

para o conjunto de canais digitais viabilizados o problema da excessiva troca de canais que existe na canalização analógica.

Partindo-se de um conjunto de cerca de 5657 canais analógicos, serão implantados mais 1893 canais digitais aproximadamente, de acordo com o gráfico de distribuição mostrado nas Figuras 4.2a e 4.2b [32].



(a)



(b)

Figura 4.2. Quantidade de canais utilizados para TV no Brasil: (a) analógico (existente) (b) digital (proposto no plano básico).

O estudo também chegou a conclusão de que para se equiparar à área de cobertura analógica com a área digital pode-se operar com uma relação de sinal analógico / digital de 13dB. Mesmo assim, as redes de retransmissão das geradoras não estarão inteiramente cobertas com o sinal digital. A área de cobertura proposta deverá ser viabilizada em

novos outros canais digitais abrangendo todas aquelas cidades com menos de 100.000 habitantes que não foram contempladas no plano.

A partir desse plano, a viabilização de canais digitais para as demais localidades brasileiras ficaria a cargo de engenheiros projetistas, a partir do interesse das novas concessionárias do serviço de televisão e das autorizadas do serviço de retransmissão. Com isso, a TV Digital deve levar muito tempo para ser implantada nas regiões afastadas dos grandes centros.

4.3. Cenário de implantação em MFN

A Figura 4.3 mostra o exemplo de uma área de cobertura de uma estação geradora principal e suas estações retransmissoras em uma rede clássica MFN analógica. Nesse exemplo clássico de rede MFN pode-se observar que são usados para transmitir a mesma programação básica, sete canais diferentes. Isso representa o exemplo clássico de desperdício de frequência que ocorre quando se capta o chamado sinal do ar, aquele sintonizado pelos receptores domésticos, e se retransmite o mesmo sinal em outro canal para se cobrir uma determinada região.

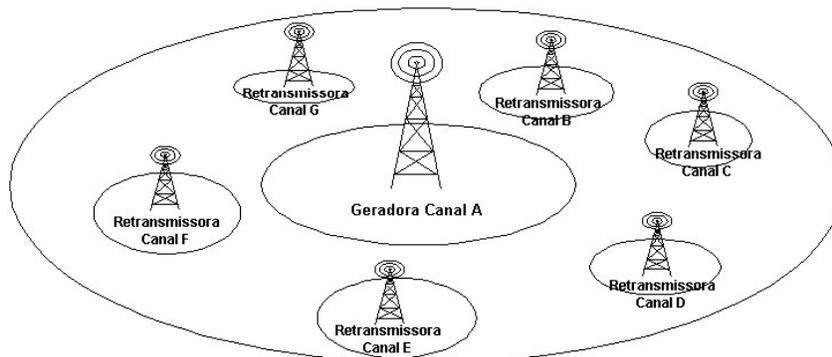


Figura 4.3. Exemplo de área de cobertura de uma estação geradora de TV analógica e suas estações retransmissoras.

Sendo o modelo adotado no Brasil aquele do sistema de retransmissão em MFN, podem ser previstos ainda mais alguns problemas. Em princípio, serão trocadas as

estações transmissoras analógicas das geradoras de TV nos grandes centros urbanos. Com isso, pode surgir o primeiro grande problema.

Uma característica marcante da potência de recepção digital é seu limiar muito abrupto, se comparada à recepção analógica. Uma importante suposição é que, onde existe um sinal analógico precário, onde a recepção é “chuviscada”, mas que ainda é possível de ser assistida, pode não haver sinal nenhum para o receptor digital. Caso exista algum sinal de recepção intermitente, ele não terá condições de ser assistido. Essa falta de continuidade poderá gerar os conhecidos efeitos de bloco, congelamento, tela preta e corte de áudio, ao contrário do sinal analógico que, embora ruim, pode ser assistido devido à sua continuidade de vídeo e áudio. A Figura 4.4 ilustra o problema, também conhecido por efeito *cliff*, ou efeito *knee*.

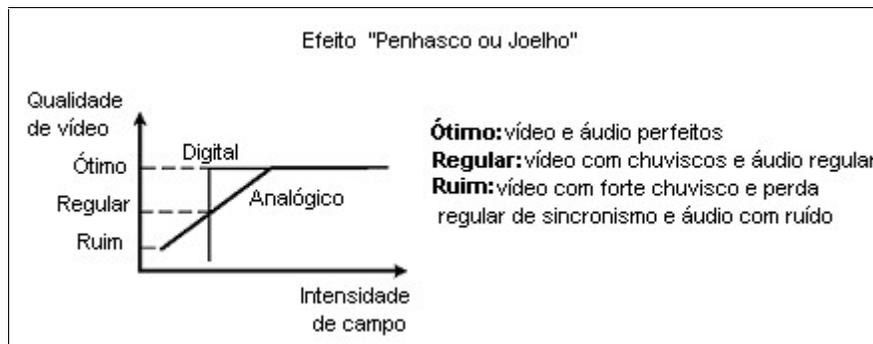


Figura 4.4. Comportamento da qualidade de vídeo digital e analógico diante da intensidade de campo.

Logo, diferentemente de um planejamento analógico, a área considerada deverá ser tratada como uma área de sombra (sem sinal) para o digital. Para solução desse problema surgirá o chamado *Gap-Filler* no local, sendo que muitos outros poderão surgir dentro da área de cobertura do canal principal da estação geradora.

Esse custo adicional deverá ser levado em consideração na implantação da TV digital, e deverá se somar ao custo da substituição de toda a rede de retransmissão, levando-se em conta a replicação do problema em todas as cidades da rede de retransmissão.

Neste ponto, como será comentado na próxima seção, pode-se observar os benefícios que uma SFN traria para a cobertura de uma rede de retransmissão que opera com a mesma programação básica. Este trabalho defende a tese de que o sinal de uma estação geradora de programação, com toda a sua rede de retransmissão de igual programação, trafegue em um único canal. Define-se essa proposta como uma SFN regional.

4.4. Cenário de implantação SFN

Uma SFN é baseada num conjunto de estações transmissoras que irão trabalhar em uma mesma frequência, atendendo uma região definida de serviço, como mostra a Figura 4.5. Com o advento da televisão aberta digital, baseada em modulações OFDM, o uso de SFNs tornou-se possível e atraente, e alguns países da Europa e Ásia já contam com redes SFN operacionais para expansão de suas redes de TV Digital terrestres [33,34].

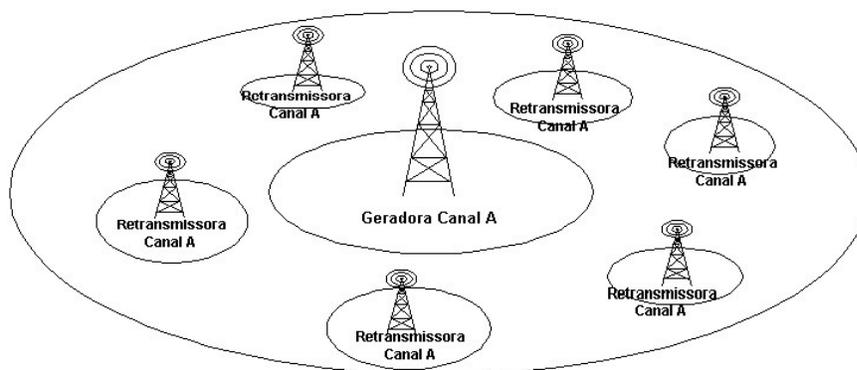


Figura 4.5. Disposição de canais de uma rede SFN.

4.4.1. Características gerais de uma SFN

Uma rede SFN pode ser modelada através da equação

$$s(t) = \sum_{i=1}^n h_i(t) \otimes x(t) + z(t), \quad (4.1)$$

onde \otimes denota convolução, $x(t)$ é o sinal OFDM transmitido, $h_i(t)$ a resposta ao impulso do canal do transmissor i , e $z(t)$ o ruído gaussiano branco aditivo (AWGN).

A resposta ao impulso do canal pode ainda ser definida como

$$h_i(t) = \sum_{l=1}^M h_{i,l} \delta(t - \tau_{i,l}), \quad (4.2)$$

onde os ganhos de cada caminho do sinal, $\{h_{i,l}; l=1, 2, \dots, M\}$, são processos *Rayleigh* independentes e identicamente distribuídos.

A partir das Equações (4.1) e (4.2), nota-se que a rede proposta em SFN deverá lidar com dois tipos de atrasos: o primeiro devido às reflexões em obstáculos naturais e o segundo tipo devido aos sinais transmitidos por outras estações transmissoras da rede. Esses atrasos podem causar uma interferência intersimbólica, que é geralmente administrada pelo uso do intervalo de guarda e estimação do canal.

Como na maioria dos modelos de sistemas de transmissão via ar, a rede SFN deverá lidar com dois tipos de desvanecimento: o primeiro chamado de desvanecimento rápido e o segundo de desvanecimento lento [35]. Essas degradações do sinal, geralmente, são modeladas em termos de funções determinísticas descrevendo as perdas em função da distância e localização dos receptores.

O desvanecimento lento é modelado em função dos grandes obstáculos naturais do terreno, e também pelo clima, e o desvanecimento rápido é modelado pelo espalhamento do sinal nas vizinhanças do receptor. Outros importantes parâmetros são: a diretividade das antenas, a potência efetiva irradiada e as características do terreno. Na proposta de rede SFN deste trabalho, para a televisão aberta digital, será usado no exemplo dado um único canal.

A Figura 4.6 mostra que o sinal resultante é uma combinação de três sinais, um de cada transmissor. O sinal proveniente de cada transmissor chega à antena do receptor com uma dispersão temporal, com características dadas pelo canal de transmissão percorrido pelo sinal. Na Figura 4.6(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”. Uma outra característica nesse ponto é que a relação sinal-ruído é pequena. Na Figura 4.6(b), tem-se 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. Como as distâncias entre as estações transmissoras analógicas variam, tipicamente, entre 25 e 70 Km, adotou-se, para esta análise, um raio de cobertura de 60 Km. Adotando-se para o raio de cobertura esse valor, o sinal do transmissor B chega com um atraso total de 60 μ s. No último caso, Figura 4.6(c), o sinal mais potente é o do transmissor A, seguido por outros dois sinais com atrasos diferentes. Tomando-se o mesmo raio de cobertura de 60 Km, tem-se atrasos de 67 e 105 μ s, referentes às estações transmissoras B e C.

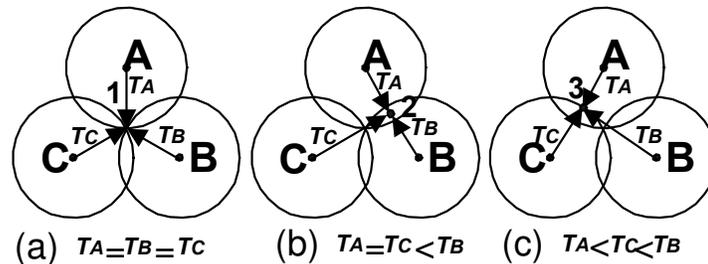


Figura 4.6. Localizações importantes para análise em uma SFN.

As regiões do mundo que estão utilizando redes SFN, estão adotando os modos de transmissão 8K para que os atrasos de sinais não ultrapassem os intervalos de guarda do sistema. Uma configuração típica de intervalo de guarda 1/8, usando o modo 8K para padrões OFDM, gera uma faixa de aproximadamente 150 μ s. Como o intervalo de guarda é maior do que o maior atraso dos sinais das várias estações transmissoras que chegam ao receptor, o receptor poderá combiná-los construtivamente. As técnicas de estimação de

canal deverão ser suficientes para compensar os atrasos descritos e equalizar ecos com essa ordem de dispersão temporal.

4.4.2. Características da SFN para recepção móvel

Em princípio, os locais onde seriam instalados os postos de estações retransmissoras em SFN seriam os postos já existentes hoje para o sistema analógico. A infraestrutura deverá ser reutilizada para diminuir os custos de implantação. Logo, um parâmetro importante a ser levado em consideração é a distância entre os postos de estações retransmissoras. Isso afeta diretamente o ganho de diversidade da rede SFN, uma vez que não se tem um número elevado de estações transmissoras na rede. Assim, trabalhando-se com as potências estabelecidas no plano de canalização digital, as áreas de cobertura da rede de retransmissão não se sobreporiam e não se teria um ganho em diversidade de estações transmissoras.

Se um segundo ou terceiro sinal de um transmissor da rede chegar abaixo do nível de relação sinal direto/interferente D/U (dB) de +19 [31], esses sinais não poderão ser considerados interferentes. O aumento do número de estações transmissoras da rede levará a uma maior homogeneidade do sinal dentro da área de cobertura, como mostrado na Figura 4.7. Desse modo, uma recepção móvel se dará em melhores condições.

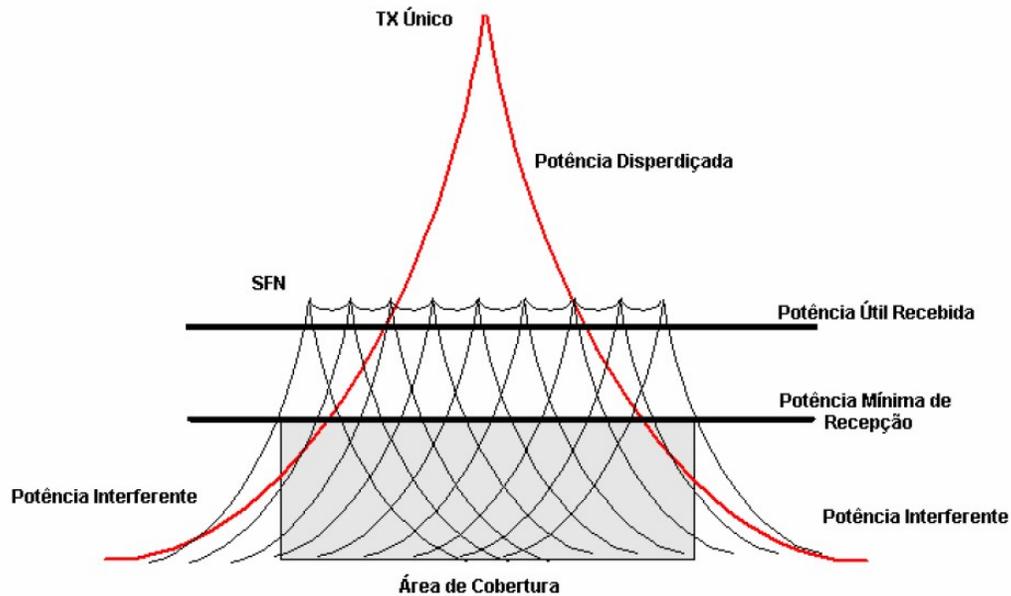


Figura 4.7. Relação potência versus área de cobertura para transmissores de redes SFN e MFN.

4.5. Retransmissão em SFN

A distribuição de sinal para as várias estações de uma SFN pode ser realizada de três maneiras principais: enlaces de microondas, linhas de fibras ópticas ou através do próprio sinal de radiodifusão transmitido pela estação geradora, que é denominado aqui de captação do ar. O desenvolvimento de retransmissoras que recebem o sinal de radiodifusão é importante para a redução do custo de implantação de redes SFN de TV Digital, devido à escassez de espectro de frequência, requerido para o enlace de microondas, e o custo inicial excessivo para implantação de linhas de fibras ópticas.

No caso da captação do ar, quando o sistema é MFN, o sinal é recebido de um canal qualquer e a retransmissão ocorre em outro canal, com direcionamento à região de interesse. Se o sistema for SFN, a transmissão e recepção tornam-se complicada, já que o canal é o mesmo e existe a necessidade de se evitar que o sinal transmitido no próprio posto não sature a entrada do receptor que está no mesmo local, como mostrado na Figura 1.1. Este tipo de interferência é denominado de interferência de elo de realimentação ou, simplesmente, interferência de *loop*.

Existem três formas básicas de se combater a interferência de *loop* em estações retransmissores de redes de freqüência única:

- usando características topográficas como montanhas e prédios para se reduzir a interferência;
- usando diferentes tipos de antenas;
- usando técnicas baseadas em circuito, que é tratada nesta seção.

Existem duas técnicas para cancelamento de interferência baseado em circuito: (a) uma primeira que regenera o sinal na estação retransmissora, e (b) uma segunda que representa um esquema direto onde nenhum sinal é decidido nem regenerado.

Os sistemas com regeneração têm sido aplicados em sistemas baseados em *pager*. Os esquemas diretos, por outro lado, não foram suficientemente investigados, e existem poucas propostas a respeito, como a de Hamazumi [30]. Um fato importante ocorre quando a técnica descrita no item (a) acima é usada, e um longo atraso ocorre devido ao processo envolvido na regeneração, que realiza todo o processo de decodificação. Considera-se que um longo atraso é aquele com duração superior ao intervalo de guarda (IG) do símbolo OFDM, onde o sinal deixa de contribuir com a informação e passa a ser interferência. Conseqüentemente, em um sistema de retransmissão OFDM com captação do ar usando regeneração, o intervalo de guarda será excedido, o que acarretará interferência intersimbólica (ISI), o que o torna inviável. Deste modo, este trabalho foca o sistema de retransmissão direto, que é descrito a seguir.

O modelo para o cancelador de interferência de realimentação no esquema direto é mostrado na Figura 4.8. Na Figura, $X(w)$ e $R(w)$ são os sinais transmitido da estação geradora e recebido pela estação retransmissora. $N_a(w)$ e $N_b(w)$ são os ruídos dos equipamentos das estações geradora e retransmissora, respectivamente.

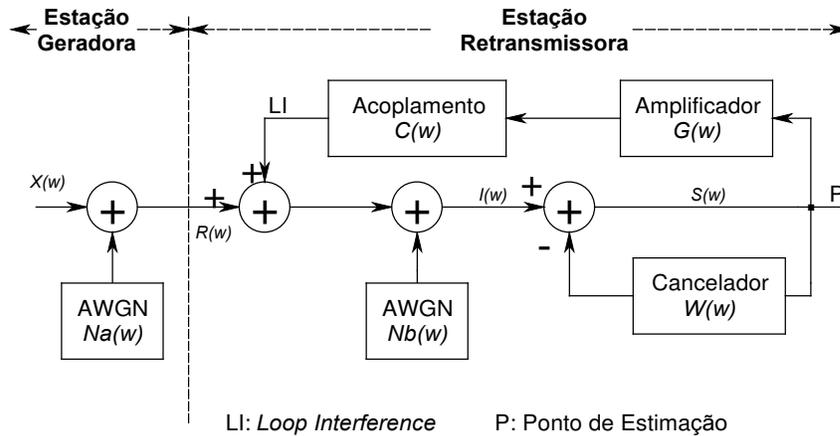


Figura 4.8. Modelo de uma retransmissora em SFN com captação por sinal de radiodifusão.

O sinal recebido pode ser representado como

$$R(w) = X(w) + Na(w) . \quad (4.3)$$

Os espectros de frequência dos sinais $I(w)$ e $S(w)$, de acordo com a Figura 4.8, podem ser expressos através das expressões seguintes

$$I(w) = S(w).G(w).C(w) + R(w) + Nb(w) , \quad (4.4)$$

$$S(w) = I(w) - S(w).W(w) . \quad (4.5)$$

Substituindo agora a expressão (4.4) na (4.5) e rearranjando os termos, obtém-se a Equação (4.6) abaixo:

$$S(w) = \frac{R(w) + Nb(w)}{1 - \{G(w).C(w) - W(w)\}} . \quad (4.6)$$

Substituindo a Equação (4.3) na Equação (4.6), obtém-se a expressão seguinte

$$S(w) = \frac{X(w)}{1 - \{G(w).C(w) - W(w)\}} + \frac{Na(w) + Nb(w)}{1 - \{G(w).C(w) - W(w)\}}. \quad (4.7)$$

Desse modo, o sinal de entrada $F(w)$ do sistema pode ser escrita como

$$F(w) = \frac{S(w)}{X(w)} = \frac{1}{1 - \{G(w).C(w) - W(w)\}} + \frac{Na(w) + Nb(w)}{[1 - \{G(w).C(w) - W(w)\}].X(w)}. \quad (4.8)$$

A condição para que a interferência de realimentação seja cancelada é tal que $G(w)C(w) = W(w)$. Transformando a Equação (4.8) em termos de $E(w) = G(w)C(w) - W(w)$, chega-se a equação

$$Er(w) \cong 1 - \frac{1}{F(w)} \left\{ 1 + \frac{Na(w) + Nb(w)}{X(w)} \right\}. \quad (4.9)$$

Se a expressão de $Er(w)$ for minimizada, a interferência de realimentação pode ser cancelada. Em particular, se $Na(w)$ e $Nb(w)$ forem suficientemente menores que $X(w)$, encontra-se

$$Er(w) \cong 1 - \frac{1}{F(w)} = 1 - \frac{X(w)}{S(w)}. \quad (4.10)$$

Hamazumi [30] propôs um algoritmo adaptativo baseado em pilotos espalhadas, seguindo as expressões anteriormente descritas. O esquema da Figura 4.9 mostra o procedimento adotado.

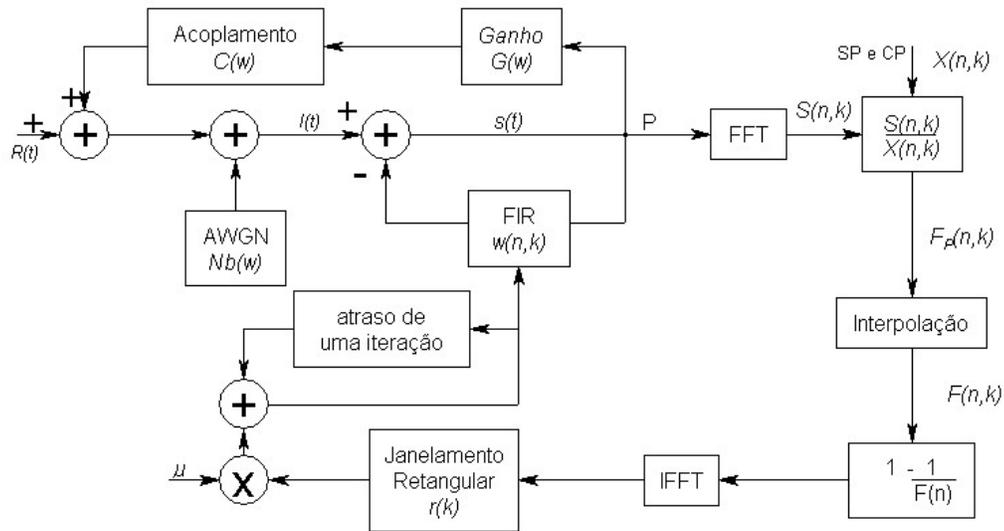


Figura 4.9. Esquema de cancelamento de *loop* proposto em [30].

Em uma fase inicial, aplica-se a FFT do sinal $s(t)$ para que se possam extrair as características nas posições das subportadoras pilotos espalhadas (SP) e contínuas (CP). A partir desses sinais, é feita uma interpolação em frequência, conforme indicado na Figura 4.10. Nota-se que o espaçamento máximo entre as pilotos, para a obtenção de $F(n,k)$, é de 12 amostras (no caso de não haver pilotos contínuas entre duas espalhadas). Em seguida é aplicada a expressão (4.10), para se retornar no tempo e aplicar o janelamento, que limita o número de coeficientes. Um filtro FIR é então, finalmente, aplicado ao sinal no ponto P, para que o resultado dessa operação seja subtraído do sinal que chega à estação retransmissora na próxima iteração.

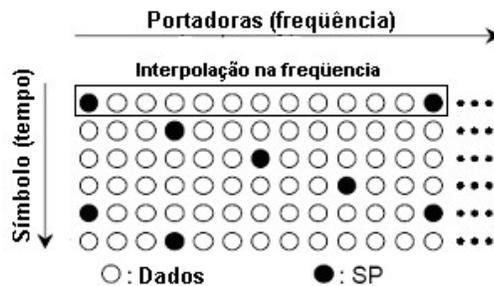


Figura 4.10. Esquema de interpolação 1D na frequência usando pilotos espalhadas.

Para atualizar os coeficientes do filtro FIR, $er(n, k)$ é multiplicado por uma função retangular $r(k)$, obtendo-se

$$w(n, k) = w(n-1, k) + \mu.r(k).er(n, k), \quad (4.11)$$

onde

$$r(k) = \begin{cases} 1 & (0 < k \leq M) \\ 0 & (\text{caso contrário}) \end{cases}, \quad (4.12)$$

sendo $\mu \leq 1$, e M é o número total de coeficientes do filtro FIR.

Pode-se notar, através da Equação (4.11), uma grande semelhança entre a técnica utilizada e o famoso algoritmo de filtragem adaptativa LMS (*Least Mean Square*) [36], que será detalhado no Capítulo 6.

4.6. Filtro Cancelador de Realimentação – Nova Proposta

Neste trabalho, é feita uma nova proposta para se melhorar a eficiência do cancelador de elo de realimentação, diante da técnica baseada no algoritmo de LMS e interpolação 1D de Hamazumi. Pode-se dizer que o método de Hamazumi não explora as características principais das pilotos espalhadas, que revelam informação de diferentes subportadoras quando se analisa o próximo símbolo, como mostrado na Figura 4.10 anterior.

Foram então utilizados métodos vindos da teoria de estimação de canal de sinais OFDM, que procuram explorar da melhor forma possível variações em tempo e em frequência. A interferência dos símbolos anteriores na recepção da estação retransmissora pode ser vista como um efeito de canal, e, nesse caso, pode ser aplicada uma estimação em duas dimensões. Além disso, é importante notar que os símbolos anteriores também sofreram interferência, que pode não ter sido totalmente eliminada.

Existem vários métodos de estimação de canal em duas dimensões, tratados em profundidade no Capítulo 6, entre eles o proposto em [37]. É proposto aqui o método que

realiza interpolações sucessivas em tempo e frequência, conforme mostrado na Figura 4.11.

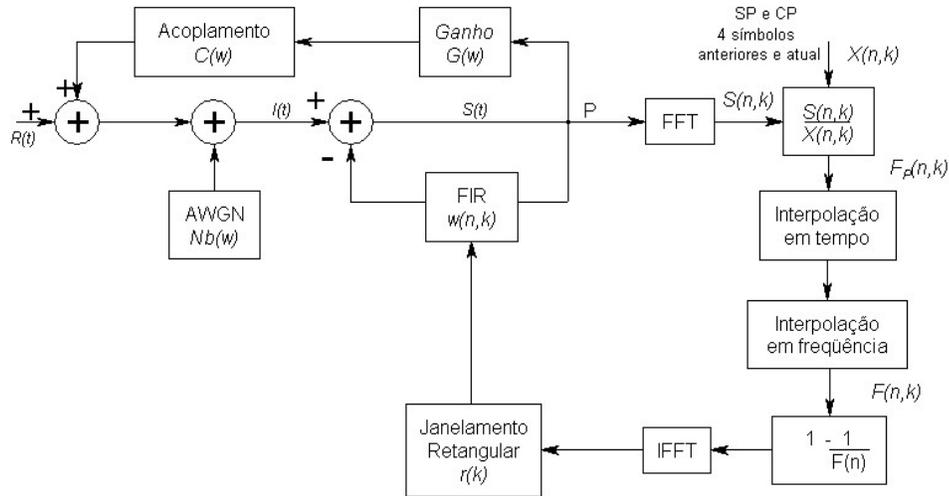


Figura 4.11. Novo método para cancelar interferência de realimentação.

A descrição seguinte está de acordo com o esquema da Figura 4.11. Para os quatro primeiros símbolos OFDM que chegam a retransmissora, realiza-se apenas interpolação em frequência. Esses símbolos serão utilizados efetivamente no processo a partir da chegada do quinto símbolo. Realiza-se então a interpolação linear em tempo, como mostrada na Figura 4.12. É possível perceber que apenas a partir do 8º símbolo toda a eficiência da técnica é testada. Nesse ponto, a interpolação em tempo é realizada com o 4º símbolo.

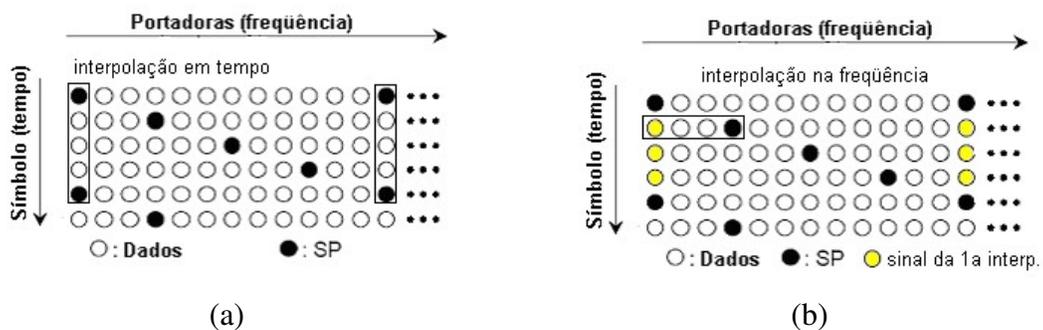


Figura 4.12. Esquema de interpolação 2D para obtenção de $F(n,k)$ (a) 1ª fase: interpolação linear temporal (b) 2ª fase: interpolação em frequência.

Uma vez que a interpolação em tempo é realizada pode-se aplicar o método de interpolação em freqüência, semelhante ao usado em [30]. Na interpolação em freqüência, podem ser aplicados métodos de mais alta ordem, como o conhecido *cubic spline* [23]. Na seqüência, seguindo Figura 4.11, encontra-se o $er(n,k)$, que é processado pela IFFT, para posterior “janelamento”, que limitará o número de coeficientes da filtragem FIR.

Neste caso, foi preferido não usar processamento adaptativo uma vez que diferentes símbolos foram tratados simultaneamente. O número maior de subportadoras para a interpolação em freqüência pôde melhorar assim a eficiência do sistema em relação a técnicas adaptativas.

4.7. Simulações usando cancelador de eco proposto

Para as simulações, foi desenvolvido um simulador completo ISDB-T usando ambiente de desenvolvimento Matlab®, em especial a ferramenta Simulink. Os detalhes do simulador são apresentados no Anexo A.

Um ambiente típico de SFN com ecos fortes foi utilizado na recepção da estação retransmissora. Esse mesmo ambiente foi usado em [30] para proporcionar a comparação dos resultados. Para o trecho entre a estação retransmissora e o receptor final foi considerado um canal com ruído AWGN e também o canal Brasil A [38] com AWGN, cujos atrasos e atenuações são mostrados na Tabela 4.1. O Brasil A representa teoricamente uma recepção em uma casa com antena externa de topo de telhado e é uma das condições mais típicas do Brasil. Como o interesse aqui é avaliar o desempenho do cancelador, não foi necessário avaliar o desempenho dos outros canais Brasil. Uma melhor descrição desses canais é feita no Capítulo 5, e o cancelador proposto estará incluído nas simulações dos próximos capítulos.

Os parâmetros gerais da simulação são mostrados na Tabela 4.2. O efeito do espectro do sinal, seguindo os parâmetros da Tabela 4.2, é mostrado na Figura 4.13. Para o modelo de interpolação 1D foram considerados 20 símbolos como estágio de

treinamento e um fator de convergência do LMS $\mu=1$. Para o processamento em duas dimensões, considerou-se um atraso de quatro símbolos para se iniciar as medidas de desempenho.

Tabela 4.1. Atrasos e atenuações dos canais Brasil.

Nome	Descrição	Caminhos					
		1	2	3	4	5	6
BrasilA	Atraso (μs)	0	0,15	2,22	3,05	5,86	5,93
	Atenuação (dB)	0	13,8	16,2	14,9	13,6	16,4

Tabela 4.2. Parâmetros de simulação.

	Parâmetros
Modulação	64QAM - OFDM
Intervalo de guarda	1/8
Modo	8K
Largura de banda	5,572 MHz
Atraso do eco	10 us
Atenuação do eco (D/U)	1 dB
Ruído da estação geradora: C/N_a	40 dB
Ruído da estação retransmissora: C/N_b	40 dB
Ruído de recepção: C/N_c	0 a 30 dB
Número de coeficiente do filtro FIR: M	256

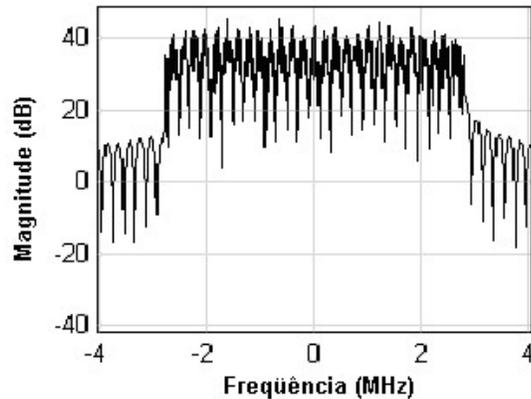
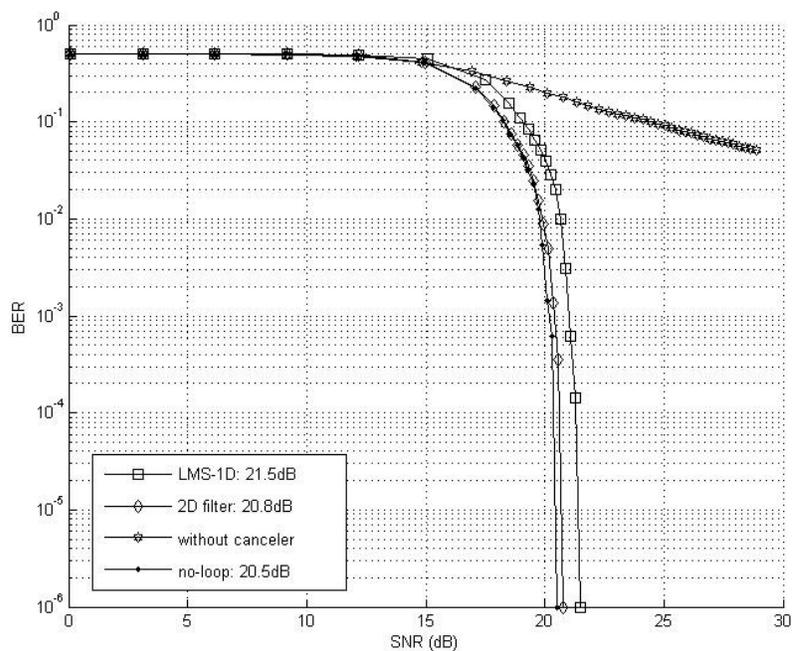


Figura 4.13. Efeito da interferência de *loop* de acordo com Tabela 4.2.

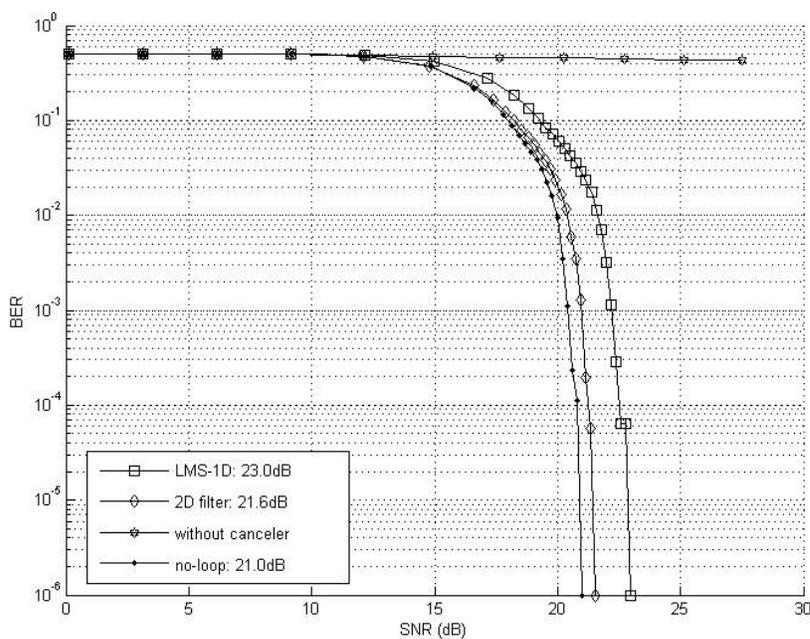
Pode-se notar através das curvas apresentadas na Figura 4.14 que a ausência do cancelador de interferência impede a recuperação dos dados, já que mesmo para SNRs altas a taxa de erro decresce em níveis muito baixos. Os resultados alcançados para a filtragem 2D são 1 dB em média melhores que a filtragem 1D usando o LMS para ambos os casos com apenas ruído AWGN, e também com AWGN e canal Brasil A. A diferença entre o sinal recuperado usando processamento 2D e o caso sem interferência de *loop* é cerca de 0,6 dB.

4.8. Comentários

Nesta Seção foi apresentado o conceito de redes de frequência única (SFN), que pode proporcionar uma distribuição inteligente de canais em sistemas de TV Digital. A idéia central é utilizar um único canal para a retransmissão de sinais de TV que tenham o mesmo conteúdo, caso que ocorre na maioria das redes de retransmissão de TV das emissoras geradoras de programação. Neste caso é definido então o termo redes de frequência única regionais.



(a)



(b)

Figura 4.14. Resultados de simulação dos canceladores de interferência (a) AWGN
(b) Brasil A com AWGN.

Comparou-se então o desempenho de filtros canceladores de interferência em ambientes de redes SFN. Para se evitar que longos ecos cheguem até a área de serviço, não é possível se realizar a decodificação do sinal nas estações retransmissoras. Foi então proposto um método, vindo da teoria de estimadores de canais, que utiliza interpolação 2D para se encontrar os coeficientes de filtragem que melhor cancelam o efeito dos símbolos anteriores no sinal atual. O esforço computacional para isso não é proibitivo, e foi encontrado um ganho de 1 dB em relação ao método clássico de Hamazumi nos canais utilizados. Nos testes realizados o efeito de *loop* é praticamente eliminado.

Testes adicionais realizados mostraram que a influência do LMS no cancelador de realimentação quando se utiliza a interpolação em duas dimensões é insignificante. Isto pode ser explicado já que a relação sinal ruído, tratada neste caso, é alta devido à proximidade entre fontes transmissora e receptora, e também devido ao uso de um número quatro vezes superior de informação de referência. O mesmo não ocorre em situações piores de ruído AWGN como será visto no Capítulo 6.

Capítulo 5

5. Sincronismo de sinais OFDM

Sabe-se que um sinal OFDM oferece maior eficiência no uso do espectro e robustez para interferência intersimbólica. Além disso, o OFDM é mais eficiente ao combate de desvanecimento seletivo em frequência e ruído impulsivo no domínio do tempo quando comparado à modulação de portadora única, como abordado em [17]. No entanto, apresenta desvantagens como sensibilidade para se obter o desvio de frequência entre os osciladores do transmissor e receptor, que dificulta o sincronismo do sinal recebido [39]. Para alcançar o melhor desempenho em sistemas de TV Digital, o sincronismo deve estar corretamente estabelecido.

Na recepção de um sinal OFDM, antes de demodular as portadoras, é necessário realizar dois tipos de sincronização. A primeira é destinada a encontrar os limites do símbolo OFDM (sincronismo temporal) que irá minimizar os efeitos de interferência entre símbolos (ISI – *Inter Symbol Interference*) OFDM. A segunda tem como objetivo achar a variação de frequência (sincronismo de frequência) das portadoras para que não

ocorra interferência entre subportadoras (ICI – *Inter Carrier Interference*).

Em um sistema OFDM as portadoras são totalmente ortogonais somente se o transmissor e o receptor estiverem sincronizados em frequência. Qualquer variação de frequência resulta em ICI. Esse problema pode ser gerado pelo ruído de fase dos osciladores do transmissor e receptor. O ruído de fase modula aleatoriamente a fase do oscilador, resultando em uma variação de frequência (*jitter*) que causa ICI e ISI no receptor OFDM. Ao contrário disso, para os sistemas de portadora única, o ruído de fase apenas degrada a relação sinal-ruído no receptor, pois as constelações perdem o foco. Desta forma, o sistema OFDM é altamente sensível a erros de sincronização em relação aos sistemas de portadora única.

Vários trabalhos têm sido propostos para diminuição de complexidade dos algoritmos de sincronismo, entre eles [40-43]. A diminuição de complexidade é um importante foco neste trabalho.

Para o sincronismo temporal, o cálculo da correlação entre as regiões definidas pelo intervalo de guarda, conforme ilustrado na Figura 1.2, foi defendido em vários artigos, como em Palin [44]. Alguns deles abordam o processamento posterior aos vários pontos de máximos locais alcançados nessa fase, os trechos analisados são mais semelhantes, principalmente diante de ambientes com multicaminho. Este problema é mais acentuado em casos de ambientes de redes de frequência única, abordado pelo mesmo autor em [45].

Uma importante característica na grande maioria dos receptores, diante da presença de multicaminho, é a capacidade do equalizador adaptativo somente recuperar o sinal se o ponto alocado de sincronismo temporal estiver dentro do intervalo de guarda. Este Capítulo está organizado da seguinte maneira. Na Seção 5.1 são apresentados os blocos comuns dos receptores OFDM, que são utilizados nesta etapa de processamento. Na Seção 5.2, são discutidos e equacionados os diversos efeitos da falta de sincronismo. Nas Seções 5.3 e 5.4, são descritas algumas fases comuns de vários algoritmos para sincronismo em tempo e frequência. As novas propostas e as simulações são apresentadas nas Seções 5.5, 5.6 e 5.7.

5.1. Modelo do sistema OFDM

A Figura 5.1 mostra a forma básica de construção e recuperação de um símbolo OFDM. Os dados $x(k)$ são processados pela IFFT de forma paralela, e, em seguida, adiciona-se o intervalo de guarda. O sinal é então convertido em analógico através de um conversor digital-analógico (DAC – *Digital Analogical Converter*), e modulado para uma frequência central (*up-converter*) antes da transmissão.

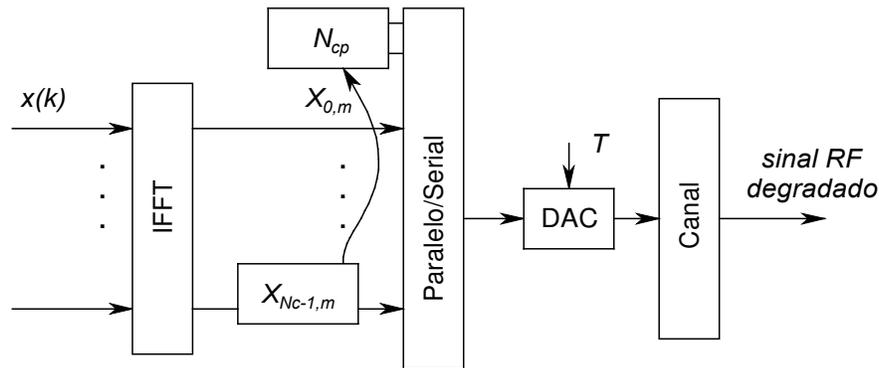


Figura 5.1. Blocos finais para transmissão OFDM.

O sinal degradado de FI chega ao bloco ADC (*Analog to Digital Converter*) do receptor, e os sinais I e Q são recuperados para a formação dos símbolos de constelação degradados. A partir da reamostragem e demodulação é encontrado então o sinal $y_{k,m}$, como representado na Figura 5.2. O termo r_m representa o sinal no domínio do tempo. Explicações detalhadas do processo encontram-se no Capítulo 2 deste trabalho.

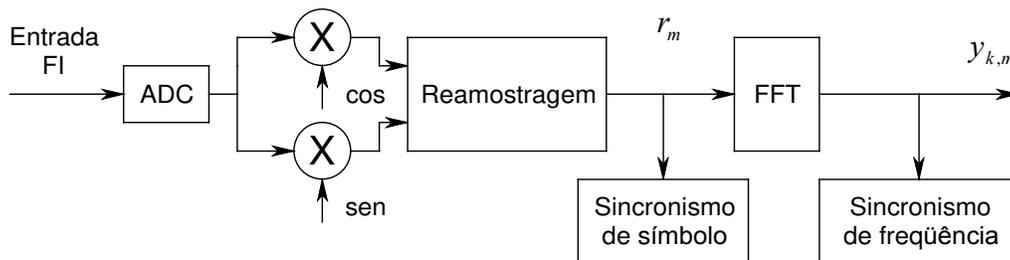


Figura 5.2. Blocos iniciais para recepção OFDM

5.2. Possíveis efeitos de falta de sincronismo

Para recuperação de um sinal OFDM é necessário limitar uma janela para aplicação da demultiplexação realizada pela FFT. Neste caso, existe apenas uma posição onde a janela corresponde à informação correta (sincronismo perfeito), como mostrado na Figura 5.3. Nos casos em que a janela não estiver bem alocada, ou seja, com falta de sincronismo, é possível recuperar os dados se a janela estiver deslocada para esquerda (Caso I). Para isso o deslocamento não pode ser superior ao intervalo de guarda. O efeito, para esse caso, em uma constelação 16QAM com pilotos de referência é mostrado na Figura 5.4a. No caso de um deslocamento para a direita (Caso II), haverá interferência ICI e será perdida uma quantidade d de amostras que comprometerá a eficiência dos blocos seguintes de recepção, já que a janela FFT conterá uma parte do intervalo de guarda do símbolo seguinte. O efeito disso, em uma constelação 16QAM com pilotos de referência é mostrado na Figura 5.4b.



Figura 5.3. Formas de janelamento FFT possíveis.

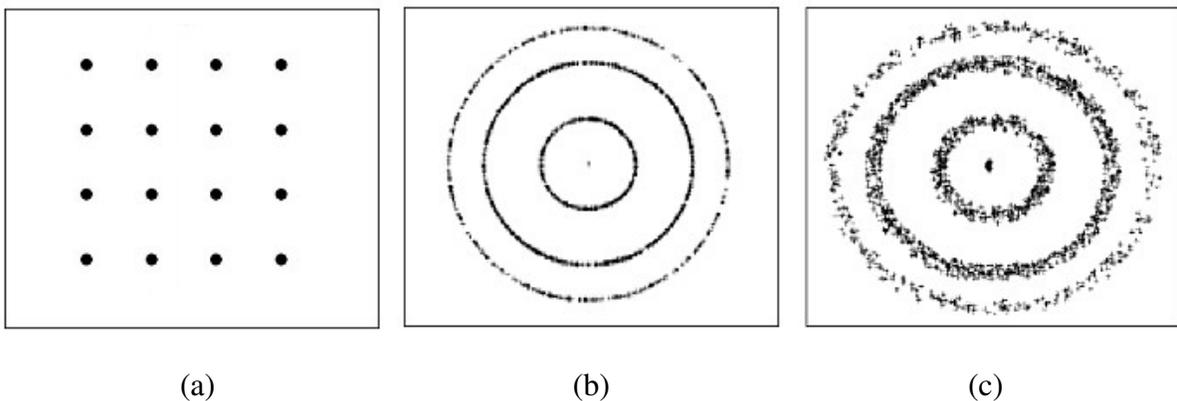


Figura 5.4. Constelações obtidas para (a) janelamento de FFT correto (b) caso I e (c) caso II da Fig. 5.3.

5.2.1. Efeito no desempenho do estimador de canal

Em ambos os casos apresentados na Figura 5.3, de janelas deslocadas para esquerda e direita, parte da resposta do canal h pode estar fora da janela de estimação, especialmente para métodos de estimação baseados em parâmetros. Assim, aparecerá um ruído adicional devido ao erro de estimação, o qual pode ser facilmente calculado como:

$$\sigma_{\varepsilon,h}^2 = \frac{N_d}{N_c} \sum_i^{N_d} |h_i|^2, \quad (5.1)$$

onde N_d é o número de portadoras fora da janela de FFT correta e N_c é o número total de subportadoras.

5.2.2. Efeito de desvio de tempo em uma subportadora

Assumindo um deslocamento para a esquerda da janela de FFT de p amostras, com T sendo o intervalo de amostragem, consideram-se aqui $y_{k,m}$ os símbolos recebidos e $x_{k,m}$ os símbolos transmitidos na portadora k e símbolo OFDM m . Para um canal AWGN, com intervalo de guarda $N_{cp} = 0$, o vetor do sinal recebido pode ser escrito como $r_m = [r_{p,m}, \dots, r_{N_c-1,m}, r_{0,m+1}, \dots, r_{p-1,m+1}]$. A demodulação desse vetor, de acordo com Speth e outros [46], através da FFT conduz a:

$$y_{k,m} = \frac{N_c - p}{N_c} x_{k,m} e^{j2\pi(k/N_c)p} + \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1-p} e^{-j2\pi(n/N_c)k} \sum_{i=-N_d/2, i \neq k}^{N_d/2-1} x_{i,m} e^{j2\pi(i/N_c)(n+p)} + \frac{1}{N_c} \sum_{n=N_c-p}^{N_c-1} e^{-j2\pi(n/N_c)k} \sum_{i=-N_d/2}^{N_d/2-1} x_{i,m+1} e^{j2\pi(i/N_c)(n+p)} + n_{k,m} \quad (5.2)$$

De acordo com a equação anterior, o efeito de um desvio de tempo em um símbolo pode ser definido em três termos: rotação de fase, interferência entre portadoras

(ICI) e interferência entre símbolos (ISI). A rotação de fase, mostrada no primeiro termo da Equação (5.2), é proporcional ao índice de subportadora k . Além disso, o sinal recebido é atenuado, diretamente proporcional a p . A ICI ocorre devido à perda de ortogonalidade. O termo referente a ISI, por outro lado, ocorre devido à inclusão do próximo símbolo no sinal recebido. O último termo, representado por $n_{k,m}$, é relativo ao ruído gaussiano branco.

Estendendo essa análise para um símbolo com intervalo de guarda $p \leq N_{cp}$, o vetor recebido para o m -ésimo símbolo torna-se $r_m = [r_{N_c-p,m}, \dots, r_{N_c-1,m}, r_{0,m}, \dots, r_{p-1,m}]$. Realizando a mesma análise anterior, os termos referentes a ICI e ISI desaparecem. O fator de atenuação também desaparece. Assim, somente o efeito de rotação de fase é mantido, o qual pode ser tratado através de um equalizador apropriado.

A extensão para a propagação de multicaminhos é também fácil de representar. Se o somatório dos sinais com desvio e o espalhamento máximo do sinal (expresso em amostras) for menor que o intervalo de guarda, o único efeito será a rotação de fase, o qual pode ser compensado por um equalizador. Se o espalhamento for maior, o termo de atenuação aplicado aos símbolos será insignificante, visto que os efeitos de ICI e ISI podem ser modelados com um ruído gaussiano branco com variância de aproximadamente p .

5.2.3. Desvio de tempo de amostragem

Para a análise anterior, foi considerado que os desvios temporais eram inteiros, sendo assim múltiplos do intervalo de amostragem T . Para um desvio fracionário, o único efeito é um deslocamento de fase do sinal recebido, o qual pode ser também combatido por um equalizador. O efeito *jitter*, porém, provoca ruído de fase, o qual piora o desempenho do receptor, e é discutido no próximo item.

5.2.4. Desvios de frequência no relógio de amostragem e em subportadoras

O OFDM é muito mais sensível a desvios de frequência de subportadoras (CFO – *Carrier Frequency Offset*) e desvios no relógio de amostragem (ScFO – *Sampling Clock Frequency Offset*) que sistemas que utilizam portadoras simples. A partir desses efeitos, as amostras recebidas apresentam rotação em fase dada por $\theta(t) = 2\pi(1 + \xi)\Delta f_c t$, onde Δf_c é o CFO. O ScFO é definido como $\xi = (T' - T)/T$, onde T é o intervalo perfeito de amostragem e T' é o intervalo de amostragem atual.

O sinal recebido sob efeito dessa rotação de fase das amostras pode ser expresso como

$$y_{k,m} = x_{k,m} \frac{1}{T} \int_0^T e^{j\theta(t)} dt + \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^{N_c-1} x_{i,m} \frac{1}{T} \int_0^T e^{-j2\pi \frac{k-i}{T}} e^{j\theta(t)} dt. \quad (5.3)$$

A partir da equação anterior, pode-se concluir que desvios na frequência de amostragem e nas frequências das subportadoras geram uma perda de ortogonalidade entre as subportadoras, resultando em ICI.

5.2.5. Desvio na janela de quadro OFDM

Na falta de sincronismo do relógio de amostragem, que é determinado pela presença de ξ definido anteriormente, o instante ideal de amostragem do quadro será alterado, para um tempo de observação de l símbolos OFDM, de $\xi l N_c$ amostras. Se for considerado um descasamento entre transmissor e receptor, por exemplo, de +/- 40 ppm (pulsos por milhão), o valor de ScFO será $\xi = +/- 4.10^{-5}$. Como um quadro OFDM para o padrão japonês possui 204 símbolos OFDM, cada um com 8192 subportadoras, para o modo 8K, seriam perdidas cerca de 67 amostras do quadro.

5.2.6. Rotação de símbolo da subportadora

A equação de translação (5.3) no domínio de tempo discreto conduz a expressão

$$y_{k,m} = e^{j\pi\phi_k} \cdot e^{j2\pi\phi_k \frac{m(N_c + N_{cp}) + N_{cp}}{N_c}} \cdot \alpha(\phi_k) x_{k,m} H_k + n_{ICI,k,m} + n_{k,m}, \quad (5.4)$$

onde $\phi_k \approx \Delta f_c T_u + \xi k$, T_u representa o tempo de símbolo OFDM, excluindo o intervalo de guarda, H_k é o canal para a portadora k , e $\alpha(\phi_k)$ a atenuação devido a ϕ_k . Se a fórmula (5.4) for aplicada em uma portadora específica k e for determinado o incremento de fase $\Delta\phi_k$ de um símbolo OFDM para outro, encontra-se

$$\frac{\Delta\phi_k}{2\pi} = \frac{N_c + N_{cp}}{N_c} (\Delta f_c + \xi k). \quad (5.5)$$

Uma rotação de fase constante de um símbolo para outro é produzida pelo desvio de frequência de portadora. O desvio de relógio de amostragem, por outro lado, produz uma rotação de fase que cresce com o índice da subportadora.

5.2.7. Degradação da taxa de erro de bit (BER) devido a ICI e atenuação do sinal recebido

Seguindo [39], o efeito combinado de atenuação e o ruído gerado pela ICI conduzem a uma degradação D da BER de

$$D(dB) \approx \frac{10}{3 \ln(10)} \left(\pi \frac{N_c \Delta f_c}{B} \right) \frac{E_s}{N_0}, \quad (5.6)$$

onde E_s / N_0 representa a relação sinal ruído (SNR) no receptor, enquanto B representa a largura de banda do sinal recebido.

A Equação (5.6) mostra que a degradação cresce linearmente com a taxa de desvio de frequência que caracteriza o espaçamento entre subportadoras em um gráfico *log-log*.

5.3. Técnicas clássicas de sincronismo temporal

5.3.1. Métodos baseados na autocorrelação de um símbolo OFDM

Um dos mais famosos métodos de autocorrelação é provavelmente o então definido método de Schmidl e Cox [47]. A recuperação de tempo de símbolo neste caso procura um símbolo de treinamento que tem duas metades idênticas no domínio do tempo. Este processamento é realizado percorrendo o sinal recebido, obtendo a autocorrelação de duas partes, que compreendem metade do tamanho da FFT e procuram-se os valores máximos da saída do circuito de autocorrelação, como mostrado na figura a seguir.

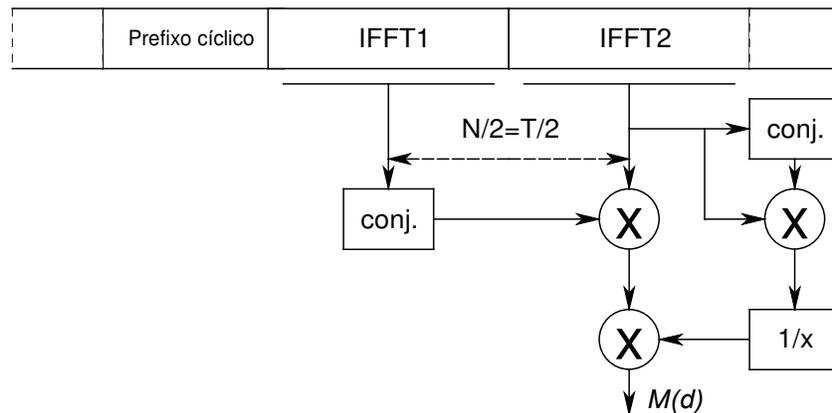


Figura 5.5. Princípio do circuito de sincronização baseado em autocorrelação proposto em [47].

A métrica M deste sincronizador, em função do sinal r , é calculada de acordo com a expressão

$$M(d) = \frac{\left| \sum_{m=0}^{N_c/2-1} r_{d+m}^* r_{d+m+N_c/2} \right|}{\left(\sum_{m=0}^{N_c/2-1} |r_{d+m+N_c/2}| \right)}. \quad (5.7)$$

A principal vantagem desta métrica é sua robustez perante desvios de frequência e *fading*. Além disso, o sinal r pode ser gerado por esquemas OFDM clássicos, no qual as duas metades idênticas são construídas através de seqüências pseudo-aleatórias (PN) nas frequências pares, enquanto zeros são usados nas frequências ímpares [47].

5.3.2. Métodos baseados em correlação cruzada

Seguindo a idéia de uma seqüência especial de sincronização, como uma seqüência PN em um símbolo OFDM de treinamento, é natural implementar uma técnica baseada em filtro casado, que foi desenvolvida para sistemas CDMA. Neste método, o receptor realiza uma correlação entre o sinal recebido, de diferentes pontos, e uma cópia local da seqüência de sincronização transmitida. Este método é ilustrado na Figura 5.6 a seguir.

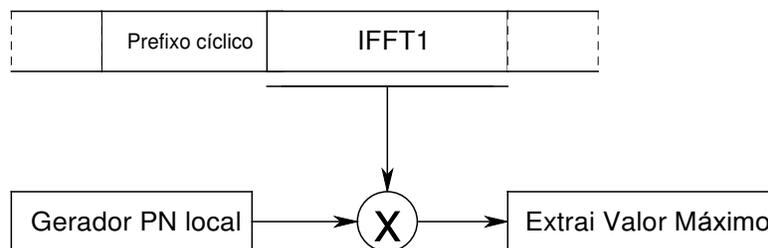


Figura 5.6. Princípio da sincronização baseada em correlação cruzada.

Uma grande quantidade de métodos de correlação cruzada pode ser encontrada em livros clássicos sobre CDMA, como em [48]. A robustez diante de multicaminhos dependerá da seqüência aleatória utilizada. Uma das exigências é que a CFO seja

devidamente compensada antes de se aplicar os sincronizadores em tempo de correlação cruzada.

5.3.3. Métodos baseados em prefixo cíclico

Nos dois métodos anteriormente descritos, a sincronização exige informação adicional, na forma de símbolos ou portadoras piloto de treinamento. Tais métodos são ideais em comunicação ponto-a-ponto, mas inviáveis em aplicações de radiodifusão.

Uma maneira de compensar a falta de informação de treinamento e se realizar o sincronismo temporal é usar o prefixo cíclico, que está presente na maioria dos sistemas OFDM. Um simples esquema é mostrado na Figura 5.7 a seguir.

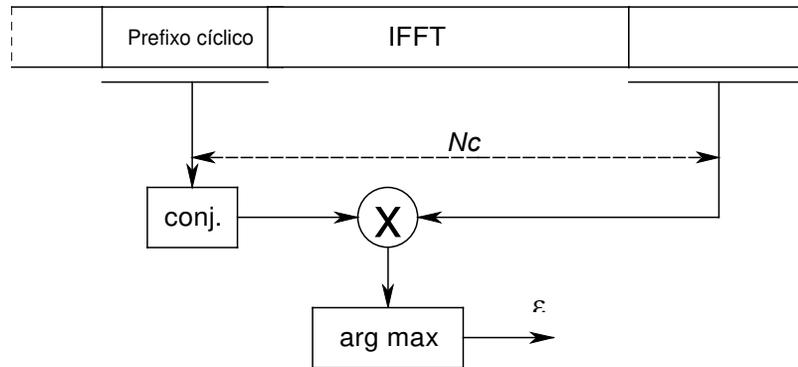


Figura 5.7. Princípio da sincronização baseada em prefixo cíclico.

O esquema anterior corresponde ao estimador ótimo no caso de canais AWGN. Assim, usando essa condição do sinal recebido e procurando estimar a máxima verossimilhança a partir de um atraso temporal, chega-se a solução

$$\epsilon_{ML} = \arg \max_{\epsilon} (|\gamma(\epsilon)| - \rho\phi(\epsilon)), \quad (5.8)$$

onde $\gamma(m) = \sum_{k=m}^{m+N_{cp}} r_k r_{k+N_c}^*$ e $\phi(m) = 0,5 \sum_{k=m}^{m+N_{cp}} |r_k|^2 + |r_{k+N_c}|^2$.

Este estimador de sincronismo possui várias vantagens: alta eficiência espectral por não usar pilotos; é baseado em uma expressão relativamente simples com uma complexidade de implementação razoável; pode realizar, dependendo do canal, estimação de desvios em tempo e frequência. A principal desvantagem do estimador é que na presença de multicaminhos severos seu desempenho é reduzido. Neste caso, quanto maior o atraso do multicaminho, menor será a característica cíclica do sinal, que se torna nula para atrasos do tamanho do intervalo de guarda.

5.4. Sincronismo em frequência

O sincronismo em frequência pode ser dividido em métodos de autocorrelação e métodos baseados em prefixo cíclico. Assim como na sincronização temporal, o prefixo cíclico pode ser também usado no processo.

5.4.1. Métodos baseados na autocorrelação de um símbolo OFDM

Um dos primeiros métodos de autocorrelação proposto na literatura foi o então denominado método de Moose [49]. Neste método, uma seqüência inicial de treinamento, que consiste de dois símbolos OFDM idênticos sem IG, é usado. O método tem como premissa o fato dos dois símbolos OFDM estarem relacionados, considerando um desvio de frequência Δf_c e uma transmissão sem ruído, de acordo com a expressão

$$r_{l+1} = r_l e^{2\pi j \frac{\Delta f_c N_c}{B}}, \quad (5.9)$$

com B sendo a largura de banda do canal e N_c o número total de portadoras.

Da expressão anterior, pode-se mostrar que o estimador de máxima verossimilhança (ML- *Maximum Likelihood*) do desvio de frequência é dado por

$$\hat{\Delta f}_c = \frac{B}{2\pi N_c} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum \text{Im}(r_{l+1} r_l^*)}{\sum \text{Re}(r_{l+1} r_l^*)} \right\}. \quad (5.10)$$

O resultado anterior mostra que o ângulo de $r_{l+1} r_l^*$ é igual a $\frac{2\pi \Delta f_c N_c}{B}$, como representado na figura a seguir.

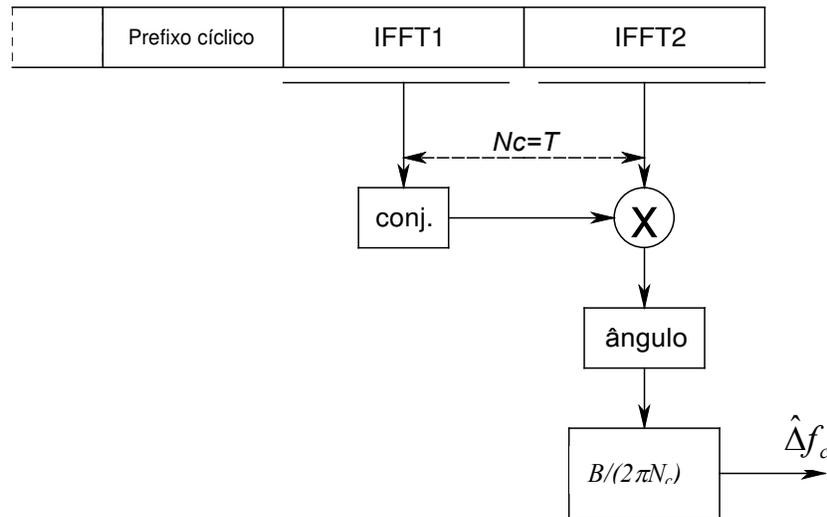


Figura 5.8. Princípio da autocorrelação Moose para sincronização em frequência.

5.4.2. Métodos baseados no prefixo cíclico

De forma semelhante às propostas iniciais de sincronismo temporal, a proposta anterior para sincronismo em frequência utiliza informação adicional de dois símbolos OFDM, o que é inviável em uma transmissão de TV. O mesmo procedimento, descrito no item 5.3.3, pode ser tomado para que tal estimação em frequência possa ser aplicada. A Figura 5.9 mostra esse procedimento, que é equivalente ao estimador ML da expressão (5.10).

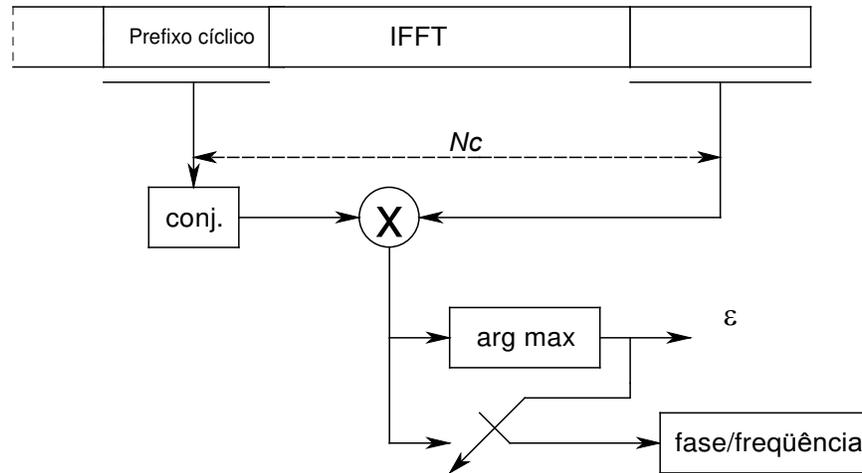


Figura 5.9. Princípio da autocorrelação Moose para sincronização em frequência.

Novamente, a principal vantagem deste estimador é sua simplicidade. Por outro lado, é um método sensível a multicaminhos, e nesse caso é necessário utilizar sinais piloto.

5.5. Nova proposta de sincronismo temporal

Na expressão (5.8) anterior é apresentado um estimador de sincronismo temporal que pode ser aplicado em uma situação real, sem o uso de seqüências de treinamento. Porém, o número de multiplicações respectivas ao termo γ pode inviabilizar o sincronismo. Nesse caso, os deslocamentos temporais para se encontrar um ponto ideal, ainda mais diante de multicaminhos característicos de redes SFN, podem fazer com que o processo se torne excessivamente complexo computacionalmente.

Diante disso, passou-se a investigar um novo método para comparar trechos referentes ao intervalo de guarda (IG) ou prefixo cíclico (CP - *Cyclic Prefix*). Os trechos de IG, como mostrados na Figura 5.7, são semelhantes, porém submetidos a diferentes tipos de degradações. Tal característica é comum em sistemas que procuram relacionar determinada amostra com outras de uma base de dados, como técnicas usadas em reconhecimento de padrões [50]. O reconhecimento de padrões é a ciência que trata da

classificação e descrição de objetos, e pode ser aplicado em diversas áreas, como: científicas, industriais, médicas, agricultura, militar etc.

Podem ser citadas algumas grandes aplicações de reconhecimento de padrões como em áudio, para reconhecimento de voz, por exemplo, ou imagens, como de impressão digital e íris, colocadas na Figura 5.10 apenas como ilustração.



Figura 5.10. Ilustração de aplicações de reconhecimento de padrões (a) reconhecimento de impressão digital (b) reconhecimento de íris.

Dentre as principais técnicas usadas para reconhecimento de íris, podem ser citadas as *wavelets* [51,52], e, mais recentemente, a distância de Hamming [53]. Devido à complexidade de se realizar a transformada de *wavelet*, tal técnica foi preterida pela segunda opção.

A distância de Hamming, proposta inicialmente em 1950 [54] para implementação dos famosos códigos de Hamming, é então utilizada aqui para sincronismo temporal de símbolos OFDM. A comparação entre dois sinais para identificação de semelhanças pode ser aplicada para se procurar os respectivos trechos do intervalo de guarda dos símbolos, submetidos às degradações.

Inicialmente, a partir do sinal recebido, se obtém as informações do modo de transmissão (número de portadoras) e intervalo de guarda. A posição inicial do símbolo periódico do sinal, com certo grau de erro, é estimada a partir do intervalo de guarda no domínio do tempo, de maneira similar aos trabalhos de Prast e outros [55] e de Beek e outros [40].

O estimador baseado na distância de Hamming é proposto na Figura 5.11, e tem como diferença uma grande diminuição drástica de complexidade. As multiplicações da variável γ apresentada na Equação (5.8) são substituídas por simples subtrações. O bloco

que contém as duas barras paralelas representa o módulo das subtrações. Além disso, é utilizados um parâmetro de entrada que diminui o número de iterações, com diminuição controlada de precisão.

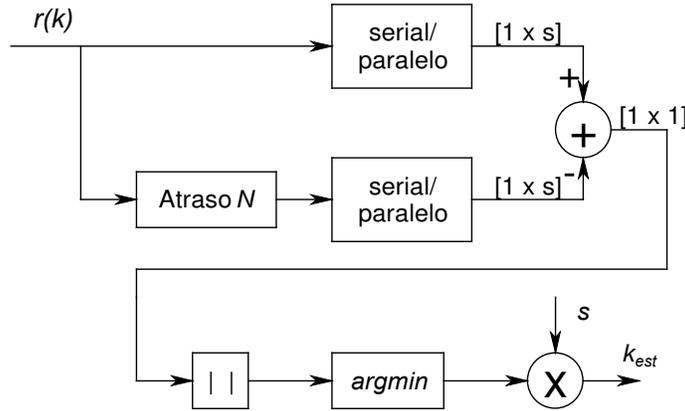


Figura 5.11. Bloco que representa o correlador.

Seja $r(k)$ o sinal recebido, pode-se correlacionar regiões respectivas ao IG da seguinte forma:

$$k_{est} = s \cdot \arg \min_k \sum_{i=0}^{L-1} |r(i + k * s) - r(i + N + k * s)|, \quad (5.11)$$

sendo k_{est} o ponto estimado temporalmente para início do símbolo.

Para obter o melhor desempenho do somatório apresentado na expressão (5.11), é adicionado um parâmetro s , que acelera o salto de amostras. Dado que $s = (N + L) / k$, sendo que k pode variar de L até $(N+L)$ amostras, sendo s a quantidade de iterações. Deste modo, quando $s=1$, se obtém uma correlação amostra por amostra. Para grandes valores de s , será obtida uma estimativa através de um menor número de iterações, porém com o erro maior em amostras. No caso específico, o valor máximo para se obter uma estimativa correta com pouca precisão é de $s=L$, dado que a região de comparação é o intervalo de guarda de tamanho L . Na Figura 5.12 a seguir é mostrado o comportamento do pico da correlação k_{est} invertido.

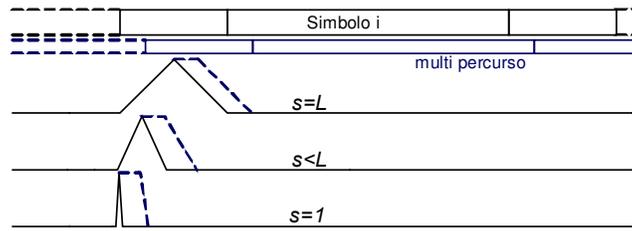


Figura 5.12. Comportamento do pico do correlador baseado na mínima distância (invertido).

Podem surgir problemas para se encontrar o pico da correlação em canais de atrasos muito longos, como discutido em [45]. Nesses casos, o pico encontrado no caminho com maior atraso não deve ultrapassar o tamanho do intervalo de guarda.

O sincronizador utilizado é mostrado na Figura 5.13. O sinal dentro do bloco de sincronismo é convertido da forma serial para paralela em até s saídas por conversor, sendo o parâmetro s responsável em diminuir a quantidade de iterações.

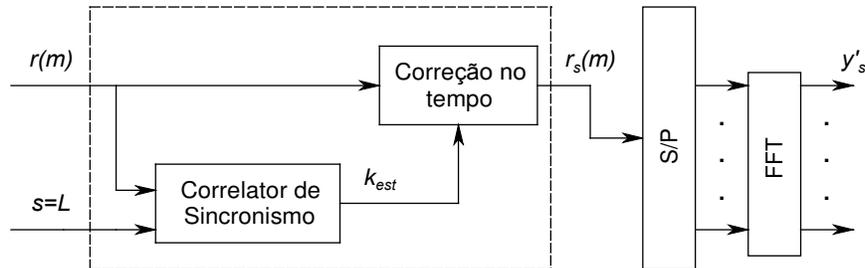


Figura 5.13. Implementação do correlador dentro do sistema.

O sincronismo de símbolo mostrado na figura acima é realizado através de k_{est} . Este parâmetro é encontrado inicialmente, porém com certo erro, dependente do parâmetro s . Se s for maior que uma unidade, será criada uma região de início de símbolo em vez de um único ponto, como mostra a Figura 5.14. Tendo como trecho um erro máximo de s amostras para direita ou s amostras para esquerda. Esta região é considerada então como a “região de início” de símbolo e o sinal é considerado sincronizado em tempo. Isto pode ser adotado porque se tem a garantia de que o sinal sempre estará dentro do intervalo de guarda, como mostrado nos casos da Figura 5.12, possibilitando posteriores refinamentos.

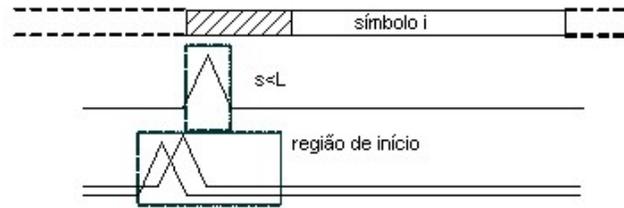


Figura 5.14. Região de início de símbolo.

5.6. Nova proposta para sincronismo em frequência

A partir do sincronismo temporal do sinal OFDM, escolhido dentro do intervalo de guarda, são utilizados sinais pilotos espalhados para o refinamento e obtenção da janela FFT perfeita. Para se ter uma idéia da variação dos sinais piloto diante de uma má escolha do parâmetro k_{est} que define o sincronismo temporal, apresenta-se aqui a Tabela 5.1, construída a partir de um símbolo completo OFDM sem atenuação ou multicaminho.

Tabela 5.1. Amplitude das portadoras pilotos espalhadas de um símbolo recebido.

<i>k_{est}</i> correto	<i>k_{est}</i> correto + 1	<i>k_{est}</i> correto + 2	<i>k_{est}</i> correto + 3
-1,3333 + 0,0000i	-1,3333 + 0,0000i	-1,3333 + 0,0000i	-1,3333 + 0,0000i
1,3333 - 0,0000i	1,3324 + 0,0491i	1,3297 + 0,0981i	1,3252 + 0,1470i
1,3333 - 0,0000i	1,3297 + 0,0981i	1,3189 + 0,1956i	1,3009 + 0,2921i
1,3333 - 0,0000i	1,3252 + 0,1470i	1,3009 + 0,2921i	1,2608 + 0,4337i
-1,3333 + 0,0000i	-1,3189 - 0,1956i	-1,2759 - 0,3870i	-1,2053 - 0,5701i
1,3333 + 0,0000i	1,3108 + 0,2441i	1,2440 + 0,4799i	1,1351 + 0,6995i
1,3333 - 0,0000i	1,3009 + 0,2921i	1,2053 + 0,5701i	1,0511 + 0,8203i
-1,3333 + 0,0000i	-1,2893 - 0,3398i	-1,1601 - 0,6572i	-0,9543 - 0,9312i
-1,3333 + 0,0000i	-1,2759 - 0,3870i	-1,1086 - 0,7408i	-0,8459 - 1,0307i
-1,3333 + 0,0000i	-1,2608 - 0,4337i	-1,0511 - 0,8203i	-0,7271 - 1,1176i
1,3333 - 0,0000i	1,2440 + 0,4799i	0,9879 + 0,8954i	0,5995 + 1,1910i
1,3333 - 0,0000i	1,2255 + 0,5253i	0,9194 + 0,9657i	0,4646 + 1,2498i
-1,3333 + 0,0000i	-1,2053 - 0,5701i	-0,8459 - 1,0307i	-0,3240 - 1,2934i
1,3333 + 0,0000i	1,1835 + 0,6141i	0,7677 + 1,0901i	0,1794 + 1,3212i
-1,3333 + 0,0000i	-1,1601 - 0,6572i	-0,6855 - 1,1436i	-0,0327 - 1,3329i
-1,3333 + 0,0000i	-1,1351 - 0,6995i	-0,5995 - 1,1910i	0,1144 - 1,3284i
-1,3333 + 0,0000i	-1,1086 - 0,7408i	-0,5102 - 1,2318i	0,2601 - 1,3077i
1,3333 - 0,0000i	1,0806 + 0,7811i	0,4182 + 1,2660i	-0,4027 + 1,2711i
1,3333	1,0511 + 0,8203i	0,3240 + 1,2934i	-0,5403 + 1,2189i
1,3333 - 0,0000i	1,0202 + 0,8584i	0,2279 + 1,3137i	-0,6714 + 1,1520i
1,3333 + 0,0000i	0,9879 + 0,8954i	0,1307 + 1,3269i	-0,7943 + 1,0709i
1,3333 - 0,0000i	0,9543 + 0,9312i	0,0327 + 1,3329i	-0,9075 + 0,9769i

A 1ª coluna da Tabela 5.1 é formada por um símbolo OFDM no domínio da frequência com sincronismo em tempo perfeito, onde se pode notar a presença dos valores com parte imaginária nula, respectivos aos sinais pilotos espalhados. A partir da 2ª coluna em diante, os valores nas posições das pilotos começam a ser corrompidos diante de erros de sincronização em amostras, e o trabalho do bloco de equalização começa a ser dificultado. Tanto a potência como a frequência, padronizadas nos sinais pilotos, podem ser afetadas durante a transmissão, e assim estes sinais devem ser utilizados com critério.

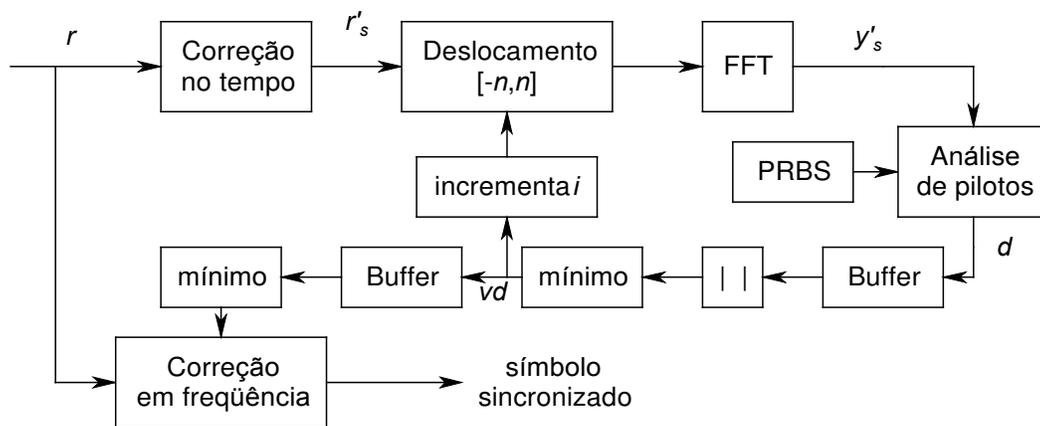


Figura 5.15. Esquema de ajuste em frequência através de pilotos espalhadas.

O algoritmo proposto, cujo esquema aparece na Figura 5.15, faz a procura dos pilotos e tenta anulá-los. Para isso, utilizam-se as seqüências pseudo-aleatórias (PRBS) invertidas dos padrões e busca-se uma função constante. O ponto de sincronismo escolhido será aquele em que a função constante mais se aproximar de zero, conforme o algoritmo seguinte.

Algoritmo de Refinamento

1. Armazenar, a partir do ponto obtido no estágio de sincronismo temporal, n amostras à esquerda e n amostras à direita do sinal recebido, na variável y'_s , sendo $n < IG$;

2. Gerar a sinalização PRBS para os quatro padrões de símbolo, fixados pela norma ISDB-T [4]. O vetor PRBS1 será constituído assim de valores +1 e -1;

3. Os sinais gerados no passo2 são multiplicados pontualmente pelo sinal y'_s , como mostra o último termo da expressão (5.12).

4. Calcular a métrica d_k que utiliza a distância de Hamming

$$d_k = \sum |\Re(y'_s) - \Re(y'_s)PRBS1|, \quad (5.12)$$

sendo d um vetor com quatro valores, respectivo às quatro configurações possíveis de pilotos espalhadas em cada símbolo OFDM, identificadas pela variável k .

5. Achar o valor do vetor d mais próximo de zero usando a expressão

$$vd_i = \min |d_k|, \quad (5.13)$$

sendo $-n < i < n$.

6. Ao terminar a análise das amostras, escolher o menor valor de vd .

7. Ajustar no tempo à posição do valor vd anterior.

O mesmo procedimento pode ser aplicado em vários símbolos consecutivos a fim de se extrair um valor médio do ponto vd alocado para o sincronismo.

5.7. Simulações usando sincronizador proposto

Utilizando novamente o simulador ISDB-T desenvolvido usando o Simulink (Anexo A), foi implementado um módulo que simula o canal, onde são inseridos ruído AWGN, multicaminhos, desvios de frequência, efeito *Doppler*, pré e pós-eco e modelo de canal Rayleigh. Além disso, em alguns casos, é inserido um atraso no sinal que simula a falta de sincronismo. Os parâmetros de simulação para o sinal de entrada são: modo 8k, IG 1/8, FEC 2/3, constelação 64-QAM, e $n = IG/2$ (conforme algoritmo de refinamento).

5.7.1. Testes com ruído gaussiano branco (AWGN)

O comportamento da distância de Hamming d , para um sinal submetido a ruído AWGN e obedecendo a uma relação sinal ruído (SNR) de 18 dB, é mostrado na Figura 5.16 a seguir. Como nenhum atraso foi utilizado para este caso, pode-se observar a eficiência da técnica para estas condições.

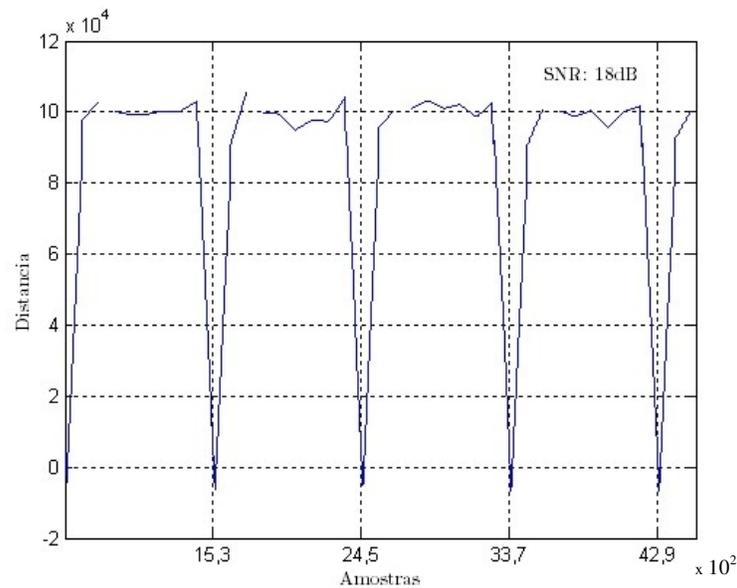


Figura 5.16. Comportamento da métrica baseada na distância de Hamming em condições de ruído gaussiano branco.

As partes do gráfico da Figura 5.16 sem informação correspondem a região de onde se tirou o intervalo de guarda, e não foi avaliada. Repetindo a simulação do sinal em 5 símbolos OFDM e variando-se a SNR, são encontrados os valores de d mostrados na Figura 5.17 a seguir.

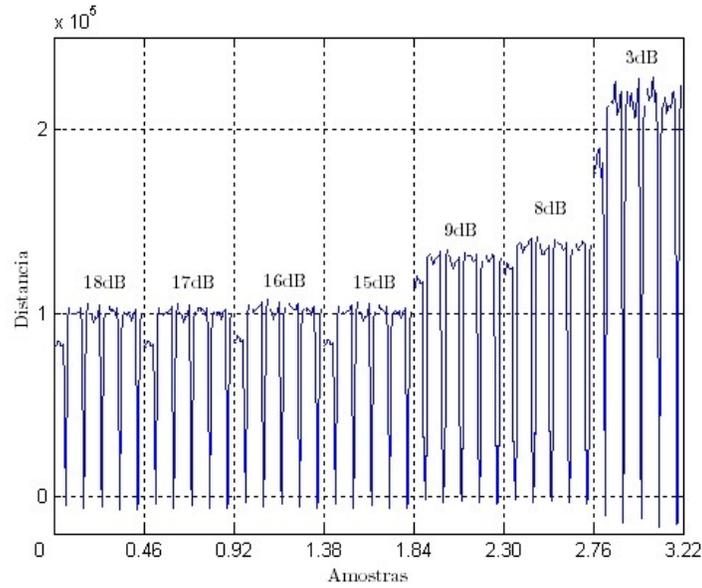


Figura 5.17. Comportamento da métrica variando-se intensidade de AWGN.

Nesta parte, foram testados cinco símbolos OFDM continuamente, aumentando-se a SNR para se analisar o comportamento da função distância. A distância mínima é o ponto onde se inicia o símbolo, onde o intervalo de guarda tem mais semelhança ou menor distância de Hamming (próxima de zero). Mesmo com uma SNR=3dB é possível um sincronismo dentro do intervalo de guarda, o que prova a grande robustez da técnica diante de canais AWGN.

5.7.2. Canais Brasil

Foram testados no simulador os canais Brasil de A a E [6]. Estes canais, cujos atrasos e atenuações são mostrados na Tabela 5.2, representam teoricamente os seguintes ambientes:

- Brasil A: recepção em uma casa (térrea) com antena externa;
- Brasil B: recepção típica em uma casa com antena externa danificada;
- Brasil C: recepção em uma casa com antena interna;
- Brasil D: recepção em um apartamento com antena interna;
- Brasil E: recepção em um ambiente de rede de frequência única (SFN).

Tabela 5.2. Características de atrasos e atenuações dos Canais Brasil.

Nome	Descrição	Caminhos					
		1	2	3	4	5	6
BrasilA	Atraso (μ s)	0	0,15	2,22	3,05	5,86	5,93
	Atenuação (dB)	0	13,8	16,2	14,9	13,6	16,4
BrasilB	Atraso (μ s)	0	0,3	3,5	4,4	9,5	12,7
	Atenuação (dB)	0	12	4	7	15	22
BrasilC	Atraso (μ s)	0	0,09	0,42	1,5	2,32	2,79
	Atenuação (dB)	2,8	0	3,8	0,1	2,5	1,3
BrasilD	Atraso (μ s)	0,1	0,63	2,22	3,05	5,86	5,93
	Atenuação (dB)	0,1	3,8	2,6	1,3	0	2,8
BrasilE	Atraso (μ s)	0	1	2			
	Atenuação (dB)	0	0	0	-	-	

Neste caso, foram realizadas até 16 iterações, analisando-se até os 16 símbolos que chegariam inicialmente ao receptor, para testes de convergência e confiabilidade do algoritmo, como mostrado na Tabela 5.3.

Tabela 5.3. Comportamento da distância de Hamming para canais Brasil.

Número de símbolos avaliados	Erro médio em número de amostras para canal				
	A	B	C	D (*)	E(*)
1	2	31	20	42	15
8	0,07	8,00	6,35	2,4688	1,6719
16	0,50	1,58	3,93	4,0800	0,1081
Erro máximo	2	31	20	42	15
Erro mínimo	0	1	2	1	0
(*) canais com multipercursos de atenuação próxima de 0 dB.					

A tabela anterior apresenta erros muito pequenos, sendo que, como previsto, o maior erro é obtido na primeira iteração. O desempenho do sincronismo melhora a cada iteração, porém, em todos os casos, está dentro do intervalo de guarda, o que possibilita a recuperação do sinal sem perdas, através de técnicas de equalização. Por exemplo, 42 amostras erradas no Canal D, estão dentro do IG de 1152 amostras utilizado. Nesse caso, é importante considerar que foi encontrada a diferença de 42 amostras já que o caminho de maior potência está atrasado exatamente deste número de amostras, o que não produzirá perdas para os blocos subseqüentes do receptor. Assim, adotou-se neste trabalho apenas um símbolo para análise no sincronismo em frequência já é o suficiente, o que torna este processo computacionalmente muito rápido.

O comportamento para Canal E, característico para redes de frequência única e que é enfatizado neste trabalho, também foi satisfatório. Como não existem atenuações dos ecos, o estimador alocou ora o sinal mais atrasado (com 1 μ s de atraso), equivalente a 15 amostras, ora o sinal principal sem atraso. Em qualquer dessas situações, será possível recuperar o sinal de vídeo.

5.7.3. Canais com pós e pré-eco

Nesta parte, são mostrados os testes realizados no algoritmo a partir de efeito Doppler. Para isto, foi gerado um único multipercurso com 40 amostras atrasadas em relação ao sinal principal, inicialmente tratado como pós-eco, onde o sinal com Doppler chega após o sinal principal, que não possui degradação. No outro caso, é simulado o pré-eco, onde o sinal com Doppler chega antes do sinal principal. Em ambos os casos, a amplitude do sinal degradado é variada. Nas Figuras 5.18 e 5.19 são mostradas as atenuações em dB no eixo SNR, a partir dos desvios em frequência no eixo *offset* (Hz).

Os resultados, representados nas figuras por desvios entre 0-512 amostras, são os casos que estão dentro do intervalo de guarda, Caso I da Figura 5.3. Os casos de desvios (-512, 0) são menos frequentes, porém pertencem ao Caso II da Figura 5.3, onde aparece interferência intersimbólica (IIS). Considerando que os resultados obtidos, em sua maior parte, estão relacionados ao Caso I, não se terá perda de informação, e o sincronismo para pré e pós-eco será realizado. Porém, para ambos os casos, é necessária uma equalização ou estimação para o efeito Doppler adaptativa.

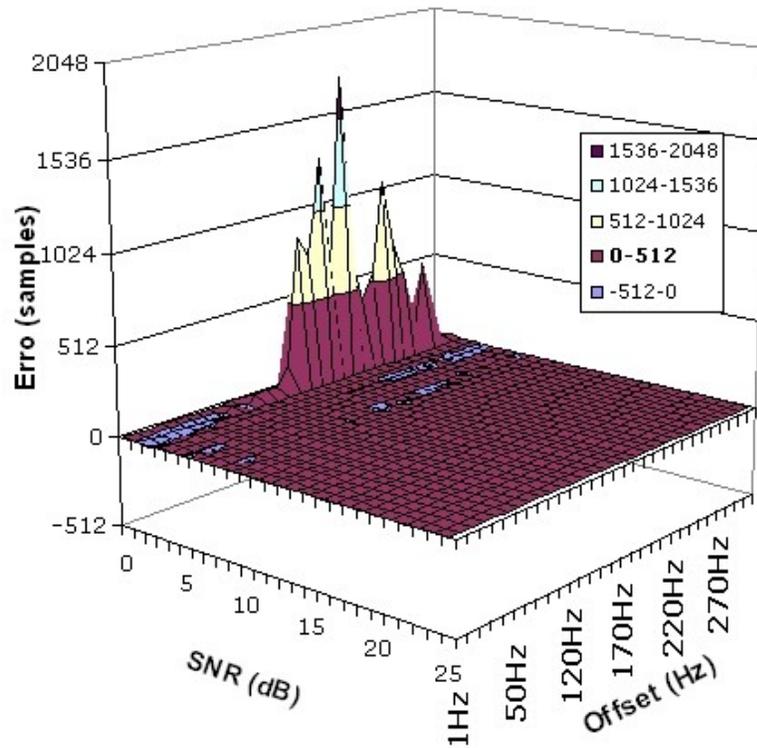


Figura 5.18. Comportamento da métrica de sincronismo para canal com pós-eco.

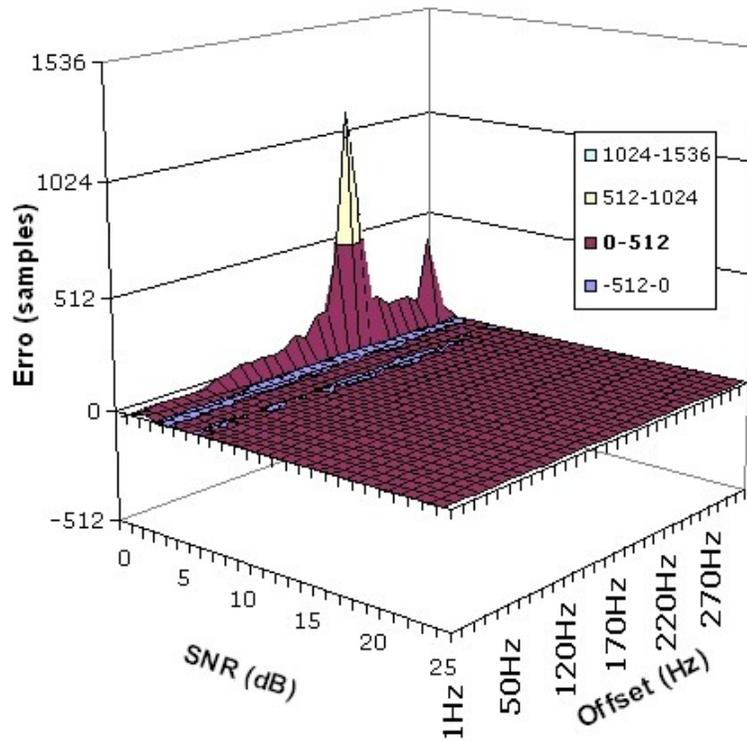


Figura 5.19. Comportamento da métrica de sincronismo para canal com pré-eco.

5.7.4. Canal Rayleigh

A recepção móvel é importante para aplicações multimídia portáteis ou receptores de carros. Para testar o sincronismo desses sinais, o simulador foi configurado com os parâmetros mostrados na Tabela 5.4, com seis multipercursos e com Doppler variável seguindo um modelo Rayleigh, da mesma forma que trabalhado em [38]. Este canal é conhecido como GSM urbano. O resultado é mostrado na Figura 5.20.

Tabela 5.4. Canal de teste GSM urbano.

	Caminhos					
	1	2	3	4	5	6
Atraso (μs)	0	0,2	0,5	1,6	2,3	5
Atenuação (dB)	3	0	2	6	8	10

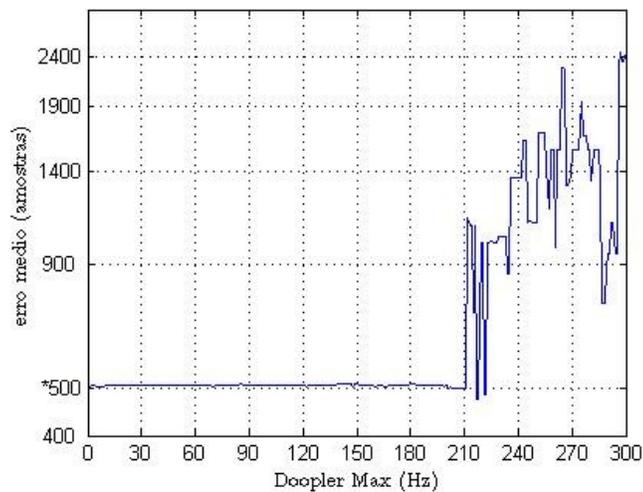


Figura 5.20. Desempenho do sincronizador usando um canal GSM urbano.

A curva de teste apresenta um comportamento bem próximo de 500 amostras, que é o atraso inserido nos testes. Portanto o sincronismo, para esse caso, está garantido dentro do intervalo de guarda até um efeito Doppler de até 210 Hz de variação. Do

mesmo modo, para recepção móvel além de um sincronizador, será necessário um estimador de canal Doppler ou um equalizador adaptativo.

5.8.Comentários

Este Capítulo abordou as causas e efeitos da falta de sincronismo em receptores OFDM. Foram discutidas algumas técnicas para se realizar o sincronismo de símbolo em sinais OFDM, e foi proposta uma nova técnica baseada em reconhecimento de padrões.

O sincronizador proposto teve comportamento satisfatório e, na grande maioria dos testes, a posição encontrada está dentro do intervalo de guarda, apresentando complexidade muito baixa com número reduzido de símbolos para análise em relação aos métodos clássicos. Para o canal Brasil E, que representa um caso crítico de recepção em rede de frequência única, o sincronizador mais uma vez se mostrou eficiente, alocando ora no sinal principal ora no eco de mesma amplitude.

Capítulo 6

6. Estimadores e Equalizadores de Canal

Parte integrante do receptor OFDM, como mostrado em destaque na Figura 6.1, os blocos de estimação e equalização de canal são fundamentais para se tentar anular os efeitos de degradação de canal, permitindo assim a recuperação de dados através dos posteriores blocos de recepção. Pela notação da figura, os termos ADC e DAC referem-se aos conversores A/D e D/A respectivamente, e AGC refere-se ao controle automático de ganho.

Os termos equalização e estimação de canais podem causar confusão já que muitos autores misturam os termos independentemente do processamento realizado. Neste trabalho, será chamado de equalização o processo de recuperação do sinal diante de degradações do canal, e será chamado de estimação o processo de obtenção da função de transferência. Caberá ao equalizador trabalhar com sinais pré-estimados, adaptar os

coeficientes de canal obtidos e, em seguida, aplicá-los ao sinal de entrada do receptor de forma a minimizar os efeitos do canal.

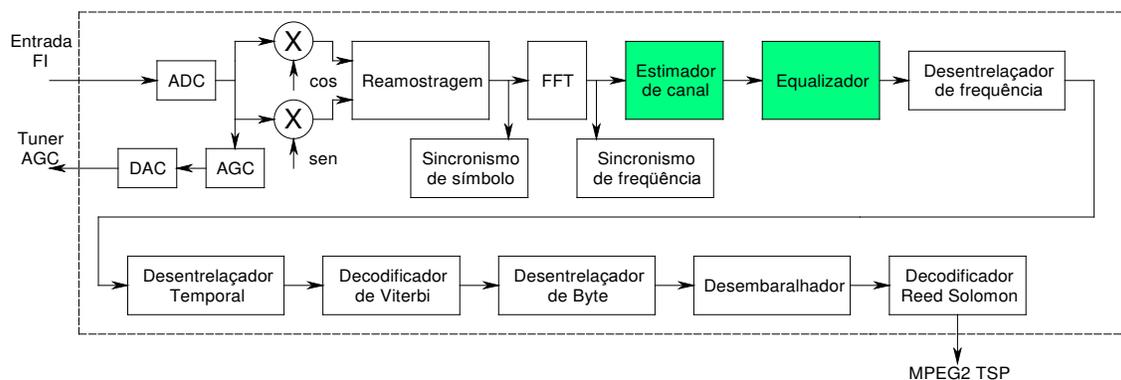


Figura 6.1. Disposição dos blocos de estimação e equalização em receptores típicos OFDM.

A estimação de canal pode ser feita de várias maneiras: com ou sem a ajuda de um modelo parametrizado, com o uso de propriedades de correlação em tempo e em frequência do canal, baseada em treinamento ou de forma cega. A equalização de canal, por outro lado, pode ser adaptativa ou não.

A estimação de canal parametrizada é realizada a partir de um modelo fixo, que define a quantidade e atenuação de coeficientes ou resposta em frequência do canal. O desempenho computacional desta técnica é geralmente melhor que as demais, mas sofre potencialmente por problemas de descasamento do modelo. Da mesma forma, correlações em tempo e frequência não são levadas em conta em modelos não parametrizados. Já as técnicas de estimação baseadas em treinamento, e que usam interpolação, são mais comuns em sistemas de comunicação. Nesse caso, o receptor conhece parte da informação transmitida, através das portadoras pilotos.

As técnicas de estimação cega são baseadas em propriedades estatísticas do sinal. Apesar de esta estimação ser raramente usada na prática são citadas aqui algumas referências [56-59].

Os sistemas de TV Digital baseados em OFDM foram inicialmente projetados para evitar o uso de equalizadores adaptativos, que geralmente necessitam de dispendiosos esforços computacionais. Ainda mais, no caso de um sinal que possui milhares de subportadoras. Desse modo, a relação custo-benefício dos blocos tratados aqui é assunto de muita discussão na comunidade acadêmica. Porém, o uso desta técnica pode melhorar

significativamente o desempenho dos receptores. A combinação entre equalizadores e estimadores, em receptores OFDM, tem sido objeto de estudo de diversos trabalhos, entre eles [60, 61]. O equalizador pré-FFT é defendido nessas referências, porém sua complexidade, em muitos casos, é proibitiva. Optou-se assim em estudar o processo de estimação e equalização adaptativa com redução na complexidade.

No equalizador pré-FFT proposto por Acácio [61], aplicado ao sistema europeu DVB-T, utiliza-se 68 símbolos OFDM, para uma equalização, utilizando o algoritmo de adaptação LMS (*Least Mean Square*), e estimação de canal. O objetivo disso é garantir a convergência do algoritmo. Tal procedimento se torna inviável, se forem considerados a complexidade e o tempo necessário para se trabalhar com 68 símbolos simultaneamente.

A estrutura de sinalização OFDM permite que o estimador de canal use tanto correlação em tempo como em frequência. A estrutura de estimação 2D é geralmente mais complexa e inviável em implementações práticas. Para reduzir a complexidade, o uso de correlações separadas em tempo e frequência foi proposto em [62], ainda com complexidade proibitiva.

Para diminuir a complexidade neste processo, e tornar sua implementação prática, é proposto neste trabalho uma estimação bidimensional, com interpolação em tempo e frequência, combinada com equalização adaptativa usando o algoritmo LMS.

6.1. Modelos de Canal e características

Como discutido no Capítulo 2, a modulação OFDM consiste na multiplexação de símbolos QAM usando uma grande quantidade de subportadoras ortogonais. Para isso, os símbolos QAM são processados por uma IFFT. Na presença de um canal dispersivo em tempo, um prefixo cíclico é inserido em cada símbolo OFDM para preservar a ortogonalidade entre as subportadoras e eliminar a interferência intersimbólica (ISI).

Assim, o modelo de um canal de comunicação simples, mostrado na Figura 6.2, pode ser descrito no domínio da frequência como

$$Y = X \circ H + N, \quad (6.1)$$

sendo \circ o produto de Hadamard das colunas de X com H , e N é ruído gaussiano branco aditivo. Para um símbolo OFDM único, tem-se

$$y = x \circ H + n. \quad (6.2)$$

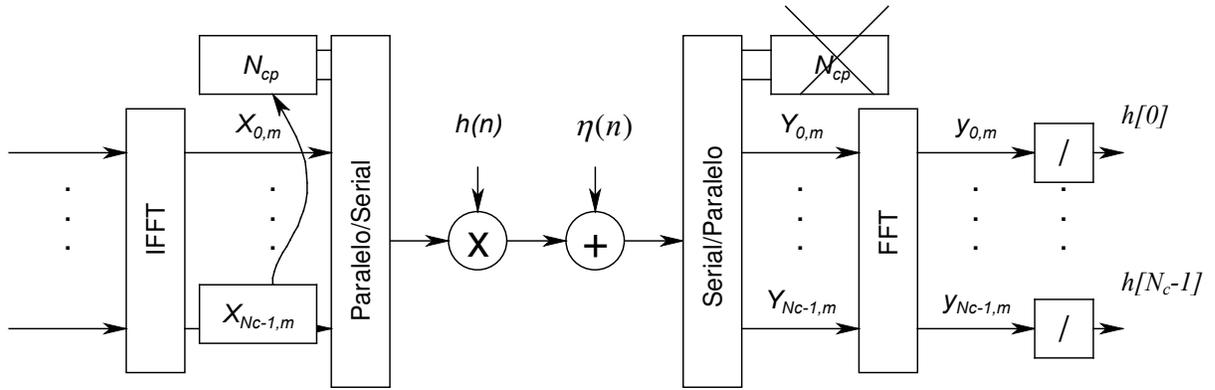


Figura 6.2. Modelo de canal OFDM baseado em canais gaussianos paralelos.

Um símbolo OFDM é escrito como $x_m = [x_{0,m} \ x_{1,m} \ \dots \ x_{N_c-1,m}]^T$, onde N_c representa o número de portadoras e m é o índice do símbolo OFDM. Após a IFFT e inserido um prefixo cíclico de N_{cp} amostras, o sinal transmitido é transformado em

$$X_m = [X_{N_c-N_{cp},m} \ \dots \ X_{N_c-1,m} \ X_{0,m} \ \dots \ X_{N_c-1,m}]^T.$$

Para a resposta de canal $h = [h_{0,m} \ h_{1,m} \ \dots \ h_{N_h-1,m}]^T$, onde $N_h \leq N_{cp}$, o vetor recebido é representado, após a retirada do prefixo cíclico e FFT, como $y_m = x_m \circ H$, onde $H = [H_0 \ H_1 \ \dots \ H_{N_c-1}]^T$ é a resposta em frequência do canal. O termo que define o ruído gaussiano omitido aqui é discutido na seqüência. Após isso, a equalização pode ser realizada a partir da divisão complexa em cada subportadora. Outra característica marcante

do canal OFDM é que ele pode ser tratado como um conjunto de canais gaussianos paralelos com ganho complexo, como mostrado na figura a seguir.

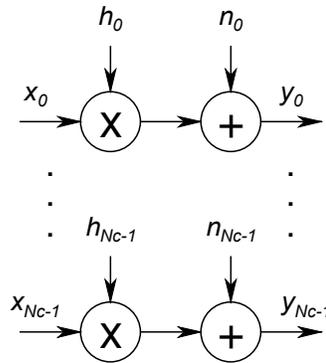


Figura 6.3. O canal OFDM modelado como um conjunto de canais gaussianos paralelos.

Serão tratados a seguir os principais tipos de estimadores de canal propostos na literatura, e, em seguida, o uso combinado com equalizadores adaptativos, tema de contribuição neste trabalho. Na aplicação dos algoritmos é suposto o correto sincronismo temporal e em frequência.

6.2. Estimadores de canal

A estrutura de sinalização OFDM permite que o estimador de canal use tanto correlação em tempo como em frequência. A estrutura de um estimador bidimensional, que trata de ambas as correlações simultaneamente, geralmente é muito complexa para ser usada na prática. Para a diminuição de complexidade, muitos trabalhos propuseram o uso somente de correlação em frequência. As principais técnicas para isso são abordadas a seguir.

6.2.1. Estimador de mínimo quadrático

O primeiro e mais simples estimador consiste simplesmente em se dividir o sinal recebido pelos símbolos transmitidos, supostamente conhecidos. Este estimador é

conhecido como estimador de mínimo quadrático (LS – *Least Square*) [63], e pode ser escrito como

$$H_{LS} = \frac{y}{x}, \quad (6.3)$$

onde y e x são os sinais recebido e transmitido respectivamente.

A principal vantagem deste estimador é sua simplicidade: uma divisão por portadora. A principal desvantagem é seu pobre desempenho, devido ao uso de um modelo de canal muito simplificado. Além disso, a correlação em tempo do canal não é levada em consideração no estimador LS, que é baseado no modelo de canal gaussiano mostrado na Figura 6.3.

Como nos sistemas reais de transmissão não está disponível a informação completa do sinal x transmitido. Desse modo, o LS deve ser aplicado apenas nos sinais pilotos, sendo que interpolações e filtragens refinam o processo. Isto será abordado no item 6.4 como nova proposta.

6.2.2. Estimador de mínimo erro quadrático médio

O estimador de mínimo erro quadrático médio (LMMSE – *Least Minimum Mean Squared Error*) procura minimizar o erro quadrático médio entre os canais atual e estimado, obtido pela transformação linear aplicada sobre H_{LS} . O estimador padrão é calculado da seguinte forma

$$H_{LMMSE} = R_{hh} \cdot \left(R_{hh} + \sigma_n^2 \left(\text{DIAG}(x \circ \text{CONJ}(x)) \right)^{-1} \right)^{-1} \cdot H_{LS}, \quad (6.4)$$

onde $R_{hh} = E\{H.H^H\}$ é a matriz de correlação do canal, σ_n^2 é a potência do ruído, $\text{DIAG}(x)$ é a matriz diagonal com os elementos do vetor x na diagonal principal e $\text{CONJ}(x)$ é o conjugado de x .

O LMMSE é confiável para a estimação usando uma matriz complexa $N_c \times N_c$, que implica em uma complexidade computacional muito alta quando comparada às duas FFTs e N_c divisões em *modems* OFDM comuns.

Uma redução na complexidade, proposta em [64] e que trabalha com redução do *rank* da matriz, pode ser feita usando a técnica de decomposição de valor singular (SVD). A SVD da matriz de correlação de canal pode ser escrita como $R_{hh} = U \Lambda U^H$, onde Λ é uma matriz diagonal com os valores singulares em sua diagonal e U é a matriz unitária formada pelos vetores singulares. Pode então ser mostrado [65] que o melhor estimador LMMSE com redução de *rank* é dado por

$$H_{LMMSE} = U \Lambda_p U^H H_{LS}, \quad (6.5)$$

onde Λ_p é a matriz diagonal *rank-p*, no qual os p primeiros elementos são iguais a

$$\delta_k = \frac{\lambda_k}{\lambda_k + \frac{\beta}{SNR}}, \quad (6.6)$$

e os últimos $N_c - p$ elementos são nulos. O fator $\beta = E\{|x_k|^2\} \cdot E\{|1/x_k|^2\}$ é uma constante dependente da constelação. Este estimador pode reduzir a complexidade de N_c^2 operações complexas para até $(2p)^2$ operações. Deste modo, a diminuição de complexidade está em função da correlação em frequência do canal.

6.2.3. Estimador de canal baseado na máxima verossimilhança OFDM

A correlação em frequência usada implicitamente para um estimador LMMSE de baixa complexidade está relacionada com um espalhamento finito do canal. Isto foi tratado por Raleigh e Jones [66], que estima o canal a partir de um conjunto de subportadoras pilotos espaçadas regularmente no domínio da frequência.

Baseado em um modelo determinístico de canal, é possível então encontrar um estimador denominado de máxima verossimilhança. Em [66] é mostrado que este estimador pode ser interpretado como uma transformação do domínio frequência para o tempo, e novamente para a frequência, como no LMMSE. A estimação atual é realizada no domínio do tempo, onde o número de parâmetros, correspondente ao tamanho de canal, é pequeno. O estimador é obtido minimizando-se a função quadrática que, combinada com um número pequeno de parâmetros, conduz a um algoritmo de baixa complexidade. Deste modo, pode ser obtida uma solução exata com baixa complexidade, que pode ser estendida para uma estimação baseada em modulação assistida de símbolo piloto (PSAM – *Pilot Symbol Assisted Modulation*).

Desde que o canal no domínio do tempo h tenha um comprimento finito, e também menor que o intervalo de guarda, os canais paralelos sofrem atenuações correlacionadas. Considerando, sem perda de generalidade, que o sinal recebido possa ser escrito como

$$y = F \cdot \begin{bmatrix} h \\ 0 \end{bmatrix} + \eta = H + \eta, \quad (6.7)$$

onde F é uma matriz $N_c \times N_c$. O sinal y é uma variável aleatória Gaussiana de média $F \begin{bmatrix} h \\ 0 \end{bmatrix}^T$ e matriz de covariância C_m . Separando o subespaço de F em termos de sinal e de ruído, o sinal recebido pode ser reescrito como

$$y = \begin{bmatrix} F_h & F_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h \\ 0 \end{bmatrix} + n = H + n. \quad (6.8)$$

A partir disso, o sinal espacial reduzido é definido como

$$r = F_h^\# y = h + v, \quad (6.9)$$

onde v é um ruído gaussiano de média nula e matriz de covariância $C_{vv} = F_h^H C_{nn} F_h$, e $F_h^\#$ é o pseudo-inverso de F . Se $C_{nn} = \sigma_n^2 I_{N_c}$ então $C_{vv} = \sigma_n^2 I_{N_h}$, onde I_N representa a matriz identidade de tamanho $N \times N$.

O estimador ML [63] é então dado por

$$H_{ML} = P_{F_h} y, \quad (6.10)$$

onde P_{F_h} é a projeção ortogonal no espaço coluna de F_h . Como $H_{ML} = F (F_h^H F_h)^{-1} F_h y$, o estimador de canal é a cascata de uma IFFT, uma matriz de pesos, e uma FFT. Tal procedimento é equivalente a sair do domínio da frequência para o domínio do tempo, forçar uma estimação de canal no tempo e retornar para o domínio da frequência.

A técnica descrita acima assume que as informações de todas as portadoras transmitidas são conhecidas no receptor. Na prática, somente o conjunto de N_P portadoras pilotos de referência são conhecidas, e somente a parte do sinal, denotado por y_P deve ser usada, conforme a expressão seguinte adaptada da Equação (6.9)

$$r = F_{ph}^\# y_P = h + v, \quad (6.11)$$

onde as pilotos de referência são agrupadas e definidas como F_{ph} .

O estimador ML passa então a ser definido como

$$H_{MLP} = P_{F_{ph}} y_P, \quad (6.12)$$

onde $P_{F_{ph}}$ é a projeção ortogonal no espaço coluna de F_{ph} .

6.3. Equalização de Sinais OFDM

A equalização de canal é o processo de reversão dos efeitos no qual um sinal tenha sido submetido. Para isso é necessário se aplicar transformações no sinal de entrada do receptor, para se chegar aos valores próximos dos desejados. A Figura 6.4 ilustra esse processo, onde $y(n)$ é o sinal recebido, $x(n)$ é o sinal desejado, $\hat{x}(n)$ é o sinal desejado estimado e $e(n)$ o erro encontrado. Em aplicações práticas o sinal $x(n)$ não está disponível, ou se encontra parcialmente disponível.

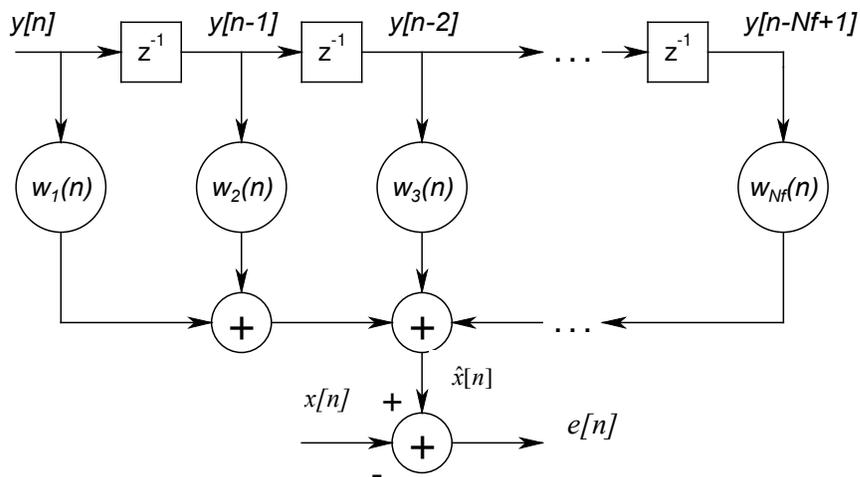


Figura 6.4. Esquema típico de equalização no tempo.

O método de equalização baseado LMS representa uma forma prática e de baixa complexidade para se atualizar coeficientes em um processo de filtragem adaptativa. Vindo de uma aproximação que possibilita a implementação do então denominado filtro de Wiener, o LMS busca minimizar o erro entre os sinais estimado e desejado através da direção contrária à função Gradiente $G[n]$ que representa o crescimento do erro. O equacionamento a seguir mostra esse procedimento

$$\begin{cases} w[0] = w_{ci} \text{ (condição inicial)} \\ G[n] = \nabla_w J|_{w=w[n]} = R \cdot w[n] - p, \\ w[n+1] = w[n] - \mu \cdot G[n] \end{cases} \quad (6.13)$$

sendo p a correlação cruzada entre os sinais y e x , e R a autocorrelação do sinal de entrada y . A variável μ é o chamado fator de convergência, e deve ter valor suficientemente pequeno para que as iterações se estabilizem próximas a solução de Wiener.

Os valores de R e p geralmente não são conhecidos e podem variar no tempo. Desse modo, pode-se manipular a expressão anterior [36], chegando-se nas seguintes expressões utilizadas na prática

$$\begin{cases} w[0] = w_{ci} \text{ (condição inicial)} \\ e[n] = x[n] - w^H[n].y[n] \\ w[n+1] = w[n] + \mu.e^*[n].y[n] \end{cases} \quad (6.14)$$

A equalização de sinais OFDM pode ser realizada nos domínios de tempo e frequência. Os primeiros trabalhos que tratam do problema de equalização de sinais OFDM em tempo foram publicados por Armour [60,67] em 1999. O primeiro trabalho, conhecido como equalização pré-FFT, utiliza o algoritmo de filtragem adaptativa LMS [36] em um sistema de recepção OFDM genérico, conforme mostrado na figura a seguir.

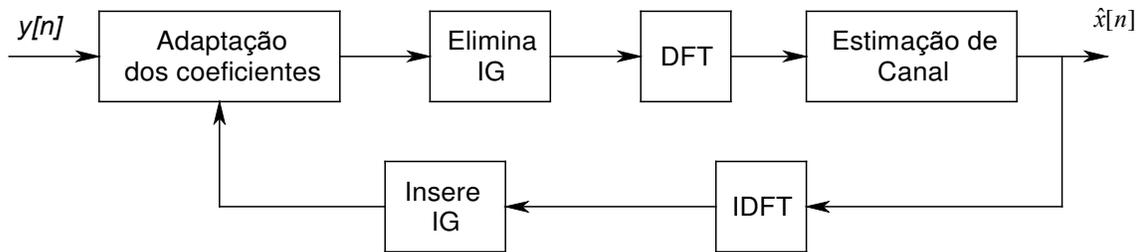


Figura 6.5. Esquema de equalização pré-FFT genérico.

A proposta mostrada na figura anterior, com entrada degradada $y[n]$ e sinal transmitido estimado $\hat{x}[n]$, possui o inconveniente de realizar a filtragem no domínio do tempo, ainda mais com uma quantidade muito elevada de subportadoras para aplicação do LMS. Já no segundo trabalho de Armour, é feita uma adaptação da proposta anterior

usando as portadoras pilotos espalhadas, presentes nas normas dos padrões DVB-T e ISDB-T, para uma estimativa em frequência do canal. A partir dos sinais piloto, a filtragem é realizada no domínio da frequência. A adaptação dos coeficientes, nesse caso, continua sendo feita no domínio do tempo.

A complexidade, neste último caso, é bastante diminuída, porém Armour sugere a aplicação de símbolos completos de treinamento para controlar a convergência do algoritmo. Em [61] é feita uma proposta de equalização pré-FFT, com estudo de caso no padrão DVB-T, baseada na proposta de Armour, mas que utiliza um quadro inteiro (68 símbolos) para a equalização para se garantir a convergência.

Buscando superar as limitações das propostas anteriores, procura-se neste trabalho utilizar uma equalização adaptativa, cuja filtragem possa ser realizada no domínio da frequência com baixo esforço computacional e, ainda, que não dependa de seqüências inteiras de símbolos OFDM de treinamento, inviáveis em sistemas de transmissão de TV.

6.4. Nova Proposta de Estimação e Equalização

Neste trabalho foi utilizada a estimação de canal por meio da técnica de mínimos quadráticos (LS) assistida por pilotos (PSAM), utilizando interpolação em duas dimensões, de maneira semelhante à técnica apresentada no Capítulo 4. O algoritmo LS foi preferido pela sua complexidade computacional mais baixa em relação a outras técnicas.

A aplicação do algoritmo de mínimo quadrático pode envolver um ou mais símbolos OFDM, e o canal estimado \hat{H}_{LS} , sendo k o símbolo vigente é dado por

$$\hat{H}_{LS} = H_{LS_p} = \frac{Y_p}{X_p}, \quad (6.15)$$

sendo X_p e Y_p os sinais de entrada e saída nas posições das pilotos de referência.

Utilizou-se um algoritmo de adaptação baseado no LMS no domínio da frequência para se reduzir os efeitos das degradações do canal nos coeficientes de filtragem, e se

efetivar a equalização com uma melhor qualidade na interpolação. O esquema proposto é mostrado na figura a seguir.

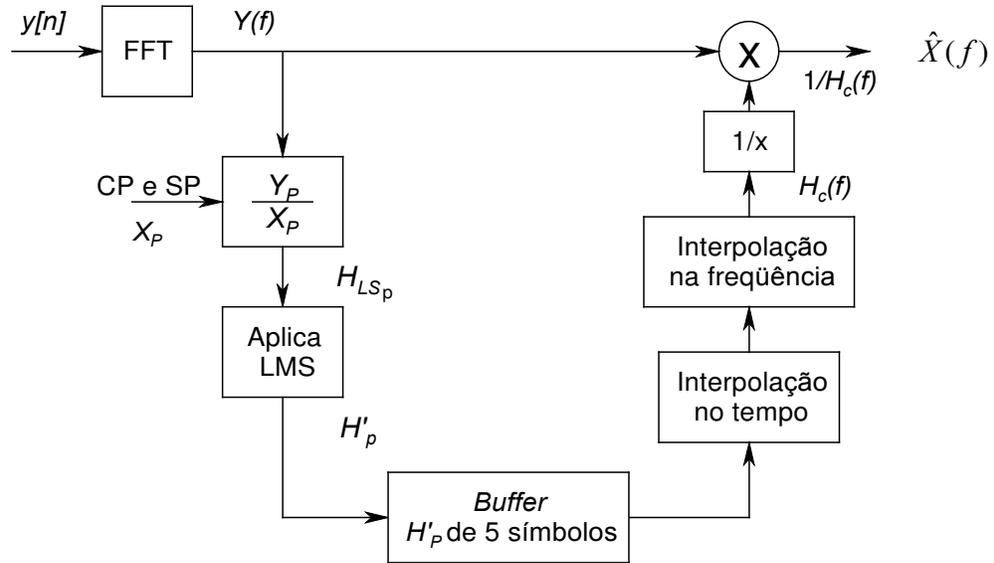


Figura 6.6. Modelo de Estimação e Equalização proposto (com interpolação 2D).

Inicialmente, obtém-se uma estimativa do efeito do canal nas subportadoras piloto, através do LS aplicado apenas nesses pontos. A função H_{LS_p} é definida então para esse efeito inicial. Como os sinais de referência a serem usados na interpolação podem ter sido submetidos a degradações, a confiabilidade de H_{LS_p} é diminuída. O algoritmo LMS tem o objetivo de refinar os coeficientes obtidos para cada subportadora, tornando-os menos susceptíveis a ruídos aleatórios do canal e aumentando o desempenho do sistema de equalização.

De maneira semelhante à expressão mostrada em (6.14), e usando uma idéia proposta em [68] que utiliza o algoritmo RLS, é então aplicada aqui uma versão modificada do algoritmo LMS que manipula a função de transferência obtida pelos sinais pilotos conforme mostrado na equação seguinte

$$\begin{cases} H'_p(0,k) = 1 \text{ (condição inicial)} \\ e(n,k) = X_p(n,k) - (1/H'^H_p(n-1,k)) \cdot Y_p(n,k), \\ H'_p(n,k) = H_{LS_p}(n,k) + \mu \cdot e^*(n,k) \cdot Y_p(n,k) \end{cases} \quad (6.16)$$

onde H_{LS_p} é a função de transferência inicial, estimada através da técnica LS usando as pilotos de referência, H'_p é a função de transferência após o refinamento LMS realizado nas posições das pilotos, X_p e Y_p são respectivamente os sinais de entrada e saída nas posições das pilotos de referência, n e k identificam o símbolo e a portadora trabalhada.

Como condição inicial, utilizam-se os coeficientes de H'_p como unitários. Nota-se assim que na primeira iteração o erro é nulo em todas as subportadoras. A tarefa agora é acumular informações de vários símbolos, para que possa ser aplicada a técnica de interpolação concatenada em tempo e frequência. Para isso, é usado o bloco de memória para 5 símbolos consecutivos.

Finalmente, os coeficientes atualizados retornam para o domínio da frequência, e a função de canal estimada $H_c(f)$ é invertida pontualmente e aplicada ao sinal de entrada $Y(f)$ degradado, obtendo-se o sinal transmitido estimado $\hat{X}(n,k)$. Os possíveis processos de interpolação são descritos a seguir.

A técnica mais trivial possível para interpolação é aquela em que são obtidos os coeficientes em um único instante de tempo do símbolo OFDM, como ilustrado na Figura 6.7. Como já discutido no Capítulo 4, tal técnica apresenta resultados pobres se considerado um espaçamento de 12 portadoras para interpolação.

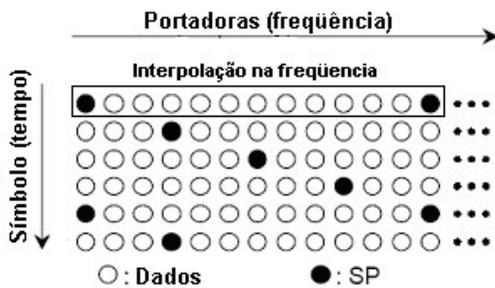


Figura 6.7. Técnica de interpolação simples em frequência.

Outro modelo bastante difundido [23,69] é a combinação de quatro símbolos OFDM seguidos conforme mostrado na Figura 6.8. Nota-se que a quantidade de símbolos complexos na análise é quadruplicada.

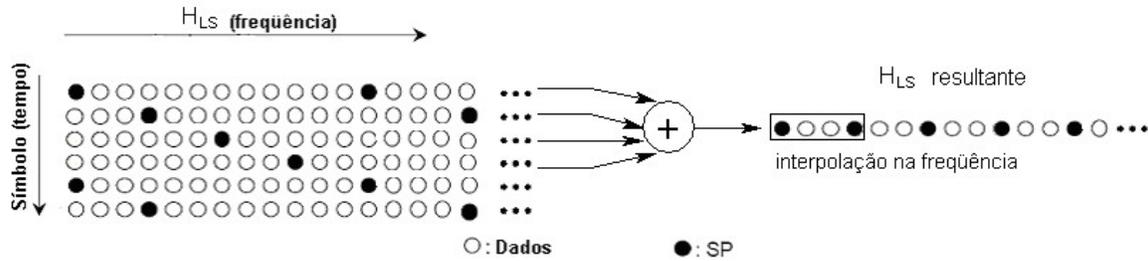


Figura 6.8. Técnica de interpolação em frequência com quatro símbolos.

Para ilustrar o desempenho entre as duas técnicas tratadas, são mostradas na Figura 6.9 as constelações obtidas para um sinal utilizando modulação 64-QAM, com canal sem variação temporal com um eco atenuado de 6dB em relação ao sinal principal e um espalhamento temporal de 32ms de pós-eco. Para ambos os casos foram usadas interpolações cúbicas.

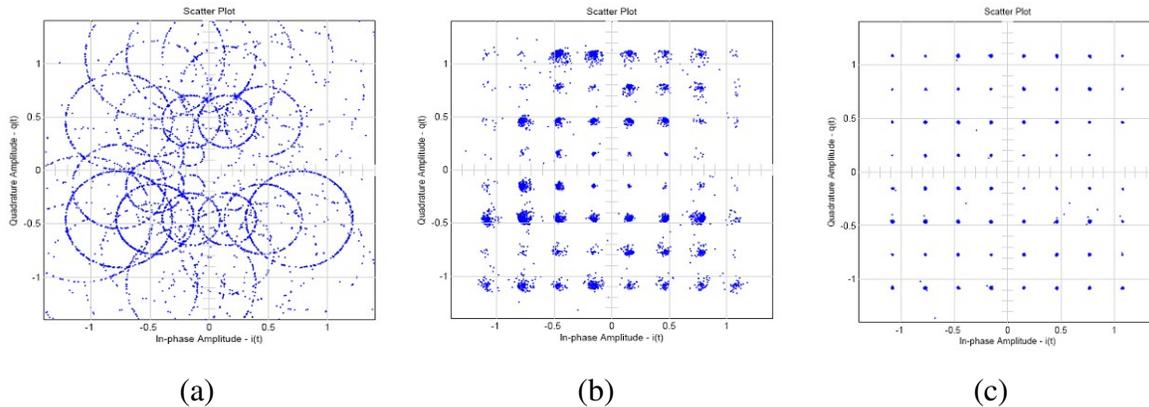


Figura 6.9. Ilustração de desempenho de estimadores sem variação temporal a) constelação sem estimação b) interpolação 1D c) interpolação 2D.

Porém se houver uma variação temporal do canal durante esses símbolos, a estimação encontrada para técnica apresentada na Figura 6.8 será ruim. Para melhorar o desempenho da técnica anterior, é proposto neste trabalho o uso de interpolação em tempo, utilizando 5 símbolos OFDM, antecedendo a interpolação em frequência. Esta técnica foi usada na proposta do Capítulo 4, conforme mostrado na Figura 4.12, e repetido a seguir por conveniência para a estimação de H_{LS} .

A técnica apresentada na Figura 6.10 permite que as possíveis variações temporais entre os símbolos sejam consideradas. Isso facilita o trabalho do equalizador adaptativo responsável por isso.

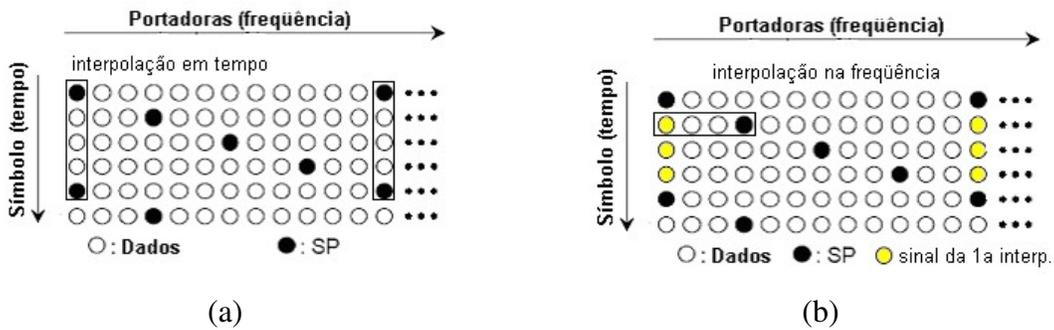


Figura 6.10. Esquema de interpolação 2D para obtenção de H_{LS} a) interpolação linear temporal b) interpolação em frequência

6.5. Simulações usando estimador e equalizador proposto

O Simulador ISDB-T apresentado no Anexo A é então configurado para se testar o desempenho da técnica de estimação e equalização proposta. A técnica de equalização, que utiliza a interpolação mostrada na Figuras 6.7 é também testada para validação do modelo proposto. O fator de convergência do LMS usado nos testes foi $\mu = 0,1$, e para o primeiro símbolo foi considerado que $H'_p = H_{LS_p}$. Para a interpolação 2D, a equalização se inicia após os 4 primeiros símbolos, para que a matriz com os valores de H_{LS_p} seja acumulada. O esquema de sincronismo de símbolo proposto no capítulo anterior é utilizado. Além disso, o

modo 8K, IG 1/8, FEC 3/4 e um desvio Doppler variável no tempo de até 20 Hz foram adotados. Para os testes, conservou-se o efeito de *loop* do Capítulo 4 e adotou-se o algoritmo de sincronismo proposto no Capítulo 5.

O sistema é então testado com ruído gaussiano branco e com os canais Brasil A, por ser o mais comum no Brasil, e Brasil E, por se tratar de um caso crítico de redes de frequência única. Tais canais são descritos na seção de testes do Capítulo 5. Testes com os demais canais Brasil serão incluídos no próximo capítulo.

6.5.1. Testes com AWGN

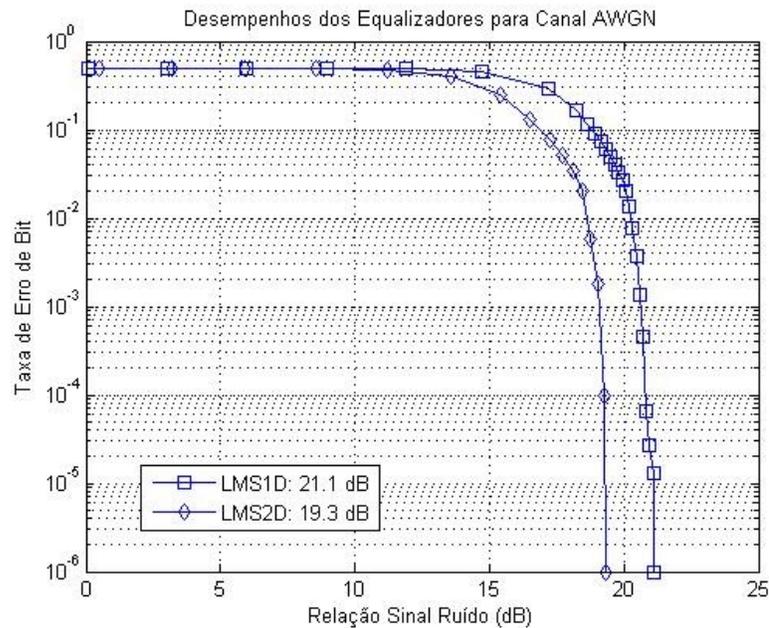


Figura 6.9. Curvas de comparação entre as técnicas de equalização clássica (1D) e a proposta (2D) para canais AWGN.

6.5.2. Testes com canal Brasil A

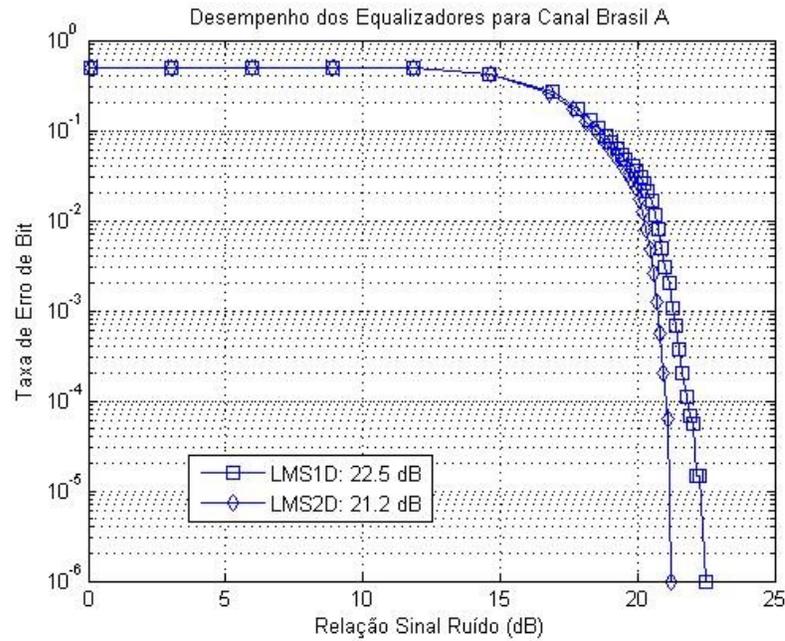


Figura 6.10. Curvas de comparação entre as técnicas de equalização clássica (1D) e a proposta (2D) para canal Brasil ^a

Como esperado, a diferença entre as técnicas 1D e 2D para os casos de ruído AWGN e Canal Brasil A melhoraram os limiares de relação sinal ruído em 1.5 dB em média, como pode ser visto nas Figuras 6.11 e 6.12. Um resultado interessante é que o desempenho do simulador está muito próximo dos valores medidos de receptores ISDB-T em testes reais apresentados em [38], que não trabalharam com interferência de *loop*.

6.5.3. Testes com Canal Brasil E para SFN

As curvas da Figura 6.13 mostram que o desempenho do sistema proposto para um ambiente crítico de SFN, com os sinais dos transmissores chegando com a mesma potência em instantes diferentes, foi bastante satisfatório. Novamente um bom ganho, de cerca de 3 dB foi encontrado, permitindo a recuperação dos sinais em ambientes mais hostis. Neste caso, é provada a eficiência do equalizador proposto diante de ecos fortes e com pequeno atraso.

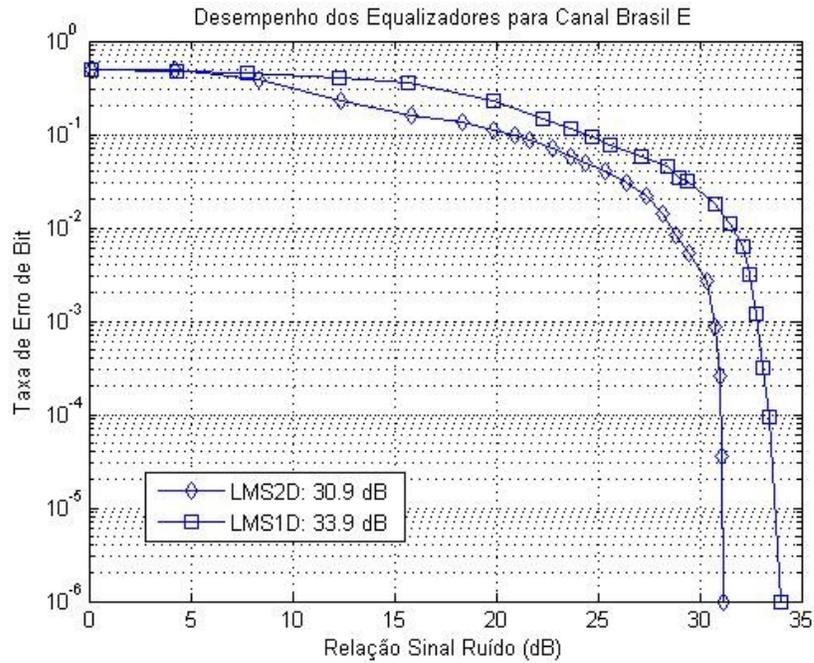


Figura 6.11. Curvas de comparação entre as técnicas de equalização clássica (1D) e a proposta (2D) canal Brasil E

6.6. Comentários

Este Capítulo abordou o uso combinado de estimação e equalização de canal em receptores OFDM. O método de estimação adotado foi o de mínimos quadrados (LS), complementado por interpolações em tempo e em frequência. Tais interpolações tornam o sistema robusto diante de variações temporais da região sob análise, melhorando os resultados do método de atualização de coeficientes de filtragem. O método de interpolação 2D apresentou consideráveis ganhos em todos os casos analisados, mesmo diante de canais puramente gaussianos. Isto foi possível já que a variação do ruído no tempo pôde ser aproximadamente modelada.

Por sua baixa complexidade, o método de adaptação usado neste trabalho foi o LMS. Este se mostrou robusto tanto diante de canal puramente AWGN, como também para multicaminhos. Além disso, no esquema de equalização proposto, a filtragem adaptativa é

aplicada no domínio da frequência, o que evita o “janelamento” de coeficientes e possibilita manter as características de canal de cada uma das subportadoras.

Capítulo 7

7. Turbo ISDB-T

O uso de técnicas de codificação de canal é necessário para se proporcionar a proteção da informação transmitida, que pode ser submetida por canais ruidosos, com multicaminhos e desvios de frequência, entre outras degradações. Com os códigos de canal é possível se atingir uma área maior de cobertura do sinal ou uma redução significativa na potência de transmissão, mantendo a recuperação dos dados.

Os códigos de canal se apresentam em duas grandes classes: os códigos de bloco e os códigos convolucionais. Os códigos de bloco são rigorosamente baseados em campos aritméticos finitos e em álgebra abstrata, operando sobre um bloco de k bits de informação produzindo um bloco de n bits codificados que são independentes dos bits anteriores. Por regras predeterminadas, são adicionados $t = n - k$ bits redundantes aos k bits de informação para formar os n bits codificados. Normalmente estes códigos são referenciados como (n,k) códigos de bloco e existem muitas formas para se decodificá-los e estimar os k bits de

informação original. Um exemplo dessa classe de códigos é o codificador *Reed Solomon* [71,72] que é utilizado em todos os padrões de TV digital.

Já os códigos convolucionais, convertem toda a informação proveniente da entrada para uma única palavra codificada (*codeword*). Os bits codificados não dependem somente dos k bits de entrada, mas também dos bits de entrada anteriores. A principal estratégia para a decodificação dos códigos convolucionais é baseada no Algoritmo de Viterbi [73,74].

Porém, uma nova classe de códigos conhecida como codificação turbo [11] tornou possível o aumento de desempenho em sistemas de comunicação, alcançando-se limiares muito próximos ao limite teórico de Shannon [76]. Tal classe de códigos é usada aqui na tentativa de se melhorar o desempenho dos receptores ISDB-T. Neste caso, diferentemente das propostas anteriores deste trabalho, é necessário alterar os blocos de codificação no transmissor. A relação custo-benefício, a partir de um pequeno aumento na complexidade, se torna bastante atraente diante dos resultados apresentados no final do Capítulo.

A seguir, é apresentada uma pequena revisão sobre códigos convolucionais que servirá de base para os códigos turbo convolucionais (TCCs – *Turbo Convolutional Codes*), propostos neste trabalho.

7.1. Códigos Convolucionais

Os códigos convolucionais, propostos inicialmente por Elias [76] em 1955, têm sido amplamente utilizados em uma enorme gama de aplicações, como em comunicações sem fios e comunicações por satélite, por exemplo. Sua popularidade vem de sua estrutura simples e da possibilidade de implementação prática.

A partir de uma seqüência de bits de informação, o codificador de um código convolucional com k entradas e n saídas, $n > k$, produz uma seqüência (de bits codificados), também conhecida como palavra código (*codeword*). A razão $R = k/n$ é chamada de taxa de codificação e indica a quantidade de redundância introduzida na mensagem.

A saída depende não apenas da entrada num certo instante, mas também das entradas em v instantes anteriores, assim o codificador possui memória de ordem v . Um exemplo de codificador convolucional de taxa $R = 1/2$ pode ser visto na Figura 7.1, onde os blocos representados por z^{-l} são os elementos atrasadores e o operador \oplus indica adição de

módulo-2 (operador lógico XNOR). O bit de saída G_1 , num instante k , é gerado pela adição de módulo-2 dos bits x_k , x_{k-1} e x_{k-2} enquanto que o bit G_2 é formado pela soma de x_k e x_{k-2} .

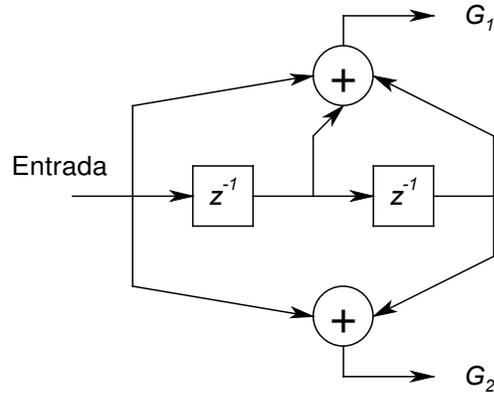


Figura 7.1. Exemplo de um codificador convolucional de taxa $R=1/2$.

Sendo a adição de módulo-2 uma operação linear, o codificador é um sistema linear. Conseqüentemente, cada seqüência de saída (G_1 e G_2 na Figura 7.1) é obtida através da convolução (daí o nome de códigos convolucionais) da seqüência de entrada, x , com as respectivas respostas ao impulso.

Para o codificador do exemplo, as respostas ao impulso são: $g_1 = (1\ 1\ 1)$ e $g_2 = (1\ 0\ 1)$ ou $g_1 = 7$ e $g_2 = 5$, em octal. Levando-se em conta a linearidade, a operação de convolução temporal pode ser substituída, como na transformada Z , por uma multiplicação em um domínio transformado.

Então, representando a seqüência de entrada como um polinômio da forma $x(D) = x_0 + x_1D + x_2D_2 + \dots + x_nD_n$ e a resposta ao impulso como $g(D) = g_0 + g_1D + g_2D_2 + \dots + g_nD_n$, a seqüência é dada por $G(D) = x(D)g(D)$. Nestas expressões, D pode ser interpretado como um operador de atraso e suas potências denotam o número de unidades de tempo que um bit é atrasado em relação ao bit inicial da seqüência. Assim, para o codificador da Figura 7.1, pode-se escrever $g_1(D) = 1 + D + D_2$ e $g_2(D) = 1 + D_2$. Estes polinômios são conhecidos como polinômios geradores e fornecem informações sobre a estrutura do código.

Como os codificadores convolucionais são circuitos seqüenciais, seu funcionamento pode ser descrito por um diagrama de estados, sendo os estados definidos como o conteúdo dos elementos de memória. Cada um dos 2^v estados apresenta 2^k ramos de chegada e 2^k ramos de saída, sendo k o número de entradas do codificador. O diagrama de estados do codificador representado na Figura 7.1 pode ser visto na Figura 7.2. Neste diagrama, 00, 01, 10 e 11 são os estados; as setas indicam transição entre dois estados enquanto que os dois primeiros dígitos do conjunto $G_0(n)$, $G_1(n)/x(n)$ são as saídas do codificador e o último define o bit de entrada (informação).

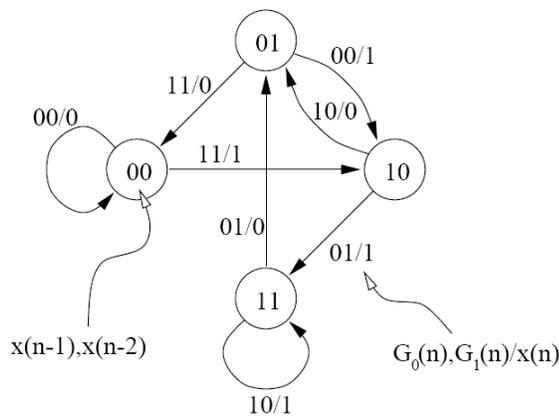


Figura 7.2. Diagrama de estados para o código (7,5).

Como pode ser observado, é possível determinar qual o estado atual do sistema conhecendo apenas o estado anterior e o bit de entrada que provocou a transição de estados. Logo, sua evolução temporal representada através de um diagrama em treliça, como o da Figura 7.3, mostra como cada entrada possível no codificador pode influenciar nas saídas e na transição do estado do codificador.

Os ramos de saída de um estado numa treliça estão associados a cada uma das possíveis entradas do codificador. Assim, para o exemplo aqui tratado, o ramo de saída inferior está associado ao bit de informação “1” enquanto que o ramo de saída superior está associado ao bit de informação “0”. Os rótulos de cada ramo de saída mostram os bits codificados gerados pelos respectivos bits de informação. Além disso, cada palavra código é representada por um caminho único pela treliça, ou seja, cada palavra código é obtida através da concatenação dos bits de saída do codificador em cada transição de estado.

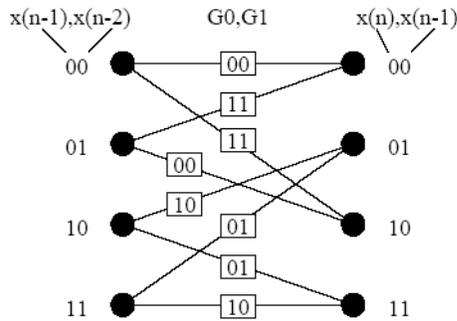


Figura 7.3. Diagrama de treliça para o código (7,5).

Os códigos convolucionais podem ainda ser divididos em não-sistemáticos e sistemáticos, recursivos e não-recursivos. Em um código sistemático, as primeiras k saídas são réplicas exatas das k entradas (bits de informação). As demais saídas do codificador correspondem aos bits de paridade. Em um código sistemático recursivo (*RSC - Recursive Systematic Convolutional*), os bits de paridade são gerados através de uma malha de realimentação (esta classe é aquela empregada nos códigos turbo como será visto adiante). Já nos códigos não-sistemáticos, nenhuma das saídas é exatamente igual a qualquer uma das entradas [77].

No entanto, para que seja útil o uso de codificadores, é necessário que se possa recuperar a informação original a partir da informação codificada tendo que existir uma relação biunívoca entre a mensagem e a palavra código. A tarefa do decodificador é, portanto, produzir uma estimativa da mensagem original baseada no sinal recebido. Isto equivale a dizer que o decodificador precisa encontrar o caminho da treliça que gerou a palavra código enviada. Dessa forma, é necessário escolher um dentre os inúmeros caminhos possíveis.

Uma regra de decodificação é uma estratégia de escolha de uma palavra código para cada seqüência recebida. Um erro de decodificação pode ocorrer quando a mensagem estimada difere da mensagem inicial. A regra de decodificação freqüentemente utilizada na decodificação de códigos convolucionais é aquela que minimiza a probabilidade de erro de seqüência, isto é, $\min(P(\hat{c} \neq c))$. Pode-se mostrar [78] que para minimizar $P(\hat{c} \neq c)$, as palavras código \hat{c} devem ser escolhidas de forma a maximizar a probabilidade *a posteriori* de c , ou seja

$$\hat{c} = \arg \max_c P(c | r), \quad (7.1)$$

onde r é a seqüência ruidosa recebida. Esse critério ótimo é conhecido como MAP (*Maximum a Posteriori Probability*) e será detalhado nas seções posteriores. Utilizando a regra de Bayes, a probabilidade *a posteriori* $P(c|r)$ pode ser expressa como

$$P(c | r) = \frac{p(r | c)P(c)}{P(r)}. \quad (7.2)$$

O termo $P(c)$ é a probabilidade *a priori* de ocorrência da palavra código c . Já que $P(r)$ não depende de c , a Equação (7.1) pode ser reescrita da seguinte maneira

$$\hat{c} = \arg \max_c p(r | c)P(c). \quad (7.3)$$

Dá-se o nome de função de verossimilhança à função $p(r|c)$. Comparando (7.3) e (7.1), observa-se que um decodificador que maximize a verossimilhança é equivalente ao decodificador MAP quando as palavras códigos são consideradas equiprováveis, isto é, quando $P(c)$ é igual para todo c . Em muitos sistemas, a probabilidade de ocorrência de cada palavra código não é conhecida pelo receptor o que torna a decodificação MAP impossível.

Nestes casos, a decodificação por máxima verossimilhança é a melhor das estratégias disponíveis. Na prática, a decodificação por máxima verossimilhança é realizada pelo algoritmo de Viterbi [73], cuja implementação é mais simples que a do decodificador MAP.

Na maioria dos sistemas de comunicação digital usando codificação binária (somente dois símbolos são produzidos: “0” e “1”) o sinal recebido é quantizado antes de ser decodificado. Assim, a entrada do decodificador é composta por uma seqüência de “0's” e “1's” e o dispositivo realiza a chamada decodificação abrupta (*Hard Decoding*). Quando a entrada do decodificador possuir mais de dois níveis ou mesmo não for quantizada, tem-se a decodificação suave (*Soft Decoding*) [79].

Embora os decodificadores que realizam decodificação abrupta sejam de implementação mais simples, seu desempenho não é tão bom quanto o daqueles que

empregam a decodificação suave, uma vez que não utilizam toda a informação disponível no sinal recebido.

7.2. Códigos Turbo

Em 1948, Claude Shannon propôs um trabalho pioneiro [75] na área da teoria da informação. Este artigo defendia que, com uma codificação apropriada da informação, os erros introduzidos durante a transmissão ou armazenamento de dados podem ser reduzidos ao nível desejado, sem a diminuição da taxa de informação transmitida. Shannon apresentou também, um limite da SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) abaixo da qual a confiança na comunicação não seria possível (Limite de Shannon) para determinado canal de codificação, ou seja, ele demonstrou que a comunicação pode ser tão viável quanto se queira, desde que a taxa de transmissão da informação seja inferior à capacidade do canal utilizado na transmissão.

Em 1993, Claude Berrou, Alain Glavieux e Punya Thitimajshima propuseram uma nova classe de códigos convolucionais [11], denominada de códigos turbo, cujo desempenho se aproxima do limite de Shannon. Esses novos códigos representaram um dos maiores avanços na teoria de codificação de canal dos últimos tempos, evoluindo muito rapidamente devido às suas potencialidades, combinando algumas idéias novas com conceitos e algoritmos há muito tempo não utilizados, como o BCJR.

O algoritmo BCJR [80] foi proposto em 1974 por, L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek e J. Raviv. Este algoritmo de decodificação de códigos é baseado em probabilidades *a posteriori*. O algoritmo passou a ser conhecido como algoritmo BCJR (das iniciais dos autores) ou algoritmo MAP. Tal técnica pode ser aplicada a códigos de blocos ou a códigos convolucionais mas, por ser mais complexa que o algoritmo de Viterbi, durante cerca de vinte anos não foi usada na prática, tendo renascido com grande vigor através da sua aplicação nos turbo-códigos.

Embora a invenção de 1993 referenciasse apenas àquela forma de codificação e decodificação, de forma genérica, atualmente definem-se como códigos turbo todos os esquemas de codificação de canal que utilizem processos de decodificação iterativa e concatenação de códigos componentes separados por entrelaçadores temporais. Assim,

percebe-se que o termo “turbo” está diretamente associado à decodificação iterativa e não necessariamente à forma de implementação da codificação.

Os códigos turbo utilizam algoritmos do tipo SISO (*Soft-Input, Soft-Output*) no processo de decodificação iterativa. Nestes algoritmos, informações sobre a confiabilidade ou qualidade da decodificação de um dos códigos componentes (*soft output*) alimentam o processo de decodificação de outro código componente, na forma de entrada suave (*soft input*). Dessa forma, a cada iteração tem-se maior confiança na estimativa do bit, palavra ou seqüência transmitida, dependendo da forma específica de implementação da decodificação.

O esquema de codificação turbo de [11] é composto pela concatenação paralela de dois códigos convolucionais sistemáticos recursivos idênticos e separados por um entrelaçador (*Interleaver*). No entanto, os códigos convolucionais sistemáticos recursivos também podem ser concatenados serialmente [77], conforme os casos indicados na Figura 7.4. Os entrelaçadores presentes na Fig. 7.4 possuem, entre outras características, a função descorrelacionar o efeito de um codificador sobre o outro. Em [81] é apresentado um tipo específico de entrelaçador que produz melhores resultados, em relação a entrelaçadores aleatórios, em um determinado ambiente de transmissão. Para tratar de sistemas robustos em diversos ambientes, os entrelaçadores aleatórios foram preferidos neste trabalho.

A decodificação é realizada por algoritmos do tipo SISO (*Soft-Input, Soft-Output*). Nestes algoritmos, informações sobre a confiabilidade ou qualidade da decodificação de um dos codificadores (*soft output*) alimentam o processo de decodificação de outro codificador, na forma de entrada suave (*soft input*). Dessa forma, a cada iteração tem-se maior confiança na estimativa do bit, palavra ou seqüência transmitida, dependendo da forma específica de implementação da decodificação.

Os decodificadores são concatenados e cada um deles é associado a um dos codificadores. A Figura 7.5 ilustra os esquemas de decodificação correspondentes aos dois tipos de concatenação da Figura 7.4.

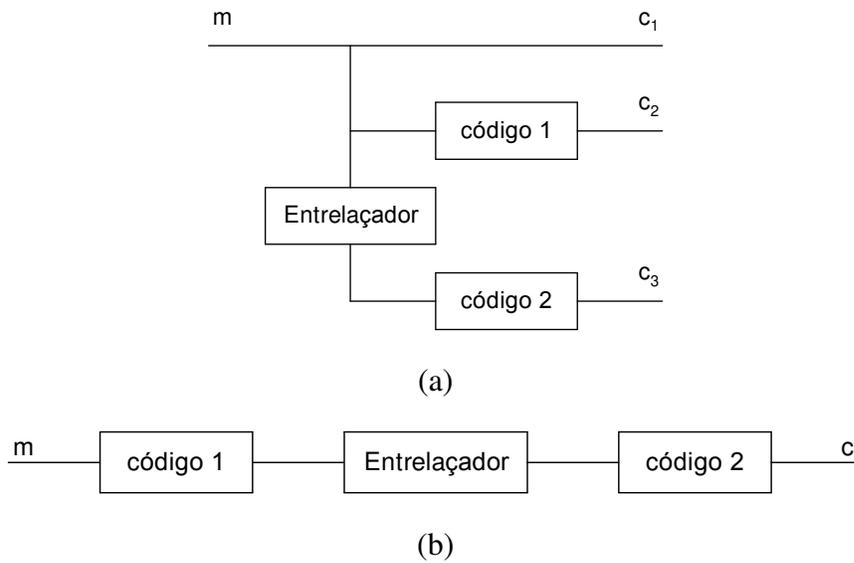


Figura 7.4. Concatenação de códigos convolucionais (a) paralela (b) serial.

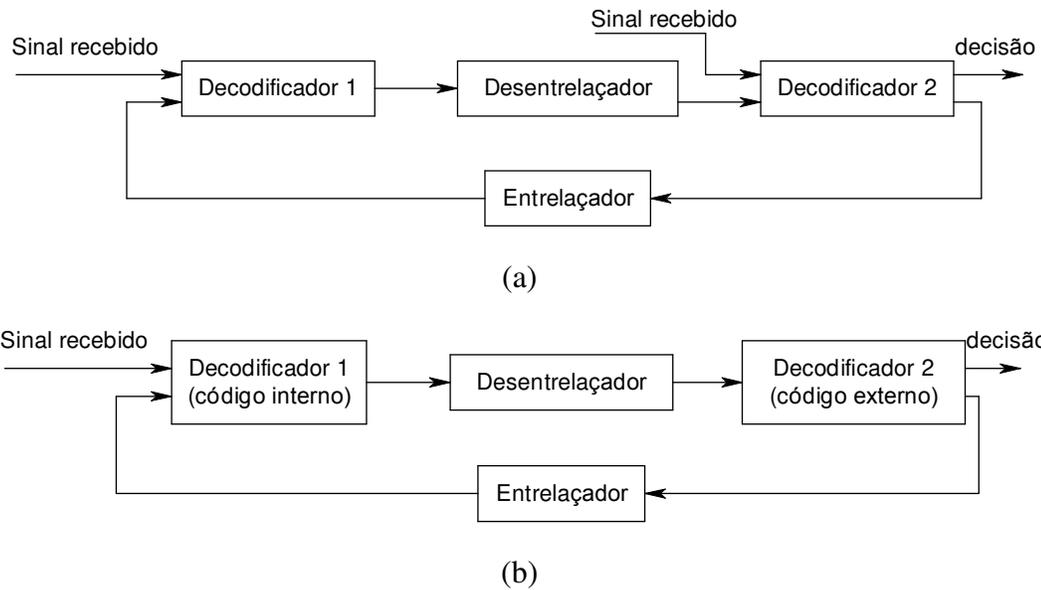


Figura 7.5. Exemplo de decodificação iterativa (a) decodificação paralela (b) decodificação serial.

Basicamente, existem duas famílias de códigos turbo: uma baseada na concatenação de códigos convolucionais (TCC, *Turbo Convolutional Codes*) e outra baseada na concatenação de códigos de bloco (BTC, *Block Turbo-Codes*). Existem muitas propostas para a implementação de códigos turbo de bloco, entre elas [82]. É possível, através desses

blocos, se obter um código longo através da inserção de informação de redundância curta em cada uma das dimensões trabalhadas. Em [83] é proposto um código turbo de bloco com três dimensões, em um processo denominado equalização turbo, bastante promissor. As aplicações mais comuns de códigos turbo, atualmente, são em telefones celulares 3G, comunicações espaciais, sistemas militares e gravação magnética.

Neste trabalho, será abordado apenas o conceito relativo aos códigos turbo convolucionais (TCCs), deixando a classe de códigos de bloco turbo para promissoras pesquisas futuras.

7.2.1. Funções de Verossimilhança

Dentre os conceitos fundamentais relacionados ao processo de decisão sobre os bits transmitidos em sistemas de comunicação destaca-se o Teorema de Bayes. Trata-se de uma ferramenta útil para teste de hipóteses, relacionando probabilidades condicionais e conjuntas de eventos A e B, conforme mostrado a seguir

$$P(A|B).P(B) = P(B|A).P(A) = P(A,B). \quad (7.4)$$

Um formato mais freqüentemente encontrado para a fórmula anterior é

$$P(A|B) = \frac{P(B|A).P(A)}{P(B)}. \quad (7.5)$$

No estudo das telecomunicações a fórmula de Bayes toma sua versão contínua dada por

$$P(d = i|x) = \frac{p(x|d = i).P(d = i)}{p(x)}, \quad (7.6)$$

onde $P(d = i|x)$ representa a probabilidade *a-posteriori* de d ter assumido o valor i ($d = i$ ter sido transmitido), tendo sido observada a saída x (sinal recebido). Essa probabilidade se

refere a um certo tipo de “refinamento” sobre o conhecimento prévio, após a observação da saída do experimento. A função $p(d = i|x)$ é a função de verossimilhança (*likelihood function*) da saída x , dada a ocorrência (transmissão) da classe de sinais $d = i$. O valor $P(d = i)$ é a probabilidade *a-priori* de ocorrência do evento $d = i$ (probabilidade de transmissão da classe de sinais $d = i$). Finalmente, $p(x)$ é a função densidade de probabilidade total sobre todo o espaço das M classes de sinais recebidos, ou seja

$$p(x) = \sum_{i=1}^M p(x | d = i) \cdot P(d = i) . \quad (7.7)$$

Os critérios mais utilizados de decisão, aplicados em sistemas de comunicação digitais, são baseados no teste de hipóteses instrumentalizado pelo Teorema de Bayes. São eles: o critério do *máximo-a-posteriori* (MAP - *Maximum A-Posteriori*) e o critério de máxima verossimilhança (ML - *Maximum Likelihood*). O critério MAP estabelece dado como exemplo uma sinalização binária antipodal ($d \in \{+1, -1\}$, $M = 2$ e $i = 1, 2$) que

$$\begin{array}{c} H1 \\ P(d = +1 | x) > \\ < P(d = -1 | x), \\ H2 \end{array} \quad (7.8)$$

o que significa: escolha a hipótese 1 (o sinal +1 ou bit 1 foi transmitido) se a probabilidade *a-posteriori* $P(d = +1|x)$ for maior que $P(d = -1|x)$, e escolha a hipótese 2 (o sinal -1 ou bit 0 foi transmitido) em caso contrário. Utilizando o teorema de Bayes pode-se escrever a expressão (7.8) na forma equivalente

$$\begin{array}{c} H1 \\ p(x | d = +1) \cdot P(d = +1) > \\ < p(x | d = -1) \cdot P(d = -1) \\ H2 \end{array} \quad (7.9)$$

ou

$$\frac{p(x|d=+1).P(d=+1)}{p(x|d=-1).P(d=-1)} > 1. \quad (7.10)$$

$H1$
 $H2$

Na expressão (7.10) anterior tem-se, no termo da esquerda, a conhecida razão de verossimilhança. Para sinais transmitidos com mesma probabilidade (equiprováveis), a expressão (7.10) reduz-se a

$$\frac{p(x|d=+1)}{p(x|d=-1)} > 1, \quad (7.11)$$

$H1$
 $H2$

o que corresponde ao critério da máxima verossimilhança (ML). Verifica-se, portanto, que para sinais equiprováveis, o critério ótimo MAP se reduz ao critério ML (também ótimo neste caso).

A título de exemplo, a Figura 7.6 ilustra o aspecto das funções de verossimilhança para sinais recebidos na saída do detector (entrada do elemento ou bloco de decisão) em um sistema de comunicação com sinalização antipodal. Os sinais transmitidos, $\in \{+1, -1\}$, estão corrompidos por ruído aditivo gaussiano branco (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*). A escolha pelas hipóteses 1 ou 2, anteriormente definidas, restringe-se à observação da magnitude do sinal de saída do detector, ou seja, se este sinal é maior que o limiar de decisão γ , decida por +1 (bit 1, ou 0, conforme o mapeamento na transmissão); caso contrário decida por -1 (bit 0, ou 1). Em caso de igualdade, decida arbitrariamente por 0 ou por 1. Se as probabilidades *a-priori* são iguais, ou seja $P(d=+1) = P(d=-1)$, o critério ML se torna equivalente ao critério MAP e, neste caso, o limiar γ se encontra no ponto intermediário entre as médias das funções de verossimilhança (na Figura 7.6, $\gamma = 0$).

Ao contrário do que acontece com o critério MAP, o critério de máxima verossimilhança é comumente utilizado na decodificação de seqüências inteiras, e não símbolo-a-símbolo como ilustrado na Figura 7.6. Nesse caso o critério ML minimiza a probabilidade de decisão pela seqüência incorreta.

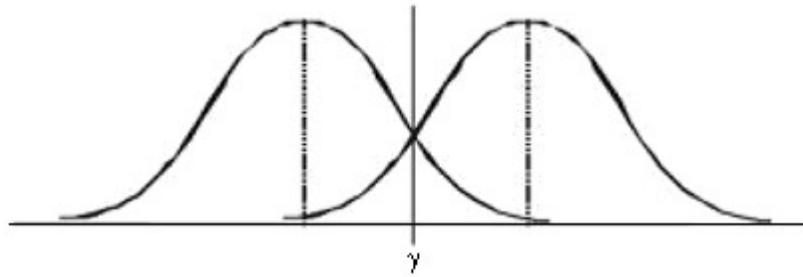


Figura 7.6. Ilustração das funções de verossimilhança para sinalização antipodal.

7.2.2. Decodificação Iterativa Turbo

A Figura 7.7 ilustra a estrutura geral de um decodificador iterativo turbo. Como podem ser vistos, os decodificadores podem ser interligados nos modos apresentados na Figura 7.4. Cada decodificador possui três entradas e duas saídas, as entradas são: uma sistemática $L_c y_k$, uma proveniente da saída do codificador convolucional $L_c y_{kp}^{(i)}$, e uma terceira proveniente do outro decodificador $L_i(u_k)$. Esta última entrada carrega informação *a-priori*, ou seja, informação dos bits transmitidos.

As saídas são: LLR (*Log Likelihood Ratio*) *a-posteriori* $L_i(u_k|y)$ e a informação extrínseca $L_{ei}(u_k|y)$.

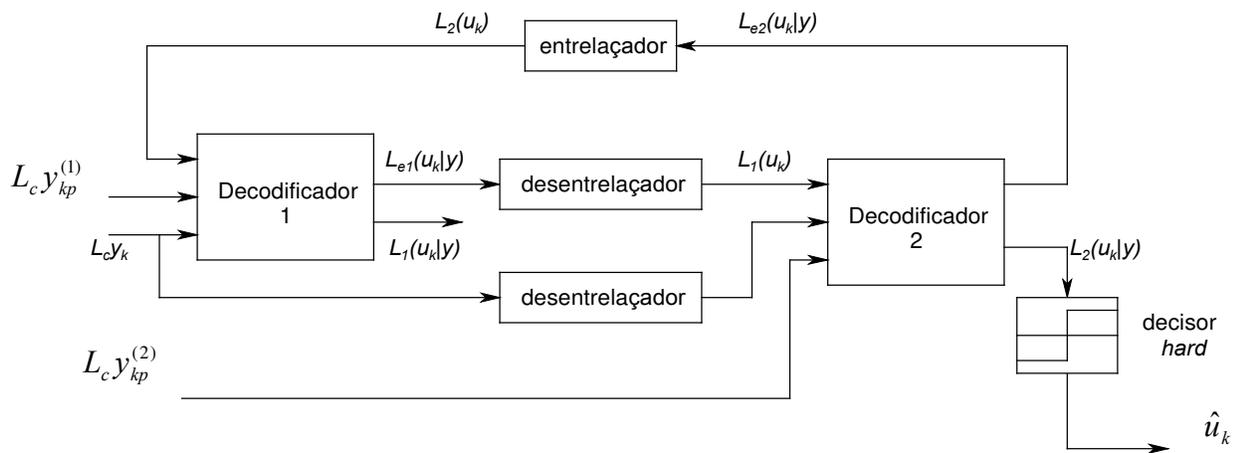


Figura 7.7. Decodificador turbo convolucional genérico.

As saídas dos decodificadores estão representadas em termos do logaritmo da razão de máxima verossimilhança (LLR). A LLR do bit de informação no i -ésimo instante de tempo é dado por

$$L(u_i) = \ln \left(\frac{P(u_i = +1)}{P(u_i = -1)} \right), \quad (7.12)$$

onde $P(u_i = +1)$ é a probabilidade do bit de informação assumir o valor +1 e $P(u_i = -1)$ é a probabilidade do bit de informação assumir o valor -1.

Os decodificadores operam iterativamente. O primeiro decodificador utiliza na sua primeira iteração somente os bits provenientes do canal. O segundo decodificador, por outro lado, utiliza as informações do canal, assim como a informação entregue pelo primeiro decodificador. Na segunda iteração, o primeiro decodificador já utiliza a informação fornecida pelo segundo decodificador, conseguindo desta maneira, realizar uma decodificação mais acurada. Conforme será visto, a probabilidade de erro de bit diminui com o número de iterações. Nas primeiras iterações o ganho é bastante grande, e à medida que o número de iterações vai aumentando este ganho vai diminuindo. Neste trabalho, foram consideradas três iterações para um compromisso entre desempenho e complexidade de decodificação.

7.2.3. Decodificação MAP

Em 1974 foi proposto por Bahl e outros [80] um algoritmo de decodificação MAP para treliças. Quando usado para a decodificação de códigos convolucionais o algoritmo MAP é ótimo no sentido de minimizar a probabilidade de erro de bit. Por outro lado, o algoritmo de Viterbi é ótimo no sentido de se minimizar a probabilidade de erro de um bloco de n bits. A probabilidade de erro de bloco é levemente superior à probabilidade de erro de bit e a complexidade do algoritmo MAP superior à do algoritmo de Viterbi, fazendo com que o algoritmo MAP não fosse usado em codificadores convolucionais. O algoritmo

MAP ficou esquecido desde 1974, quando com o surgimento de códigos turbo, pela necessidade da decodificação iterativa, ele foi usado.

O algoritmo MAP fornece para cada bit de informação u_i a probabilidade *a posteriori*, ou seja, a probabilidade de que o bit $u_i = +1$ ou $u_i = -1$, dado que se conhece a seqüência recebida y . Assim, a LLR da informação *a-posteriori* é dada por

$$L(u_i | y) = \ln \left(\frac{P(u_i = +1 | y)}{P(u_i = -1 | y)} \right). \quad (7.13)$$

Se o estado anterior da treliça é $S_{i-1} = s'$ e o estado atual é $S_i = s$ são conhecidos, então o bit de informação u_i também é conhecido. Portanto, usando a regra de Bayes, que $P(A|B) = P(A,B)/P(B)$, pode-se escrever que:

$$L(u_i | y) = \ln \left(\frac{\sum_{(s,s') \Rightarrow u_i = +1} P(S_{i-1} = s', S_i = s, y)}{\sum_{(s,s') \Rightarrow u_i = -1} P(S_{i-1} = s', S_i = s, y)} \right) \quad (7.14)$$

onde $(s, s') \Rightarrow u_i = +1$ representa o conjunto de transições do estado $S_{i-1} = s'$ para o estado $S_i = s$ que ocorrem quando o bit de informação é $u_i = +1$. De modo semelhante $(s', s) \Rightarrow u_i = -1$ representam as transições para o bit $u_i = -1$.

A seqüência recebida y pode ser dividida em três partes: a seqüência recebida no i -ésimo instante de tempo, y_i a seqüência recebida antes do i -ésimo instante de tempo e a seqüência recebida após o i -ésimo instante de tempo $y_{j>i}$.

Assim, pode-se escrever a probabilidade conjunta:

$$P(S_{i-1} = s', S_i = s, y) = P'(s', s, y) = P(s', s, y_{j<i}, y_i, y_{j>i}). \quad (7.15)$$

Observando que a seqüência futura $y_{j>i}$ não depende de s' , mas somente de s , e usando novamente a regra de Bayes, tem-se:

$$\begin{aligned}
 P(s', s, y) &= P(s', s, y_{j<i}, y_i, y_{j>i}) \\
 &= P(y_{j>i} | s) P(s', s, y_{j<i}, y_i) \\
 &= P(y_{j>i} | s) P(y_i, s | s') P(s', y_{j<i}) \\
 &= \beta_i(s) \gamma_i(s, s') \alpha_{i-1}(s')
 \end{aligned} \tag{7.16}$$

em que

$$\alpha_{i-1}(s') = P(s', y_{j<i}) \tag{7.17}$$

é a probabilidade da seqüência recebida $y_{j<i}$ passar pelo estado da treliça s' no instante $i-1$.

O termo

$$\beta_i(s) = P(y_{j>i} | s) \tag{7.18}$$

é a probabilidade da seqüência recebida passar pelo estado da treliça s no instante i . E finalmente, o termo

$$\gamma(s', s) = P(y_i, s | s') \tag{7.19}$$

é a probabilidade do sinal recebido ser y_i e ser dado que a treliça passe pelos estados s' e s nos instantes de tempo $i-1$ e i , respectivamente.

Portanto a LLR da informação *a-posteriori* pode ser escrita como:

$$L(u_i, y) = \ln \left(\frac{\sum_{(s,s') \Rightarrow u_i = +1} \alpha_{i-1}(s') \gamma_i(s', s) \beta_i(s)}{\sum_{(s,s') \Rightarrow u_i = -1} \alpha_{i-1}(s') \gamma_i(s', s) \beta_i(s)} \right). \quad (7.20)$$

O algoritmo MAP calcula $\alpha_i(s)$ e $\beta_i(s)$ para todos os estados s da treliça, ou seja, $i = 0, 1, \dots, N-1$, onde N é o número de intervalos de transição da treliça. O algoritmo também calcula $\gamma_i(s', s)$ para todas as possíveis transições entre os estados s' e s na treliça $i = 0, 1, \dots, N-1$.

Os valores de $\alpha_i(s)$ e $\beta_i(s)$ podem e devem ser calculados de modo recursivo da seguinte maneira

$$\alpha_i(s) = \sum \alpha_{i-1}(s') \cdot \gamma_i(s', s) \quad \text{e} \quad \beta_{i-1}(s') = \sum \beta_i(s) \cdot \gamma(s', s). \quad (7.21)$$

Assumindo que a treliça tem estado inicial $S_0=0$, as condições iniciais para o cálculo recursivo de $\alpha_i(s)$ e $\beta_0(s)$ são:

$$\begin{aligned} \alpha_0(S_0 = 0) &= \beta_0 = 1 \\ \alpha_0(S_0 = s) &= \beta_0 = 0 \quad \text{para todo } s \neq 0 \end{aligned}$$

Assim verifica-se que $\alpha_i(s)$ é calculado da esquerda para a direita (recursão *forward*) enquanto $\beta(s)$ é calculado da direita para a esquerda (recursão *backward*), como ilustra o diagrama a seguir.

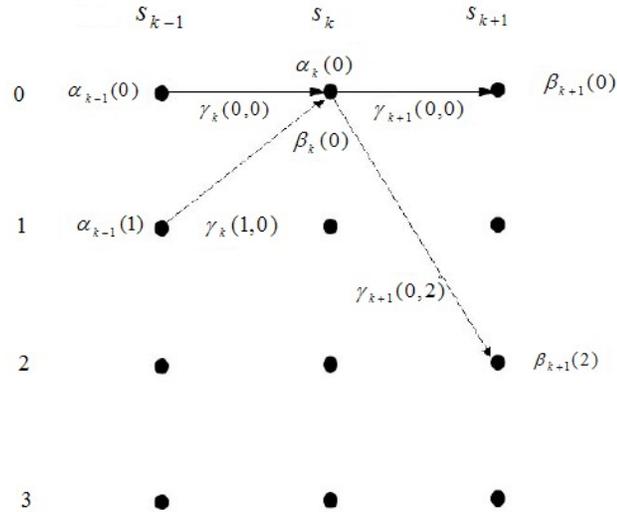


Figura 7.8. Cálculo recursivo *Forward* (α) e *Backward* (β).

O termo $\gamma(s', s)$ pode ser calculado a partir da seqüência recebida e da informação *a-priori* que usando a regra de Bayes será dado por

$$\gamma_i(s', s) = P(y | x_i).P(u_i), \quad (7.22)$$

onde u_i é o bit de informação, x_i é o bloco codificado associado à transição do i -ésimo instante de tempo.

A probabilidade *a priori* $P(u_i)$ é obtida da saída do decodificador anterior usado no processo iterativo. A exceção ocorre no primeiro decodificador da primeira iteração, quando é usado que $P(u_i) = 1/2$.

Para um canal com desvanecimento a e com ruído aditivo gaussiano, tem-se que

$$P(y_i | x_i) = \prod_{l=1}^n \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \cdot \exp\left(-r_l \cdot \frac{E_b}{N_0} (y_l - au_{il})^2\right), \quad (7.23)$$

onde n é o número de bits codificados associado à cada ramo da treliça, r_t é a taxa do codificador turbo, N_0 é a densidade espectral unilateral do ruído branco, a é o desvanecimento não-seletivo do canal. Além disso,

$$E_b = A^2 T_b / 2 \quad (7.24)$$

é a energia por bit e $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{4r_t T_b}$.

Em Berrou e outros [11] é mostrado que a LLR dada por (7.20) pode ser usada para a obtenção da informação extrínseca, L_e , dada por

$$L_e(u_i) = L(u_i | y) - L(u_i) - L_c y_{is}, \quad (7.25)$$

onde $L(u_i)$ é a informação *a-priori*, y_{is} é o bit sistemático recebido, L_c é denominada confiabilidade do canal, dada por

$$L_c = 4ar_t \frac{E_b}{N_0}. \quad (7.26)$$

A informação extrínseca devidamente entrelaçada é usada como informação *a-priori* no próximo decodificador, como mostrado na Figura 7.7. Na primeira iteração do primeiro decodificador não se tem conhecimento das probabilidades *a-priori* $P(u_i)$. Assim, é suposto que para todos os bits $P(u_i = 1/2)$, ou seja, $L(u_i) = 0$. Em todas as outras situações, a informação extrínseca é usada como informação *a priori* do próximo decodificador.

O termo $L_c y_{is}$ em (7.25) representa a saída suave para o bit sistemático, u_i , que foi recebido como y_{is} . Quando a relação sinal-ruído é alta, a confiabilidade, L_c , também é, e este termo terá grande influência no cálculo da LLR *a-posteriori*. Por outro lado, quando a relação sinal-ruído é baixa, este termo terá pouca influência na LLR *a-posteriori*.

Finalmente, a decisão dos bits transmitidos é feita após algumas iterações, tomando-se o sinal da LLR *a-posteriori* do segundo decodificador.

7.3. Inserção de codificação turbo no padrão ISDB-T

Na Figura B.2 do Anexo B é mostrado o novo esquema de codificação do padrão japonês ISDB-T adotado nesta proposta. Apesar, do ganho obtido pela combinação do decodificador turbo concatenado com o Reed Solomon ser pequeno, decidiu-se por utilizá-lo.

O sistema de concatenação serial para codificação turbo convolucional (TCC) sistemático foi adotado, já que este apresentou os melhores resultados para altas taxas de transmissão em relação ao esquema de concatenação paralelo, que foi também implementado para comparação. Uma ênfase foi dada a taxa de codificação 3/4, que é comumente utilizada em transmissão terrestre de TV Digital HDTV, com uma largura de banda de 6 MHz, utilizada do Brasil.

A grande maioria dos sistemas que adotam codificação turbo trabalha com um alto nível de redundância, como FEC 1/2 e até 1/3. Tais taxas são impraticáveis em sistemas de televisão. Assim, um ponto importante é a disposição das treliças concatenadas para se produzir uma taxa 3/4, por exemplo. Para isso, foram utilizadas treliças de FEC 1/2, que posteriormente passaram por processo de puncionamento conforme mostrado na Figura B.2 do Anexo B. A partir dessa Figura pode-se observar que o punçionador 1 não tem efeito, já que a entrada deste é dos bits sistemáticos. Para se atingir uma taxa final 1/2, os punçionadores 2 até 5, mantêm um bit a cada dois de entrada. Por outro lado, para uma taxa final 3/4, os punçionadores 2 e 4 precisam manter um bit a cada dois de entrada, e os punçionadores 3 e 5, devem manter um a cada seis.

É importante observar que poderiam ser adotadas treliças com menores taxas, evitando grandes punçionamentos. Porém, notou-se que o ganho da codificação baixou consideravelmente adotando tal técnica. Além disso, durante o processo de decodificação, a inserção de zeros é usada para compensar o punçionamento, e como a probabilidade de '1s' e '0s' transmitidos é a mesma, metade dos bits extraídos é recuperada com mínimo esforço computacional.

Outra opção seria a realização do puncionamento no fluxo concatenado que leva ao entrelaçador aleatório e ao segundo codificador. Um problema de se utilizar tal técnica é que durante o processo de realimentação turbo do decodificador, o puncionamento deveria ser novamente realizado, o que prejudicaria o ganho obtido na iteração anterior. Deste modo, o puncionamento realizado nas saídas dos codificadores convolucionais, e no fluxo de sinal sistemático, de forma independente, e um “depuncionamento”, antes do processo de decodificação iterativa, apresentaram os melhores resultados. As figuras do Anexo B mostram a configuração adotada.

Foi usado um entrelaçador aleatório para que desempenho diante de várias condições de canal fosse satisfatório. O tamanho do vetor de codificação utilizado ficou condicionado ao tamanho usado na decodificação padrão do sistema ISDB-T, usando o Modo 8K (conforme visto no Capítulo 3). O número de iterações ficou limitado em três, como compromisso de baixa complexidade.

7.4. Simulações do turbo ISDB-T

Os Simuladores ISDB-T apresentados nos Anexo A e B são aqui manipulados para se testar o desempenho da nova técnica de codificação proposta, e compara-la em relação ao sistema padrão. O simulador que utiliza o esquema de turbo codificação é definido aqui como turbo ISDB-T ou TCC (do inglês *turbo convolutional code*). A melhor técnica de estimação e equalização, com interpolação 2D e encontrada no Capítulo 6, é adotada para esses testes. Adotou-se Modo 8K, Modulação de 64QAM, IG 1/8, com entrelaçador aleatório para o caso turbo, e sem o uso de entrelaçador temporal. É dada maior importância nos testes para o FEC 3/4, por ser um dos mais usados na prática. Em alguns casos, porém, são apresentados resultados para outras taxas em casos com melhores ou piores ambientes de recepção. O efeito de interferência de realimentação e o cancelador proposto no Capítulo 4 são também inseridos no modelo de simulação.

Novamente canais AWGN e canais Brasil foram abordados. As curvas são mostradas nas Figuras de 7.9 a 7.12.

7.4.1. Testes com AWGN

Inicialmente, testou-se o sistema ISDB-T completo, medindo-se os limiares de erro na saída do decodificador Viterbi, identificados nos gráficos a seguir como CC, e também na saída do decodificador Reed Solomon, identificados como RS. Da mesma forma, foi medida a eficiência do decodificador turbo. Foram utilizadas taxas de 7/8 até 1/3. Os resultados são apresentados nas Figuras 7.9 e 7.10.

Em praticamente todos os casos, usando canal com ruído AWGN, um ganho de cerca de 2,5 dB foi encontrado. Um destaque é merecido ao FEC 3/4, onde é alcançado um patamar de 19,3 dB usando o padrão original e 16,8 dB para o turbo ISDB-T. Observa-se também que para um FEC 7/8 o desempenho da codificação turbo foi pior que o padrão original. Tais resultados evidenciam uma maior eficiência do esquema turbo, em relação ao Viterbi, quando inserido um maior nível de redundância.

Apenas por curiosidade, foi simulado FEC 1/3 para o codificador turbo, caso em que o sistema original não permite, sendo encontrado um limiar de SNR de excelentes 9 dB. Tal configuração poderia ser empregada em situações extremamente desfavoráveis de recepção, e ainda usando compressão de vídeo MPEG4.

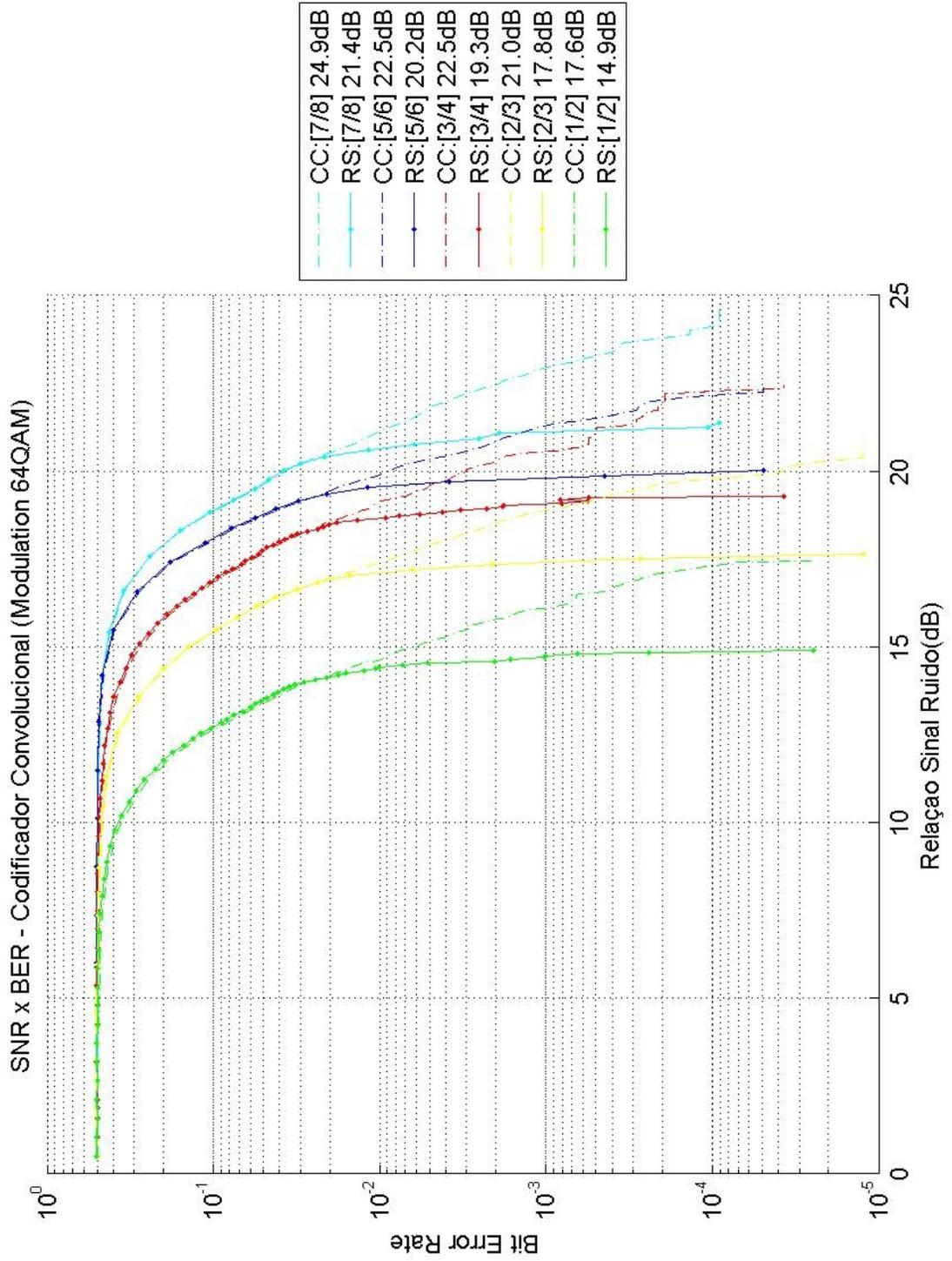


Figura 7.9. Curvas de desempenho do padrão ISDB-T para canal AWGN.

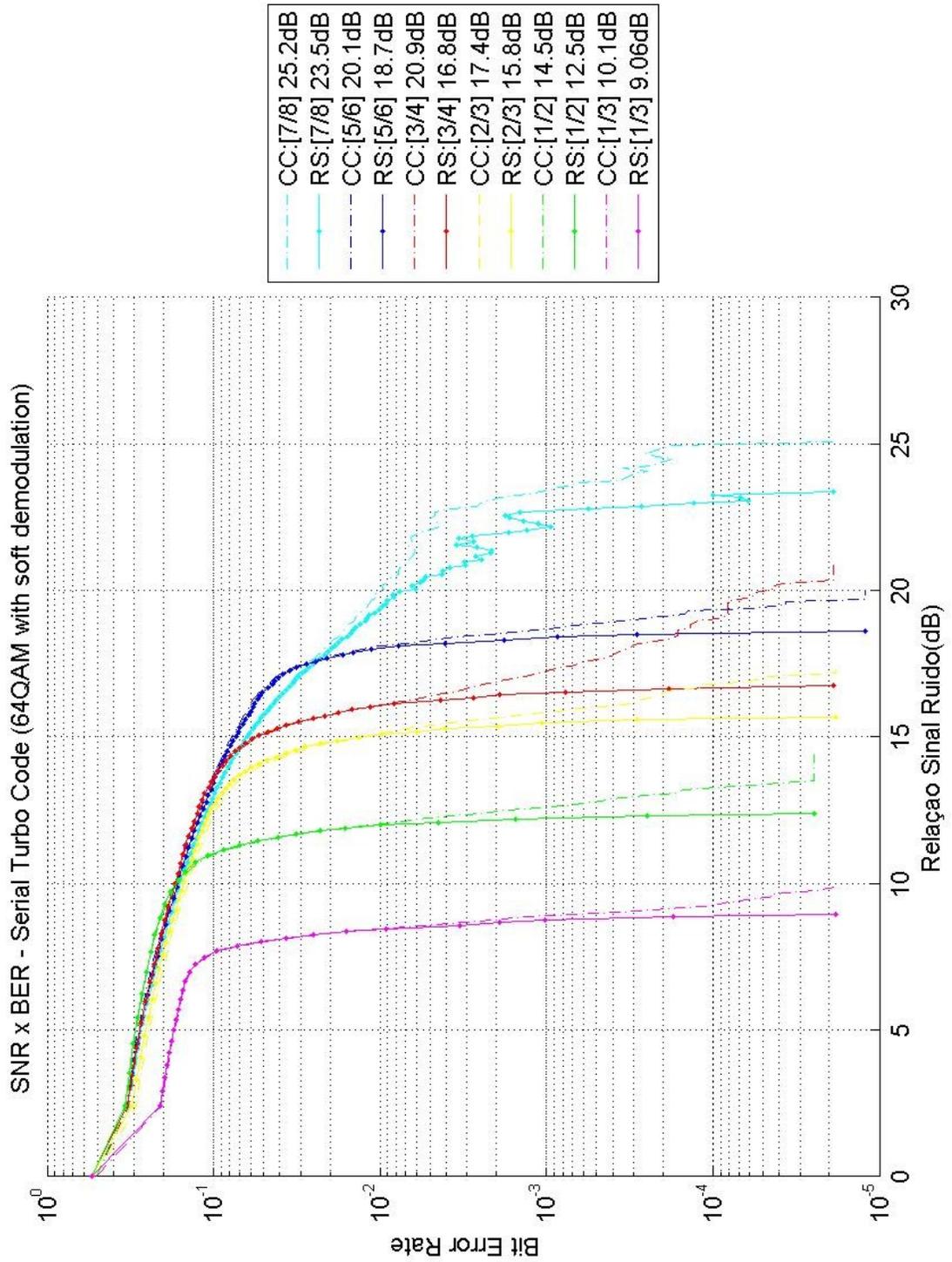


Figura 7.10. Curvas de desempenho do TCC proposto para canal AWGN.

7.4.2. Testes com canais Brasil

Novamente, adotou-se os canais Brasil para os testes de multipercurso, mantendo a configuração realizada nos testes anteriores, mas fixando-se o FEC 3/4, mais utilizado na prática atualmente. Os resultados são apresentados nas Figuras 7.11 e 7.12 para os sistemas usando decodificadores Viterbi e turbo respectivamente.

Analisando-se o gráfico da Figura 7.11, pode-se observar uma significativa diferença de quase 5 dB entre os canais Brasil A e B, ambos representam recepção em uma casa com antena externa típica do Brasil, mas no segundo caso a antena encontra-se danificada. O canal C, que representa a recepção interna em uma casa, teve desempenho próximo ao Brasil B, com um limiar de cerca de 0,4 dB inferior. Para o último caso, que trata de um sistema de rede de frequência única com condição crítica em que os sinais de três caminhos chegam com a mesma potência no receptor, foi alcançado um limiar de 30,9 dB.

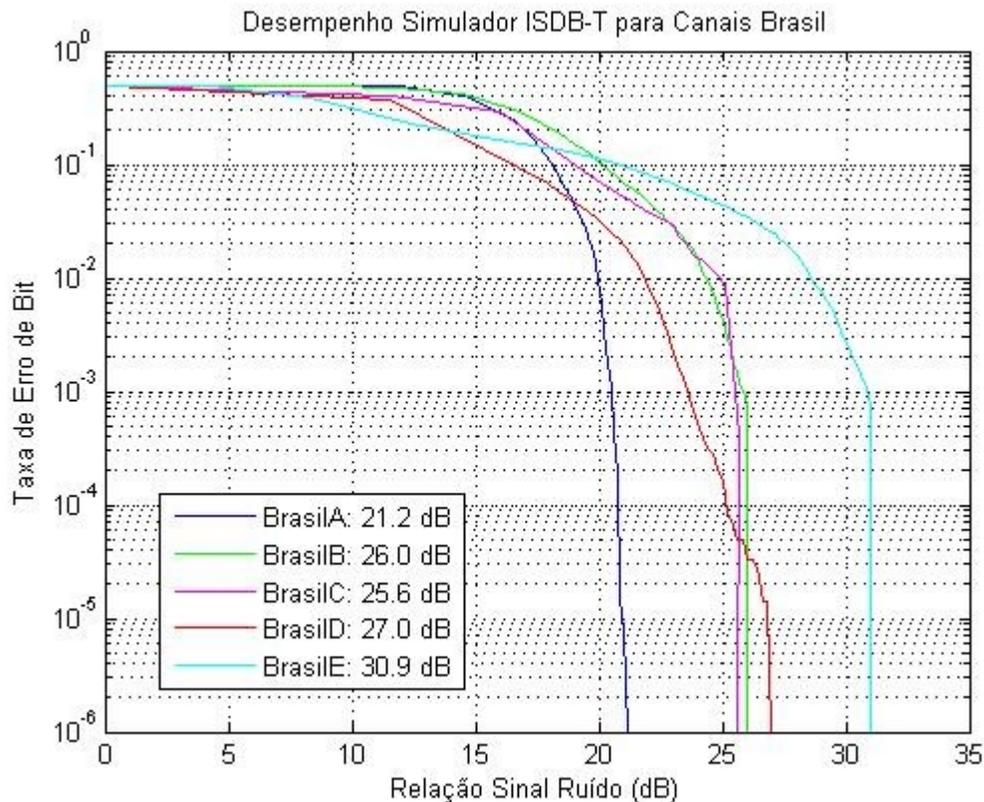


Figura 7.11. Curvas de desempenho usando padrão ISDB-T para canais Brasil.

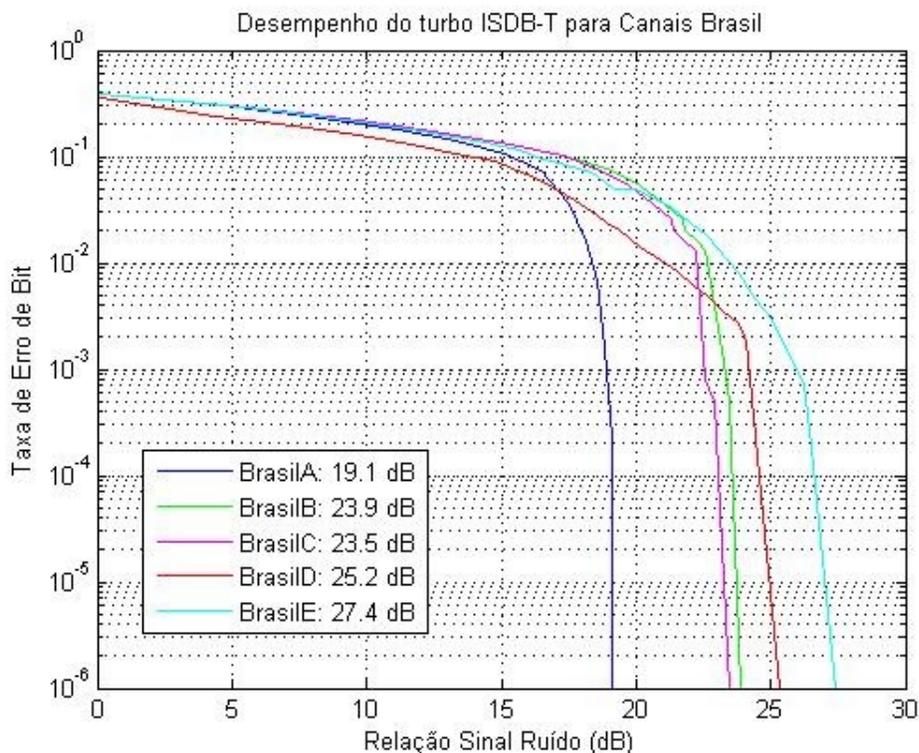


Figura 7.12. Curvas de desempenho usando modelo turbo ISDB-T para canais Brasil.

Pelas curvas que utilizam o modelo turbo, nota-se que a diferença entre os canais Brasil A e B se manteve no patamar de 4 dB, porém passaram a um patamar de cerca de 2 dB inferior. O ganho da mesma ordem é obtido para os canais Brasil C e D. Uma importante comparação pode ser feita se considerados os canais AWGN do padrão, limiar de 19,3 dB, e o Canal Brasil A com turbo-decodificação, limiar de 19,1 dB encontrado.

O comportamento do decodificador turbo para o Canal E foi pouco mais de 3 dB superior ao decodificador Viterbi nessa configuração. A partir desse bom ganho, pode-se afirmar que o decodificador turbo é menos vulnerável à influência de multicaminhos com pequenos atrasos e sem atenuação em relação à decodificação Viterbi, propiciando boas estimativas dos bits transmitidos nas iterações.

7.5. Comentários

Neste capítulo foi introduzido o conceito de códigos convolucionais simples e códigos convolucionais concatenados turbo (TCCC). Foi apresentada uma variação do sistema de transmissão de TV Digital japonês, substituindo-se o codificador externo (Viterbi), por um TCC de baixo FEC (3/4), e o qual se denominou turbo ISDB-T.

A partir dos testes realizados provou-se a eficiência da técnica, com um ganho encontrado em média de 2 dB para diversos tipos de canais. Este ganho representa uma área de cobertura muito maior em relação aos sistemas que utilizam o código concatenado Reed Solomon/Viterbi, ou uma diminuição considerável na potência dos transmissores OFDM para uma mesma área de cobertura. Tal diminuição na potência pode evitar os problemas de pico que ocorrem em sinais OFDM, que podem levar o transmissor a trabalhar em faixas não-lineares.

Além disso, a existência de dispositivos semicondutores dedicados tem aumentado o número de recomendações para o uso de codificadores turbo, e a tendência é que muitos sistemas passem a adotar tal técnica. Ainda mais, com o bom desempenho encontrado para um número reduzido de iterações.

Capítulo 8

8. Conclusões

Neste trabalho foram apresentados novos algoritmos para melhoria de desempenho de receptores de TV Digital com base em OFDM. O padrão japonês ISDB-T foi utilizado como estudo de caso, já que servirá de base para a implantação de TV Digital no Brasil. Foram propostos aqui novos algoritmos para redistribuição e sincronização de sinal OFDM, estimação e equalização de canal, e um novo método de codificação.

O esquema de modulação OFDM possui muitas vantagens em relação a sistemas monoportadora, permitindo lidar melhor com efeitos de multipercurso tão característicos em recepção de TV. Dentre os padrões de TV que utilizam o OFDM, o ISDB-T se destaca por sua alta imunidade a ruídos e, ainda, na sua capacidade de permitir a transmissão simultânea de sinal HDTV e móvel em uma banda de 6 MHz, como discutido no Capítulo 3.

Foi defendida no Capítulo 4 a proposta de distribuição de sinais por meio de redes de frequência única regionais, onde as regiões atendidas pela mesma programação possuem o mesmo canal. Tal proposta contraria o plano básico de distribuição de canais proposto pela Anatel que, se aplicado, irá sobrecarregar ainda mais o saturado espectro nas zonas de frequência UHF e VHF. Para redistribuição do sinal, foi proposto que o sinal da estação geradora chegasse até a estação retransmissora por via aérea, o que poderia acelerar o processo de implantação de TV Digital no país. O grande inconveniente que pode ocorrer nas estações retransmissoras é o efeito de interferência de realimentação, no qual a antena receptora recebe o sinal que foi transmitido no mesmo ponto. Um novo método de cancelamento de interferência, baseado em interpolação concatenada 2D, é então proposto, e melhora a eficiência do sistema em cerca de 1 dB em relação a técnicas clássicas.

Os sistemas de redes SFN têm sido adotados em muitos países, principalmente no Japão, e projetos que realizem uma distribuição “inteligente” de canais são extremamente necessários, para que muitos dos temíveis problemas de interferência, presentes na TV Analógica, não sejam transferidos para a TV Digital.

O Capítulo 5 abordou uma das principais deficiências de sistemas baseados em OFDM, que é o sincronismo de símbolos. Foi explorada neste trabalho a presença dos intervalos de guarda, que são cópias temporais do símbolo submetidas a diferentes degradações. Para o sincronismo em frequência, uma busca semelhante que utiliza as possíveis posições de pilotos é adotada. A técnica baseada em reconhecimento de padrões se mostrou bastante robusta diante de diversos tipos de canais testados. As principais vantagens são a baixa complexidade e a pequena quantidade de símbolos necessários para se estabelecer o sincronismo, dentro do intervalo de guarda.

Pensando em sistemas adaptativos, como esquemas de equalização turbo, o processo de sincronismo pode se tornar ainda mais eficiente. Neste caso a análise da confiabilidade dos bits decodificados pode realimentar o processo, e alguns trabalhos na literatura já sugerem esta aplicação, dando o nome de turbo sincronismo.

O uso de equalização adaptativa em conjunto com técnicas de estimação de canal, proposto neste trabalho, possibilitou uma melhoria na qualidade das interpolações realizadas a partir de funções de transferência baseadas em sinais piloto. O algoritmo de filtragem adaptativa LMS utilizado foi de baixa complexidade e não apresentou problemas

de convergência, já que foram utilizadas como condições iniciais à relação entre as pilotos degradadas e de referência. Como a técnica foi aplicada no domínio da frequência, não houve a necessidade de mudança de domínio, o que colaborou para a diminuição de complexidade do sistema. Apesar dos sistemas OFDM terem sido projetados para evitar o uso de equalização adaptativa, é sugerido que tal técnica deva ser adotada em versões futuras de decodificadores.

A principal mudança proposta foi baseada na alteração do bloco de codificação interna indicado na norma ISDB-T. Optou-se por utilizar o esquema de codificação e decodificação iterativa turbo, utilizando códigos convolucionais concatenados. Limitando-se o processo em três iterações, para uma boa relação custo-benefício, pôde-se melhorar o sistema sensivelmente tanto para canais puramente gaussianos como também em sinais com multicaminhos. Como a quantidade de *microchips* dedicados à decodificação turbo tem aumentado muito no mercado, o custo de adoção desta técnica é bastante minimizado.

Este é o momento de definição das mudanças no sistema ISDB-T para que se possa adaptá-lo às condições e necessidades brasileiras. Além das técnicas propostas neste trabalho, outras inovações, propostas por pesquisadores em todo o país, mostraram que tal sistema pode e deve ser melhorado. As pesquisas em TV Digital no Brasil têm mostrado ser este não apenas um país consumidor de tecnologia, mas um bom desenvolvedor, e que com poucos recursos pode-se fazer muito.

8.1. Trabalhos Futuros

Apesar de que nos testes realizados foram utilizadas seqüências de vídeo, a qualidade dos sistemas propostos foi testada a partir de medidores de taxa de erro de bit. Uma opção para as simulações futuras é utilizar técnicas de avaliação objetiva de qualidade de vídeo. Tais técnicas podem ser aplicadas em decodificadores em tempo real.

Faz-se necessário um estudo de viabilidade de esquemas de equalização turbo aplicados em sistemas de TV Digital. Em tal sistema o estimador de canal trabalha em conjunto com o decodificador turbo, permitindo que a cada estimação seja aplicada uma iteração no decodificador.

Um outro esquema de decodificação baseado em códigos LDPC (*Low-Density Parity Check*) [84,85] foi proposto como modificação em esquemas de transmissão de TV. Uma comparação entre complexidade e eficiência entre códigos turbo e LDPC, diante de várias condições de ambiente, é uma boa opção de estudo.

O desenvolvimento de um emulador de receptor utilizando as técnicas propostas é importante para a consolidação das propostas. Em princípio, placas FPGAs (*Field Programmable Gate Array*) que trabalham com altas taxas poderiam ser utilizadas nesse trabalho.

Finalmente, o desenvolvimento de sistemas que possam permitir a transmissão de sinais que possibilitem a recepção por diferentes tipos de decodificadores é outro caso que merece bastante afinco em pesquisas futuras.

Bibliografia

[1] K. Blair Benson, D. G. Fink, *HDTV: advanced television for the 1990*, McGrawHill, 1991.

[2] ATSC Document A-54, “Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard”, 1995.

[3] European Telecommunication Standard ETS 300 744, “Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital Terrestrial television (DVB-T)”, ETSI, 1997.

[4] ARIB STD-B31 V. 1.2 “Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting ARIB Standard,” Association of Radio Industries and Businesses, January 24, 2002.

[5] A. R. Bahai, B. R. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications*, Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.

[6] SET/ABERT, “Digital Television Systems Brazilian Tests—Final Report Part 1,” Anatel SP, Março 2000.

[7] SET/ABERT, “Digital Television Systems—Brazilian Tests—Final Report Part 2,” Anatel SP, Maio 2000.

[8] Especificação Técnica de Referência – Funttel, Projeto Brasileiro de TV Digital OS 40544, acessado no site: <http://www.ibip.org.br/sbtvd/anexo2.pdf>, 2005.

- [9] G. Malmgren, *Single Frequency Broadcasting Networks*, Tese de Doutorado, Universidade de Lulea, 1997.
- [10] G. Malmgren, *On the Performance of Single Frequency Networks in Correlated Shadow Fading*, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 43, No.2, Junho, 1997.
- [11] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima, *Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding Turbo Codes*, Proc. Int. Conf. Communications, p. 1064-1070, Maio 1993.
- [12] M. Sharif, M. Gharavi-Alkhansari, B. H. Kalaj, *On the peak-to-average power of OFDM signals based on oversampling*, IEEE Transactions on Communications, 51 (1). pp. 72-78. , 2003.
- [13] Y. S. Park, S. L. Miller, *Peak-to Average Power Ratio Suppression Schemes in DFT based OFDM*, IEEE Vehicular Technology Conference, Vol.1, 2000.
- [14] R. W. Chang, R. A. Gibbey, R. A., *A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme*, IEEE Transactions on Communications Technology (16) (4), 529-540, 1968.
- [15] S. B. Weinstein, P. M. Ebert, *Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform*, IEEE Transactions on Communications Technology 19(5):628-634, 1971.
- [16] A. Peled, A. Ruiz , *Frequency domain data transmission using reduced computation complexity algorithms*, In Proc. IEEE Int. Conf. Acoustic., Speech, Signal Processing, pages 964-967, Denver, CO, 1980.
- [17] R. V. Nee, R. Prasad, *OFDM for Wirelles Multimidia Communications*, Norwood, MA: Artech House Universal Personal Communication Library, 2000.

- [18] O. Edfors, M. Sandell, J. J. V. Beek, D. Landstrom, F. Sjoberg, *An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, Lulea University of Technology, 1996.
- [19] Y. W. Zou, Y. Wu, *COFDM : AN Overview*, IEEE Transactions on Broadcasting, Março de 1995.
- [20] A. Tarighat, A. H. Sayed, *An optimum OFDM receiver exploiting cyclic prefix for improved data estimation*, IEEE International Conference: Acoustics Speech, and Signal Processing, (ICASSP 03), Volume 4, 6-10, Abril de 2003.
- [21] *Digital Broadcasting Experts Group (DiBEG), HDTV Compression*, <http://www.dibeg.org/news/news-1/news-e1.htm#dn005e>, *home-page* acessada em janeiro de 2006.
- [22] B. Bennet, P. Hemmings, C. Holt, B. A. Hamilton, *Digital video broadcast - handheld (DVB-H) - a mobile last-mile tactical broadcast solution*, IEEE Military Communication Conference, Vol. 1, Pages:141-147, Outubro de 2005.
- [23] C. Akamine, *Análise de desempenho do sistema de TV digital DVB-T com entrelaçador temporal em canais com ruído impulsivo*, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica pela Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas, 2004.
- [24] S. Nakahara, S. Moriyama, T.Kuroda, M. Sasaki, S. Yamazaki, O. Yamada, *Efficient Use of Frequencies in Terrestrial ISDB System*, IEEE Trans.on Broadcasting, vol42, No.3 setembro de 2001.
- [25] D. Iles, *TV Transmission, Large Area Single Frequency Networks - A field Study into the Pratical Applications*, NTL,Broadcast Papers.2001.

[26] S. R. Carvalho, Y. Iano, R. Arthur, *Planejamento da Expansão do Serviço de Retransmissão de TV Digital no Brasil usando redes SFN*, Revista Inatel, Vol. 8, No. 02, dezembro de 2005.

[27] G.Malmgren, *On the Performance of Single Frequency Networks in Correlated Shadow Fading*, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 43, No.2, Junho,1997.

[28] V. Mignone, A. Morello, M. Visintin, *An Advanced Alghorithm for Improving DVB-T Coverage in SFN*, International Broadcasting Convention, Conference Publication No.447, IEE,1997.

[29] Draft EN 301 191: Digital Video Broadcasting (DVB); *DVB mega-frame for Single Frequency Network (SFN) synchronization*, European Telecommunications Standards Institute, 1997.

[30] H. Hamazumi, K. Imamura, N. Iai, K. Shibuya and M. Sasaki, *A Loop Interference Canceller for the Relay Stations in an Single Frequency Network for Digital Terrestrial Broadcasting*, NHK Laboratories Note No. 469, Digital Broadcasting Networks Research Division, 2000.

[31] *Relatório Técnico: “Planejamento de Canais de TV Digital”*, Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações CPqD, www.anatel.gov.br, setembro de 2003.

[32] A. Menassian., *Implantação de TV Digital do Brasil*, Palestra ANATEL, www.anatel.gov.br, janeiro de 2005.

[33] P. Cañizares, J.L.Torres, J.A. Martinez, *“VIDITER: Spanish experience on DTT”*, 20th International Television Symposium, Montreux, Record Cable/Satellite/Terrestrial, pp. 219–224, 1997.

- [34] Yasuo Takahshi, “*Seminar 8: Transmission Network & Hardware (Dibeg)*”, www.dibeg.org, Dezembro de 2005.
- [35] S. A. Fasolo, “*Equalização em Receptores de Televisão Digital de Alta Definição utilizando Modulação 8VSB*”, Tese de Doutorado, FEEC-UNICAMP, 2001.
- [36] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, second edition, 1991.
- [37] Gustavo Corrêa Lima, Richard Demo Souza, Luciano L. Mendes, *Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: STC-OFDM and Channel Estimation*, IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Manaus-Brasil, 2006.
- [38] G. Bedicks Jr, F. Yamada, F. Sukys, C. E. S. Dantas, L. T. M. Raunheite, C. Akamine, *Results of the ISDB-T system tests, as part of digital TV study carried out in Brazil*, IEEE Transactions on Broadcasting, Volume 52, Issue 1, Page(s): 38 – 44, Março de 2006.
- [39] T. Pollet, M. V. Bladel, and M. Moeneclaey, *BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise*, IEEE Transactions on Communications, vol. 43, pp. 191–193, Fevereiro –Abril de 1995.
- [40] J.J. van de Beek, M. Sandell, M. Isaksson, P. O. Borjesson, *Low-complex frame synchronization in OFDM systems*, Fourth IEEE International Conference on Universal Personal Communications, Pages: 982-986, Novembro de 1995.
- [41] A. J. Coulson, *Maximum Likelihood Synchronization for OFDM Using a Pilot Symbol: Analysis*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 19, no. 12, dezembro de 2001.

- [42] H. Minn, V. K. Bhargava, K. B. Letaief, *A Robust Timing and Frequency Synchronization for OFDM Systems*, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 2, no. 4, Julho de 2003.
- [43] Chi Chung Ko, Ronghong Mo, and Miao Shi, *A New Data Rotation Based CP Synchronization Scheme for OFDM Systems*, IEEE Transaction on Broadcasting, vol. 51, no. 3, setembro de 2005.
- [44] A. Palin and L. Rinne, *Symbol synchronization in OFDM system for time selective channel conditions*, in Proc. of ICECS'99, Pafos Cyprus, pp. 1581-1584., setembro de 1999.
- [45] A. Palin and L. Rinne, *Enhanced symbol synchronization method for OFDM system in SFN channels*, Global Telecommunications Conference – IEEE Globecom 98, Vol. 5, Page(s):2788 – 2793, Novembro de 1998.
- [46] M. Speth, F. Classen, H. Meyr, *Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels*, IEEE 47th Vehicular Technology Conference, Volume 3, Page(s): 1807 – 181, Maio de 1997.
- [47] T. Schmidl, D. Cox, *Robust Frequency and Timing Synchronizatin for OFDM Systems*, IEEE Communications letters, vol. 4, no. 7, pp 242-244, Julho de 2000.
- [48] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley Wireless Communications, First Edition, 1995.
- [49] P. H. Moose, *A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction*, IEEE Transaction on Communications, Vol. 42, No. 10, pp.2908-2914, outubro de 1994.

- [50] R. Duda, P. Hart, *Pattern Classification and Scene Analysis*, Wiley-Interscience Publication, 1973.
- [51] C. H. Chen, C. T. Chu, *Low complexity iris recognition based on wavelet probabilistic neural networks*, IEEE International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN 05), Volume 3, Page(s):1930 – 1935, Agosto de 2005.
- [52] A. Abhyankar, L. Hornak, S. Schuckers, *Off-angle iris recognition using bi-orthogonal wavelet network system*, Fourth IEEE Workshop on Automatic Identification Advanced Technologies, Pages: 239-244, Outubro de 2005.
- [53] R. Larico, *Uma Proposta para Melhoria no Sistema de Reconhecimento de Íris Humana*, Tese de Mestrado, FEEC-Unicamp, Janeiro de 2007.
- [54] R. W. Hamming, *Error-detecting and error-correcting codes*, Bell System Technical Journal 29(2):147-160, 1950.
- [55] B. Y. Prasetyo, A. H. Aghvami, *Simplified frame structure for MMSE-based fast burst synchronisation in OFDM systems*, Electronics Letters, vol. 35, pp. 617-618, Abril de 1999.
- [56] K. Abed-Meraim, W. Qiu, and Y. Hua, “Blind system identification,” *Proc. IEEE*, vol. 85, pp. 1310–1322, Agosto de 1997.
- [57] A. Scaglione, G. B. Giannakis, and S. Barbarossa, *Redundant filterbank precoders and equalizers Part II: Blind channel estimation, synchronization, and direct estimation*, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 47, pp. 2007– 2022, Julho de 1999.
- [58] B. Muquet, M. de Courville, P. Duhamel, and V. Buenac, *A subspace based blind and semi-blind channel identification method for OFDM systems*, in Proc. IEEE-SP Workshop on Signal Proc. Advances in Wireless Comm., Annapolis, MD, pp. 170–173, Maio de 1999.

- [59] R. W. Heath and G. B. Giannakis, *Exploiting input cyclostationarity for blind channel identification in OFDM systems*, IEEE Trans. Signal Processing, vol. 47, pp. 848–856, Março de 1999.
- [60] S. Armour, A. Nix, D. Bull, *Pre-FFT equaliser design for OFDM*, IEE Electronics Letters, v. 35, no. 7, p. 539-540, abril de 1999.
- [61] L. C. Acácio, *Equalização Pré-FFT de Sistemas baseados em OFDM*, Tese de Mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2004.
- [62] P. Hoher, *TCM on frequency-selective land-mobile fading channels*, in *Proc. Tirrenia Int. Workshop Digital Communications*, pp. 317–328, Tirrenia, Italy, Setembro de 1991.
- [63] J. J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, *On channel estimation in OFDM systems*, in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, vol. 2, , pp. 815–819, Chicago, IL, Julho de 1995.
- [64] L. L. Scharf, *Statistical Signal Processing: Detection, Estimation, and Time Series Analysis*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1991.
- [65] L. Deneire, P. Vandenameele, L. van der Perre, B. Gyselinckx, *A low complexity ML channel estimator for OFDM*, Communications, IEEE International Conference on , Page(s): 1461 –1465, 2001.
- [66] G.G. Raleigh, V.K. Jones, *Multivariate Modulation and Coding for Wireless Communication*, em IEEE Journ. on Special Areas in Communications, 17(5):851--860, Maio 1999.
- [67] S. Armour, A. Nix, D. Bull, *Performance analysis of a pre-FFT equalizer design for DVB-T*, IEEE Transactions on Consumer Electronics, p. 544-552, agosto de 1999.

- [68] M. Munster, L. Hanzo, *RLS-adaptive parallel interference cancellation assisted decision-directed channel estimation for OFDM*, IEEE Wirelees Communications and Networking (WCNC), Volume 1, 16-20 Page(s):50 - 54 vol.1, March 2003.
- [69] G. C. Lima, R. D. Souza, L. L. Mendes, *Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: STC-OFDM and Channel Estimation*, IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Manaus-Brasil, 2006.
- [70] S. R. M. Carvalho, *Utilização da Rede SFN para expansão da Rede de Retransmissoras de TV Digital Aberta Regionais*, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica pela Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas, 2006.
- [71] I. Reed, e G. Solomon, *Polynomial codes over certain finite fields*, J. Soc. Ind. Appl. Math, 8, pp. 300-304, 1960.
- [72] I. M. Arijon, P. G. Farrell, *Performance of an OFDM system in frequency selective channels using Reed-Solomon coding schemes*, IEE Colloquium on Multipath Countermeasures, Page(s):6/1 - 6/7, Maio de 1996.
- [73] A. J. Viterbi, *Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm*, IEEE Transactions on Information Theory 13(2):260–269, Abril de 1967.
- [74] G. D. Forney, *The Viterbi algorithm*, *Proceedings of the IEEE* 61(3):268–278, Março de 1973.
- [75] C. E. Shannon, *A Mathematical Theory of Communication*, The Bell System Technical Journal, Vol. 27, pp. 379–423, 623–656, Julho-Outubro, 1948.

- [76] P. Elias, *Universal codeword sets and representation of the integers*, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-21, pp. 194–203, 1955.
- [77] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, F. Pollara, *Serial Concatenation of Interleaved Codes: Analysis, Design and Iterative Decoding*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, n.º. 3, pags. 909_926, Maio/1998.
- [78] S. Lin, D. J. Costello, *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, 1983.
- [79] M. B. Loiola, *Técnicas Autodidatas e Soluções de Baixa Complexidade para Equalização e Estimação Turbo*, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica pela Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas, Fevereiro de 2005.
- [80] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, J. Ravivi, *Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 20, n.º 2, pags. 284 à 287, março/1974.
- [81] A. Abbasfar, K. Yao, *Interleaver design for high speed turbo decoders*, IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Volume 3, 21-25 Page(s):1611 - 1615 Vol.3, Março de 2004.
- [82] R. Pyndiah, A. Picart, A. Glavieux, *Performance of block turbo coded 16-QAM and 64-QAM modulations*, IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom 95), Volume 2, 13-17 Page(s):1039 - 1043 vol.2, Novembro de 1995.
- [83] A. F. Santos, D. A. Guimarães, *Equalizador Turbo com Decodificação Parcial de Código SPC-TPC Multidimensional*, Revista de Telecomunicações do Inatel, vol. 6, Agosto de 2005.

[84] J. Li, E. Kurtas, K. R. Narayanan, *On the performance of turbo product codes and LDPC codes over partial-response channels*, IEEE International Conference on Communication, Volume 7, 11-14, Page(s):2176 - 2183 vol.7, Junho de 2001.

[85] R. G. Gallager, *Low-density parity-check codes*, IRE Trans. Inform. Theory, vol. 8, pp. 21–28, Janeiro de 1962.

Trabalhos Publicados

[1] R. Arthur, Y. Iano, S. R. Carvalho, *Planificación de la Expansión del Servicio de Retransmisión de TV Digital en Brasil usando redes SFN*, IEEE – América Latina, SIN:1548-0992. (aceito para publicação em 2007)

[2] R. Arthur, Y. Iano, E. Carrara, S. R. Carvalho, *Performance Evaluation of Loop Canceller Filters and Turbo Synchronism for OFDM TV Systems*, International Workshop on Telecommunications 2007, Inatel, Fevereiro de 2007.

[3] Y. Iano, D. G. Caetano, R. Arthur, E. Carrara, *Performance Comparison of Convolutional and Turbo Convolutional Codes for ISDB-T in AWGN and Brazilian Channels*, ITS2006 International Telecommunications Symposium, Fortaleza-CE, 2006.

[4] C. Akamine, Y. Iano, R. Arthur, G. Bedicks, *Improving DVB-T for Brazilian environments*, ITS2006 International Telecommunications Symposium, Fortaleza-CE, 2006.

[5] R. Arthur, Y. Iano, C. Akamine, D. G. Caetano, *Evaluation of improved ISDB-T by Turbo Codes using Brazilian Channels*, Unisal – Revista de Ciência e Tecnologia, ISSN 1677-9649. (aceito para publicação em 2007)

[6] S. R. Carvalho, Y. Iano, R. Arthur, *Planejamento da Expansão do Serviço de Retransmissão de TV Digital no Brasil usando redes SFN*, Revista do Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel), ISSN/ISBN: 15162338, vol 08, 2005.

[7] R. Arthur, Y. Iano, C. Akamine, D. G. Caetano, *Performance Improvement Proposals and Optimized Signal Redistribution using ISDB-T Digital TV Standard in Brazilian Environments*, Revista da SBPN, ISBN 1415-6512. (submetido)

[8] R. Arthur, Y. Iano, G. Bedicks, C. Akamine, D. G. Caetano, *Performance Evaluation of turbo ISDB-T on typical Brazilian multipaths*, IEICE Transactions on Communications, ISSN 1745-1345. (submetido)

[9] R. Arthur, Y. Iano, S. R. Carvalho, E. Carrara, *New approach of adaptive equalizer for OFDM Digital TV systems*, IEEE Transactions on Broadcasting, ISSN 00 18-9316. (submetido)

Anexo A

9. Simulador ISDB-T

Nesta Seção são apresentados os blocos principais do simulador desenvolvido para a realização dos testes dos Capítulos de 4 à 6. A ferramenta *Simulink* do Matlab é utilizada, e o modelo tomado como base foi o *dvbt_sim.mdl* disponível na pasta de demonstração do software, que simula o ambiente de desenvolvimento de alguns poucos blocos do padrão europeu de TV Digital DVB-T.

O esquemático do programa é mostrado na Figura A.1. Pode-se notar, a partir do esquemático do programa, a presença de todos os blocos presentes na norma ISDB-T. O trecho superior representa todos os blocos do transmissor. Como sinal fonte foi utilizada uma seqüência real MPEG2. As informações de redundância são inseridas no bloco *Frame Adaptation*. Após a inserção do intervalo de guarda, estão presentes, na seqüência, o *Channel Model*, que representa o efeito de canal entre a estação geradora e a retransmissora, o cancelador de *loop*, que irá barrar a interferência de realimentação do sinal retransmitido, e o bloco AWGN e Canais Brasil, que representa o trecho entre a estação retransmissora e o receptor final. O bloco de sincronismo e a retirada do intervalo de guarda aparecem na seqüência, antes da demultiplexação OFDM realizada pelo bloco FFT.

No bloco denominado *Channel Estimator* estão presentes os esquemas complementares de estimação e equalização de canal. Neste caso, os decodificadores padrões Viterbi e Reed Solomon são utilizados, e dois medidores de erro foram colocados em suas saídas para obtenção de medidas de desempenho.

Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial

Modes: 1, 2 and 3. Guard Interval: 1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 0. FEC: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8
 Modulation: QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Time Interleaving: 0. BW=6MHz. One Layer

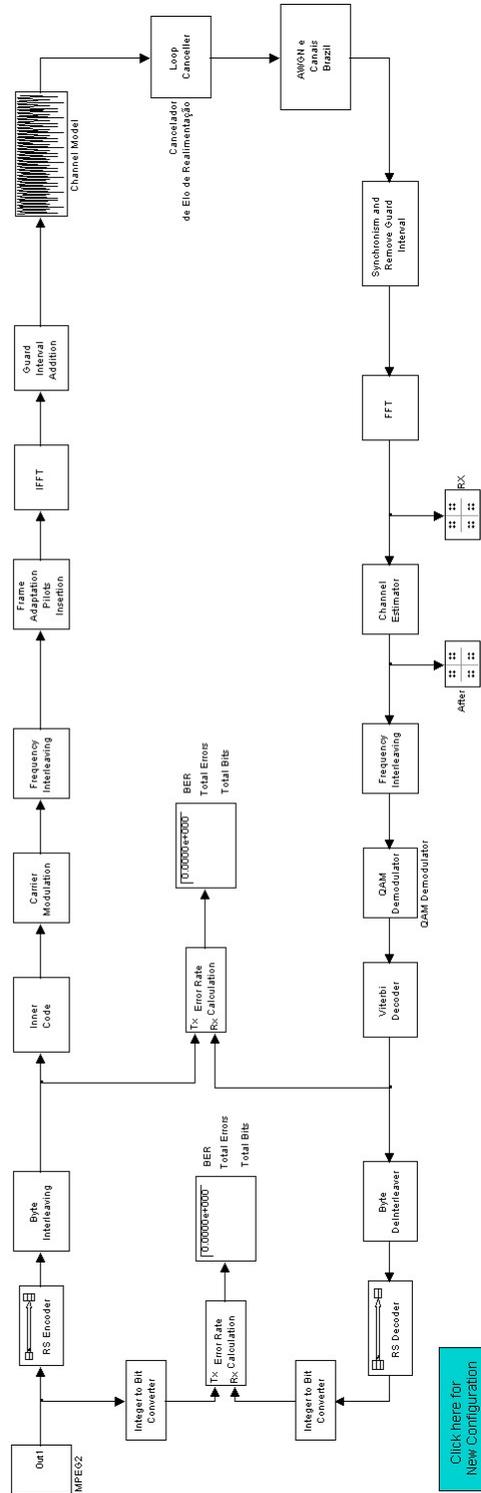


Figura A.1. Esquema do simulador ISDB-T desenvolvido

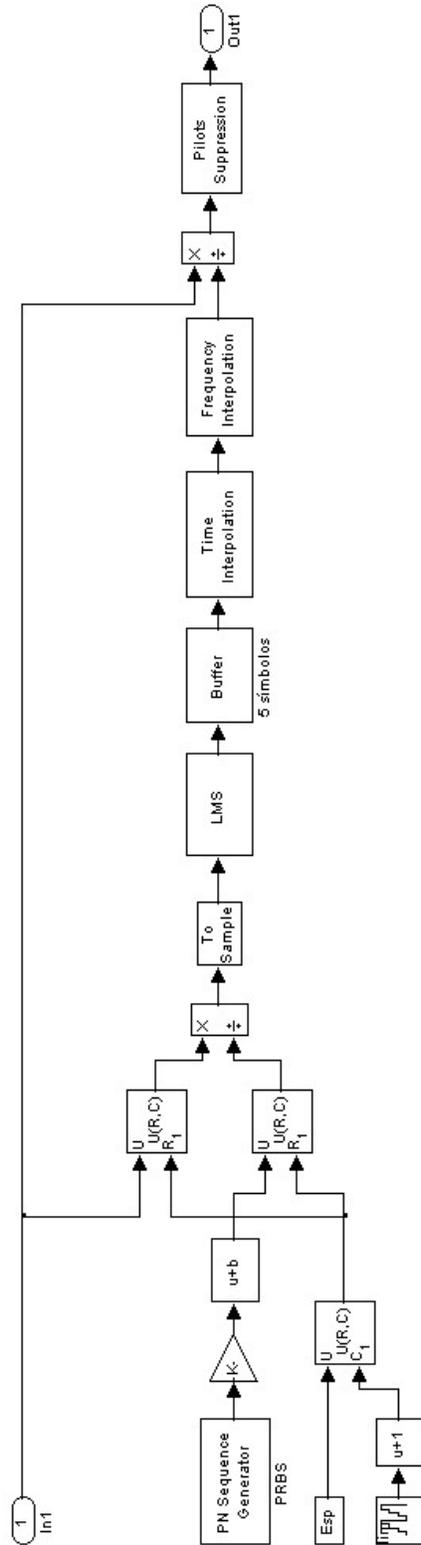


Figura A.2. Bloco de estimação e equalização de canal proposto

O interior do bloco de estimação de canal é mostrado na Figura A.2. A implementação deste bloco é muito semelhante ao esquema proposto para o cancelador de elo de realimentação, já que em ambas as técnicas de interpolação em tempo e frequência são aplicadas, como visto no Capítulo 6. O bloco nomeado de *PN Sequence Generator* irá gerar a seqüência de valores possíveis de pilotos que servirão de referência no processo. O sinal no domínio da frequência, nas posições de piloto de referência, é então dividido pelos sinais gerados no bloco *Generator* e os valores são atualizados no bloco LMS.

Após a atualização do sinal, que o torna mais imune ao ruído, aparece um bloco denominado *Buffer* que acumula 5 símbolos consecutivos para realização das interpolações concatenadas em tempo e frequência, que retornarão o efeito de canal em todo o símbolo. Finalmente, o bloco de supressão de pilotos elimina as subportadoras usadas como referência e encaminha o sinal recuperado para os blocos subseqüentes do receptor.

Os blocos no interior do codificador interno (*Inner Code*) aparecem na Figura A.3. Pode-se notar a presença do codificador convolucional, cuja treliça é apresentada na Subseção 3.2.4. Em seguida, um bloco de puncionamento, ajustável às taxas de 1/2 até 7/8, é utilizado.



Figura A.3. Interior do bloco do codificador convolucional

A seguir são apresentados os códigos fonte dos blocos do Simulador que chamam funções .m, que são o dispersor de energia e o bloco de sincronismo, respectivamente.

Funções do Dispersor de Energia

```
function out=energy_dispersion(in)
global Npac isdb;

% função do bloco dispersor de energia
% usado no transmissor e receptor
```

```

% isdb: Estrutura de configuração de parâmetros
% Npac=TPS contador de 0 até isdb.TPS
% gera_prbs_ed_tx: gerador PRBS

out=bitxor(in,gera_prbs_ed_tx(Npac));      %Embaralhamento
Npac=Npac+1;                               % incrementa contador

if (Npac==round(isdb.TPS_A))                %Reseta Contador
    Npac=0;
end

function saida=gera_prbs_ed_tx(x)

global seqbt1;

% Programa para gerar PRBS do Dispersor de Energia
% x e' o numero do TPS
% tps=Number of TPS MPEG2
% gera_prbs_ed: seqb=GeraPRBS(N)
% -----Para o dispersor de energia
% Gera uma seqüência binária pseudo-aleatória de máximo
% comprimento com N bits. O polinômio gerador e':
%  $p(X) = X^{11} + X^2 + 1$ 
% clear
% x=0

if x==0
    N=8*203;
    seqb=ones(1,N+15);
    seqb(1:15)=[0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1];
else
    N=8*204;
    seqb=ones(1,N+15);
    seqb(1:15)=seqbt1;
end

for k=16:N+15
    if seqb(k-14)==seqb(k-15)
        seqb(k)=0;
        s1(k-15)=0;
    else
        seqb(k)=1;
        s1(k-15)=1;
    end;
end;

if x==0
    s1=[zeros(1,8) s1];
end

sa=reshape(s1,8,204);
d=[2^7 2^6 2^5 2^4 2^3 2^2 2^1 2^0 ];

```

```
for i=1:204
    s(i)=sum(sa(:,i)'.*d)';
end

saida=s';
% O byte de sincronismo precisa sempre ser transmitido
saida(1)=0;

seqbt1=seqb(end-14:end);
```

Função do Sincronismo

```
function [pfft,ps]=synchropilot(y)
% esta função realiza o sincronismo usando distancia de Hamming
Pu=5617;
Modo=8192;
N=Modo;
Np=5616;
ig=1024;
% carrega-se neste ponto os valores dos sinais de referencia
load('prbs111.mat');

prbs=(2*(1/2-wk)); %3/4*

% obtendo a FFT
nval_eval=ig+1;

for i=1:nval_eval
    y7=y(ig+i:N+ig+i-1); % desloca 1o quadro
    %aplica FFT
    y7=blockFFT(y7,N,ig,Pu);
    y8=y7;
    y7=y(ig+i+N+ig:N+ig+i+N+ig+1); % desloca 2o quadro
    y7=blockFFT(y7,N,ig,Pu);
    y8=[y8,y7];
    y9(i,:)=y8;
end
for r=1:nval_eval
    y8=y9(r,:);%%%%%%%%
    resp=0;
    j=1;

    for i=1:12
        x=i:12:Np-12+i;
        ypilot =
(real(y8(x))./prbs(x)'.%sqrt(real(y8(x)).^2+imag(y8(x)).^2)');
        %vpilotEsp = (prbs(x));
        meanpilot = 1.3333;%sum(ypilot)/length(ypilot);
        valcurrent = sum(abs(ypilot-
meanpilot))/length(ypilot);%sqrt(ypilot.^2-meanpilot^2);
        resp(j) = abs(valcurrent);
        j=j+1;
    end
end
```

```
    [rvalue(r),position1(r)]=min(resp);  
end  
f=[rvalue',position1'];%teste  
% extrai valor mínimo  
[value,pfft]=min(rvalue);  
ps=position1(pfft);
```

Anexo B

Simulador turbo ISDB-T

Com o objetivo de aumentar o desempenho do sistema de transmissão regido pela norma ISDB-T, alterou-se o simulador apresentado no Anexo A para inserção da nova classe de codificadores denominados turbo. A grande vantagem deste tipo de codificação é sua capacidade de decodificar iterativamente o sinal, a partir de saídas com decisão suave, permitindo se alcançar limiares de relação sinal/ruído inferiores.

O simulador turbo ISDB-T é apresentado na Figura B.1. Comparando-se ambos os esquemas, original (Figura A.1) e modificado, pode-se notar a substituição do decodificador Viterbi pelo bloco de decodificação turbo. Os esquemas de codificação e decodificação turbo são mostrados nas Figuras B.2 e B.3 seguintes.

O esquema de codificação turbo utilizada foi a de concatenação serial, como mostrado no esquema da Figura B.2. Nota-se a presença de 5 blocos de puncionamento necessários para proporcionar uma taxa típica de codificação 3/4. Ambas as treliças, do primeiro e segundo codificadores convolucionais, possuem taxa 1/2. Optou-se por utilizar o entrelaçador, presente entre os dois codificadores convolucionais, gerado por uma seqüência pseudo-aleatória.

O respectivo decodificador turbo desenvolvido (Figura B.3) possui um bloco de demultiplexação inicial, necessário para preencher os pontos punccionados no codificador. Na seqüência, os dois decodificadores denominados de APP (*a posteriori probability*), são separados por um desentrelaçador que respeita a mesma seqüência pseudo-aleatória usada no transmissor. Na realimentação do sistema o sinal é atrasado para que não ocorra realimentação na 1ª iteração do 1º. decodificador. Neste instante, $L(u)$ recebe a informação de que os bits são equiprováveis.

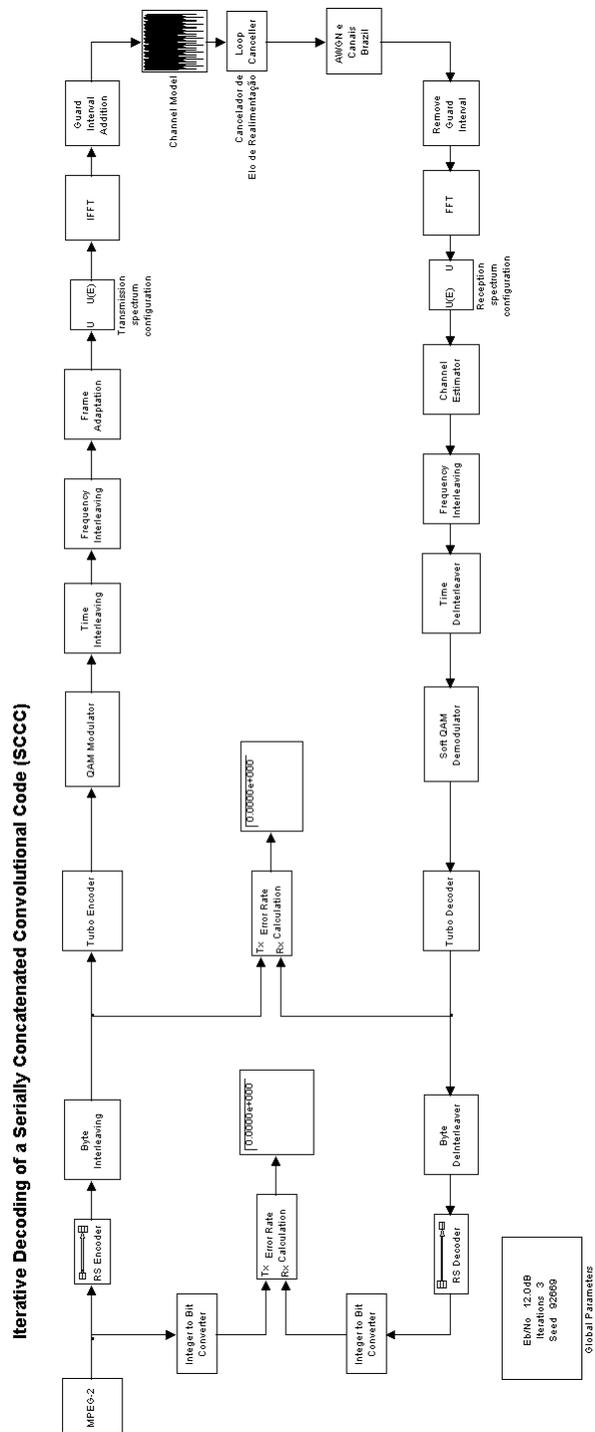


Figura B.1. Simulador turbo ISDB-T desenvolvido

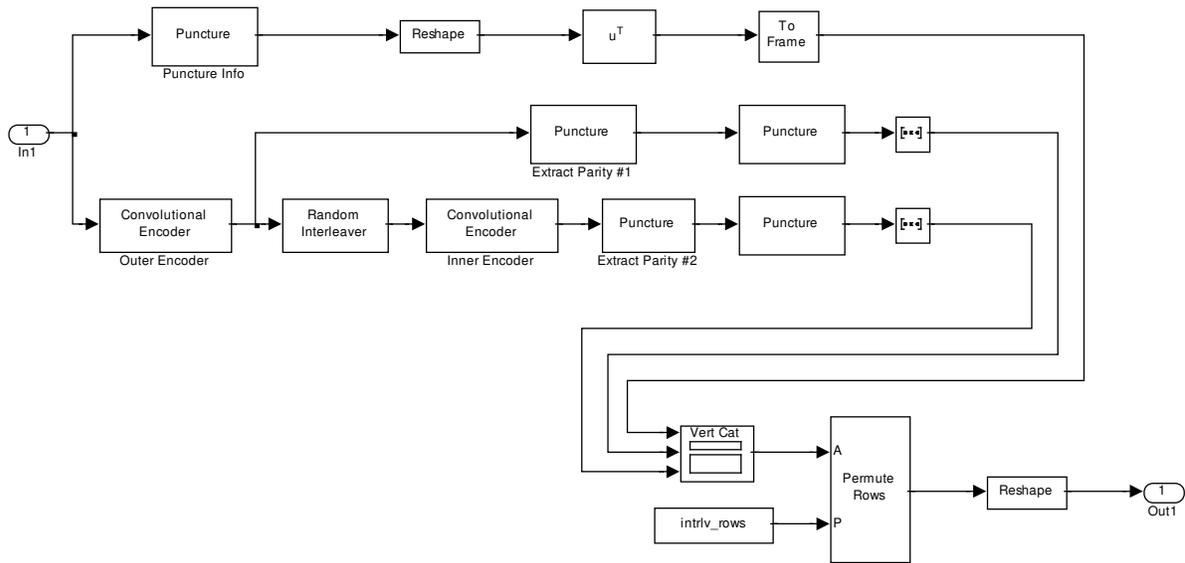


Figura B.2. Codificador turbo desenvolvido

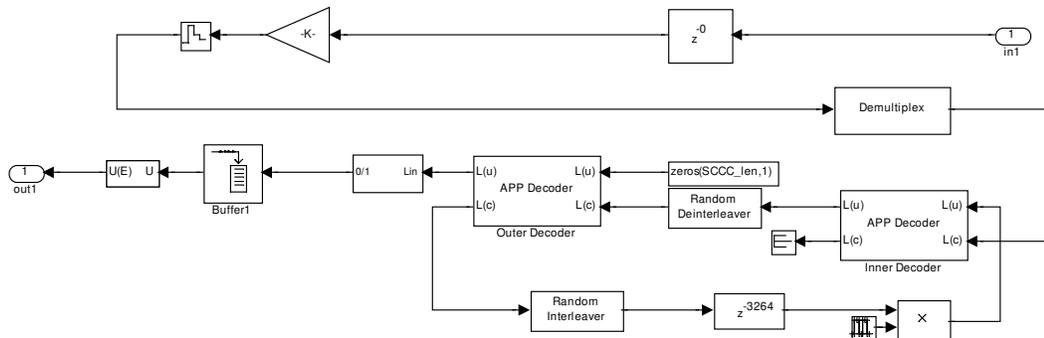


Figura B.3. Decodificador turbo desenvolvido