

RICARDO GONÇALVES TRENTIN

**TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO MIMO-OFDM
APLICADAS À RADIODIFUSÃO DE TELEVISÃO
DIGITAL TERRESTRE**

**FLORIANÓPOLIS
2006**

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO MIMO-OFDM
APLICADAS À RADIODIFUSÃO DE TELEVISÃO
DIGITAL TERRESTRE**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

RICARDO GONÇALVES TRENTIN

Florianópolis, Novembro de 2006

TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO MIMO-OFDM APLICADAS À RADIODIFUSÃO DE TELEVISÃO DIGITAL TERRESTRE

Ricardo Gonçalves Trentin

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Comunicações e Processamento de Sinais*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.
Orientador

Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.
Presidente

Prof. Carlos Barros Montez, Dr.

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph.D.

Prof. Walter Pereira Carpes Jr., Dr.

DEDICATÓRIA

Dedico esse trabalho à minha querida e sempre amada esposa, Michelle.

AGRADECIMENTOS

A Deus, acima de tudo, por tornar todo esse trabalho possível e por permitir a realização de mais um sonho.

A minha querida esposa Michelle, com carinho, pelo incentivo e compreensão nos momentos de minha ausência. Ela, que esteve sempre ao meu lado, me confortando e motivando nas horas mais difíceis e exaustivas.

Aos meus pais Liene e Avelino que, além do dom da vida, sempre investiram na minha formação e acreditaram na minha capacidade.

A meus irmãos que, mesmo distantes, sempre deram apoio moral e incentivaram minha trajetória. Em especial, a minha irmã Márcia, que apesar de não estar mais entre nós, esteve sempre presente em minha memória e nas orações.

A Celso, Leila e Cristiane Moreira, que me acompanharam de perto no decorrer do curso, compartilhando as dificuldades e os momentos de alegria.

Ao grande amigo e colega de trabalho, Marcelo Otte, pelos conselhos e pelo constante apoio e incentivo prestado do início até o final deste mestrado.

Ao professor Carlos Aurélio, pela amizade, confiança e orientação, contribuindo para que os objetivos dessa dissertação fossem plenamente alcançados.

Aos professores, Leonardo e Bartolomeu, por seus ensinamentos e também pela amizade que sempre será lembrada.

Aos membros a banca, pelas contribuições na melhoria da qualidade do texto.

A Francisco, Gustavo e demais colegas do GPqCom, pelo companheirismo e pela ajuda, que foi fundamental no decorrer do curso.

A Fundação CERTI, por facilitar a realização desse mestrado, e aos colegas de trabalho, pelo apoio moral durante boa parte dessa trajetória.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

TÉCNICAS DE PROCESSAMENTO MIMO-OFDM APLICADAS À RADIODIFUSÃO DE TELEVISÃO DIGITAL TERRESTRE

Ricardo Gonçalves Trentin

Novembro/2006

Orientador: Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.

Área de Concentração: Comunicações e Processamento de Sinais.

Palavras-chave: Televisão Digital, Processamento Espaço-Temporal, Sistemas MIMO-OFDM, *Alamouti* SFBC, *Alamouti* STBC, LDPC, DVB-T.

Número de Páginas: 136.

RESUMO: O presente trabalho consiste no estudo, simulação e análise de sistemas MIMO-OFDM aplicados na radiodifusão de televisão digital terrestre. Foram analisados os desempenhos de códigos de bloco espaço-temporais em utilização conjunta com a técnica OFDM. Foram também analisadas as técnicas de processamento de diversidade baseadas no esquema *Alamouti*, usando duas antenas de transmissão e uma na recepção. Modelos computacionais foram construídos, implementando os códigos de bloco espaço-tempo (STBC) e espaço-frequência (SFBC), usando o esquema *Alamouti*, sobre a estrutura de transmissão do sistema europeu de TV digital, o DVB-T. A partir dos modelos computacionais implementados, foi feita uma análise comparativa de desempenho dos esquemas que incorporam diversidade ao DVB-T em relação ao esquema DVB-T original, isto é, sem diversidade. Os resultados mostraram uma maior eficiência das técnicas de diversidade MIMO sobre o esquema de transmissão sem diversidade. Outra análise comparativa de desempenho foi realizada entre o modelo com codificação de canal LDPC e esquema STBC, proposta pelo Projeto MI-SBTVD, e os modelos com diversidade implementados neste trabalho, fundamentados na codificação convolucional, empregada no sistema DVB-T. Foi comprovada a superioridade de desempenho dos sistemas de transmissão que empregam o LDPC, sobre os que utilizam a codificação de canal convolucional. A técnica STBC obteve melhores resultados para recepções com baixos desvios *Doppler* e menor sensibilidade à seletividade em frequência do canal. O SFBC obteve melhor desempenho para desvios maiores, e maior sensibilidade à seletividade.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

MIMO-OFDM PROCESSING TECHNIQUES APPLIED TO DIGITAL TELEVISION TERRESTRIAL BROADCASTING

Ricardo Gonçalves Trentin

November/2006

Advisor: Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.

Area of Concentration: Communications and Signal Processing.

Keywords: Digital Television, Space-Time Processing, MIMO-OFDM Systems, *Alamouti* SFBC, *Alamouti* STBC, LDPC, DVB-T.

Number of Pages: 136.

ABSTRACT: The present work consists on the study, simulation and analysis of MIMO-OFDM systems applied to terrestrial digital television broadcasting. The performance of space-time block codes utilized with OFDM technical has been analyzed. The diversity processing techniques based on *Alamouti* scheme using two transmission antennas and one at the reception were analyzed. Computational models have been constructed, implementing the space-time block codes (STBC) and space-frequency (SFBC) using the *Alamouti* scheme based on the transmission structure of the European digital TV system, the DVB-T. From the implemented computational models, a comparative performance analysis was made among the diversity schemes incorporated to DVB-T and the original DVB-T scheme, with no diversity. The results demonstrated a greater efficiency of the diversity MIMO techniques over the no diversity transmission scheme. It has been done another comparative analysis among the model with LDPC channel coding and STBC scheme, proposed to the MI-SBTVD Project, and the diversity models implemented before, based on the convolutional encoding scheme used in DVB-T system. The performance superiority of the transmission systems that uses LDPC coding, over the systems that applies convolutional channel coding has been observed. The STBC technique obtained better reception results for lower Doppler spreads and low sensibility to the channel frequency selectivity. The SFBC scheme presented better performance for bigger Doppler spreads and high sensibility to the channel frequency selectivity.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Motivação e Objetivos Específicos	1
1.2. Organização da Dissertação	4
2. INTRODUÇÃO À TRANSMISSÃO DIGITAL DE TV	6
2.1. Representação do Sistema de Transmissão de TV Digital.....	7
2.1.1. Etapas Básicas de Transmissão dos Sinais de Televisão Digital.....	9
2.1.1.1. Dispersão de energia.....	9
2.1.1.2. Codificação Externa	10
2.1.1.3. Entrelaçamento	10
2.1.1.4. Codificação Interna.....	10
2.1.1.5. Modulação	12
2.1.1.6. Transmissão	12
2.2. Sistemas de TV Digital	12
2.2.1. ATSC (<i>Advanced Television System Committee</i>).....	12
2.2.2. DVB-T (<i>Digital Video Broadcasting Terrestrial</i>).....	13
2.2.3. ISDB-T (<i>Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial</i>)	13
2.2.4. ADTB-T (<i>Advanced Digital Television Broadcast Terrestrial</i>) e DMB-T (<i>Digital Multimedia Television Broadcasting Terrestrial</i>)	14
2.3. Análise dos Sistemas de Televisão Digital	15
2.3.1. Aspectos de Transmissão ATSC	15
2.3.1.1. Camada de Transporte ATSC.....	15
2.3.1.2. Sincronismo	16
2.3.1.3. Dispersão de Energia e Aleatorização dos Dados	16
2.3.1.4. Codificação Externa	17
2.3.1.5. Entrelaçamento	18
2.3.1.6. Codificação Interna.....	19
2.3.1.7. Inserção do Sincronismo de Campo e de Segmento.....	19
2.3.1.8. Modulação VSB	21
2.3.2. Aspectos de Transmissão do DVB-T	23
2.3.2.1. Camada de Transporte.....	24
2.3.2.2. Dispersão de Energia.....	24
2.3.2.3. Codificação e Entrelaçamento Externo	25
2.3.2.4. Codificação Interna.....	27
2.3.2.5. Entrelaçamento Interno.....	28
2.3.2.6. Mapeamento	29
2.3.2.7. Adaptação de Quadro OFDM.....	31
2.3.2.8. Modulação COFDM.....	33
2.3.3. Aspectos de Transmissão do ISDB-T.....	35
2.3.3.1. Segmentação de Banda.....	35
2.3.3.2. A Transmissão Hierárquica	36

2.3.3.3.	Processo de Transmissão	38
2.3.3.4.	Processo de Codificação de Canal: Remultiplexação TS	38
2.3.3.5.	Codificação Externa	39
2.3.3.6.	Divisão TS em Camadas Hierárquicas	39
2.3.3.7.	Dispersão Energia.....	39
2.3.3.8.	Ajuste de Atraso	39
2.3.3.9.	Entrelaçamento de Byte.....	39
2.3.3.10.	Codificação Interna.....	40
2.3.3.11.	Processo de Modulação:.....	40
2.3.3.12.	Combinação em Camadas	40
2.3.3.13.	Entrelaçamento Temporal e em Frequência	41
2.3.3.14.	Adaptação de Quadro OFDM.....	41
2.3.3.15.	IFFT - Inserção de Intervalo de Guarda	42
2.3.4.	Caracterização do Sistema Chinês.....	43
2.3.4.1.	Aspectos de Transmissão do DMB-T.....	43
2.3.4.2.	Aspectos de Transmissão do ADTB-T	45
2.4.	Conclusão	46
3.	OFDM (<i>ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING</i>)	48
3.1.	Características Físicas do Canal Rádio Móvel	49
3.1.1.	O Ruído	49
3.1.2.	Multipercursos e Desvanecimentos	49
3.1.3.	Efeito Doppler	51
3.2.	Princípios do OFDM	52
3.2.1.	Ortogonalidade	53
3.2.2.	Robustez ao Desvanecimento.....	55
3.3.	Modulação e Demodulação de Sinais com o OFDM	55
3.3.1.	Modelo Contínuo no Tempo	55
3.3.2.	Modelo Discreto no Tempo.....	57
3.4.	Sincronismo.....	59
3.4.1.	Intervalo de Guarda	60
3.4.2.	Estimação e Equalização de Canal	62
3.5.	Desempenho da Técnica OFDM.....	62
3.5.1.	Formatação de Pulsos - Janelamento.....	62
3.5.2.	Influência do Efeito Doppler	65
3.5.3.	A PAPR	66
3.6.	Conclusão	67
4.	TRANSMISSÃO MIMO-OFDM <i>ALAMOUTI</i>.....	69
4.1.	Sistemas MIMO	69
4.2.	O Canal MIMO.....	70

4.2.1.	Modelo de Canal MIMO	70
4.2.2.	Capacidade de Shannon.....	72
4.2.3.	Capacidade dos Sistemas MIMO	74
4.2.4.	Capacidade do Sistema MIMO em Canais Seletivos em Frequência	75
4.3.	MIMO-OFDM	76
4.4.	Diversidade e Técnicas de Diversidade.....	78
4.4.1.	Diversidade de Recepção.....	79
4.4.2.	Diversidade de Transmissão	80
4.5.	Compromisso entre Diversidade e Multiplexagem.....	80
4.6.	Multiplexagem Espacial.....	81
4.7.	Códigos Espaço-Temporais	84
4.8.	O Esquema Alamouti	85
4.9.	Emprego da Técnica Alamouti com OFDM	90
4.9.1.	Codificação de Bloco Espaço-Temporal com OFDM.....	90
4.9.2.	Codificação de Bloco Espaço-Frequência com OFDM	92
4.9.3.	Comparações entre STBC, SFBC e SM	94
4.10.	Conclusão	95
5.	SIMULAÇÕES COMPARATIVAS	96
5.1.	Apresentação dos Modelos da Simulação.....	97
5.1.1.	O Modelo DVB-T.....	99
5.1.1.1.	Estágio de Transmissão	99
5.1.1.2.	Estágio de Canal	99
5.1.1.3.	Estágio de Recepção	100
5.1.2.	O Modelo STBC.....	102
5.1.2.1.	Estágio de Transmissão	102
5.1.2.2.	Estágio de Canal	102
5.1.2.3.	Estágio de Recepção	102
5.1.3.	O Modelo SFBC	104
5.2.	Medição das Taxas de Erros de Bit (BER).....	104
5.2.1.	Pontos de Medição de BER em receptores DVB-T	106
5.2.1.1.	Primeiro ponto de medição.....	106
5.2.1.2.	Segundo ponto de medição.....	107
5.2.1.3.	Terceiro ponto de medição	108
5.3.	Apresentação das Simulações.....	109
5.3.1.	Canais usados nas Simulações.....	109
5.3.2.	Análise de Desempenho	112
5.3.2.1.	Comparação entre as técnicas <i>Alamouti-STBC</i> e <i>Alamouti-SFBC</i>	113
5.3.2.2.	Efeitos da codificação de canal	117

5.3.2.3. Comparação das técnicas de diversidade MIMO-OFDM DVB-STBC, DVB-SFBC e LDPC-STBC e DVB-T sem diversidade	119
5.4. Conclusão	125
6. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	127
6.1. Propostas para Trabalhos Futuros	128
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	130

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1– Modelo de Referência para Televisão Digital.....	7
Figura 2.2 – Diagrama Esquemático Básico para um Transmissor de TV Digital HDTV ...	9
Figura 2.3 – Pacote MPEG-2 TS	9
Figura 2.4 – Esquema de transmissão do sistema ATSC [7].....	16
Figura 2.5 – Gerador polinomial empregado no sistema ATSC [7].....	17
Figura 2.6– Estrutura de Quadro do ATSC [8]	18
Figura 2.7 – Entrelaçador Convolutacional no ATSC (B=52,M=4)[7]	19
Figura 2.8 – Segmento de dados usado no 8-VSB [7]	20
Figura 2.9 – Sincronismo de campo para o sistema ATSC [7]	21
Figura 2.10 – Espectro teórico do sinal modulado em VSB [15].....	22
Figura 2.11 – Espectro do sinal VSB obtido em laboratório [10].....	23
Figura 2.12 – Diagrama em blocos funcional do sistema DVB-T [11].....	24
Figura 2.13 – Processo de dispersão de energia no sistema DVB-T [11]	25
Figura 2.14 – Inversão de byte de sincronismo e transporte de pacotes aleatorizados [11]	25
Figura 2.15 – Pacote <i>Reed-Solomon</i> (204,188,8) codificado [11].....	26
Figura 2.16 – Diagrama do (a) entrelaçador e (b) desentrelaçador externo [11].....	26
Figura 2.17 – Aspecto da estrutura dos pacotes entrelaçados [11].....	26
Figura 2.18 – Codificador convolutacional de taxa mãe de 1/2 e geração das saídas X e Y [11]	27
Figura 2.19 – Exemplo de entrelaçamento interno de bits e de símbolos para a transmissão não hierárquica (a) e hierárquica (b) DVB-T[11].....	28
Figura 2.20 – Modulação hierárquica para $\alpha=4$: (a) constelação 16QAM codificada em QPSK e (b) constelação 64QAM codificada em QPSK. Modulação hierárquica, ou não-hierárquica, para $\alpha=1$: (c) constelação 64QAM uniforme [11].	31
Figura 2.21 – Organização dos segmentos de banda de um canal ISDB-T de 6 MHz	36
Figura 2.22 – Transmissão hierárquica de faixa larga e estreita simultaneamente [17].....	37
Figura 2.23 – Esquema de transmissão do sistema ISDB-T [16].....	38
Figura 2.24 – Configuração do bloco mapeador	40
Figura 2.25 – Esquema de transmissão do DMB-T [18].....	43
Figura 2.26 – Esquema de transmissão do ADTB-T [9].....	45
Figura 2.27 – Espectro teórico para transmissão ADTB-T em um canal de 8 MHz [9].....	46
Figura 3.1 – Exemplo de ambiente com multipercursos	49
Figura 3.2 – Ilustração do Efeito Doppler [27]	51

Figura 3.3 – Divisão da banda total de transmissão B em sub-bandas no caso de um sistema multiportadora	53
Figura 3.4 – (a) Ortogonalidade de um sistema OFDM com 16 portadoras e (b) seu espectro resultante [29].....	54
Figura 3.5 – (a) Distorção provocada pelo canal, (b) em um sinal de portadora única e (c) em um sinal de multiportadora.....	55
Figura 3.6 – Diagrama de modulação OFDM contínua no tempo [30].....	56
Figura 3.7 – Diagrama de demodulação do sinal OFDM contínuo no tempo [30].....	57
Figura 3.8– Transceptor OFDM digital em banda básica: (a) Modulador e (b) Demodulador	59
Figura 3.9 – Intervalo de Guarda, ou Prefixo Cíclico, formado pela cópia da parte final do símbolo OFDM.....	61
Figura 3.10 – Transmissão com atraso provocado por multipercurso sem o uso de (a) Prefixo Cíclico e (b) com o emprego de Prefixo Cíclico	61
Figura 3.11 – Aspecto das subportadoras OFDM para o sistema DVB-T modo 2k [8]	63
Figura 3.12 – Espectro teórico do canal OFDM [11].....	63
Figura 3.13– Espectro do sinal OFDM sem janelamento (a) para 16, 64 e 256 subportadoras e o efeito no espectro com o emprego do janelamento (b) para <i>roll-off</i> de 0, 0.25, 0.05 e 0.1 [31].....	64
Figura 3.14 – Exemplo de distribuição de subportadoras piloto espalhadas no sistema DVB-T [11]	65
Figura 4.1 – Diagrama de um sistema de transmissão MIMO [54]	71
Figura 4.2 – Diagrama simplificado de um (a) transmissor e (b) receptor MIMO-OFDM [53]	77
Figura 4.3 – Esquema básico de multiplexagem espacial com três antenas transmissoras e três receptoras [51]	82
Figura 4.4 – Esquemas de multiplexagem espacial usando codificação (a) horizontal e (b) vertical [53]	83
Figura 4.5 – Esquema de transmissão <i>Alamouti</i> com duas antenas transmissoras e uma receptora [1].....	86
Figura 4.6 – Esquema de transmissão <i>Alamouti</i> com duas antenas transmissoras e duas receptoras [1].....	88
Figura 4.7 – Comparação de desempenho (BER) para sinal BPSK transmitido pelas técnicas MRC e <i>Alamouti</i> com canal <i>Rayleigh</i> [1].....	89
Figura 4.8 – Curvas de BER comparando técnicas MIMO com 2Tx e 2Rx [51]	89
Figura 4.9 – Esquema de diversidade de transmissão <i>Alamouti</i> -STBC-OFDM [78].....	91
Figura 4.10 – Esquema de diversidade de transmissão <i>Alamouti</i> SFBC-OFDM [79]	92
Figura 5.1 – Sistema de TV Digital usando esquema de diversidade com duas antenas	96
Figura 5.2 – Modelo DVB-T implementado	101

Figura 5.3 – Modelo STBC baseado no padrão DVB-T	103
Figura 5.4 – Modelo SFBC baseado no padrão DVB-T	105
Figura 5.5 – Pontos de medição de BER no sistema DVB-T	106
Figura 5.6 – Efeito da codificação de bloco sobre um canal Gaussiano [30].....	108
Figura 5.7 – Respostas de magnitude dos canais: (a) Canal Brasil A, (b) Canal Brasil B, (c) Canal Brasil C, (d) Canal Brasil D, (e) Canal Brasil E	112
Figura 5.8 – Curvas comparativas entre STBC e SFBC, após demodulador QAM, para os canais (a) Brasil A, (b) Brasil B e (c) Brasil C ($f_D=12, 44$ e 89 Hz, $G=53$ e $P_{ref}=1$ W)	115
Figura 5.9 – Curvas comparativas entre as técnicas de diversidade STBC e SFBC, para os canais (a)(b) Brasil A e (c)(d) Brasil B, extraídas após o decodificador <i>Viterbi</i> ($f_D=12, 44$ e 89 Hz, $G=1$ e $P_{ref}=5mW$)	116
Figura 5.10 – Curvas comparativas de BER extraídas nos três pontos de medição no receptor simuladas para o modelo STBC ($f_D=12$ Hz, $G=53$ e $P_{ref}=1$ W)	118
Figura 5.11– Curvas comparativas de BER extraídas nos três pontos de medição no receptor simuladas para os modelos SFBC e DVB-T ($f_D=12$ Hz, $G=53$ e $P_{ref}=1$ W)	119
Figura 5.12 – Curvas comparativas para os canais Brasil A (a), Brasil B (b), Brasil C (c), Brasil D (d) e Brasil E (e), para os quatro sistemas simulados ($f_D=12$ Hz, $G=53$ e $P_{ref}=1$ W)	123
Figura 5.13 – Curvas comparativas entre os canais simulados para cada modelo: LDPC-STBC (a), DVB-STBC (b) e DVB-SFBC (c) ($f_D=12$ Hz, $G=53$ e $P_{ref}=1$ W)	125

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1– Tabela resumo dos principais parâmetros de transmissão do ATSC terrestre em canal de 6 MHz [7]	23
Tabela 2.2 – Relação de taxas de código a partir do funcionamento da taxa mãe de 1/2 [11]	27
Tabela 2.3 – Parametrização empregada no DVB-T e seus modos de operação para canal de 6 MHz [11].	33
Tabela 2.4 – Relação dos intervalos de símbolo por intervalo de guarda em cada modo de transmissão para canal de 6 MHz [11].	33
Tabela 2.5 – Taxa de bits efetiva (Mbps) em todas as combinações de intervalo de guarda, constelações e taxa de código para sistemas DVB-T não-hierárquicos em canais de 6 MHz [11]	34
Tabela 2.6 – Modos de Operação do ISDB-T e seus parâmetros [5] [16]	35
Tabela 2.7 – Tamanhos em TSPs do quadro multiplex conforme o modo usado e o tamanho do intervalo de guarda [16].	38
Tabela 2.8 – Taxa de dados do sistema ISDB-T composto pelos 13 segmentos [17].....	42
Tabela 2.9 – Parâmetros principais usados no DMB-T [18]	44
Tabela 2.10 – Tabela resumo dos principais parâmetros de transmissão do ADTB-T para um canal de 8 MHz [9].	46
Tabela 4.1 – Seqüência de transmissão e codificação para o esquema <i>Alamouti</i> com duas antenas transmissoras	85
Tabela 4.2 – Comparação entre as técnicas de diversidade de transmissão STBC e SFBC e a multiplexagem espacial [53].....	94
Tabela 5.1 – Perfis de multipercursos dos canais brasileiros [82].....	110
Tabela 5.2 –Tabela resumo das diferenças de ganho entre os sistemas simulados	123

LISTA DE ABREVIATURAS

8-VSB - *Eight Vestigial Side Band*
ADTB-T - *Advanced Digital Television Broadcast-Terrestrial*
ATSC - *Advanced Television System Committee*
AWGN - *Additive White Gaussian Noise*
BER - *Bit Error Rate*
BICM - *Bit-Interleaved Coded Modulation*
BLAST - *Bell-Labs Layered Space-Time*
C/N – *Carrier-to-Noise Ratio*
COFDM - *Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
CP - *Cyclic Prefix*
DAB - *Digital Audio Broadcasting*
DBPSK - *Differential Binary Phase Shift Keying*
DFT - *Discrete Fourier Transform*
DMB-T - *Digital Multimedia Television Broadcasting Terrestrial*
DMB-T/H - *Digital Multimedia Broadcasting Terrestrial/Handheld*
DMT - *Discrete Multitone*
DTTB - *Digital Television Terrestrial Broadcasting*
DVB-T - *Digital Video Broadcasting Terrestrial*
FDM - *Frequency Division Multiplexing*
FEC - *Forward Error Correction*
FFT - *Fast Fourier Transform*
HDTV - *High Definition TV*
HP - *High Priority*
Hz - *Hertz*
ICI – *Inter-Carrier Interference*
IDFT - *Inverse Discrete Fourier Transform*
IFFT - *Inverse Fast Fourier Transform*
ISDB-T - *Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial*
ISDN - *Integrated Services Digital Network*
ISI - *Inter Symbol Interference*
ITU-R - *International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector*
LDPC - *Low Density Parity Code*
LP - *Low Priority*
MBPS - *Megabits por Segundo*
MIMO - *Multiple Input Multiple Output*
MI-SBTVD - *Modulação Inovadora para o Sistema Brasileiro de Televisão Digital*
MISO - *Multiple Input Single Output*
MMSE - *Minimum Mean Square Error*
MPEG - *Motion Picture Experts Group*
MRC - *Maximum Ratio Combining*
NTSC - *National Television System Committee*
OBO - *Output Backoff*
OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
OQAM - *Offset Quadrature Amplitude Modulation*
PAPR - *Peak-to-Average Power Ratio*
PN - *Pseudorandom Numbers*

PRBS - *Pseudo Random Binary Sequence*
QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*
QEF - *Quasi-Error Free*
QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*
RF - *Radio Frequency*
RS - *Reed Solomon*
SBTVD-T - *Sistema Brasileiro de Televisão Digital Terrestre*
SDTV - *Standard Definition TV*
SFBC - *Space-Frequency Block Code*
SFN - *Single Frequency Network*
SIMO - *Single Input Multiple Output*
SISO - *Single Input, Single Output*
SM - *Spatial Multiplexing*
SNR - *Signal-to-Noise Ratio*
STBC - *Space-Time Block Code*
STC - *Space-Time Coding*
STTC - *Space-Time Trellis Codes*
TDS-OFDM - *Time Domain Synchronous-Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
TMCC – *Transmission and Multiplexing Configuration Control*
TPS - *Transmission Parameter Signaling*
TS - *Transport Stream*
TSP - *Transport Stream Packet*
VSB – *Vestigial Side Band*
ZF - *Zero Forcing*

1. Introdução

A comunicação é uma necessidade humana, e a evolução tecnológica das telecomunicações nas últimas décadas possibilitou que elas se tornassem parte fundamental do cotidiano das pessoas e de suas atividades, sejam elas pessoais ou profissionais. Podem-se citar inúmeros exemplos dessa dependência humana pelo conforto de se comunicar com outro parceiro à distância. A necessidade de mobilidade é um desses exemplos.

Os usuários atualmente começam a não se contentar somente em falar ao telefone celular ou em simplesmente assistir à televisão. Novas tecnologias atendem a essa ansiedade possibilitando que mais serviços de dados, além dos de voz e imagem, possam ser usados através das comunicações móveis. Nos sistemas de radiodifusão de TV isso também já começa a se tornar possível com a oferta da Televisão Digital, que vem sendo implementada em diversos lugares do mundo. A interatividade com o conteúdo da TV e a oferta de outros serviços de dados mudam o conceito de visão à distância para o de comunicação à distância, ou seja, a TV passa ter novas maneiras de se comunicar interagindo com o usuário ou oferecendo outras formas de entretenimento sem que este assuma a função única de simplesmente receber conteúdo e informações de forma passiva.

Logicamente esse sonho interativo não é tão simples de se implementar, e para beneficiar tal necessidade de comunicação do ser humano, os sistemas de comunicação se tornam complexos. No entanto, essa revolução tecnológica das comunicações e comportamental dos usuários vem cada vez mais impondo demandas ainda maiores por taxas de transmissão de dados, grandes áreas de cobertura e melhor qualidade dos serviços. Esse fato traz à tona a importância constante da pesquisa e do desenvolvimento em busca do aprimoramento e da criação de novos sistemas ou técnicas de comunicação, não somente com o objetivo de melhorar a qualidade e oferta dos serviços, mas também para facilitar a vida das pessoas e empresas, ou até salvar vidas.

1.1. Motivação e Objetivos Específicos

A Televisão Digital Terrestre teve seu início em 1990 com os primeiros estudos e desenvolvimentos, e se concretiza atualmente na sua implantação em vários países onde os investimentos foram significativos. Esse fato só foi possível devido à evolução das diversas tecnologias e de técnicas desenvolvidas nos últimos cinquenta anos, que não somente possibilitou o desenvolvimento de uma transmissão de televisão com qualidade de

imagem igual ou superior ao modelo analógico, como também abriu novos caminhos para um setor que sofre com a crescente concorrência ocasionada pelo aparecimento de novas mídias modernas, como a Internet.

Para o usuário final, a imagem de alta definição é um dos grandes objetivos almeçados, mas muito além disso, outras vantagens e funcionalidades adicionais podem alavancar novos serviços com a possibilidade de interatividade e de recepção móvel de qualidade em telefones celulares e dispositivos móveis. O novo modelo de mercado convergente de TV abre novas alternativas de crescimento de receitas para as emissoras de televisão, provedores de serviços, operadoras de telecomunicações, indústria eletrônica, de *software* e de conteúdo. Além disso, há quem diga que a TV digital possa se tornar um provável meio de redução das taxas de exclusão digital, presente em determinados países, como é o caso do Brasil.

A radiodifusão de televisão digital terrestre (DTTB, *Digital Television Terrestrial Broadcasting*) nasceu da idéia de transmissão de sinais em alta definição (HDTV, *High Definition TV*) como um diferencial ao consumidor e também vista como uma forma da indústria de tecnologia retomar o seu crescimento. Após vários anos de intensa pesquisa e desenvolvimento, os sistemas de DTTB, já estão em operação em diversos países como Estados Unidos, Reino Unido, Japão, Austrália e Coréia do Sul, além de outros na Europa. O Brasil e a China já planejam a migração de seus sistemas atuais para o novo modelo de televisão digital. A incompatibilidade com a tecnologia analógica de TV tem obrigado vários países a adotar, durante o processo de transição, estratégias de transmissão simultânea com a alocação de mais canais no espectro para acomodar as transmissões analógica e digital.

No entanto, com a rápida popularização da comunicação digital com e sem fio, houve um aumento na demanda por altas taxas de transmissão. Novas técnicas de modulação e de processamento espaço-temporal estão sendo implementadas para prover estas taxas e também melhores desempenhos na recepção. Uma das grandes motivações desse trabalho é a de propor alternativas de melhorias nos sistemas de TV digital comparando novas técnicas de transmissão de diversidade desenvolvidas nesses últimos anos que podem ser aplicadas nestes sistemas e padrões de TV digital. Os sistemas atuais de televisão digital empregam padrões de modulação e de transmissão sem diversidade que, apesar de suas vantagens com relação à transmissão analógica, podem ter seus desempenhos melhorados. Ainda mais soluções, como o aumento de potência de

transmissão ou a alocação de faixas adicionais de espectro não se demonstram suficientes em muitos casos. Reduções significativas nas taxas de erros de bits em ambientes agressivos requerem o emprego de novas abordagens de processamento digital de sinais, como técnicas de antenas adaptativas e de aumento de diversidade com uso de mais de uma antena na transmissão e/ou na recepção dos sinais.

Neste trabalho são estudados os sistemas de diversidade MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), que permitem um processamento de sinais espaço-temporal no qual a dimensão temporal, natural de um sistema de comunicação digital, é complementada com a dimensão espacial inerente do uso de múltiplas antenas espacialmente distribuídas. A utilização conjunta de Códigos de Bloco Espaço-Temporais (STBC), a exemplo da técnica *Alamouti* [1] (que utiliza duas antenas no transmissor e uma no receptor), de forma conjunta com a modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), tem sido objeto de diversas propostas encontradas na literatura que apresentam resultados de desempenho animadores diante dos sistemas sem diversidade. O aparecimento de processadores digitais de alta capacidade tornou possível a implementação de sistemas OFDM econômicos tanto no seu emprego em terminais como em equipamentos de transmissão. Com diversos sistemas de comunicação em desenvolvimento usando OFDM, e dentre os quais os de radiodifusão de televisão digital terrestre, existem diversos tópicos de pesquisa sobre o tema MIMO-OFDM ainda em aberto, e este se torna um tema para estudo bastante interessante.

O objeto dessa dissertação é estudar, simular e analisar o desempenho de técnicas de processamento MIMO-OFDM aplicadas à transmissão e recepção de sinais de televisão digital terrestre. Desse modo, é feita uma proposta de adaptação do sistema de TV digital DVB-T (*Digital Video Broadcasting Terrestrial*) introduzindo as técnicas de diversidade *Alamouti* Espaço-Temporal (ST) e Espaço-Frequência (SF), e procurando comparar os seus resultados de desempenhos de diversidade entre si e com a transmissão sem o uso de diversidade. Espera-se, dessa forma, comprovar o melhor desempenho teórico do sistema de transmissão de TV digital terrestre com diversidade sobre o sistema sem diversidade, conforme indicado na literatura para outras situações semelhantes.

Um feito inédito desse trabalho, é comparar o sistema DVB-T modificado com outro sistema equivalente e inovador de TV digital proposto pelo Projeto MI-SBTVD [2], empregando codificação de canal LDPC (*Low Density Parity Code*)[3]. Busca-se com isso,

comprovar a eficiência dessa última técnica diante daquela empregada na especificação DVB-T.

1.2. Organização da Dissertação

A estrutura dessa dissertação é composta de seis capítulos, sendo o segundo e terceiro capítulos introdutórios, embasando o leitor no contexto do trabalho realizado. Os três capítulos seguintes caracterizam os estudos realizados e os resultados do trabalho proposto.

O Capítulo 1 introduz as motivações e objetivos desta dissertação mostrando em seguida a organização dos capítulos.

No Capítulo 2 é feita uma introdução aos sistemas de transmissão de televisão digital terrestre apresentando as características dos principais sistemas e padrões de TV digital existentes. São apresentados e comparados os aspectos de codificação de canal, modulação, transmissão e arquitetura de cada sistema. São mostrados os sistemas desenvolvidos nos Estados Unidos (ATSC), na Europa (DVB-T), no Japão (ISDB-T) e os sistemas em teste na China (DMB-T e ADTB-T) que poderão ser adotados em conjunto até o final de 2006, formando o padrão chinês, no momento conhecido como DMB-T/H. O Sistema Brasileiro de TV Digital Terrestre (SBTVD-T) adotou, em 2006, o padrão de modulação do sistema japonês ISDB-T, e sua implantação começa a ser planejada para os próximos meses.

O Capítulo 3 é dedicado ao estudo do OFDM. Inicialmente introduz os efeitos e características do canal “Rádionóvel” e depois apresenta os princípios básicos do OFDM com suas características de ortogonalidade e de robustez ao desvanecimento. Mostra a geração e a recepção dos sinais OFDM com seus modelos contínuo e discreto no tempo. Apresenta os aspectos de sincronismo dos sistemas OFDM, a inserção de intervalo de guarda, o emprego da estimação e da equalização de canal. Por fim, o capítulo aborda os aspectos relacionados ao desempenho da modulação OFDM, apontando as suas vantagens, os problemas causados pelo espalhamento *Doppler* e PAPR e as soluções utilizadas.

O Capítulo 4 traz um estudo dos sistemas de transmissão MIMO-OFDM. O capítulo conceitua os sistemas MIMO, apresenta as características dos canais MIMO e introduz os aspectos da capacidade de canal desses sistemas para diferentes configurações de diversidade espacial. Em uma segunda parte, o capítulo explica a diversidade e suas principais técnicas além de mostrar a técnica de multiplexagem espacial e os códigos

espaço-temporais. Por fim, são estudados o esquema *Alamouti* e sua aplicação com o OFDM, que constituem objetos de estudo dessa dissertação e foram empregados nas simulações realizadas. Nesse tópico também são estudadas as técnicas de códigos de bloco espaço-temporais *Alamouti* (STBC, *Space-Time Block Code*), e de bloco espaço-freqüencial *Alamouti* (SFBC, *Space-Frequency Block Code*) que foram implementadas no sistema DVB-T e comparadas nas simulações do próximo capítulo.

O Capítulo 5 mostra as simulações comparativas e seus resultados. Os modelos computacionais construídos com base no modelo DVB-T são primeiramente apresentados e explicados. O capítulo em seguida apresenta as características básicas de medição das curvas de desempenho como pontos de medição e efeitos esperados para as curvas codificadas. São então apresentadas as configurações e perfis de canais usados em todas as simulações, seguidas dos resultados comparativos de desempenho mostrados com diversas curvas de taxa de erro de bit. Um dos mais importantes parâmetros usados na avaliação da qualidade de um sistema de transmissão digital é a Taxa de Erros de Bit (BER, *Bit Error Rate*). A BER corresponde à razão entre o número de bits errados e o número total de bits transmitidos. Assim, são comparadas as técnicas de diversidade *Alamouti* STBC e SFBC entre si e com o modelo DVB-T sem diversidade. São também apresentadas as curvas de BER retiradas durante as etapas de codificação comprovando a ação dos codificadores de canal. Por último, foram obtidos resultados comparativos inéditos entre as curvas de desempenho das técnicas de diversidade SFBC e STBC implementadas nesse trabalho, com os resultados obtidos para um modelo empregando o LDPC como técnica de codificação interna de canal. Os comentários e conclusões são realizados em seguida.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões finais dessa dissertação e as propostas para trabalhos futuros.

2. Introdução à Transmissão Digital de TV

Nesse capítulo, o objetivo é apresentar os principais padrões de televisão digital existentes, mostrando suas principais características de transmissão digital de sinal e permitir uma comparação entre eles. São apresentados os sistemas desenvolvidos nos Estados Unidos, Europa, Japão e o recente sistema Chinês.

O sistema norte-americano, criado pela Grande Aliança [4], foi padronizado pelo *Advanced Television System Committee* (ATSC) e adotado pelos países da América do Norte. Nos Estados Unidos o ATSC opera em transmissão terrestre desde novembro de 1998, e em 2003 atingiu cobertura de 50% da população americana.

A Europa desenvolveu em conjunto o DVB-T (*Digital Video Broadcasting Terrestrial*), que vem sendo adotado não somente pelos países europeus, mas também por diversos outros países dos outros continentes. A primeira implementação do DVB-T foi feita no Reino Unido em 1998. A previsão no Reino Unido é realizar a migração completa da TV analógica para a digital (*switchover*) até 2010 [4]. O DVB-T é o padrão mais difundido atualmente e está em fase de implementação e testes em diversos países. A Austrália adotou o DVB-T em 2001 e, até meados de 2005, outros países europeus como a Itália, Alemanha, Espanha e França já haviam iniciado a implantação de seus sistemas de TV Digital com o padrão europeu.

O sistema ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial*) já opera gradativamente desde 2003 e ainda está em fase de consolidação e expansão no Japão. Em 2005 as transmissões digitais atingiram mais de 18 milhões de usuários. A expectativa é de que todas as capitais do país sejam cobertas pelo sinal digital até final de 2006 [4].

Apesar da preferência das emissoras chinesas pelo sistema europeu, a China está desenvolvendo o seu próprio padrão de televisão digital. Foram propostos e testados cinco modelos de sistemas: o DMB-T (*Digital Multimedia Television Broadcasting Terrestrial*), da *Tsinghua University*, que usa a modulação TDS-OFDM (*Time Domain Synchronous-Orthogonal Frequency Division Multiplex*), o CDTB-T (*Chinese Digital Television Broadcasting-Terrestrial*), da ABS (*Academy of Broadcasting Science*), com modulação 64QAM, o ADTB-T (*Advanced Digital Television Broadcast-Terrestrial*) com uma variação do VSB e o BDB-T (*Broadband Digital Broadcasting-Terrestrial*) utilizando uma variação do OFDM, ambos propostos pelo *HDTV Technical Expert Executive Group*

(TEEG) e o SMCC (*Synchronized multi-Carrier CDMA*), da *Chengdu Electronic Technology University*, que usa uma outra variação do COFDM. Desses sistemas, destacaram-se nos testes o ADTB-T e o DMB-T, que são apresentados nesse trabalho. A operação do novo sistema chinês está prevista para 2008.

No Brasil, o Sistema Brasileiro de Televisão Digital Terrestre (SBTVD-T) adotou em 2006 o padrão de modulação ISDB-T como base de transmissão. O modelo de TV digital brasileiro está em fase de especificação e desenvolvimento, tendo as primeiras transmissões de teste estimadas a serem realizadas a partir de 2007 e o desligamento total da transmissão analógica a partir de 2015.

2.1. Representação do Sistema de Transmissão de TV Digital

A União Internacional de Telecomunicações (ITU) criou um modelo de referência para a televisão digital que passou a ser seguido pelos padrões ATSC, DVB e ISDB. Esse modelo é apresentado no documento “*A Guide to Digital Terrestrial Television Broadcasting in the VHF/UHF Bands*”. A Figura 2.1 ilustra o sistema de transmissão e as suas funcionalidades [5] [6].

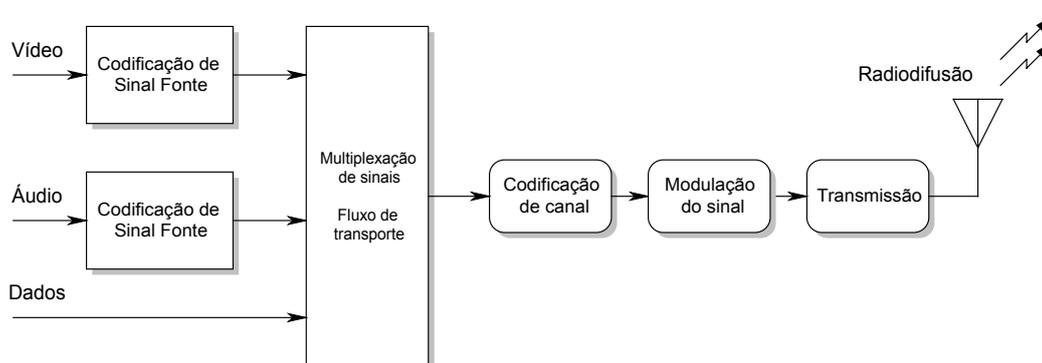


Figura 2.1– Modelo de Referência para Televisão Digital

Nesse modelo, o grupo de DTTB (*Digital Terrestrial Television Broadcasting Task Group 11/3*) do ITU-R (*International Telecommunication Union, Radiocommunication Sector*) mostra que o sistema de TV digital pode ser visto como a composição de três subsistemas: codificação e compressão de sinais fonte, serviços de multiplexação e transporte do conteúdo, e transmissão por radiodifusão terrestre [7].

A codificação e compressão de sinais fonte referem-se aos métodos de redução das taxas de bits, ou seja, a compressão de dados de áudio e vídeo, dados auxiliares de controle, acesso condicional e outros dados relacionados com a programação de serviços

de vídeo e áudio, como legendas, guias de programação eletrônicos e demais serviços independentes de dados. O codificador tem o propósito de reduzir o número de bits necessários para representar a informação de áudio e vídeo. Na televisão digital terrestre, o ATSC emprega o padrão MPEG-2 (*Motion Picture Experts Group 2*)[4] para a codificação de vídeo e o *Digital Audio Compression* (Dolby AC-3) para a codificação de áudio. O DVB adotou o MPEG-2 para a codificação de vídeo e MPEG-2 *layer II* ou Dolby AC-3 para áudio. O ISDB também emprega MPEG-2 para vídeo e para áudio o padrão MPEG-2 AAC.

Os serviços de multiplexação e transporte correspondem à divisão dos fluxos elementares de conteúdo de vídeo, áudio e dados na forma de pacotes de informação que são multiplexados em um feixe único a ser transmitido pelo canal. O padrão empregado para essa etapa de transporte de dados é o MPEG-2 TS (*MPEG-2 Transport Stream*), que foi desenvolvido especificamente para a aplicação de transporte eficiente de conteúdo através de largura de banda de canal limitada [7][5].

O MPEG-4 é uma solução que começa a ser aplicada nos novos sistemas de TV digital (inclusive o brasileiro) como uma solução de composição de cenas de mídia de áudio e vídeo e de transporte. A codificação do MPEG-4 comporta transmissão de conteúdo de alta definição a taxas menores que o MPEG-2, trazendo várias funcionalidades de proteção e gerenciamento de conteúdo digital além de prever a manipulação de objetos e dados de conteúdos interativos na tela da TV digital do usuário [4].

A transmissão por radiodifusão terrestre compreende as etapas de codificação de canal e de modulação. O codificador adiciona ao feixe de dados de informação, bits de controle que serão usados durante a recepção para a recuperação da informação transmitida. Esses bits redundantes inseridos permitem que o sinal degradado pelos ruídos e interferências do canal possa ser reconstruído no receptor e recuperado. A modulação constitui a camada física da transmissão e nela a informação digital do feixe de dados modula digitalmente um sinal de portadora na frequência destinada ao canal alocado para transmissão [7].

2.1.1. Etapas Básicas de Transmissão dos Sinais de Televisão Digital

Os sistemas de transmissão de televisão digital apresentam algumas similaridades no que diz respeito às etapas de processamento do sinal que precedem os processos de modulação e transmissão. Dessa forma, antes da apresentação dos sistemas de TV digital existentes, é interessante mostrar, de uma maneira geral, as características básicas das etapas que precedem e compõem um esquema de transmissão de TV digital terrestre.

O sinal de entrada a ser convertido em sinal de radiofrequência é o feixe de MPEG-2 TS, que passa por diversas etapas de processamento de sincronismo, codificação e modulação até finalmente ser transmitido pelo canal, que no caso terrestre, é caracterizado pelo ar. No transmissor, um conjunto de amplificação de potência e uma antena se encarrega de entregar o sinal de TV digital ao receptor do usuário. A Figura 2.2 ilustra o diagrama de blocos de um sistema de transmissão básico [8].

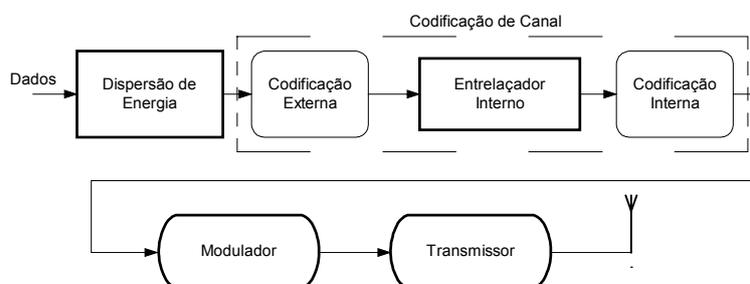


Figura 2.2 – Diagrama Esquemático Básico para um Transmissor de TV Digital HDTV

2.1.1.1. Dispersão de energia

A etapa de dispersão de energia recebe em sua entrada feixes de transporte MPEG-2 TS organizados em pacotes de comprimentos fixos de 188 bytes, sendo 187 para transporte de dados e 1 byte com a função de sincronismo, conforme mostra a Figura 2.3.

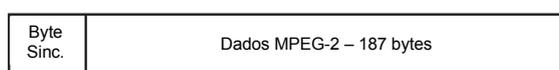


Figura 2.3 – Pacote MPEG-2 TS

Os pacotes MPEG-2 são então embaralhados aleatoriamente por meio de uma operação conhecida como “ou-exclusivo” (XOR) feita entre os bits de informação e os bits de uma seqüência pseudo-aleatória (PRBS, *Pseudo Random Binary Sequence*). Essa seqüência pseudo-aleatória é gerada por um registrador de deslocamento polinomial [7]. O embaralhamento dos dados assegura que o espectro de dados seja distribuído

uniformemente pela banda do canal usado na transmissão, fazendo um “*branqueamento*” dos pacotes originais de dados, produzindo fluxos de dados que contenham seqüências com bits descorrelacionados em relação aos seus bits predecessores [8]. Isso procura evitar uma maior concentração de energia em determinados pontos do espectro que ocasionam o aparecimento de vales, ou buracos no mesmo, e ajuda no combate às rajadas (*bursts*) de erros causadas pelo canal durante a transmissão [4]. Para recuperar os dados, o receptor tem que realizar o processo inverso do embaralhamento de forma correta.

2.1.1.2. Codificação Externa

A codificação externa é aplicada sobre cada pacote MPEG-2 embaralhado pelo dispersor de energia e um codificador de bloco do tipo *Reed-Solomon* (RS) é então empregado. O codificador, que deve esse nome aos seus descobridores *Irving Reed* e *Gustave Solomon* [8], recebe os pacotes embaralhados de M bytes e a partir destes calcula outros N bytes de paridade, adicionando-os a esse pacote inicial trazendo um aumento da redundância dos dados. Isso permite que seja possível a correção de até $N/2$ bytes recebidos com erro. Em seguida, esses pacotes codificados são enviados ao entrelaçador externo e depois ao codificador interno.

2.1.1.3. Entrelaçamento

O entrelaçamento constitui um processo de descorrelacionamento dos erros em rajada. Nesse processo de entrelaçamento, os dados e segmentos são recebidos numa ordem fornecida pelo codificador externo e entregues ao codificador interno em outra ordem diferente. Dessa forma, o entrelaçador é capaz de quebrar longas cadeias de erros de transmissão, difíceis de serem corrigidos pelos decodificadores. Usa-se, nesse caso, um entrelaçador de bytes do tipo convolucional onde os bytes são espalhados ao longo do número de pacotes recebidos, e este espalhamento evita que um ruído impulsivo, ao atingir parte do sinal entrelaçado, danifique um ou mais pacotes inteiros consecutivos. Assim, somente alguns bytes de vários pacotes de dados são então danificados, ao invés de serem destruídos pacotes inteiros de dados [5]. A capacidade do sistema de transmissão de lidar com rajadas de erros causados pelos ruídos impulsivos que atingem o canal depende muito das características de implementação do entrelaçador.

2.1.1.4. Codificação Interna

Constitui uma segunda etapa de correção de erros a nível de bits com a função de proteger as seqüências de bits transmitidas. Nessa etapa, a seqüência de dados recebida na

entrada do codificador não apresenta mais as características de pacote MPEG-2, devido ao entrelaçamento temporal feito anteriormente [9].

Os codificadores internos geralmente usam códigos convolucionais ou de treliça. No entanto, também podem ser usados códigos de bloco (*Block Codes*). Os códigos em treliça são mais efetivos na melhora dos limites de razão sinal-ruído na presença de erros aleatórios causados pelo ruído branco térmico. Porém, esses códigos convolucionais não são adequados para o tratamento de erros com largas perdas consecutivas de dados. Assim, quando a capacidade dos códigos de treliça é excedida ocorre uma rajada de erros na saída do codificador. Por essa razão, esse tipo de código corretor geralmente é concatenado com um código de bloco como o *Reed-Solomon* para se obter maior ganho na correção cercado os dois tipos de perdas que possam ocorrer – por erros em surtos e por erros aleatórios – e maior sinergia entre os dois tipos de código associados ao entrelaçamento entre eles [8].

Ao contrário dos códigos de bloco, os de treliça operam com seqüências contínuas de dados sem a divisão em blocos independentes. O codificador interno então divide os dados de entrada em pequenos blocos e gera na saída do codificador convolucional uma nova seqüência serial de maior comprimento. Nesses codificadores lineares o resultado da codificação é conseguido pela soma em módulo 2 das entradas presentes com as entradas prévias. O nome treliça é retirado da analogia feita a partir da representação gráfica do diagrama de estados do código. O nome convolucional é retirado da representação matemática do código, que lembra a operação de convolução.

Um codificador convolucional interno apresenta taxa de código de $1/2$ quando para cada bit de informação de entrada este produz dois bits de saída de codificação. Assim, a taxa de código corresponde ao número de bits de informação dividido pelo número total de bits [4]. No entanto, no processo conhecido como puncionamento, alguns bits de saída do codificador convolucional são sistematicamente retirados e desconsiderados. Nesse caso, depois do puncionamento, um bit de entrada produzirá menos de dois bits de saída, fazendo com que a taxa de código aumente. As cinco opções usuais de taxas de código extraídas a partir da taxa não puncionada de $1/2$ são $2/3$, $3/4$, $5/6$ e $7/8$. A maior proteção contra erros é dada pela menor taxa de $1/2$ pois esta oferece maior redundância. Isso estabelece um preço a ser pago entre a taxa de dados e o nível de proteção contra erros.

No processo de decodificação, o decodificador convolucional de *Viterbi* sabe a priori quais bits foram retirados no processo de puncionamento e insere zeros nos seus lugares. Pelo processo conhecido como “*soft decision decoding*” (decodificação por

decisão branda), o decodificador *Viterbi* consegue estimar tais bits e realizar a decodificação.

2.1.1.5. Modulação

A modulação representa a grande diferença entre os sistemas de televisão digital existentes. O tipo de modulação empregada na interface aérea pode ser classificado como de portadora única ou de múltiplas portadoras. Cada uma dessas interfaces apresenta vantagens e desvantagens que devem ser analisadas em cada caso e as comparações dependem de cada item a ser analisado. Dos principais sistemas existentes, o ATSC e o ADTB-T são exemplos que empregam uma única portadora de transmissão. O DVB-T, ISDB-T e DMB-T empregam múltiplas portadoras de transmissão. Tantos os sistemas de portadora única como os de múltiplas portadoras podem usar modulações digitais usando constelações QAM e QPSK para mapear suas portadoras ou subportadoras.

2.1.1.6. Transmissão

A etapa de transmissão corresponde basicamente ao tratamento e adequação do sinal modulado para que ele seja irradiado por uma antena. O sinal modulado é convertido de digital para analógico e tem sua frequência transportada para a frequência central alocada para o canal de transmissão da emissora. Antes da irradiação o sinal também passa por uma etapa de filtragem de sinais espúrios e outra de amplificação para a potência adequada de forma a atingir a área de cobertura desejada.

2.2. Sistemas de TV Digital

2.2.1. ATSC (*Advanced Television System Committee*)

O ATSC é um sistema de portadora única desenvolvido nos Estados Unidos e começou a ser implantado em 1998. Sua taxa de bits na entrada do modulador possui o valor fixo de 19,39 Mbps. O ATSC foi concebido para o transporte de HDTV e não contempla a possibilidade de recepção móvel. A modulação adotada para transmissão terrestre é a 8-VSB (*Eight Vestigial Side Band*) [10]. Esse padrão foi especificado para operar com canais de radiodifusão terrestre, com faixa de frequência de 6 MHz, para o tráfego de vídeo, áudio e de dados. Para codificar os sinais de vídeo de alta resolução, da ordem de cinco vezes maior que a resolução do padrão analógico NTSC, é necessária uma redução de taxa de bits a um fator de mais de 50 vezes. Para alcançar essa redução da taxa de bits o sistema foi projetado visando o máximo aproveitamento da capacidade de sua banda de canal através do emprego de tecnologias complexas de compressão de sinais de

vídeo e áudio [7]. O objetivo é maximizar a quantidade de informação transferida pelo canal minimizando a quantidade de dados necessária para representar uma seqüência de imagens de vídeo e seu áudio associado, ou seja, representar os sinais fontes de vídeo, áudio e dados com a quantidade mínima de bits possível e preservando o nível de qualidade desejado para a aplicação.

2.2.2. DVB-T (*Digital Video Broadcasting Terrestrial*)

O sistema de televisão digital desenvolvido na Europa apresenta uma flexibilidade condizente com a diversidade de países do velho continente. Suas características permitem diversas configurações possíveis de tal forma que cada país possa adaptar o DVB-T de acordo com as suas necessidades. Ao contrário do sistema americano, que transmite somente HDTV, o DVB-T permite a configuração de transmissão com resolução convencional conhecida como SDTV (*Standard Definition TV*). Com o DVB-T é possível se fazer uma troca da qualidade da imagem pela diversidade de serviços, ou seja, consegue-se transmitir imagens de alta definição (HDTV) ou compartilhar a banda de canal para a transmissão de imagens de baixa definição (SDTV) com outros serviços e programas oferecidos simultaneamente.

Dois modos de operação são empregados no sistema DVB-T: o chamado modo 2k e modo 8k. O modo 2k se destina á transmissão simples de uma única emissora e também para pequenas redes de frequência única a distâncias limitadas. O modo 8k também pode ser empregado para transmissão simples, mas é destinado para operações em grandes redes de frequência única. Existe um terceiro modo de transmissão, denominado modo 4k, especificado para o padrão DVB-H (*Handheld*), destinado à transmissão para terminais móveis. Esse novo modo traz uma troca entre as características de transmissão obtidas com o tamanho das células de transmissão e a recepção móvel trazendo maior flexibilidade ao planejamento da rede DVB-H. Os modos 2k e 8k também podem ser empregados no DVB-H [11].

2.2.3. ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial*)

O sistema japonês ISDB-T foi idealizado para a transmissão não somente de programas de televisão, mas também de áudio, dados e ou uma combinação dos três. Foi desenvolvido para uma integração de serviços digitais e sua transmissão pelo ar. O nome ISDB (*Integrated Services Digital Broadcasting*) propõe para a radiodifusão terrestre aquilo que o padrão ISDN (*Integrated Services Digital Network*) propôs para as redes de

telecomunicações fixas: a integração de serviços digitais de vídeo, voz e dados. Outra concepção para o ISDB-T é a possibilidade de os sinais serem recebidos pelo usuário tanto em alta definição nos receptores fixos sem fio ou em baixa resolução por receptores móveis sem fio.

O modelo de transmissão adotado pelo ISDB-T se assemelha em muitos aspectos ao sistema DVB-T, no entanto, a sua principal diferença está na transmissão OFDM em banda segmentada. A segmentação de banda permite a repartição da alocação de banda de um canal para outros serviços tais como rádio digital e dados combinados, de maneira flexível, com sinais de televisão de baixa resolução (SDTV, *Standard Definition TV*) e de alta definição (HDTV, *High Definition TV*). A alocação de banda usada pelo ISDB-T é de canais de 6, 7 e 8 MHz já existentes para a transmissão analógica. As taxas de dados conseguidas variam de 3,561 a 30,98 Mbps, dependendo da largura de banda adotada [8].

Da mesma maneira que os demais sistemas de televisão digital existentes, o sistema japonês adotou a padronização MPEG-2 TS para o transporte multiplexado de sinais fonte. O sistema é compatível com o pacote de transporte de entrada MPEG-2 TS com 187 bytes de informação mais um byte de sincronismo. A informação carregada nos pacotes MPEG-2 TS pode ser composta de outros pacotes codificados de vídeo digital, áudio digital, dados, texto e imagens digitais gráficas. Da mesma forma que o DVB-T, o ISDB-T pode configurar sua parametrização de transmissão permitindo a escolha por níveis de robustez adequados e obtenção das respectivas capacidades de transporte.

2.2.4. ADTB-T (*Advanced Digital Television Broadcast Terrestrial*) e DMB-T (*Digital Multimedia Television Broadcasting Terrestrial*)

Dos sistemas chineses propostos, dois se destacaram dos demais: O DMB-T e o ADTB-T. O primeiro foi proposto pelo Instituto de Pesquisa da Universidade de *Tsinghua* em Pequim, que passou a ser adotado por algumas cidades chinesas e é baseado na modulação multiportadoras TDS-OFDM (*Time Domain Synchronous-Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), sendo uma variação do COFDM. O sistema ADTB-T está sendo desenvolvido pelo *HDTV Technical Executive Expert Group* (TEEG), na Universidade de *Jiaotong*, em *Shanghai*, e baseia-se no sistema que utiliza uma variação da modulação VSB (*Vestigial Side Band*) [12]. Nesse capítulo são abordadas as principais características dos dois sistemas procurando mostrar os aspectos semelhantes e peculiares de cada um. Apesar de serem fortes concorrentes a se tornarem o padrão de TV digital

terrestre Chinês, há a possibilidade deste novo padrão adotar características dos dois sistemas ADTB-T e DMB-T, em conjunto, sob o nome plausível de DMB-T/H (*Digital Multimedia Broadcasting Terrestrial/Handheld*) [13]. Esse padrão passaria tanto a ter características de banda segmentada (ODFM) como de transmissão em portadora única (VSB). Ambos os sistemas correspondem a desenvolvimentos semelhantes às tecnologias do DVB-T, ISDB-T e ATSC, unindo as características de transmissão móvel na mesma banda de transmissão de TV com as de transmissão em alta definição. O sistema chinês se encontra em fase de especificação e vem sendo testado em várias províncias desde 2005. No entanto, o início das transmissões oficiais está previsto para acontecer em 2008, com desligamento completo da transmissão analógica pretendido para 2015.

2.3. Análise dos Sistemas de Televisão Digital

Nessa seção são apresentados os aspectos de transmissão dos sistemas anteriores explorando suas arquiteturas de transmissão, padrões adotados e detalhes das especificações para a transmissão de TV digital terrestre.

2.3.1. Aspectos de Transmissão ATSC

O padrão americano visa a transmissão de um sistema de televisão de alta definição, o HDTV. No entanto, o ATSC deve acomodar essa transmissão de qualidade dentro dos canais de 6 MHz existentes no espectro americano. Isso não significa que o sistema ATSC não possa ser adaptado para os canais de 7 e 8 MHz, mas deve ser respeitada a capacidade de dados possível a cada tipo de canal [14]. A concepção da Grande Aliança foi a de promover um padrão que apresentasse um compromisso entre a facilidade de implementação e o bom desempenho.

2.3.1.1. Camada de Transporte ATSC

O ATSC possui como entrada digital o feixe de transporte serial síncrono MPEG-2 *Transport Stream* (MPEG-2 TS) com taxa útil constante de 19,39 Mbps. O padrão americano trabalha com pacotes de 188 bytes compatíveis com o MPEG-2 TS. São pacotes de 187 bytes e mais um byte de sincronismo adicional. Somente o *payload* – carga útil de cada pacote –, possui uma taxa de 19,2895 Mbps e pode transportar pacotes de vídeo e áudio digitais e inclusive dados [8].

O diagrama de blocos básico do esquema de transmissão proposto para o ATSC está descrito na Figura 2.4.

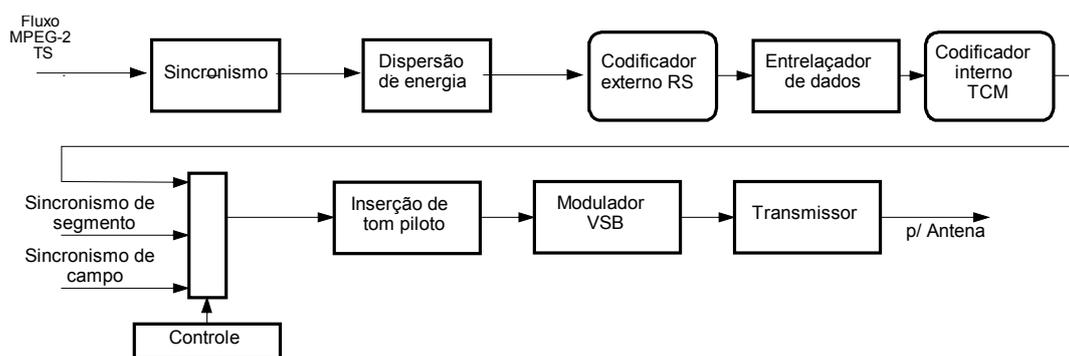


Figura 2.4 – Esquema de transmissão do sistema ATSC [7]

Como é possível observar, o sistema ATSC preserva as principais características das etapas de processamento do sinal comentadas anteriormente. A principal diferença deste sistema em relação demais está na modulação vestigial, de portadora única, ao passo que nos demais sistemas a modulação adotada utiliza multiportadoras ortogonais.

2.3.1.2. Sincronismo

Ao receber da fonte de informação, os pacotes de dados MPEG-2 TS, o esquema de transmissão ATSC estabelece o sincronismo entre os seus circuitos internos do sistema de excitação com o sinal de dados do pacote MPEG-2. Esse processo de sincronismo é feito no transmissor pela etapa de sincronismo que precede o processo de codificação do sinal. Os bytes de sincronismo dos pacotes MPEG-2 serão substituídos pelos segmentos de sincronismo do ATSC em etapa mais adiante, também no transmissor. Assim, para cada pacote MPEG-2, dos 188 bytes o byte de sincronismo é retirado pelo sincronizador e os 187 restantes são encaminhados para as etapas de aleatorização e codificação armazenados em um *buffer* de 58.344 bytes de capacidade. O tamanho desse *buffer* corresponde a 312 seqüências de 187 bytes totalizando a quantidade exata de bytes necessários para que as etapas de codificação gerem um campo 8-VSB completo na entrada do modulador durante o processo de transmissão [7].

2.3.1.3. Dispersão de Energia e Aleatorização dos Dados

A aleatorização dos dados é feita para se evitar que seqüências repetitivas de bits causem uma má distribuição espectral de energia no sinal a ser transmitido. Assim, o sinal transmitido poderá ter maior eficiência por apresentar espectro plano acompanhando a forma plana do espectro do ruído aleatório.

O padrão ATSC emprega uma seqüência pseudo-aleatória (PRBS, *Pseudo Random Binary Sequence*) gerada por um registrador de deslocamento de 16 bits de acordo com o polinômio dado por:

$$g_{16}(x) = X^{16} + X^{13} + X^{12} + X^{11} + X^7 + X^6 + X^3 + X + 1. \quad (2.1)$$

O gerador polinomial possui nove realimentações com oito saídas (bits de D_0 a D_7) que formam um byte fixo usado como embaralhador. Cada bit pertencente a esse byte faz uma operação “ou-exclusivo” (XOR) com um correspondente bit da seqüência de dados de entrada, vinda do *buffer*, gerando uma seqüência embaralhada de saída [7]. Esse gerador polinomial, mostrado pela Figura 2.5, é inicializado com o valor hexadecimal de F180h no começo de cada campo do quadro 8-VSB. Como resultado, os dados de cada byte têm seu valor alterado de acordo com a seqüência PRBS gerada. Esse processo é revertido no receptor para se recuperar os dados transmitidos.

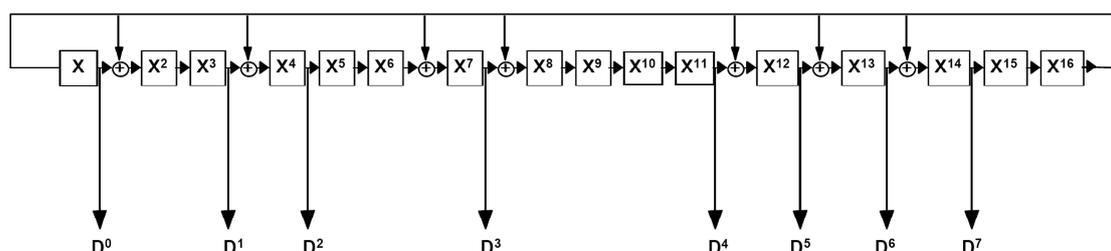


Figura 2.5 – Gerador polinomial empregado no sistema ATSC [7]

2.3.1.4. Codificação Externa

O ATSC emprega o código de bloco RS (*Reed-Solomon*) como parte do esquema de codificação externa. O codificador RS acrescenta mais 20 bytes no final de cada bloco de 187 bytes úteis de cada pacote MPEG-2 do *buffer* – o byte de sincronismo é removido. Esses 20 bytes são chamados de “Bytes de Paridade” e são gerados a partir da manipulação matemática dos 187 bytes de cada pacote; e representam informação redundante que possibilita a correção de erros pelo receptor. As 312 seqüências manipuladas passam a ter 207 bytes e são armazenadas em outro *buffer* estendido para 64.584 bytes. Cada seqüência de 187 bytes é conhecida como “Mensagem”, enquanto a seqüência de 207 bytes resultante é chamada de “Palavra-Código” [10]. Assim, existe uma correspondência entre a Mensagem e seus Bytes de Paridade. Tal correspondência é conhecida pelo decodificador que a partir da Palavra-Código recebida extrai a Mensagem e Bytes de Paridade efetuando a verificação. No caso de detecção de erros, o receptor pode usar os Bytes de Paridade para

localizar tais erros e modificar os bytes corrompidos, reconstruindo a Mensagem original. Conforme explicado anteriormente, no RS, por usar 20 bytes de paridade na correção de erros, o decodificador poderá corrigir até 10 erros por pacote. Caso ocorram mais erros e não for possível efetuar a correção, o pacote MPEG-2 será descartado. Após o codificador RS a estrutura do quadro de dados do sistema ATSC é composta de dois campos de dados. Cada campo de dados é composto de 312 segmentos de dados mais um segmento de sincronismo, totalizando 313 segmentos. Assim, cada quadro é composto, no total, de 626 segmentos [8]. A Figura 2.6 mostra o aspecto do quadro de transmissão usado no ATSC.

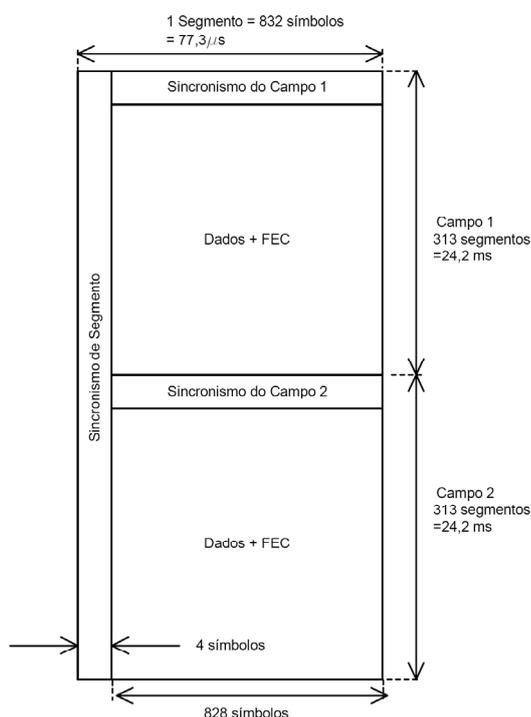


Figura 2.6– Estrutura de Quadro do ATSC [8]

2.3.1.5. Entrelaçamento

Após o preenchimento do *buffer* de 64.584 bytes na saída do codificador RS, o conteúdo deste sofre um processo de “embaralhamento”, que no sistema ATSC é feito por um bloco entrelaçador composto de dois tipos de entrelaçadores. O primeiro deles é o “Entrelaçador Convolutacional”, que faz o entrelaçamento dos bytes correspondentes a símbolos, podendo ser pertencentes a diferentes segmentos de dados dos campos 8-VSB. O outro é “Entrelaçador de Blocos”, que intercala bytes associados a símbolos em um mesmo segmento de dados. Dessa forma, é feito o descorrelacionamento temporal entre os bytes transmitidos e entregues ao receptor para a decodificação. A Figura 2.7 ilustra o entrelaçador convolutacional, que é composto de 52 bancos de registradores de deslocamento, que trabalham ao nível de bytes. A ordem de posicionamento das chaves

quanto à posição dos bancos segue a seqüência [0, 1, 2, ..., 51; 0, 1, ...]. A posição 0 corresponde ao primeiro byte de dados do campo [7].

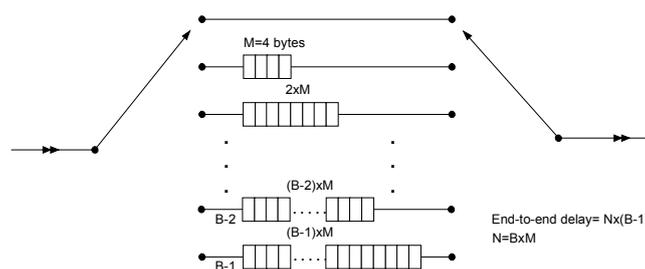


Figura 2.7 – Entrelaçador Convolutivo no ATSC ($B=52, M=4$)[7]

2.3.1.6. Codificação Interna

A codificação interna emprega o código convolutivo ou de Treliça. Ao contrário do RS, que trata os pacotes inteiros do MPEG-2 de forma simultânea, o código em treliça trata as seqüências de forma contínua.

Para o código em treliça empregado no ATSC, cada byte é dividido em quatro partes de dois bits. O codificador de treliça compara cada palavra de dois bits, que chega em sua entrada, com a última palavra recebida previamente. A diferença entre as duas palavras é codificada na forma de uma outra palavra-código de 3 bits, gerada matematicamente. Tais palavras de 3 bits são então transmitidas como símbolos da modulação 8-VSB, ou seja, os 3 bits correspondem a $2^3=8$ combinações ou níveis do VSB. Assim, para cada dois bits que entram no codificador de treliça, três saem para serem transmitidos na forma de símbolos. Por esse motivo, a taxa de código é dita ser de $2/3$ [10].

Os símbolos de saída do codificador de treliça assumem os oito níveis do modulador VSB (-7, -5, -3, 0, 3, 5, 7), e a taxa de símbolo, correspondente a um terço da taxa de saída do codificador, é de 10,76 símbolos por segundo [7][10]. O decodificador do receptor extrai cada palavra-código de 3 bits a partir de cada nível do sinal VSB recebido, recuperando a diferença original entre as duas palavras de dois bits codificadas no transmissor. Essa diferença possibilita a estimação e a reconstrução das palavras componentes do byte de informação inicialmente codificado no transmissor [7].

2.3.1.7. Inserção do Sincronismo de Campo e de Segmento

O segmento de dados é modelado com tamanho equivalente a um pacote de transporte de dados RS (bytes de dados mais bytes de paridade RS) e bytes de sincronismo de segmento. No entanto, pelo fato de os pacotes sofrerem um processo de

embaralhamento, a informação, contida nos pacotes RS originais, é quebrada e distribuída por todos os pacotes de saída do entrelaçador. O aspecto do segmento de dados adotado para o ATSC é mostrado na Figura 2.8.

O tamanho de cada pacote RS é de 207 bytes e o segmento de dados corresponde a 208 bytes (207+1), sendo que cada segmento de dados pode ser composto de 832 símbolos (208 bytes x 8 bits/byte x (3/2)/3 bits/símbolo = 832 símbolos por segmento de dados), dos quais 828 símbolos são de dados codificados e os quatro restantes são símbolos de sincronismo de segmento. Cada segmento possui 2.496 bits (832 símbolos x 3 bits), em que 2.484 são de dados e os 12 restantes de sincronismo de segmento. Para a taxa empregada de 32,28 Mbps [8][10], na saída do decodificador interno, pode-se calcular a duração do bit, que corresponde a 31 ns. Logo, pode-se descobrir o tempo gasto para a transmissão de cada segmento: 2.496 bits x 31 ns = 77,3 µs, equivalendo a uma taxa de segmento de 12,94 segmentos de dados por segundo. Cada campo possui 313 segmentos e duração dada por 313 x 77,3 µs, resultando em 24,2 ms, ou à taxa de 41,3 kHz. A taxa de quadro será portanto a metade da taxa de campo, sendo então de 20,66 kHz. Esses valores e quantidades calculadas acima também podem ser observados na Figura 2.6 mostrada anteriormente.

Após o codificador de treliça é feita a inserção dos símbolos de sincronismo de campo e de segmento. A Figura 2.9 mostra o aspecto da estrutura do segmento de sincronismo de campo, que também é composto de 832 símbolos, em que cada símbolo é codificado binariamente nos níveis +5 e -5.

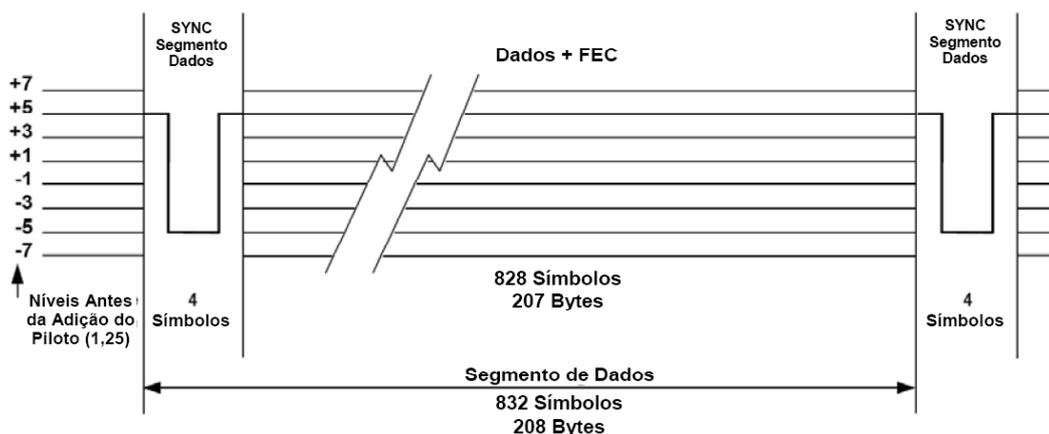


Figura 2.8 – Segmento de dados usado no 8-VSB [7]

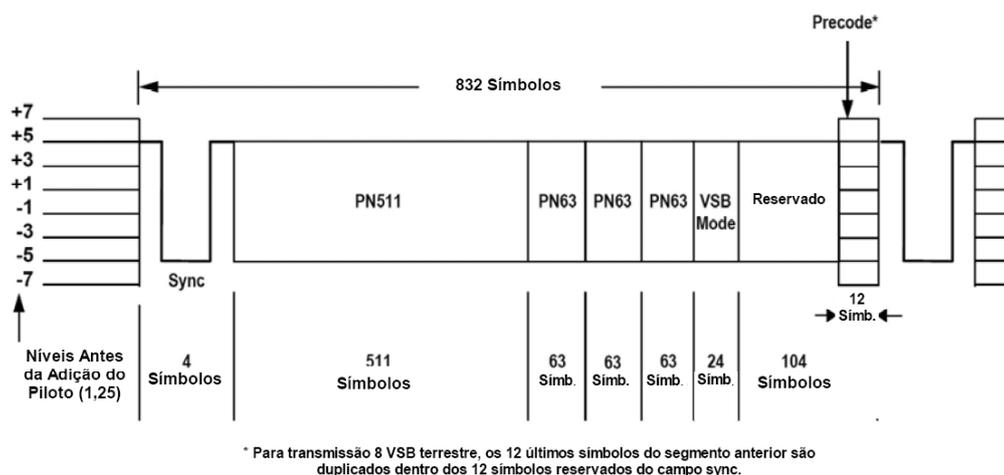


Figura 2.9 – Sincronismo de campo para o sistema ATSC [7]

Nesse segmento também são inseridos quatro símbolos binários (de dois níveis) de sincronismo de segmento em substituição ao byte de sincronismo MPEG. Na seqüência são colocadas séries de números pseudo-aleatórios (PN, *Pseudorandom Numbers*). A primeira série corresponde a seqüências de 511 símbolos (PN511) seguida de três seqüências de 63 símbolos (PN63), sendo a segunda seqüência PN63 de sinal oposto às demais, incluindo as PN63 do segundo campo. Essa inversão de sinal permite o reconhecimento de dois campos alternadamente e identificação de um quadro completo.

Em seguida são inseridos 24 símbolos com a função de indicação do tipo de modo VSB usado para o quadro, ou seja, se a modulação será 8 VSB ou 16 VSB, por exemplo. Os 104 símbolos restantes são reservados para aplicações futuras e os últimos 12 símbolos restantes são réplicas dos 12 últimos símbolos do segmento de dados precedente quando é usada uma modulação 8 VSB.

2.3.1.8. Modulação VSB

A Modulação de Banda Lateral Vestigial (VSB) é tanto aplicável no domínio analógico como no digital. Na transmissão digital, o processo de modulação VSB basicamente se caracteriza em transformar cada símbolo da seqüência de saída do codificador convolucional em pulsos de Radiofrequência (RF).

Tais pulsos recebem um formato “Cosseno Levantado” para minimizar a interferência intersimbólica. O fator de *roll-off* do VSB é especificado, pela norma ATSC, em $\alpha=0,1152$ [7][8]. No domínio do tempo os pulsos $h(t)$ de transmissão são decompostos em duas

componentes ortogonais: a componente em fase $h_I(t)$ e a em quadratura $h_Q(t)$. Tais pulsos com o formato com o formato cosseno levantado são representados por [9]:

$$h_I(t) = \frac{\text{sen}(4\pi\Delta ft)}{4\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2} \quad (2.2)$$

$$h_Q(t) = \frac{\text{sen}(2\pi\Delta ft)^2}{2\pi\Delta ft} \times \frac{\cos(2\alpha\pi\Delta ft)}{1 - (4\alpha\Delta ft)^2}, \quad (2.3)$$

onde $\Delta f = 2,690$, e f é a frequência da portadora de Rádio Frequência (RF).

O espectro do sinal VSB é formatado pelos parâmetros do pulso cosseno levantado e assume a forma da Figura 2.10 – para um canal de 6 MHz – que apresenta também um tom piloto na borda inferior do mesmo espectro. O tom piloto é adicionado logo após o codificador de treliça na componente em fase através de um valor de tensão de 1,25 V, que eleva o nível nominal de todos os símbolos dessa componente, e posteriormente é convertido em um tom senoidal. No modulador esse nível gera tom de baixa potência, mas que pode ser facilmente utilizado no receptor para a recuperação da portadora. A adição desse nível somente aumenta em 0,31 dB (7,4%) a potência transmitida [9].

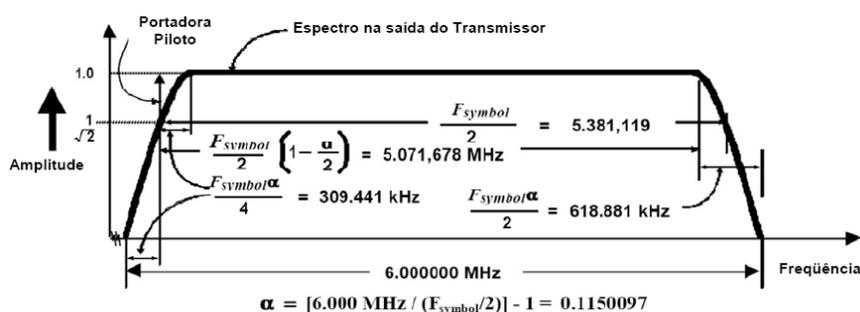


Figura 2.10 – Espectro teórico do sinal modulado em VSB [15]

O tempo de símbolo é dado por $T = 1/R_S = 1/10,762 = 92,917ns$, onde R_S representa a taxa de símbolo vista anteriormente.

Os dados de informação estão presentes somente na componente de fase em que os símbolos são codificados em oito níveis de amplitude. As componentes de fase e quadratura modulam portadoras que são defasadas em 90 graus, gerando o espectro VSB da Figura 2.10. Após o processo de transmissão, o espectro resultante do sinal transmitido assume a forma de bandas vestigiais, em que há a supressão de parte das bandas laterais excedentes do espectro e da portadora principal do sinal. Essa supressão de parte da banda

lateral evita o desperdício de espectro, uma vez que boa parte da redundância de informação presente em uma das bandas laterais é eliminada [10]. Dessa forma, essa modulação é chamada de Banda Lateral Vestigial (VSB). A Figura 2.11 mostra o espectro, com as bandas superior e inferior, extraído de uma medição prática em laboratório. O sinal piloto, adicionado durante o processo de modulação, facilita a recuperação e regeneração da portadora durante a recepção.

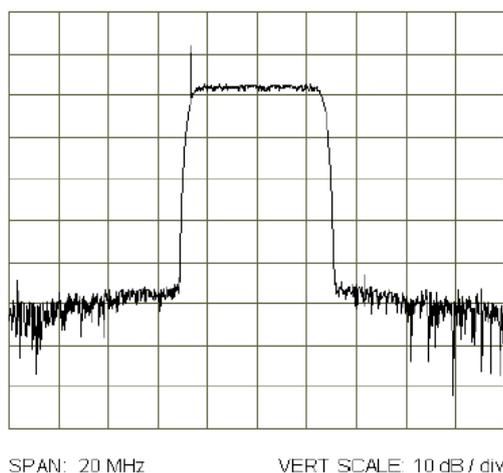


Figura 2.11 – Espectro do sinal VSB obtido em laboratório [10]

Após o modulador, o sinal é então entregue aos estágios de transmissão. Nessa última etapa o sinal modulado é deslocado para a portadora correspondente ao canal de transmissão, amplificado até a potência especificada para o canal e irradiado por meio de uma antena adequada. A Tabela 2.1 resume os valores dos principais parâmetros empregados na transmissão terrestre do ATSC para o canal especificado de 6 MHz.

Parâmetros	ATSC modo terrestre
Largura de Banda	6 MHz
Modulação	8 VSB
Codificação externa	RS (207,187)
Codificação interna	TCM 2/3
Taxa útil de bits	19,39 Mbps
Roll-off	11,5%
Número de tons piloto	1

Tabela 2.1– Tabela resumo dos principais parâmetros de transmissão do ATSC terrestre em canal de 6 MHz [7]

2.3.2. Aspectos de Transmissão do DVB-T

O padrão DVB-T foi modelado para operar na alocação de espectro dos mesmos canais VHF e UHF usados para a transmissão da televisão analógica. O sistema opera não somente na largura de banda de 8 MHz usada na Europa como também está especificado

para os canais com espaçamentos espectrais usuais de 7 MHz, 6 MHz – com alguns ajustes de configuração – e mesmo para o espaçamento de 5 MHz, considerado fora dos padrões tradicionais para a transmissão de TV. O diagrama de blocos funcional do sistema DVB-T europeu é mostrado na Figura 2.12.

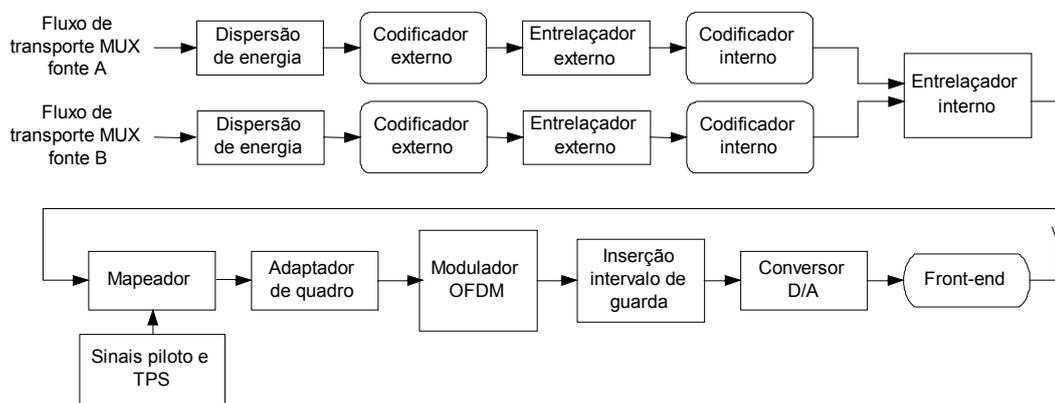


Figura 2.12 – Diagrama em blocos funcional do sistema DVB-T [11]

A cadeia funcional básica de codificação, modulação e transmissão do sistema DVB-T se assemelha à do ATSC, seguindo o diagrama básico do sistema de transmissão de TV digital apresentado inicialmente. As diferenças são decorrentes das diversas funcionalidades e concepções feitas para cada sistema.

2.3.2.1. Camada de Transporte

Como nos demais sistemas, o DVB-T recebe como entrada o fluxo multiplexado de pacotes MPEG-2 TS e segue a sua estrutura de pacotes de 188 bytes, sendo um byte de sincronismo.

2.3.2.2. Dispersão de Energia

O processo de dispersão de energia adotado pelo DVB-T é mostrado na Figura 2.13. O pacote MPEG-2 é inicialmente transmitido pelo bit mais significativo e aleatorizado pela operação XOR com a seqüência PRBS gerada. O gerador da PRBS emprega o polinômio dado por:

$$g(x) = X^{15} + X^{14} + 1 . \quad (2.4)$$

A seqüência de inicialização "100101010000000" (4A80h) do gerador deve ser inserida no começo de cada grupo de oito pacotes de transporte MPEG-2 TS. Para se gerar um sinal de reinicialização para o dispersor, o byte inicial de sincronismo do primeiro

pacote de transporte do grupo de oito tem os bits invertidos de 47h – equivalente a um byte de sincronismo – para B8h, que representa o byte de sincronismo invertido.

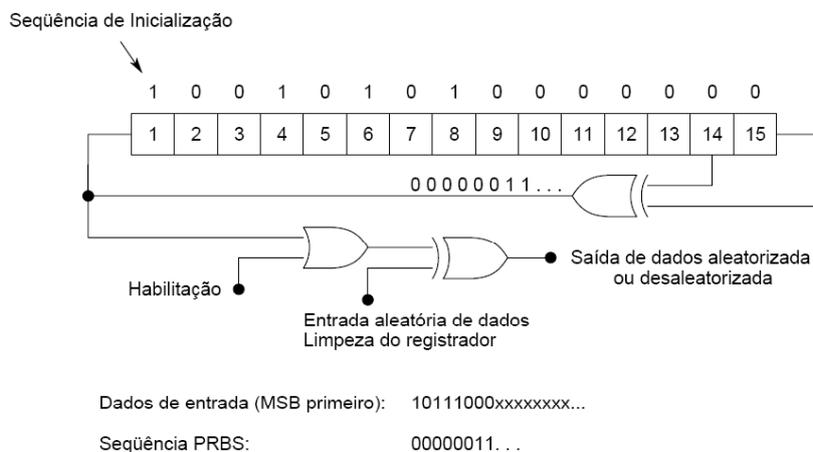


Figura 2.13 – Processo de dispersão de energia no sistema DVB-T [11]

Esse processo de inversão de byte de sincronismo é chamado de “*adaptação de multiplex de transporte*” mostrado na Figura 2.14.

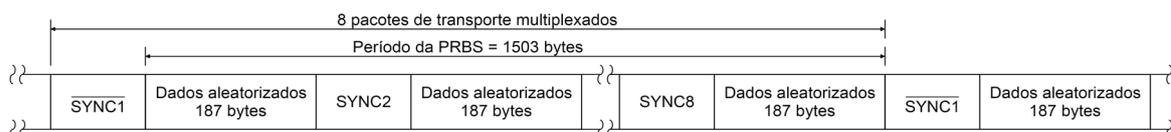


Figura 2.14 – Inversão de byte de sincronismo e transporte de pacotes aleatorizados [11]

O primeiro bit na saída do gerador de PRBS faz uma operação XOR com o primeiro bit mais significativo do byte que vem em seguida ao byte de sincronismo B8h, do pacote MPEG-2 [11].

2.3.2.3. Codificação e Entrelaçamento Externo

A codificação externa empregada no sistema europeu é aplicada de forma semelhante ao padrão americano sobre a estrutura do pacote MPEG-2 com o byte de sincronismo, ou seja, sobre os pacotes completos de 188 bytes.

O código corretor de erros externo usado é o código de bloco *Reed-Solomon* (RS), no entanto com algumas diferenças em relação ao ATSC. O RS empregado no DVB-T é uma versão reduzida do RS(255,239,t=8) original. O RS(204,188,t=8) reduzido possui 204 bytes e é aplicado sobre os 188 bytes do pacote MPEG-2 aleatorizado para a geração do pacote codificado e sendo até aplicado sobre os bytes de sincronismo dos pacotes. O

RS(204,188,t=8) acrescenta 16 bytes de paridade ao final de cada pacote de entrada permitindo a correção de até oito bytes por bloco de dados.

O codificador RS reduzido pode ser implementado adicionando 51 bytes com valor zero antes dos bytes de informação na entrada do codificador RS(255,239,t=8). Logo após a codificação RS esses bytes de valor zero são descartados, resultando em uma palavra RS codificada com tamanho de 204 bytes mostrada na Figura 2.15.

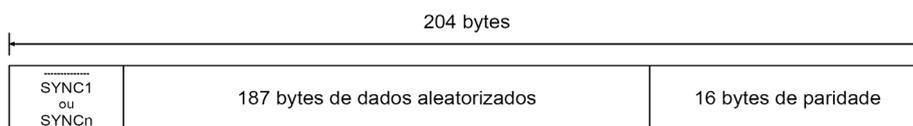


Figura 2.15 – Pacote *Reed-Solomon* (204,188,8) codificado [11]

Em seguida esses bytes RS codificados são entrelaçados para reforçar a correção de erros. O objetivo do entrelaçador externo é espalhar os pacotes provenientes do *Reed-Solomon*, aumentando a sua eficiência perante os erros de bloco. O entrelaçador convolucional externo de bytes emprega o esquema da Figura 2.16, com 12 ramos de entrelaçamento e 17 bytes de memória correspondentes aos registradores de deslocamento. Os 12 ramos estão conectados de forma cíclica com o a saída do *Reed-Solomon* e repassam um símbolo por vez em cada ramo. Os bytes de dados entrelaçados são compostos pelos 203 bytes de informação codificados pelo *Reed-Solomon*, mas delimitados pelos bytes de sincronismo (invertidos ou não invertidos), mantendo-se assim a periodicidade de 204 bytes de cada bloco conforme a Figura 2.17.

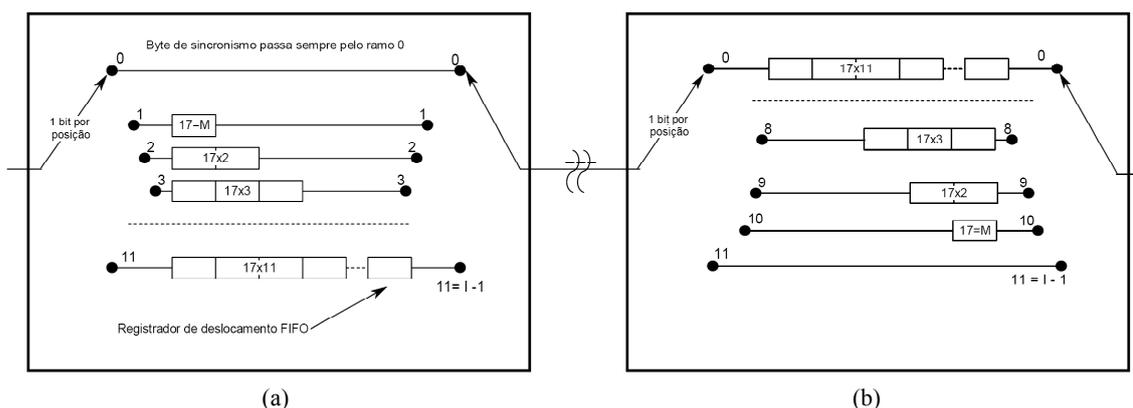


Figura 2.16 – Diagrama do (a) entrelaçador e (b) desentrelaçador externo [11]

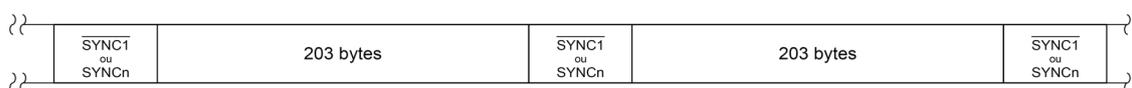


Figura 2.17 – Aspecto da estrutura dos pacotes entrelaçados [11]

2.3.2.4. Codificação Interna

Após o entrelaçamento externo é realizada a etapa de codificação interna seguida do entrelaçamento interno. O DVB-T disponibiliza uma faixa de códigos convolucionais puncionados de um código mãe. A escolha adequada da taxa de código deve ser feita de acordo com o nível de correção de erros mais apropriado para o serviço a ser oferecido pelo sistema e a taxa de dados a ser usada seja o modo de transmissão hierárquico ou não-hierárquico. O código mãe é gerado a partir do gerador polinomial da Figura 2.18, que tem duas saídas: X e Y. O polinômio gerado na saída X é dado por $G_1=171_{\text{OCT}}$ (octal) e para a saída Y, $G_2=133_{\text{OCT}}$. A taxa do código mãe é $1/2$, com 64 estados. Se a transmissão for hierárquica e empregar dois níveis de transmissão, cada codificador pode usar duas taxas de código diferentes. As taxas derivadas do código mãe de taxa $1/2$ são $2/3$, $3/4$, $5/6$ e $7/8$. A relação com que são convertidas a partir da taxa mãe está colocada na Tabela 2.2. O bit X_1 é o primeiro a ser enviado, seguido dos demais na seqüência, e sempre corresponde ao primeiro bit codificado convolucionalmente.

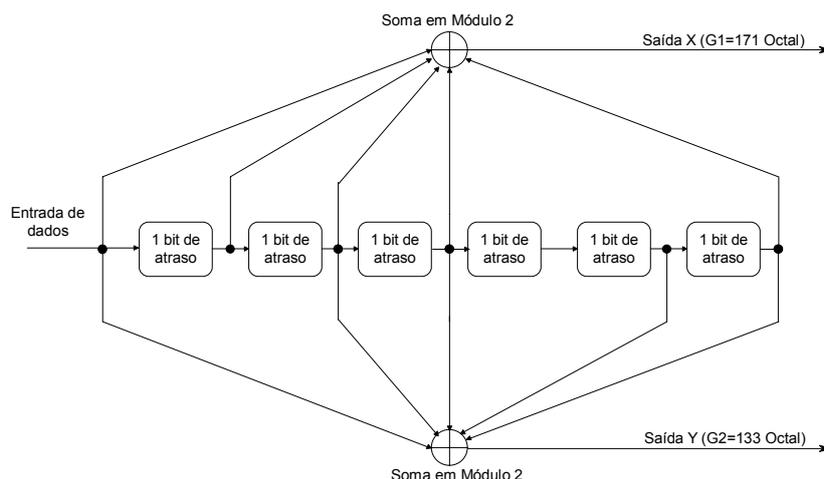


Figura 2.18 – Codificador convolucionacional de taxa mãe de 1/2 e geração das saídas X e Y [11]

Taxas de Código	Característica de Puncionamento	Seqüência Transmitida (após conversão série/paralelo)
1/2	X: 1 Y: 1	$X_1 Y_1$
2/3	X: 10 Y: 11	$X_1 Y_1 Y_2$
3/4	X: 101 Y: 110	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
5/6	X: 10101 Y: 11010	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
7/8	X: 1010101 Y: 1101010	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

Tabela 2.2 – Relação de taxas de código a partir do puncionamento da taxa mãe de $1/2$ [11]

2.3.2.5. Entrelaçamento Interno

O entrelaçamento interno emprega o entrelaçamento de bits seguido pelo entrelaçamento de símbolos. O entrelaçamento de bits somente é aplicado nos dados úteis. A operação de entrelaçamento de símbolos dependerá do número de portadoras geradas: 2048 portadoras (2^{11}) no modo 2k, ou 8192 (2^{13}) no modo 8k. No entanto, algumas dessas portadoras são usadas para o transporte de informações de referência, como sinalizações. Assim, o número de portadoras disponíveis para a transmissão de dados corresponde a 1705 no modo 2k e 6817 no modo 8k. Vale lembrar que a taxa total de transmissão de dados depende do tipo de constelação usada para mapear os bits de dados em cada portadora. O entrelaçamento é feito tanto para transmissão hierárquica como para a não hierárquica, com um ou mais blocos demultiplexadores colocados antes dos entrelaçadores. Assim, a quantidade de feixes é definida de acordo com o método de modulação empregado na transmissão. O diagrama exemplificando como o entrelaçamento é feito é mostrado na Figura 2.19. Nesse caso, a modulação 64QAM é usada.

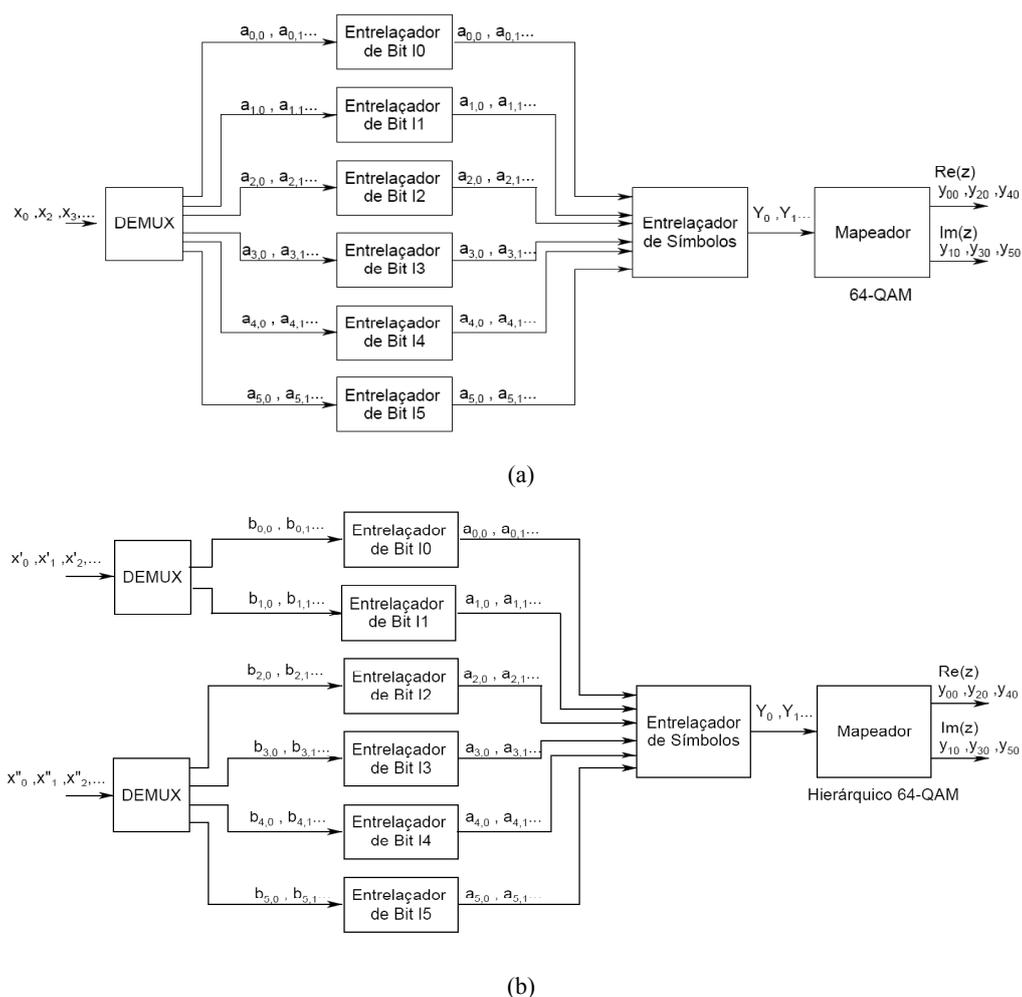


Figura 2.19 – Exemplo de entrelaçamento interno de bits e de símbolos para a transmissão não hierárquica (a) e hierárquica (b) DVB-T[11]

2.3.2.6. Mapeamento

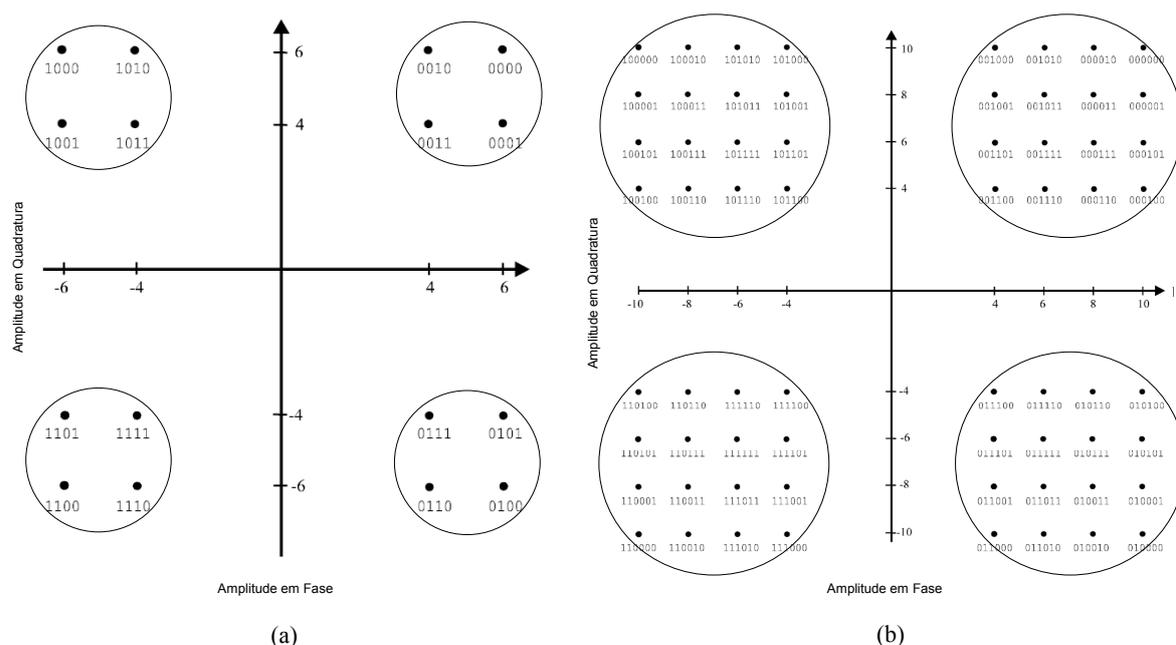
O mapeamento dos bits a serem transmitidos pelo sistema europeu consiste na definição dos pontos de uma constelação escolhida conforme o método de transmissão empregado. O DVB-T trabalha com o mapeamento de números complexos, ou pontos de constelações como dados de entrada do modulador. As constelações utilizadas pelo sistema podem ser a QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) com 2 bits por símbolo, a 16QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) com 4 bits por símbolo ou 64QAM com 6 bits por símbolo. Esse mapeamento também permite o estabelecimento da transmissão hierárquica. Esse tipo de transmissão se caracteriza pelo envio simultâneo de informação em duas camadas de prioridade: uma de alta prioridade, ou HP (*High Priority bit stream*), e outra de baixa prioridade, ou LP (*Low Priority bit stream*).

A camada de alta prioridade usa uma modulação QPSK enquanto a de baixa prioridade pode empregar 16QAM ou 64QAM. Para que esse tipo de transmissão seja feito, as constelações de alta e de baixa prioridade são implementadas com o emprego de um fator de normalização conhecido como α . Esse fator, conforme mostra a Figura 2.20 (a) e (b), modifica uma constelação 16QAM ou 64QAM, afastando os quadrantes das constelações. Dessa forma, são criadas constelações não-uniformes, mas que possibilitam a hierarquização da transmissão. A separação de cada quadrante codifica uma constelação QPSK, mais robusta e de taxa de dados menor, usada para a transmissão de alta prioridade (HP). A constelação 16QAM e 64QAM, não uniforme, é empregada para a transmissão de informação com baixa prioridade (LP), menos robusta, mas com taxas maiores de transmissão – como conteúdo de alta definição, por exemplo.

No processo de mapeamento, os dois primeiros bits mais significativos, correspondem aos pontos da constelação QPSK (HP) codificada na constelação 16 ou 64QAM. Os dois ou quatro bits restantes correspondem respectivamente à parte dos pontos das constelações 16QAM ou 64QAM, com informação de baixa prioridade (LP). Como exemplo, na Figura 2.20 (a), no ponto mapeado “0111” da constelação 16QAM, os bits “01” correspondem ao ponto da constelação QPSK de alta prioridade. Os bits “11” seguintes, pertencem à informação de baixa prioridade. Da mesma forma, na Figura 2.20 (b), no ponto “111100” da constelação 64QAM, os primeiros bits “11” pertencem a um ponto da constelação QPSK, de alta prioridade. Os bits “1100” são da informação da transmissão de baixa prioridade.

O parâmetro α , segundo a norma DVB-T [11], corresponde à divisão da distância mínima que separa dois pontos de constelação que transportam diferentes valores de bits de alta prioridade (HP), pela distância mínima que separa dois pontos quaisquer da constelação de baixa prioridade. Exemplificado, no caso da Figura 2.20 (b), o valor de α pode ser obtido da divisão da distância entre os pontos “001100” e “101100” (de valor 8) pela distância entre os pontos “001100” e “001110” (de valor 2), resultando no valor 4. O mesmo pode ser feito para o caso da Figura 2.20 (a) e (c). Segundo a norma DVB-T, α pode assumir valores 1, 2 e 4. Para esses valores, este parâmetro estabelece um espaçamento adequado entre os quadrantes das constelações, para que o sistema possa transmitir simultaneamente as modulações duplamente codificadas, ou seja, 16QAM/64QAM codificada em QPSK.

Sendo assim, na medida que α tem seu valor aumentado, este espaçamento entre os quadrantes da constelação de 16 e 64QAM também cresce, e esta vai se tornando não-uniforme, protegendo a constelação QPSK de alta prioridade contra os efeitos de ruídos e distorções do canal. Na transmissão não-hierárquica, α tem valor 1, e a constelação assume a forma uniforme da Figura 2.20 (c). No entanto, a transmissão também pode ser realizada de forma hierárquica para α igual a 1, mas nesse caso, a falta de espaçamento reduz a robustez do sistema quanto à constelação QPSK (HP). No sistema americano ATSC, esse tipo de transmissão hierarquizada não é possível [8].



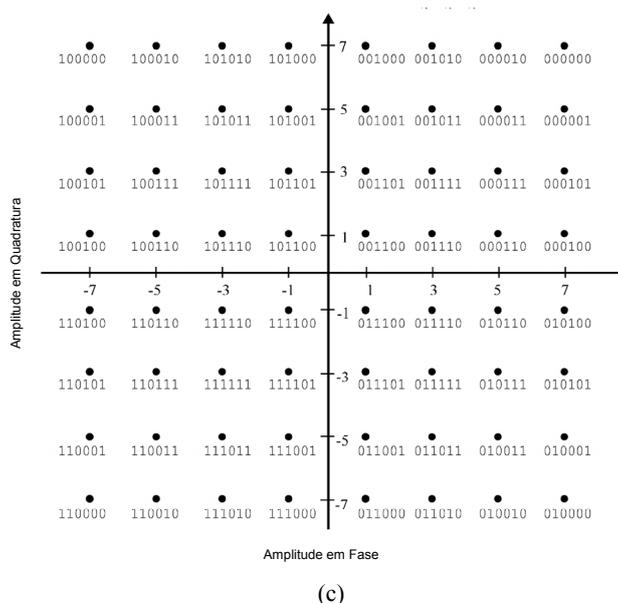


Figura 2.20 – Modulação hierárquica para $\alpha=4$: (a) constelação 16QAM codificada em QPSK e (b) constelação 64QAM codificada em QPSK. Modulação hierárquica, ou não-hierárquica, para $\alpha=1$: (c) constelação 64QAM uniforme [11].

2.3.2.7. Adaptação de Quadro OFDM

O OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é a técnica de modulação adotada pelo DVB-T. Quando é feita uma codificação de canal antes da modulação OFDM, como é o caso do DVB-T, essa modulação é conhecida como COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). A estrutura de quadro de transmissão de sinal usada pelo sistema europeu estabelece uma duração T_F para cada quadro, que é composto por 68 símbolos OFDM. Na estrutura, o chamado super-quadro é composto de quatro quadros de transmissão.

Conforme a configuração selecionada para a transmissão – constelação adotada, número de portadoras e valor do intervalo de guarda – o mapeamento de bits, na modulação digital, irá formar palavras a partir dos bits agrupados. Durante um período de tempo T_U , cada palavra modula uma portadora. Um símbolo OFDM é constituído pelo conjunto de todas as portadoras – que pode ser de 1705 portadoras em modo 2k ou de 6817 portadoras em modo 8k – moduladas durante o tempo de duração T_U e transmitidas durante um tempo T_S . Essa duração de transmissão T_S é constituída de uma parte correspondente à informação útil (de duração T_U) e de outra destinada ao intervalo de guarda (Δ), ou seja, $T_S = T_U + \Delta$. O intervalo de guarda consiste no prefixo cíclico da parte útil de informação, inserido antes desta [11]. Possui a função de tornar o sinal mais robusto à interferência

intersimbólica. Existem quatro opções de valores definidos para o intervalo de guarda: 1/4, 1/8, 1/16 e 1/32.

Todos os símbolos OFDM contêm informações de dados e de referência. Dessa forma, algumas portadoras são empregadas com a função de sinal piloto, ou seja, servem para manter o sincronismo dos quadros e portadoras, além de referenciar as fases, sincronismos de frequência e tempo, auxiliarem na estimação de canal e fornecerem a identificação dos modos e parâmetros de transmissão usados.

A chamada “portadora piloto contínua” possui a função de sincronismo e controle de fase. Corresponde às portadoras situadas nos dois extremos de cada canal – portadora 0 e 1704 em modo 2k ou 0 e 6816 em modo 8k – e também se distribui de forma contínua por cada símbolo OFDM ou canal. Para o modo 2k estão estabelecidas 45 portadoras desse tipo enquanto que no modo 8k são 177. Outros tipos de sinais piloto usados são os conhecidos como “pilotos dispersos” – *scattered pilots* – que correspondem a algumas palavras de referência distribuídas em ordem predefinida dentro de cada símbolo OFDM. Possuem a função de estimar as características do canal de transmissão para a portadora e de suas adjacentes.

A sinalização de controle enviada para o receptor é feita via portadora específica, chamada de TPS (*Transmission Parameter Signaling*). Essa sinalização consiste nos parâmetros de transmissão que são usados pelo receptor na recuperação dos sinais enviados num determinado canal. São parâmetros que mostram ao receptor o número de portadoras, a modulação empregada, codificação, valores de intervalo de guarda, esquema de transmissão (hierárquica ou não-hierárquica), número de quadro e super-quadro e identificação de célula, dentre outros parâmetros selecionáveis pela emissora no *set-up* da rede. Cada TPS é transmitida em paralelo por 17 portadoras no modo 2k e 68 portadoras em modo 8k. As portadoras TPS são moduladas em DBPSK (*Differential Binary Phase Shift Keying*) carregando a mesma mensagem, sendo esta modulação inicializada no começo de cada bloco TPS. Os sinais de referência e controle de piloto contínuo, piloto disperso e TPS têm suas respectivas portadoras transmitidas com nível de potência mais elevado em relação às demais portadoras adjacentes de informação do quadro OFDM [11].

Os valores de alguns parâmetros são relativos a múltiplos valores do chamado período elementar T do relógio do sistema em microsegundos. Esse período elementar T varia de valor dependendo da largura de banda do canal adotado para a transmissão. Assim, o valor de T é $7/64\mu\text{s}$ para canais de 8 MHz, $1/8\mu\text{s}$ para 7 MHz, $7/48\mu\text{s}$ para 6 MHz e $7/40\mu\text{s}$

para os canais de 5 MHz. Os valores numéricos dos parâmetros OFDM usados para os modos 2k e 8k para um canal de 6 MHz são mostrados na Tabela 2.3.

Parâmetros	Modos de Operação	
	Modo 8 k	Modo 2 k
Número de portadoras K	6817	1705
Número da portadora inferior K_{\min}	0	0
Número da portadora superior K_{\max}	6816	1704
Duração T_U	<i>1.194,667 μs</i>	<i>298,667 μs</i>
Espaçamento entre portadoras $1/T_U$	<i>0,837054 kHz</i>	<i>3,348214 kHz</i>
Espaçamento entre as portadora inferior K_{\min} e a superior K_{\max}	5,71	5,71

Os valores em itálico são aproximados.

Tabela 2.3 – Parametrização empregada no DVB-T e seus modos de operação para canal de 6 MHz [11].

A Tabela 2.4 apresenta a duração dos intervalos do símbolo OFDM por intervalo de guarda em um canal de 6 MHz.

Modo	Modo 8 k				Modo 2 k			
	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Intervalo guarda Δ/T_U	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duração símbolo parte T_U	8.192 x T <i>1 194,667 μs</i>				2.048xT <i>298,667 μs</i>			
Duração interv. guarda Δ	<i>2.048xT 298,667 μs</i>	<i>1.024xT 149,333 μs</i>	<i>512xT 74,667 μs</i>	<i>256xT 37,333 μs</i>	<i>512xT 74,667 μs</i>	<i>256xT 37,333 μs</i>	<i>128xT 18,667 μs</i>	<i>64xT 9,333 μs</i>
Duração símbolo $TS=\Delta+T_U$	<i>10.240xT 1.493,3 μs</i>	<i>9.216xT 1.344 μs</i>	<i>8704xT 1.269,3 μs</i>	<i>8448xT 1.232 μs</i>	<i>2.560xT 373,3 μs</i>	<i>2.304xT 336 μs</i>	<i>1.176xT 317,3 μs</i>	<i>2.112xT 308 μs</i>

Os valores em itálico são aproximados.

Tabela 2.4 – Relação dos intervalos de símbolo por intervalo de guarda em cada modo de transmissão para canal de 6 MHz [11].

2.3.2.8. Modulação COFDM

A técnica de modulação OFDM consiste na transmissão paralela de dados em várias subportadoras empregando constelações QAM ou QPSK. Quanto maior for o número de subportadoras utilizadas, menor é o valor da taxa de transmissão por subportadora. Essa redução de taxa corresponde ao aumento da duração dos símbolos transmitidos em cada subportadora. Isso traz uma maior robustez ao multipercurso devido à menor sensibilidade à seletividade em frequência, ou dispersão no tempo. O OFDM possui a vantagem adicional de trabalhar com o sinal no domínio da frequência, permitindo a obtenção de maiores ganhos quando empregado juntamente com técnicas de codificação e entrelaçamento que trabalham no domínio do tempo. Assim, o COFDM caracteriza-se pelo emprego da codificação de canal no combate ao desvanecimento, na degradação dos símbolos e na redução da taxa de erros (BER, *Bit Error Rate*). A ortogonalidade entre as portadoras que compõem cada símbolo OFDM traz uma sobreposição espectral entre elas que produz uma significativa economia de banda.

Na modulação OFDM, são usados algoritmos eficientes para seja efetuada a operação de transformadas rápidas (inversa e direta) de *Fourier*. Um intervalo de guarda é acrescentado no sinal modulado com base na cópia dos últimos intervalos de período útil T_U dos símbolos OFDM, assumindo os valores Δ/T_U de 1/4, 1/8, 1/16 e 1/32, conforme mostrado nas Tabelas 2.4 e 2.5, e fazendo parte da parametrização usada na transmissão COFDM. O Capítulo 3 dessa dissertação aborda o OFDM de forma mais detalhada, explicando suas principais características de modulação e demodulação, suas vantagens e problemas. Em comparação com o espectro de uma televisão analógica, o espectro do sinal OFDM apresenta melhor aproveitamento por ser plano dentro da faixa espectral útil. O sinal de televisão analógica apresenta regiões de maior concentração de potência relativa às portadoras de vídeo, áudio e subportadoras de cor. O sistema europeu adota como padrão o canal de 8 MHz, enquanto que no Brasil o canal usado corresponde à largura de banda de 6 MHz. No entanto, o DVB-T deve ser configurado para o canal de 6 MHz, realizando a alteração de alguns dos parâmetros, de tal maneira que a taxa de bits útil possa ser adequada para a transmissão dos serviços desejados. No caso do HDTV, enquanto o padrão americano trabalha com uma taxa fixa de bits de 19,28 Mbps, referente à carga útil de vídeo, áudio e dados, o europeu pode ter sua taxa de bits referente à carga útil escolhida de acordo com o tipo de modulação, taxa de código interno e intervalo de guarda adotado. A Tabela 2.5 mostra os valores aproximados das possíveis taxas de bits de carga útil conseguidas pelo sistema europeu para um canal de 6 MHz.

Modulação	Taxa de Código	Intervalo de Guarda			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	3,732	4,147	4,391	4,524
	2/3	4,976	5,529	5,855	6,032
	3/4	5,599	6,221	6,587	6,786
	5/6	6,221	6,912	7,318	7,540
	7/8	6,532	7,257	7,684	7,917
16QAM	1/2	7,465	8,294	8,782	9,048
	2/3	9,953	11,059	11,709	12,064
	3/4	11,197	12,441	13,173	13,572
	5/6	12,441	13,824	14,637	15,080
	7/8	13,063	14,515	15,369	15,834
64QAM	1/2	11,197	12,441	13,173	13,572
	2/3	14,929	16,588	17,564	18,096
	3/4	16,796	18,662	19,760	20,358
	5/6	18,662	20,735	21,955	22,620
	7/8	19,595	21,772	23,053	23,751

Valores aproximados.

Tabela 2.5 – Taxa de bits efetiva (Mbps) em todas as combinações de intervalo de guarda, constelações e taxa de código para sistemas DVB-T não-hierárquicos em canais de 6 MHz [11]

Selecionando diferentes níveis de constelações, conjuntamente com adequadas taxas de código interno e intervalos de guarda na modulação OFDM, é possível optar por uma configuração que troque robustez por maior taxa de transmissão dos dados. Um exemplo desse ajuste de parâmetros é o emprego da QPSK com taxa de código de 1/2 e razão de intervalo de guarda de 1/4, tornando o sistema mais robusto, porém com menor capacidade do que se fosse usada a constelação 64QAM com taxa de código de 5/6 e razão de intervalo de guarda de 1/32 [8]. Assim, para se obter nessas condições uma taxa equivalente à do padrão americano para a transmissão de vídeo, áudio e dados, a modulação escolhida deverá ser 64QAM, com intervalo de guarda de 1/16 e taxa de código de 3/4. O valor de taxa de transmissão para essa configuração, segundo a Tabela 2.5, é de aproximadamente 19,76 Mbps.

2.3.3. Aspectos de Transmissão do ISDB-T

No ISDB-T existem três modos de transmissão correspondentes ao número de portadoras presentes em cada símbolo OFDM: modo 2k (modo 1), 4k (modo 2) e 8k (modo 3) – respectivamente 2048, 4096 e 8192 portadoras. Em comparação com o sistema europeu, existem diferenças na quantidade de portadoras usadas para a transmissão de informação em cada modo e inclusive no comprimento dos símbolos OFDM. A Tabela 2.6 mostra os números de portadoras e a duração dos símbolos empregados em cada modo no sistema ISDB-T.

Parâmetros	Modos de Operação		
	2 k	4 k	8 k
Número total de portadoras	1405	2809	5617
Portadoras por segmento	108	216	432
Espaçamento entre portadoras (kHz)	3,968	1,984	0,992
Comprimento do símbolo (μ s)	252	504	1008
Intervalo entre símbolos (μ s)	7,8 – 63	15,75 – 12,6	31,5 – 252
Duração do quadro (ms)	53 – 64,2	106 – 128,5	212 – 257
Relógio principal (MHz)	8,127 (512/63)		

Tabela 2.6 – Modos de Operação do ISDB-T e seus parâmetros [5] [16]

2.3.3.1. Segmentação de Banda

O ISDB-T foi concebido para a oferta de múltiplos serviços, além do sinal digital de televisão, e nesse sentido a segmentação de banda representa uma maneira de viabilizar o emprego de múltiplas aplicações numa mesma largura de faixa de um canal. O fluxo de transporte MPEG-2 TS é “remultiplexado” na entrada do sistema e organizado em segmentos de dados viabilizando a formação do enquadramento OFDM. Após a codificação de canal, os segmentos OFDM formados possuem cada um a largura de banda

correspondente a $B_0/14$, onde B_0 representa a largura de banda do canal que está empregado pelo sistema, ou seja, B_0 pode ser de 6, 7 ou 8 MHz [16]. A faixa do canal então é segmentada em 14 partes iguais das quais 13 são efetivamente utilizadas para os segmentos. Assim, num canal de 6 MHz, a faixa de frequência útil usada para a transmissão pelo canal pode ser calculada da forma dada por:

$$\frac{6\text{MHz} \times 13 \text{ segmentos \u00fasteis}}{14 \text{ segmentos}} = 5,571\text{MHz}. \quad (2.5)$$

Um sistema de 6 MHz est\u00e1 ent\u00e3o dividido em 13 segmentos com largura de banda de 429 kHz ($6/14$ MHz) [16], em que cada segmento possui seus par\u00e2metros de transmiss\u00e3o espec\u00edficos. Tais segmentos s\u00e3o numerados de 0 a 12 e organizados no espectro do canal conforme ilustrado na Figura 2.21.

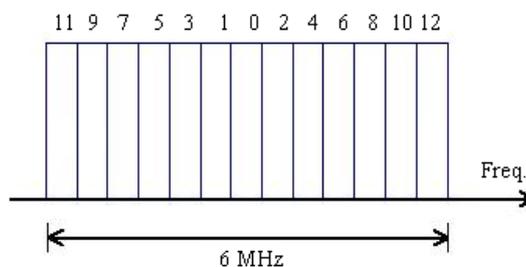


Figura 2.21 – Organiza\u00e7\u00e3o dos segmentos de banda de um canal ISDB-T de 6 MHz

Essa segmenta\u00e7\u00e3o de banda, al\u00e9m de permitir a transmiss\u00e3o hier\u00e1rquica e n\u00e3o-hier\u00e1rquica, faz com que os receptores de faixa estreita possam receber a informa\u00e7\u00e3o contida separadamente em um dos segmentos de banda reservado no espectro. A chamada recep\u00e7\u00e3o parcial consiste na separa\u00e7\u00e3o independente de alguns segmentos OFDM dos demais a serem transmitidos permitindo a determinados servi\u00e7os poderem ser disponibilizados para os receptores de faixa estreita. Somente um segmento \u00e9 disponibilizado no ISDB-T para a recep\u00e7\u00e3o parcial e corresponde ao segmento zero situado na posi\u00e7\u00e3o central do espectro de segmentos.

2.3.3.2. A Transmiss\u00e3o Hier\u00e1rquica

Na transmiss\u00e3o hier\u00e1rquica mais de um sinal pode ser transmitido pelo canal com configura\u00e7\u00f5es de transmiss\u00e3o diferentes. Pode ser feita a escolha entre um sinal com par\u00e2metros configurados para uma transmiss\u00e3o mais robusta e de menor taxa de transmiss\u00e3o de forma simult\u00e2nea com outro sinal de maior taxa de dados, por\u00e9m mais suscept\u00edvel a erros e interfer\u00eancias introduzidos pelo canal. Uma primeira op\u00e7\u00e3o de transmiss\u00e3o poderia ser a oferta de um servi\u00e7o HDTV ocupando 12 segmentos OFDM,

sendo o segmento restante usado para transmissão de dados e de áudio digital, por exemplo. Uma outra alternativa seria a transmissão de múltiplos programas SDTV nos 12 segmentos. A posição do segmento zero, mais protegida, possibilita a recepção dos serviços de banda estreita por receptores mais simples, de faixa estreita [8].

No entanto, O ISDB-T permite a transmissão dos sinais em três camadas ou diferentes níveis de robustez. Essas camadas tanto podem ser usadas para a transmissão de diferentes partes de informação de uma mesma programação ou para a transmissão de programações de conteúdos distintos. Os segmentos pertencentes a cada uma das camadas adotam a mesma parametrização de transmissão [5]. Essa divisão em camadas possibilita que receptores móveis, portáteis (com pouca movimentação) e fixos possam decodificar os sinais de acordo com as suas capacidades e características de alta ou baixa resolução, e de forma estável. Em contrapartida existe a compensação entre as taxas de transmissão e a alocação de segmentos de banda em cada camada. Assim, em outro exemplo, uma transmissão não hierárquica de HDTV poderia se feita usando todos os 13 segmentos com modulação de 64QAM e uma taxa de código convolucional 7/8, obtendo capacidade de transmissão superior a 20 Mbps para um canal de 6 MHz. Por outro lado, uma transmissão hierárquica poderia ser feita optando-se pela transmissão de três camadas em que os segmentos mais externos seriam modulados em 64QAM a uma taxa de código 7/8 transmitindo para receptores fixos com boa resolução de imagens. O segmento central poderia usar modulação DQPSK a uma taxa de código 1/2 para a recepção parcial de TV em faixa estreita de baixa resolução. Os três segmentos restantes, próximos ao segmento central, poderiam ser usados para receptores móveis com modulação de 16QAM a uma taxa de código 1/2 e resolução pouco melhor [5][16][17]. Existe ainda a possibilidade de um receptor de faixa larga poder receber e entender todas as três camadas de forma conjunta, e obter taxa de transmissão suficiente para formar imagens em alta resolução [16]. A Figura 2.22 ilustra esse exemplo.

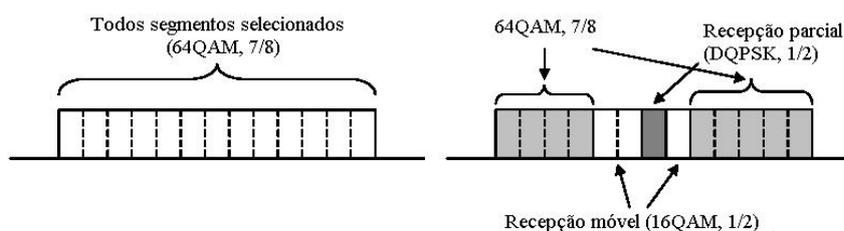


Figura 2.22 – Transmissão hierárquica de faixa larga e estreita simultaneamente [17]

2.3.3.3. Processo de Transmissão

Parte do processo de transmissão do ISDB-T pode ser resumido na Figura 2.23, que mostra a etapa inicial de multiplexação e de codificação de canal antes do processo de modulação OFDM explicado mais adiante.

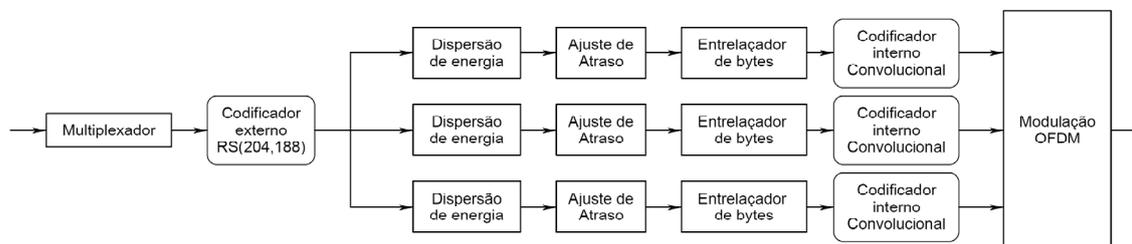


Figura 2.23 – Esquema de transmissão do sistema ISDB-T [16]

2.3.3.4. Processo de Codificação de Canal: Remultiplexação TS

O fluxo de dados MPEG-2 TS de transporte antes de ser codificado passa por um processo formatação que consiste na quebra deste em unidades elementares de 188 bytes chamadas de MPEG-2 TSP (*Transport Stream Packet*). Os pacotes recebem mais 16 bytes nulos e passam ser chamados de TSPs de transmissão com 204 bytes de tamanho. A geração desses pacotes é feita sob taxa quatro vezes maior que a frequência usada na aplicação da IFFT. A saída dessa etapa de remultiplexação é constituída de um fluxo de quadros multiplexados compostos de TSPs de transmissão e o tamanho destes quadros varia de acordo com a quantidade de portadoras de cada modo de transmissão empregado e o valor da taxa do intervalo de guarda usado. A Tabela 2.7 apresenta os diferentes tamanhos de quadro, em quantidade de TSPs, de acordo com o intervalo de guarda usado e o modo de transmissão.

Modo		1/4	1/8	1/16	1/32
1	2 k	1280	1152	1088	1056
2	4 k	2560	2304	2176	2112
3	8 k	5120	4608	4352	4224

Tabela 2.7 – Tamanhos em TSPs do quadro multiplex conforme o modo usado e o tamanho do intervalo de guarda [16].

Os quadros podem conter TSPs com conteúdo nulo (TSP_{null}) cuja finalidade é apenas de preenchimento do quadro em caso de necessidade de ajuste de tamanho do mesmo. Os TSP_{null} são identificados e retirados durante o processo de recuperação do sinal na recepção.

2.3.3.5. Codificação Externa

A codificação externa é feita de forma semelhante ao DVB-T. O esquema de codificação do ISDB-T emprega o código em bloco Reed-Solomon sobre cada TSP de transmissão. Da mesma maneira que o DVB-T são gerados 16 bytes de paridade a partir de cada pacote MPEG-2 TSP de 188 bytes gerando 204 bytes, ou seja, RS(204,188). Nesse processo são gerados outros TSPs a partir dos TSPs de transmissão que tem seus 16 bytes nulos substituídos pelos 16 bytes de paridade gerados pelo RS. Assim, os 204 bytes de cada pacote são mantidos.

2.3.3.6. Divisão TS em Camadas Hierárquicas

Esses pacotes TSPs codificados são então enviados a um elemento segmentador que faz um rearranjo destes em blocos de codificação. Podem ser criados de um a três blocos de codificação que correspondem às camadas de segmentos configuradas para o sistema. Conforme a configuração inicial os fluxos são separados cada qual na camada a que pertence. Na recepção o processo inverso é feito sendo os fluxos recuperados reunidos e entregues ao decodificador RS do receptor.

2.3.3.7. Dispersão Energia

Na seqüência, é feita a etapa de dispersão de energia para cada uma das camadas. A dispersão também é semelhante àquela aplicada no sistema europeu aplicando o mesmo polinômio gerador de PRBS dado pelo polinômio da equação (2.4).

2.3.3.8. Ajuste de Atraso

Como na transmissão hierárquica são enviadas camadas com configurações diferentes (de taxas de dados, esquema de modulação, intervalos de guarda, entre outros), os dados das mesmas podem então apresentar diferentes tamanhos e conseqüentemente atrasos distintos na recepção do sinal. Essa diferença de atraso entre as camadas transmitidas pode ser controlada através do ajuste de atraso feito durante o processo de transmissão dos dados de cada camada. O ajuste é feito pela inserção de atrasos em cada camada de acordo com os seus respectivos valores adotados para o esquema de modulação e taxa de codificação interna [16]. A quantidade de atraso para se efetuar o ajuste é definida em termos do número de TSPs para cada fluxo de camada.

2.3.3.9. Entrelaçamento de Byte

O entrelaçamento também é feito de maneira análoga ao entrelaçamento externo empregado no DVB-T. As suas características são basicamente as mesmas comentadas

para o padrão europeu conforme ilustrado na Figura 2.16. O entrelaçamento é aplicado aos pacotes completos de 204 bytes após a codificação externa e a dispersão de energia.

2.3.3.10. Codificação Interna

A codificação interna empregada no ISDB-T é baseada no código convolucional ou de treliça gerando taxas de código de $2/3$, $3/4$, $5/6$ e $7/8$ a partir da saída do codificador de taxa $1/2$ mostrado na Figura 2.18 para o DVB-T. Um esquema de supressão de bits é empregado conforme foi mostrado na Tabela 2.2. também como no sistema europeu.

2.3.3.11. Processo de Modulação:

A etapa de modulação transforma as TSPs codificadas num correspondente sinal OFDM para ser enviado ao bloco transmissor do sistema, ou seja, em ondas eletromagnéticas. A etapa de modulação é feita em três partes: Ajuste de atraso, Entrelaçamento de bits e Mapeamento de constelação. Antes da etapa de mapeamento é feito um entrelaçamento de bits com finalidade de embaralhar os bits de acordo com o tipo de mapeamento a ser feito em seguida. O entrelaçamento introduz um atraso de bits em cada segmento que também varia com o esquema de modulação a ser mapeado. Assim, é feita inicialmente uma inserção de atraso de correção de forma a tornar uniforme e igual a dois símbolos OFDM o atraso em todos os segmentos de camada a ser transmitida [16].

Conforme for o esquema de modulação a ser utilizado por cada camada, o entrelaçamento e o mapeamento da constelação seguem uma configuração específica. Cada esquema de modulação (DQPSK, QPSK, 16QAM e 64QAM) possui seu esquema diferenciado de entrelaçamento de bits e de mapeamento conforme ilustrado na Figura 2.24.

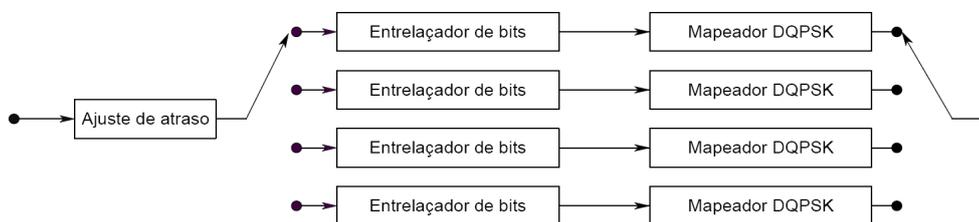


Figura 2.24 – Configuração do bloco mapeador

2.3.3.12. Combinação em Camadas

O segmento de dados é definido na forma de tabela de endereçamento onde a conversão de taxas de transmissão, tempo e frequência de entrelaçamento são executados

[16]. Nessa estrutura de segmento, cada símbolo OFDM – no domínio do tempo – é formado por um conjunto de portadoras – no domínio da frequência – e a quantidade de portadoras de cada símbolo é definida pelo modo de transmissão (modo 1, 2 ou 3) configurado para o segmento em questão.

Os segmentos mapeados e entrelaçados são então agrupados e combinados em seus fluxos da camada correspondentes. Cada grupo de segmentos de cada camada deve ter a quantidade de segmentos de tal maneira que a soma total de todos os segmentos de todas as camadas não ultrapasse o valor máximo de 13 segmentos.

2.3.3.13. Entrelaçamento Temporal e em Frequência

Na seqüência são feitas as etapas de entrelaçamento no tempo e na frequência. O entrelaçamento no tempo insere atrasos entre as portadoras dos segmentos fazendo com que seqüências de dados – mesmo que em portadoras diferentes – não sejam transmitidas ao mesmo tempo evitando os desvanecimentos em rajadas. Esse tipo de desvanecimento é fatal pois pode corromper o sinal de forma irreversível. Com o efeito do entrelaçamento, cada símbolo corrompido pode ser recuperado facilmente pelos códigos de correção de erro (FEC) interno e externo. Do contrário, sem o entrelaçamento, se uma seqüência de símbolos fosse danificada os códigos de correção dificilmente conseguiriam recuperá-la.

O entrelaçamento em frequência faz o embaralhamento entre as portadoras de um mesmo segmento buscando uma aleatorização do espectro de frequências protegendo o sinal dos efeitos destrutivos do canal. Esse entrelaçamento é feito de duas maneiras: entre segmentos e dentro de cada segmento sendo independente do modo de transmissão usado.

2.3.3.14. Adaptação de Quadro OFDM

Logo em seguida o quadro OFDM é estruturado com a adição dos sinais piloto e arranjo dos segmentos de dados dentro de um quadro OFDM de 204 símbolos. Existem duas estruturas de quadros que diferem pela modulação empregada. Uma estrutura é feita especificamente para a modulação diferencial e outra quando a modulação for coerente [16].

O ISDB-T também utiliza sinais piloto e de controle como o DVB-T, no entanto, a distribuição destes é feita de forma diferente. O ISDB-T, ao contrário do DVB-T, emprega somente 13 pilotos contínuos (CP) ao passo que no padrão europeu são 45 pilotos contínuos para o modo 2k e 177 para o 8k. Os pilotos espalhados (SP) mantêm a mesma quantidade e o espalhamento destes é idêntico ao DVB [5].

A configuração da transmissão é enviada ao receptor pelas portadoras TMCC – *Transmission and Multiplexing Configuration Control* – que fazem o mesmo papel das portadoras TPS no DVB-T. As TMCC são em número de 5 por segmento no modo 2k, 10 no modo 4k e 20 no modo 8k. Existem ainda portadoras para “*canal auxiliar*”, ou AC (*Auxiliary Channel*), com a finalidade de transporte genérico de dados. No modo 2k são 6 portadoras por segmento, 13 no modo 4k e 27 no modo 8k. Os canais adicionais são usados na maioria das vezes para o transporte de informações de programação, vendas de produtos *online* relacionados com os serviços de *Middleware* que constitui uma das inovações da televisão digital.

2.3.3.15. IFFT - Inserção de Intervalo de Guarda

Em seguida é feita a aplicação dos algoritmos de IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) criando o sinal de radiofrequência a ser transmitido. Então o intervalo de guarda configurado para cada camada é inserido e o sinal é entregue ao bloco transmissor, que faz o processamento de deslocamento de frequência para o canal da emissora, amplifica o sinal no estágio de potência e o irradia por meio de uma antena. Assim como no DVB, o ISDB consegue transmitir taxas úteis de bit conforme a configuração selecionada para os segmentos de uma determinada camada. A Tabela 2.8 é equivalente à Tabela 2.5 do sistema europeu [11]. Seguindo exemplo da taxa de transmissão necessária à transmissão de HDTV, a configuração necessária para tal fim seria a de um sistema de faixa larga com intervalo de guarda de 1/32, taxa de código convolucional de 3/4 e esquema de modulação 64QAM para se conseguir uma taxa de 19,91 Mbps.

Modulação	Taxa de Código	Número de TSPs transmitidos Modo 1 / 2 / 3	Taxa de dados (Mbps) nos intervalos de guarda			
			1/4	1/8	1/16	1/32
DQPSK	1/2	156 / 312 / 624	3,651	4,056	4,259	4,425
	2/3	208 / 416 / 832	4,868	5,409	5,727	5,900
QPSK	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	15,498
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

Tabela 2.8 – Taxa de dados do sistema ISDB-T composto pelos 13 segmentos [17]

2.3.4. Caracterização do Sistema Chinês

Nessa seção, são mostradas as características do DMB-T, baseado na transmissão multiplexadas OFDM, e do ATMB-T, baseado em transmissão de portadora única. Ambos os sistemas foram propostos para formarem o sistema chinês de televisão digital, atualmente chamado de DMB-T/H (*Digital Multimedia Broadcasting Terrestrial/Handheld*), ainda em fase de especificação e de definições, sendo possivelmente um sistema misto, composto de duas formas de transmissão (VSB e COFDM) [13].

2.3.4.1. Aspectos de Transmissão do DMB-T

O sistema DMB-T pode ser descrito pelo diagrama funcional da Figura 2.25, que mostra o esquema de codificação de canal e de modulação. No DMB-T, fluxos de pacotes MPEG-2 TS passam primeiramente pelo codificador externo, empregando o Código *Reed-Solomon*. Os pacotes são codificados em RS(208,188), ou seja, são inseridos 20 bytes de paridade. Esse esquema é derivado de outro sistema RS(255,235). Na sequência é empregado um entrelaçador de bits convolucional externo para efetuar espalhamento dos erros provocados pelos ruídos em rajada. Esse entrelaçador de bits adota o esquema do diagrama da Figura 2.7, em que B representa o número de ramos e M o tamanho dos *buffers* de atraso. Para o entrelaçador externo os valores adotados são de B= 104 e M=6 bytes.

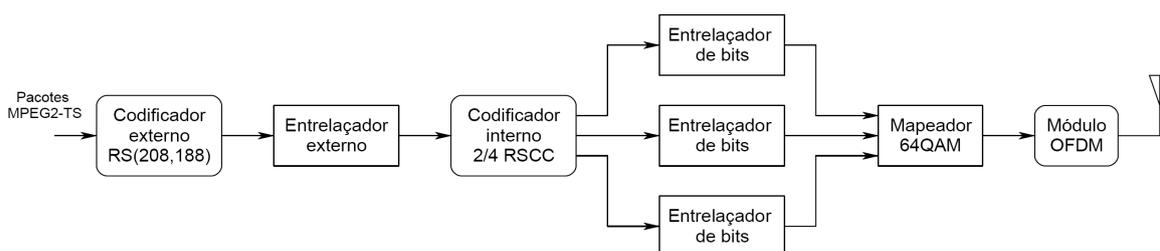


Figura 2.25 – Esquema de transmissão do DMB-T [18]

A codificação interna constitui o mais importante aspecto da arquitetura do DMB-T. É introduzida a codificação turbo como estratégia de codificação interna. Esse tipo de codificação também é conhecida como código paralelo-concatenado, e também pode ser empregada em conjunto com a codificação em treliça (TCM), a uma taxa de codificação igual a 2/3 [19], resultando num melhor desempenho. O entrelaçamento interno pode ser feito de duas maneiras: entrelaçamento de bits e entrelaçamento em frequência. O primeiro

emprega a mesma estrutura do entrelaçamento interno com configuração ($B=52$, $M=28$), conforme Figura 2.7. O entrelaçamento em frequência trabalha ao nível de blocos de símbolos, cujo tamanho de cada bloco se iguala ao número de portadoras OFDM, que é 3780.

O sistema DMB-T adota a transmissão OFDM. A modulação emprega símbolos 64QAM para a transmissão de HDTV. A estrutura de quadro emprega portadoras de sinalização TPS (*Transmission Parameter Signaling*), em que um quadro OFDM possui 3780 portadoras com pontos complexos (3780 pontos complexos da IFFT) [18]. O intervalo de guarda adotado é de 1/9 da duração total. São adicionadas seqüências PN (*Pseudorandom Numbers*) como intervalo de guarda para a obtenção do sincronismo e estimação de canal. Essa técnica de inserção de seqüências pseudoaleatórias no intervalo de guarda é conhecida como modulação TDS-OFDM (*Time Domain Synchronous OFDM*) [20]. Essa combinação entre intervalo de guarda e símbolos de treinamento não somente permite a obtenção de ganhos na redução do *overhead* aumentando a eficiência espectral, como também oferece bons ganhos de sincronismo e estimação de canal. Esse modo de operação permite a obtenção de taxas adequadas para o transporte de sinais de alta definição HDTV. A principal parametrização é apresentada na Tabela 2.9.

Parâmetros	
Largura Banda Canal	7,56 MHz
Constelação	64QAM
FFT	3780
Espaçamento entre sub-portadoras	2 kHz
Codificação Externa	RS (208,188)
Codificação Interna	Taxa 2/3 RSCC
Taxa de transmissão	24,3 Mbps

Tabela 2.9 – Parâmetros principais usados no DMB-T [18]

Outra alternativa de codificação interna seguida pelo entrelaçamento interno proposta pelo DMB-T consiste na chamada *Bit-Interleaved Coded Modulation* (BICM), que é apresentada na Figura 2.25 que consiste no uso de código convolucional em conexão com um entrelaçador interno de bits e mapeamento de *Código Gray*. A largura de banda efetiva empregada para o DMB-T é de 7,56 MHz. A taxa de código empregada para alta definição é de 2/3 punccionada da taxa mãe de 1/2. A taxa máxima de dados conseguida com essa configuração é de 24,3 Mbps [18].

2.3.4.2. Aspectos de Transmissão do ADTB-T

O sistema ADTB deverá permitir recepção fixa e móvel de sinais de alta ou baixa definição além de canal de dados simultaneamente, representando outra alternativa de sistema de radiodifusão de TV digital. Pode ser empregado em redes de frequência única, como o DVB e ISDB, com grande desempenho de recepção em ambientes internos. O ADTB-T utiliza modulação OQAM, projetado para canais de 8 MHz, podendo ser adaptado para os canais de 7 e 6 MHz. Um exemplo do esquema de codificação e modulação OQAM pode ser mostrado na Figura 2.26, onde pode-se observar as semelhanças com os demais sistemas.

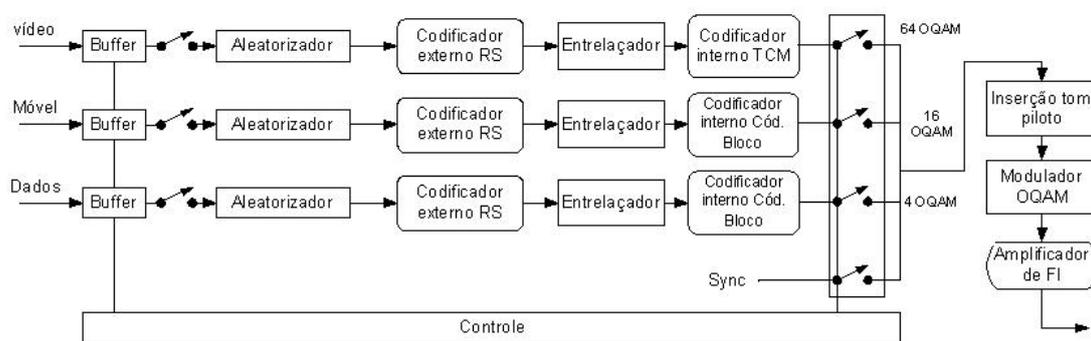


Figura 2.26 – Esquema de transmissão do ADTB-T [9]

O fluxo de entrada também é compatível com o padrão MPEG-2 TS. Os fluxos dos serviços de transmissão fixo, móvel e de dados entram em codificadores independentes por meio de *buffers* separados. Em cada codificador – de maneira semelhante – os pacotes são embaralhados, codificados externamente empregando código de bloco RS, entrelaçados e codificados internamente. O fluxo de pacotes de transmissão fixa é codificado internamente empregando TCM (codificação em treliça) de taxa 2/3, e modulado usando esquema de modulação 64OQAM. Os fluxos de transmissão móvel e os dados empregam codificação em bloco de taxa 1/2 de forma independente, sendo o primeiro fluxo modulado em 16OQAM e o segundo em 4OQAM. Em seguida são inseridos os tons de sincronismo e as portadoras piloto, e são então modulados e enviados ao amplificador de potência para a transmissão. Na estrutura de quadro, os segmentos de sincronismo e de quadro permitem uma rápida e confiável sincronização, assim como a estimação também se torna precisa em diversas condições de transmissão. O espectro teórico do sinal OQAM é apresentado para o canal de 8 MHz na Figura 2.27.

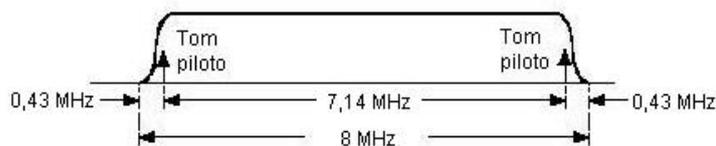


Figura 2.27 – Espectro teórico para transmissão ADTB-T em um canal de 8 MHz [9]

A largura de banda efetiva é de 7,14 MHz com 0,43 MHz de banda de guarda (*roll-off*) em cada extremidade do espectro. O fator de *roll-off* empregado pelo ADTB é de 12%. São também inseridos dois tons piloto no espectro, um em cada banda de guarda. Os tons piloto são colocados para oferecer maior diversidade permitindo uma recuperação mais rápida e confiável da portadora e do sincronismo do relógio de dados. Os modos de recepção podem ser selecionados pelo simples ajuste dos receptores conforme as condições de recepção. As taxas conseguidas pelo sistema correspondem a 25,24 Mbps em modo fixo, 12,62 Mbps em modo móvel e 6,31 Mbps na transmissão de dados. Para canal de 6 MHz é estimada a taxa de 18,93 Mbps para o modo de recepção fixa, 9,465 Mbps para recepção móvel e 4,733 Mbps para a transmissão de dados. Possivelmente a taxa de transmissão de 18,93 seja insuficiente para a transmissão de HDTV uma vez que o valor mínimo estipulado e constatado para esse tipo de transmissão é considerado ser de 19,39 Mbps em MPEG-2. A Tabela 2.10, colocada abaixo, mostra o resumo dos principais parâmetros e características de cada modo de transmissão do ADTB-T no canal originário de 8 MHz.

Parâmetros	ADTB - modo terrestre		
	Modo Fixo	Modo Móvel	Modo de dados
Largura de Banda	8 MHz	8 MHz	8 MHz
Modulação	64 OQAM	16 OQAM	4 OQAM
Codificação externa	RS	RS	RS
Codificação interna	TCM 2/3	Cód. Bloco 1/2	Cód. Bloco 1/2
Taxa útil de bits	25,24 Mbps	12,62 Mbps	6,31 Mbps
Roll-off	12%	12%	12%
Número de tons piloto	2	2	2

Tabela 2.10 – Tabela resumo dos principais parâmetros de transmissão do ADTB-T para um canal de 8 MHz [9].

2.4. Conclusão

Foram introduzidos nesse capítulo os principais conceitos da arquitetura de transmissão terrestre de digital de TV, abordando suas funcionalidades, componentes e características de modulação. Foram apresentados e comparados os principais sistemas ou padrões de TV digital existentes no mercado mundial (ATSC, DVB-T e ISDB-T),

mostrando suas configurações, vantagens e limitações. Também foi apresentado o padrão chinês, que está sendo criado baseado em seus dois sistemas ADTB-T e DMB-T.

A televisão digital não somente mudará a tecnologia de transmissão, mas também trará novos conceitos interativos de relacionamento entre o usuário e a programação disponibilizada pelas emissoras. Novos serviços de entretenimento e de aplicações interativas são vislumbrados como possíveis instrumentos de inclusão social em países em desenvolvimento como o Brasil. O Brasil adotou o padrão japonês ISDB-T como base para o SBTVD-T e estima iniciar as primeiras transmissões de teste a partir de 2007.

Esse capítulo contextualiza o leitor quanto aos aspectos de transmissão de TV digital terrestre e torna-se referência para os próximos capítulos dessa dissertação, que tem seu enfoque na apresentação e comparação de técnicas de transmissão com diversidade usando o OFDM. Essa técnica de modulação será o tema do próximo capítulo trazendo como base seus conceitos, vantagens e desvantagens. O OFDM é empregado em boa parte dos sistemas de TV digital existentes, especialmente o padrão DVB-T, sobre o qual foram realizadas as simulações comparativas desse trabalho.

3. OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*)

O OFDM teve sua origem nos anos 60 quando foram propostos os primeiros trabalhos de *Chang* [21] e *Salzberg* [22] sobre a transmissão de informação usando vários canais de banda limitada de forma a evitar a ocorrência de interferência entre portadoras e entre símbolos. Nesses trabalhos, a clássica transmissão FDM (*Frequency Division Multiplexing*, ou Multiplexação por Divisão de Frequência) com canais paralelos é substituída por uma nova técnica que emprega além do FDM, canais ortogonalmente sobrepostos trazendo o benefício de um melhor aproveitamento de banda de transmissão através de uma maior eficiência espectral.

A transformada discreta de Fourier foi introduzida na técnica OFDM por *Weinstein* e *Ebert* [23] em 1971, trazendo uma melhora de desempenho nos processos de modulação e demodulação dos sinais. Outra inovação feita por eles foi o emprego do intervalo de guarda, para o combate das interferências entre símbolos e portadoras, e o uso da técnica de janelamento cosseno levantado. Posteriormente, o prefixo cíclico foi proposto por *Peled* e *Ruiz* [24]. O COFDM (*Code Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) corresponde à técnica OFDM com a codificação de canal aplicada ao sinal antes da modulação conforme mostrado no segundo capítulo.

O OFDM está presente nos sistemas de comunicação de dados banda larga com fio sob o nome de “transmissão multiton discreta”, ou DMT (*Discrete Multitone*), como exemplo, nas variantes da tecnologia DSL (*Digital Subscriber Line*) sobre par de fios telefônicos trançados e na tecnologia PLC (*Power Line Communications*) sob redes de energia elétrica. Nos sistemas de banda larga sem fio, o OFDM está presente em tecnologias dos padrões: IEEE 802.15.3a (UWB, *Ultra-WideBand*), redes locais sem fio IEEE 802.11a e HYPERLAN/2 (WLAN, *Wireless Local Area Network*) e nas redes metropolitanas sem fio IEEE 802.16a conhecidas como WiMax (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*). Outra grande aplicação do OFDM está nos sistemas de rádio digital DAB (*Digital Audio Broadcasting*) e nos sistemas de televisão digital terrestre DVB-T, ISDB-T e DMB-T, já apresentados no segundo capítulo.

3.1. Características Físicas do Canal Rádio Móvel

3.1.1. O Ruído

A presença do ruído nos sistemas de transmissão é derivada de diversas fontes com distribuições e repostas em frequência diferentes. O ruído usado nas simulações desse trabalho é o conhecido como Gaussiano branco. O ruído é considerado branco quando suas amostras são estatisticamente independentes entre si resultando numa distribuição espectral de energia uniforme. Sua distribuição Gaussiana é baseada no teorema do limite central [25], que estabelece que a distribuição resultante da soma de diferentes sinais independentes e com diferentes distribuições tende a ser Gaussiana. Tais sinais, nesse caso seriam os sinais de ruído provenientes das diversas fontes. Quanto maior for a quantidade de sinais mais próxima da forma Gaussiana será a distribuição do sinal de ruído resultante.

3.1.2. Multipercursos e Desvanecimentos

O canal rádio móvel também apresenta uma natureza destrutiva que afeta as características do sinal tanto no domínio da frequência como no tempo. Isso se deve à presença de obstáculos e objetos refletores, como superfícies, construções, montanhas e veículos, que causam efeitos de atenuação, difração, reflexão e refração nos sinais (Figura 3.1). Sendo assim, o sinal transmitido chega ao receptor através de vários caminhos com diferentes atenuações e atrasos de forma aleatória. Esses fenômenos são então classificados na literatura em dois tipos: “desvanecimentos de larga escala” e “desvanecimentos de pequena escala” [26] [27].

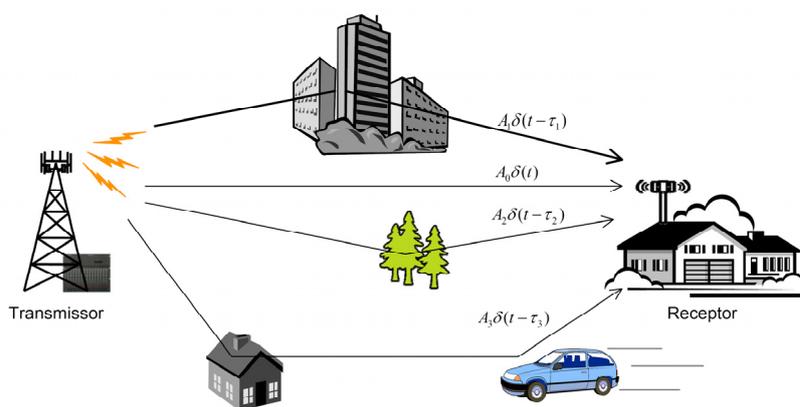


Figura 3.1 – Exemplo de ambiente com multipercursos

Quando uma onda se propaga através de um canal sem fio, ela é atenuada pela absorção e dispersão do meio fazendo sua potência diminuir. O desvanecimento de larga

escala é o efeito das atenuações sofridas pelo sinal de acordo com a distância percorrida e sombreamentos causados por grandes objetos como edifícios e montanhas. É considerado independente da frequência.

Os efeitos causados por interferências entre sinais de vários percursos, que chegam com atrasos diferentes no receptor, são os responsáveis pelos desvanecimentos de pequena escala, cuja ordem de grandeza de suas dimensões, corresponde ao comprimento de onda e são dependentes da frequência do sinal. O desvanecimento de pequena escala, baseado na natureza dispersiva do canal sem fio, é associado a dois efeitos: o de multipercurso (*multipath fading*) e o de espalhamento de atraso RMS (*delay spread RMS*).

Conforme ilustrado pela Figura 3.1, o multipercurso é originado pelo somatório destrutivo e construtivo das ondas de sinal recebido de diversos caminhos pelo receptor. Esse fenômeno cria variações espaciais e temporais no canal. Assim, a resposta ao impulso aproximada do canal é dada por

$$h(t) = \sum_{i=0}^{K-1} A_i \delta(t - \tau_i) , \quad (3.1)$$

onde A_i representa a atenuação e τ_i o atraso sofrido pelo sinal no i -ésimo percurso. K corresponde à quantidade de caminhos existentes entre o transmissor e receptor. Efetuando a transformada de Fourier da resposta ao impulso de (3.1) tem-se a resposta em frequência do canal dada por

$$H(j\omega) = \sum_{i=0}^{K-1} A_i e^{j\omega\tau_i} . \quad (3.2)$$

O espalhamento de atraso RMS (*delay spread RMS*) caracteriza a seletividade em frequência do canal e é indicado pela seguinte equação:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\left(\frac{\sum_{i=0}^{K-1} |h(i)|^2 \cdot (\tau_i)^2}{\sum_{i=0}^{K-1} |h(i)|^2} \right) - \left(\frac{\sum_{i=0}^{K-1} |h(i)|^2 \cdot \tau_i}{\sum_{i=0}^{K-1} |h(i)|^2} \right)^2} . \quad (3.3)$$

Dois importantes parâmetros que caracterizam canais variantes no tempo são a banda de coerência e o tempo de coerência [28]. A banda de coerência pode ser estimada a partir do espalhamento de atraso RMS e apresenta um ganho altamente correlacionado

introduzido pelo canal. Assim, a banda de coerência se caracteriza pela largura de banda do canal onde há alta correlação desse ganho complexo do canal e a função de correlação apresenta valor superior a 0,9. A relação entre a banda de coerência B_c e o espalhamento de atraso σ_τ é expressa de forma aproximada por [27]:

$$B_c = \frac{1}{50 \cdot \sigma_\tau}. \quad (3.4)$$

O tempo de coerência t_c é o intervalo de tempo no qual o canal pode ser considerado invariante, ou seja, corresponde ao intervalo de tempo onde a potência média do sinal transmitido possui alta correlação. O tempo de coerência está relacionado com o espalhamento *Doppler* (*Doppler spread*).

3.1.3. Efeito Doppler

O efeito *Doppler*, conforme ilustra a Figura 3.2, acontece quando há um movimento relativo entre o transmissor e receptor, ou mesmo quando objetos refletoras se movimentam no canal introduzindo esse efeito nas componentes de multipercurso do sinal.

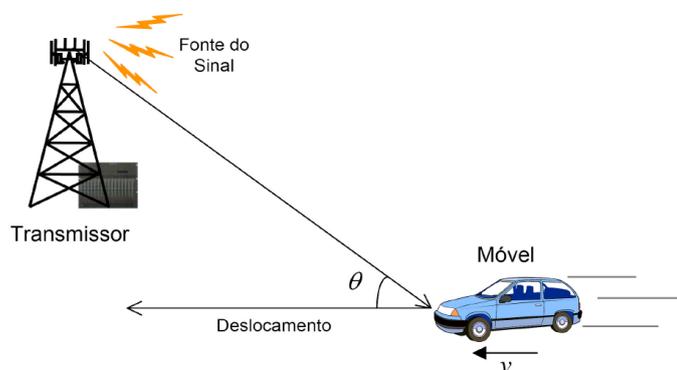


Figura 3.2 – Ilustração do Efeito Doppler [27]

O movimento relativo causa um deslocamento na frequência do sinal que se altera de forma proporcional à velocidade relativa entre o transmissor e receptor. Esse desvio na frequência é conhecido como espalhamento *Doppler*, f_D , ou desvio Doppler, e é dado pela seguinte equação:

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta, \quad (3.5)$$

sendo v a velocidade relativa entre transmissor e receptor, λ o comprimento de onda da portadora do sinal e θ o ângulo estabelecido entre a direção de deslocamento da fonte de transmissão e a direção de propagação do sinal transmitido.

Vários componentes de múltiplos percursos de um sinal vindos de diferentes direções contribuem para o aumento do espalhamento *Doppler* do sinal recebido e com isso, também para o alargamento da largura de banda do sinal [27]. O tempo de coerência t_c pode ser estimado a partir do espalhamento *Doppler* através da seguinte equação também dada em [27] e definida para o intervalo com uma correlação superior a 0,5:

$$t_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_D^2}} = \frac{0,423}{f_D}. \quad (3.6)$$

3.2. Princípios do OFDM

Nos sistemas seriais de transmissão de dados tradicionais, os símbolos são enviados de forma seqüencial e o espectro de cada símbolo ocupa a banda total disponível para transmissão. O fluxo de dados é aplicado diretamente a um modulador e transmissor que usa somente uma portadora de frequência no centro da banda de transmissão. Nesse caso a transmissão é denominada de transmissão de portadora única.

Na transmissão paralela, os feixes de dados são enviados de forma simultânea, ou seja, todos os elementos de uma seqüência são enviados num mesmo instante. Esse tipo de transmissão traz várias vantagens sobre a serial. Uma delas está ligada ao fato de cada símbolo ocupar apenas uma pequena parte do espectro de transmissão permitindo o fracionamento da banda do sinal em pequenos subcanais independentes. Assim, cada subportadora corresponde a um subcanal de transmissão que por sua vez pode ser chamado de sub-banda. Uma transmissão desse tipo é conhecida como transmissão multiportadora [29].

A modulação OFDM é do tipo multiportadora e divide as seqüências de dados em feixes paralelos de símbolos. Dessa forma, uma seqüência de dados, composta por N símbolos, tem estes símbolos separados e enviados de forma paralela. Cada feixe paralelo de símbolos modula uma subportadora de transmissão. No caso do OFDM, as subportadoras moduladas são ortogonais entre si.

Os subcanais podem ser considerados planos e de faixa estreita uma vez que suas taxas de símbolo e sua largura de banda são bem inferiores em relação à banda total do

sinal de transmissão e além disso, cada sub-banda é bem menor que a banda de coerência do canal, conforme ilustrado na Figura 3.3.

A contrapartida da modulação OFDM é sua complexidade, pois esta necessita de uma estrutura de modulação e de recepção correspondente a cada subportadora transmitida. A grande robustez aos efeitos de seletividade do canal somente é conseguida quando a quantidade de símbolos N for elevada, aumentando ainda mais a complexidade do sistema [29]. Esse problema é superado com o uso da transformada discreta de Fourier, que elimina o emprego de osciladores para que a detecção seja realizada em cada subcanal.

No entanto, a complexidade da equalização empregada nos sistemas de portadora única é bem maior. Isso porque são necessários filtros equalizadores capazes de atenuar as distorções do sinal provocadas pelos efeitos de seletividade do canal em toda a sua banda. Por outro lado, a transmissão multiportadora reduz a complexidade de equalizadores empregados em cada subcanal. Os efeitos do canal são mais simples de serem corrigidos em cada subcanal, pois estes são praticamente planos e com taxas de dados pequenas.

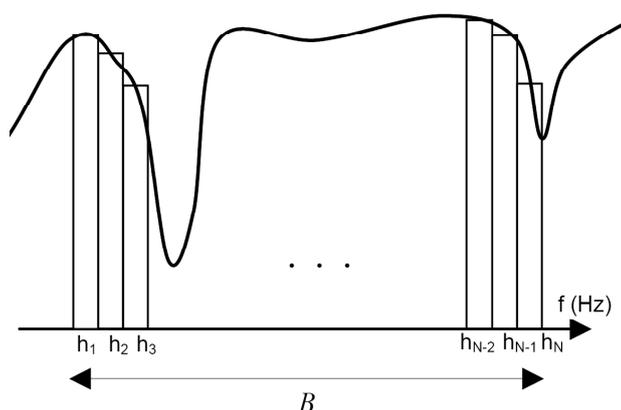


Figura 3.3 – Divisão da banda total de transmissão B em sub-bandas no caso de um sistema multiportadora

3.2.1. Ortogonalidade

Em um sistema convencional de múltiplas portadoras FDM, duas sub-bandas adjacentes geralmente têm suas frequências centrais dispostas com espaçamento maior que a sua largura, ou seja, $\Delta f > B_{sb}$, sendo Δf o espaçamento entre as subportadoras centrais e B_{sb} a largura de cada sub-banda. No entanto, esse espaçamento faz com que a largura de banda total B do sinal fique maior que no caso de um sistema de portadora única quando transmitindo o mesmo sinal. No caso dos sistemas OFDM, esse problema é evitado com o emprego da técnica de ortogonalização que permite uma sobreposição das subportadoras

no espectro de freqüências (Figura 3.4(a)), sem que haja uma interferência¹ entre elas. Para se manterem ortogonais as subportadoras devem atender às condições da equação (3.7) no domínio do tempo, onde T representa o período elementar de um símbolo dado por $T = 1/R_{sb}$ onde R_{sb} representa a taxa de símbolo. As freqüências f_i e f_j correspondem às subportadoras de duas sub-bandas adjacentes:

$$\int_0^T \cos(2\pi f_i t) \cdot \cos(2\pi f_j t) \cdot dt = 0, \text{ para } i \neq j. \quad (3.7)$$

Na verdade, essas condições de ortogonalidade mostradas acima consideram uma transmissão livre de erros de fase ou de freqüência nos osciladores de cada subportadora. Desse modo é possível se ter um sistema multiportadora onde cada freqüência escolhida seja adequada, evitando a interferência interportadoras (ICI).

A ortogonalidade pode ser conseguida com vários espaçamentos de freqüência, sendo que o menor possível ocorre quando $\Delta f = R_{sb}$. Com esse espaçamento, somente uma subportadora está com seu valor de amplitude máximo enquanto todas as demais possuem amplitude zero conforme mostra a Figura 3.4(a). É relevante observar que para esse espaçamento a largura de faixa do sinal OFDM se torna igual à largura de faixa de um sinal de portadora única equivalente.

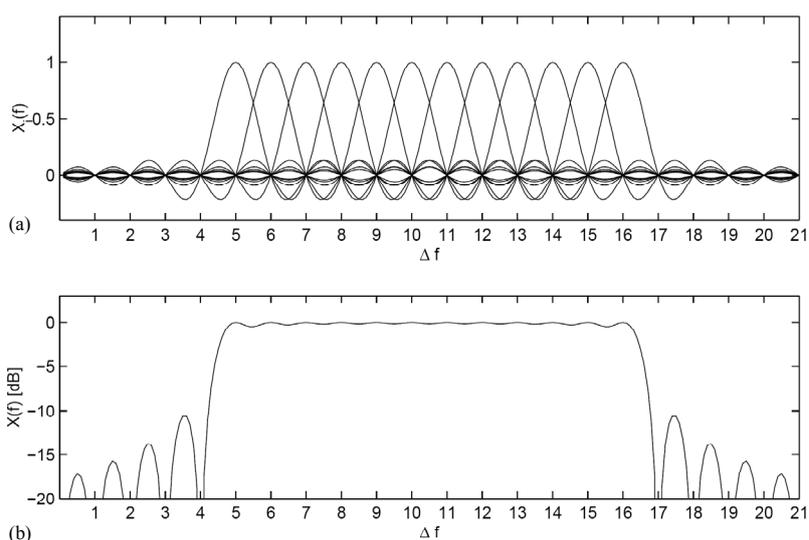


Figura 3.4 – (a) Ortogonalidade de um sistema OFDM com 16 portadoras e (b) seu espectro resultante [29]

¹ Esse tipo de interferência é conhecido como Interferência Interportadoras, do inglês, *Inter-carrier Interference (ICI)*.

3.2.2. Robustez ao Desvanecimento

O canal seletivo é transformado em diversos canais planos à medida que a quantidade de subportadoras vai se tornando suficientemente grande. Quando o desvanecimento atinge uma transmissão de portadora única o efeito é destrutivo nas frequências em que a atenuação do canal for forte podendo prejudicar a recuperação do sinal transmitido. No caso da transmissão empregando OFDM, o uso de várias portadoras restringe as perdas somente naquelas frequências em que há o efeito de distorção do canal. Nesse caso, somente alguns símbolos são perdidos durante a transmissão, em vez da seqüência completa de dados. A Figura 3.5 exemplifica os efeitos causados pelo desvanecimento de um canal seletivo nos dois casos de transmissão.

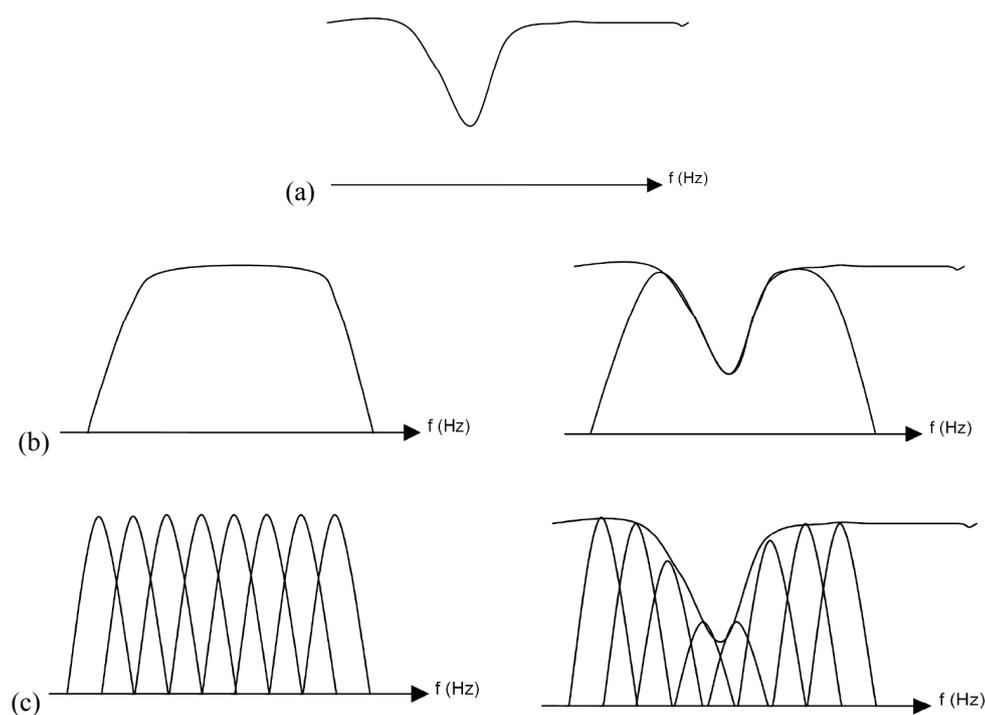


Figura 3.5 – (a) Distorção provocada pelo canal, (b) em um sinal de portadora única e (c) em um sinal de multiportadora

3.3. Modulação e Demodulação de Sinais com o OFDM

3.3.1. Modelo Contínuo no Tempo

Os sinais OFDM contínuos no tempo são gerados a partir da conversão série-paralelo de uma seqüência serial de dados a ser transmitida. Essa conversão separa os

elementos da seqüência de entrada em N grupos de símbolos, agora chamados de subsímbolos OFDM complexos. A seqüência de entrada inicialmente é modulada digitalmente tendo seus símbolos mapeados na forma complexa $c_k = a_k + jq_k$, onde seu componente em fase a_k modula uma portadora cossenóide de freqüência f_k enquanto que a componente em quadratura q_k modula uma senóide na mesma freqüência. A ortogonalidade está intrínseca entre as funções seno e cosseno e o espaçamento entre as subportadoras, tanto na transmissão como na recepção, deve ser de $\Delta f = R_{sb}$, satisfazendo as condições estabelecidas em (3.7). O diagrama da Figura 3.6 mostra essa etapa de modulação dos sinais no modelo OFDM contínuo no tempo.

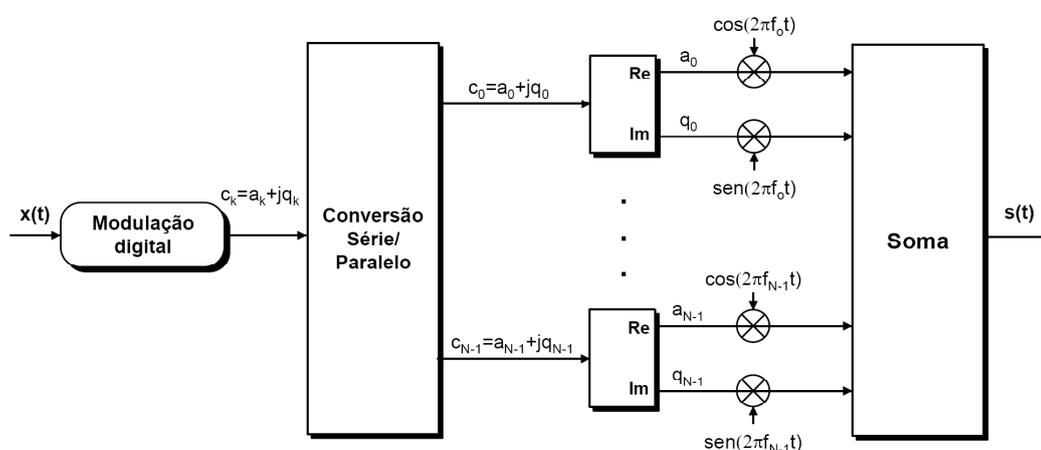


Figura 3.6 – Diagrama de modulação OFDM contínua no tempo [30]

O sinal OFDM transmitido consiste na soma de todas as subportadoras moduladas por cada subsímbolo complexo da seqüência de entrada. A equação seguinte expressa o símbolo OFDM que é o conjunto de todas subportadoras moduladas [8]:

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N-1} [a_k \cos(2\pi f_k t) + q_k \text{sen}(2\pi f_k t)]. \quad (3.8)$$

A detecção do sinal OFDM (na Figura 3.7) é feita através do emprego de correladores que separam os sinais em fase e em quadratura obtendo os subsímbolos complexos. Em seguida os N subsímbolos são reagrupados numa seqüência de dados de comprimento N por meio de um conversor paralelo-série. Dessa forma, tanto os subsímbolos em fase a'_k como os em quadratura q'_k podem ser detectados conforme é dado por:

$$a'_k = \frac{2}{T} \int_0^T r(t) \cdot \cos(2\pi f_k t) \cdot dt$$

$$q'_k = \frac{2}{T} \int_0^T r(t) \cdot \text{sen}(2\pi f_k t) \cdot dt$$
(3.9)

O esquema de recuperação do sinal OFDM é mostrado no diagrama da Figura 3.7.

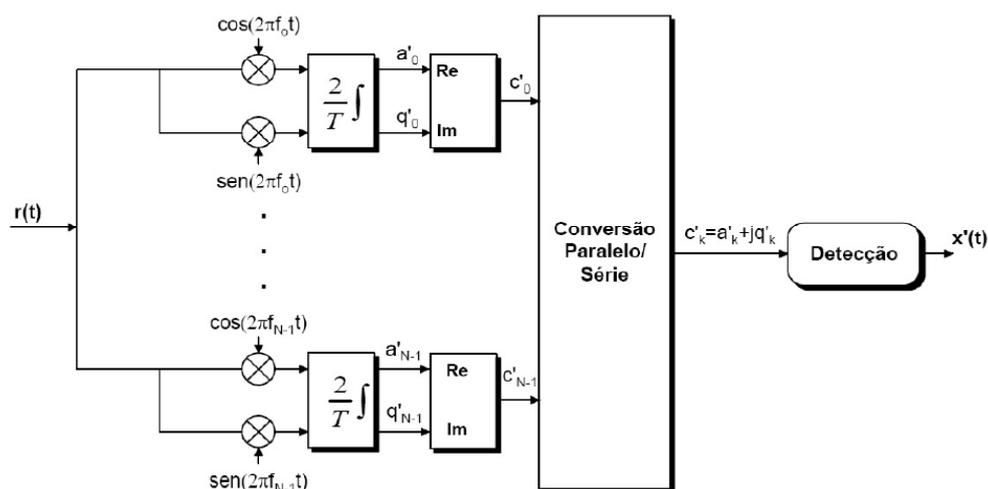


Figura 3.7 – Diagrama de demodulação do sinal OFDM contínuo no tempo [30]

É necessário que os osciladores do transmissor sejam coerentes com os do receptor estabelecendo um perfeito sincronismo entre as portadoras. A implementação desses osciladores coerentes é praticamente irrealizável tornando-se muito complexa e custosa para uma quantidade elevada de subportadoras, como é o caso dos sistemas de televisão digital DVB-T [11], ISDB-T [17] e DMB-T [18] que empregam, conforme o modo de transmissão adotado, um número aproximado de 2.048 a 6.800 subportadoras.

3.3.2. Modelo Discreto no Tempo

No entanto, o uso de técnicas de transformadas de Fourier viabilizou o processo prático de geração e detecção dos sinais OFDM, difundindo o seu emprego nos sistemas de comunicações de última geração em introdução no mercado. O sinal OFDM $s(t)$ transmitido também pode ser representado como sendo um somatório de N subportadoras, em que os subsímbolos complexos c_k modulam cada uma destas k -ésimas subportadoras, conforme mostra a equação a seguir, para um sinal em banda base [31]:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j \frac{2\pi k}{T} t}, \text{ para } t_o \leq t \leq T, \quad (3.10)$$

onde t_o é o intervalo inicial de subsímbolo, e T é a duração de um subsímbolo.

No entanto, (3.10) tem sua forma discreta é dada por

$$s_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{j \frac{2\pi k}{N} n}, \text{ para } 0 \leq n \leq N-1, \quad (3.11)$$

onde a variável n corresponde ao tempo discreto e os coeficientes $c_k = a_k + jq_k$ representam os subsímbolos OFDM. Tanto (3.10) como (3.11) correspondem à Transformada Discreta de Fourier Inversa (IDFT, *Inverse Discrete Fourier Transform*) dos subsímbolos, e são aplicadas no processo de modulação OFDM, no transmissor.

A recuperação do sinal no receptor, é então feita aplicando a Transformada de Fourier Discreta (DFT, *Discrete Fourier Transform*) dos subsímbolos recebidos, definida pela seguinte equação:

$$c_k = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-j \frac{2\pi n}{N} k}, \text{ para } 0 \leq k \leq N-1. \quad (3.12)$$

No entanto, o tempo de processamento das operações de IDFT e DFT traz outra questão importante quanto à implementação dos sistemas OFDM. *Bahai e Saltzberg* [30] comentam que as operações de IDFT e DFT, durante uma transmissão e recepção OFDM, apresentam um tempo de processamento que cresce de forma exponencial com o aumento do número de subportadoras. Com o emprego de uma quantidade substancial de subportadoras esse tempo de processamento pode tornar inviável o sistema OFDM, uma vez que os processadores disponibilizam um tempo de processamento linear.

Essa carga computacional, porém pode ser reduzida com a utilização de algoritmos mais eficientes no cálculo das transformadas. Os algoritmos como a Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT, *Inverse Fast Fourier Transform*) e a Transformada Rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*) [23], são menos complexos computacionalmente permitindo que o tempo de processamento seja menor. O emprego destes algoritmos reduz o número de operações de N^2 para $N \cdot \log N$ [31]. Entretanto, para que essa vantagem seja possível, a quantidade de subportadoras empregadas deve ser uma potência de dois [30], ou seja,

$$N = 2^d, \quad (3.13)$$

sendo d um número inteiro positivo. A Figura 3.8 apresenta o esquema básico de um sistema de transmissão e recepção OFDM utilizando os algoritmos de transformadas.

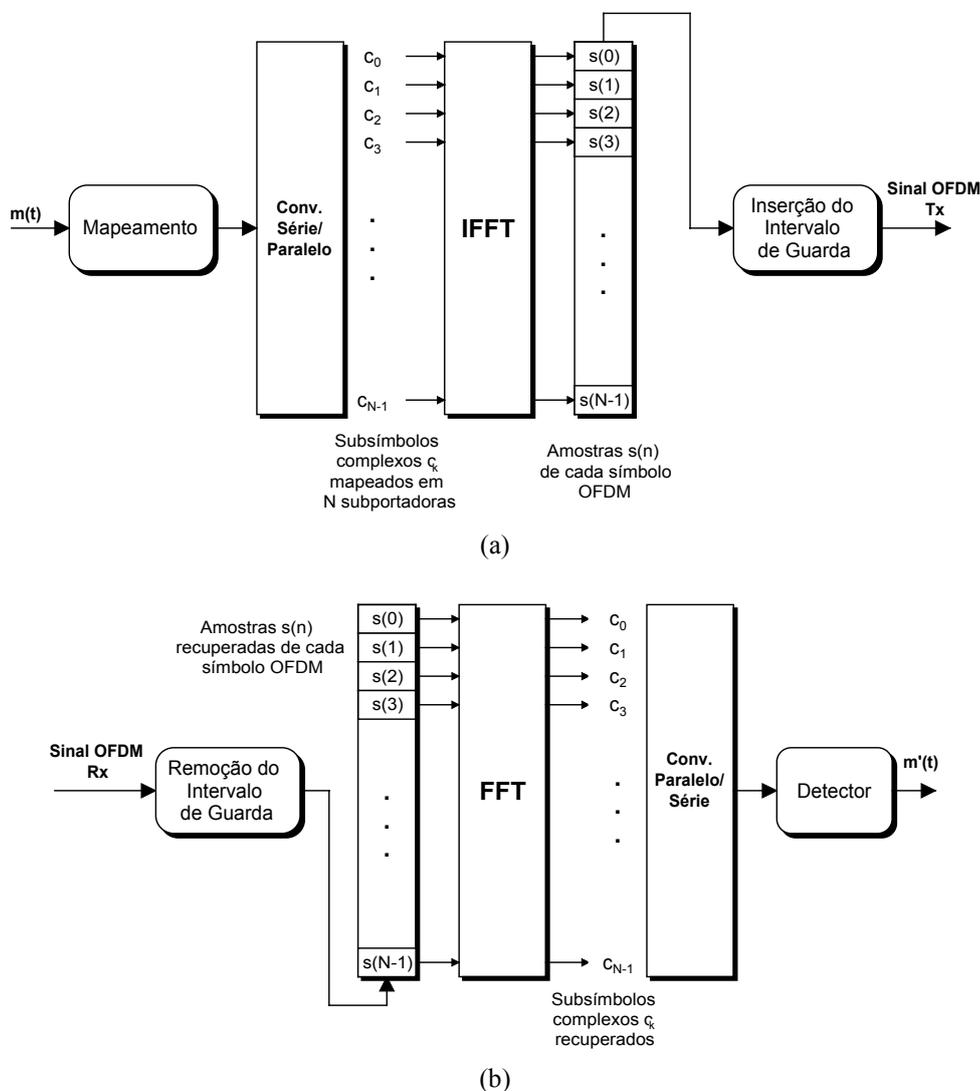


Figura 3.8– Transceptor OFDM digital em banda básica: (a) Modulador e (b) Demodulador

3.4. Sincronismo

Apesar da robustez da técnica OFDM com relação aos efeitos dos múltiplos percursos inseridos pelo canal e da ortogonalidade ser garantida entre as subportadoras durante a geração do sinal, esse mesmo sinal ainda pode ser afetado pelos efeitos de rotação de fase e atenuações inseridas pelo canal em cada subportadora. O sincronismo de frequência entre o transmissor e receptor é fundamental para se garantir ortogonalidade entre as subportadoras OFDM. A ICI e a ISI são percebidas na recepção a qualquer

variação na frequência resultante dos ruídos de fase presentes tanto no processo de geração do sinal no transmissor como no receptor após os efeitos do canal.

No receptor a sincronização dos sinais deve obedecer a dois critérios. Um é realizar o sincronismo temporal visando combater os efeitos da tanto da ISI como da ICI, e o segundo é a estimação da variação de frequência das subportadoras buscando estabelecer o sincronismo de frequência e assim minimizar os efeitos da ICI [31]. As técnicas e a análise de sincronização temporal são tratadas em [32] [33] e as de sincronismo em frequência em [31].

Uma das desvantagens do OFDM está na sensibilidade aos erros de sincronismo diante dos sistemas de portadora única e para amenizar esses efeitos na recepção é necessária a adoção de técnicas de correção como as de inserção de intervalo de guarda (ou prefixo cíclico), estimação de canal e equalização.

3.4.1. Intervalo de Guarda

O tempo de guarda tem por finalidade reduzir os efeitos causados pela interferência intersimbólica (ISI) entre os símbolos OFDM. O tamanho do intervalo deve ser adequado para que um símbolo previamente transmitido não interfira em outro posterior. O tamanho do intervalo inserido deve ser superior ao espalhamento temporal esperado para o canal, de modo que o símbolo OFDM não tenha sua informação útil danificada. No processo de transmissão o intervalo de guarda é inserido após a geração dos símbolos OFDM conforme mostra a Figura 3.8, e retirado na recepção antes da detecção OFDM.

O conteúdo presente durante o intervalo de guarda pode ser simplesmente constituído de um espaço vazio [34]. No entanto, canais dispersivos podem provocar diferentes atrasos entre as subportadoras provocando ICI nos símbolos OFDM destruindo a sua ortogonalidade e degradando a transmissão [35]. No domínio do tempo o intervalo de guarda nulo (sem informação) cria uma descontinuidade que faz com que subportadoras com atrasos diferentes deixem de ser ortogonais passando a não possuir um número inteiro de ciclos dentro da parte útil de um símbolo OFDM [31].

A solução para eliminar ou minimizar esse problema é o emprego de um prefixo de sinalização inserido no intervalo de guarda antes de cada símbolo OFDM. Esse prefixo é uma extensão cíclica do símbolo OFDM estendido para o intervalo de guarda, ou seja, a descontinuidade é retirada com a cópia de uma parte final de um símbolo OFDM para o seu início ou vice versa, conforme mostra a Figura 3.9. O nome de prefixo cíclico (CP,

Cyclic Prefix) é devido à característica cíclica que mantém a periodicidade dos símbolos OFDM.

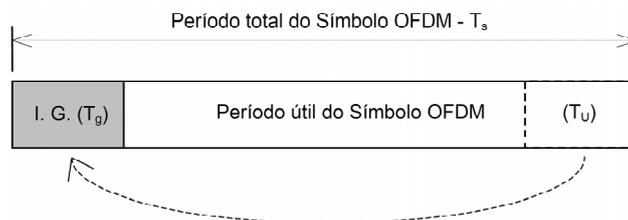


Figura 3.9 – Intervalo de Guarda, ou Prefixo Cíclico, formado pela cópia da parte final do símbolo OFDM

O comprimento total de um símbolo OFDM após o intervalo passa a ter duração de $T_s = T_u + T_g$, onde T_u representa o intervalo útil do símbolo OFDM e T_g a duração do intervalo de guarda. A Figura 3.10 mostra duas situações de transmissão sofridas pelo símbolo OFDM, com atraso provocado por multipercursos. Numa primeira situação não há o emprego do prefixo cíclico e na segunda situação há o emprego do prefixo cíclico.

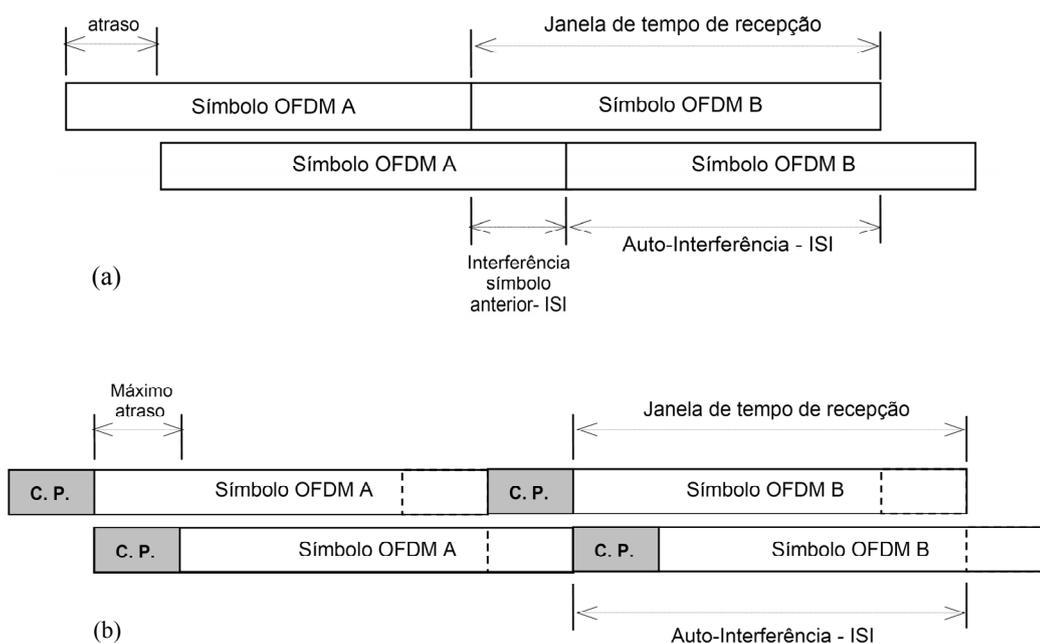


Figura 3.10 – Transmissão com atraso provocado por multipercursos sem o uso de (a) Prefixo Cíclico e (b) com o emprego de Prefixo Cíclico

Poole, em [36], faz um estudo dos efeitos causados quando o espalhamento temporal for de duração maior que o intervalo de guarda e estende os resultados para o caso de múltiplos atrasos.

3.4.2. Estimação e Equalização de Canal

Na prática o canal não é conhecido perfeitamente pelo receptor sendo necessária a sua estimação para que as subportadoras possam ser detectadas e equalizadas de forma adequada. Segundo [30] a estimação de canal faz a inversão do efeito do desvanecimento não seletivo em cada subportadora.

Os sistemas OFDM geralmente empregam subportadoras piloto para realizar a estimação da resposta em frequência do canal. Tais subportadoras não carregam nenhuma informação sendo apenas tons senoidais com parâmetros de amplitude, frequência e fase constantes. O princípio está em o receptor saber previamente as características dos tons piloto transmitidos e estimar os desvios de frequência, fase e diferenças de amplitude presentes nas subportadoras piloto recebidas. Em seguida uma interpolação deve ser feita entre as subportadoras piloto estimando a resposta do canal para as demais subportadoras de informação. Deve existir uma alta correlação entre as amostras para que essa estimação do ganho complexo do canal entre as subportadoras piloto seja aceitável.

Uma forma de realizar a equalização é fazer a compensação de canal multiplicando o sinal recebido após a FFT pelo inverso do resultado estimado pela interpolação. Algoritmos do tipo “forçagem a zero” (ZF, *Zero Forcing*) ou de minimização do erro quadrático médio (MMSE, *Minimum Mean Square Error*) podem ser empregados nessa estimativa [37] [38].

Como o espaçamento entre as subportadoras piloto deve ser menor que a banda de coerência do canal, há uma relação direta entre a quantidade de pilotos com a banda de coerência esperada para o canal. O emprego de pilotos para a estimação de canais OFDM é investigado com mais detalhes em trabalhos como [37], [38], [39] e [40].

3.5. Desempenho da Técnica OFDM

3.5.1. Formatação de Pulsos - Janelamento

A amplitude e a fase de cada subportadora varia de acordo com valor do subsímbolo a ela associado. A densidade espectral de potência de cada subportadora tem a forma de uma função sinc^2 expressa por [8]:

$$P_{k_c}(f) = \left[\frac{\text{sen} \left[\pi (f - f_{k_c}) T_s \right]}{\pi (f - f_{k_c}) T_s} \right]^2, \quad (3.14)$$

em que $f_{k_c} = f_c + \frac{k'}{T_s}$, $k' = k_c - (K_{\min} + K_{\max})/2$ e $K_{\min} < k_c < K_{\max}$, sendo f_c a frequência central do canal, k_c o número inteiro da subportadora, K_{\min} a subportadora zero, e K_{\max} a última subportadora do símbolo OFDM.

O gráfico da Figura 3.11 mostra cinco subportadoras de um canal 8 MHz para um sistema DVB-T em modo 2k usando o intervalo de guarda de 1/4.

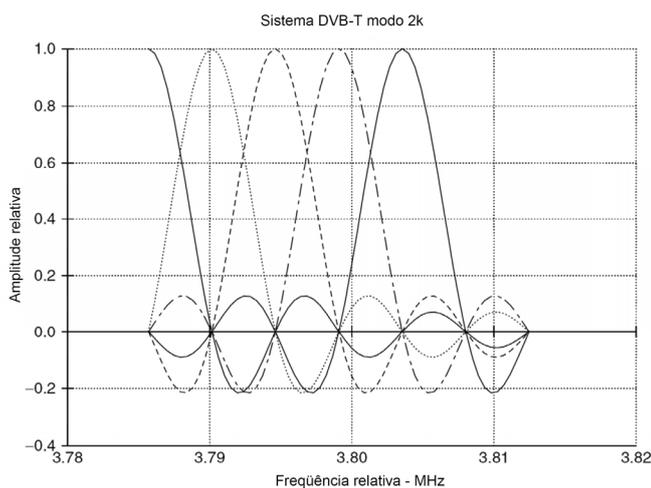


Figura 3.11 – Aspecto das subportadoras OFDM para o sistema DVB-T modo 2k [8]

A densidade espectral de potência do sinal OFDM é composta pela soma das densidades de todas as portadoras moduladas. O espectro do sinal OFDM, para um canal DVB-T de 8 MHz nos modo 2k e 8k com intervalo de guarda de 1/4 é apresentado na Figura 3.12.

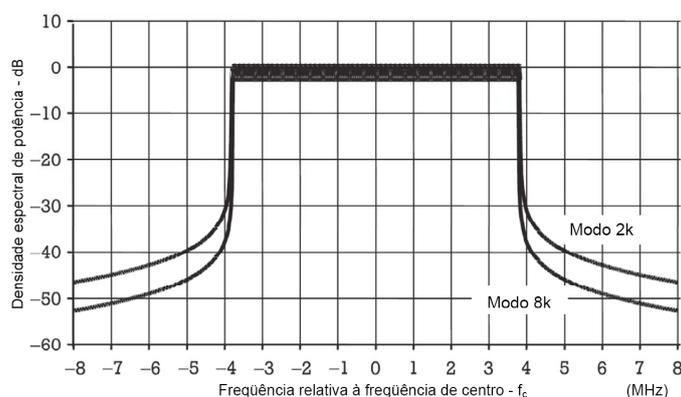


Figura 3.12 – Espectro teórico do canal OFDM [11]

A composição do espectro OFDM, resultante da sobreposição de todas as subportadoras, tem um decaimento lento nos seus limites de banda adjacentes de acordo com a função *Sinc* e isso pode ser observado no exemplo da Figura 3.12. No entanto, ainda há possibilidade para a redução das interferências irradiadas nessas bandas adjacentes procurando baixá-las a níveis menores. Técnicas de janelamento temporal constituem a solução mais adequada para fazer o espectro decair rapidamente. O janelamento do tipo cosseno levantado é um exemplo. Aplicado a cada símbolo OFDM pode ele ser expresso por:

$$\begin{cases} 0,5 + 0,5 \cos(\pi + \pi t / \beta T_s) & 0 \leq t \leq \beta T_s \\ 1 & \beta T_s \leq t \leq T_s \\ 0,5 + 0,5 \cos(\pi + \pi t / \beta T_s) & T_s \leq t \leq (1 + \beta) T_s \end{cases}, \quad (3.15)$$

em que β é o fator de *roll-off*.

Na Figura 3.13 é possível observar que para valores maiores do *roll-off* há maior redução nas amplitudes dos limites. As vantagens do emprego da formatação de pulsos no desempenho dos sistemas OFDM fazendo a redução dos lóbulos laterais do sinal foi estudada por *Benedetto et al.* [41].

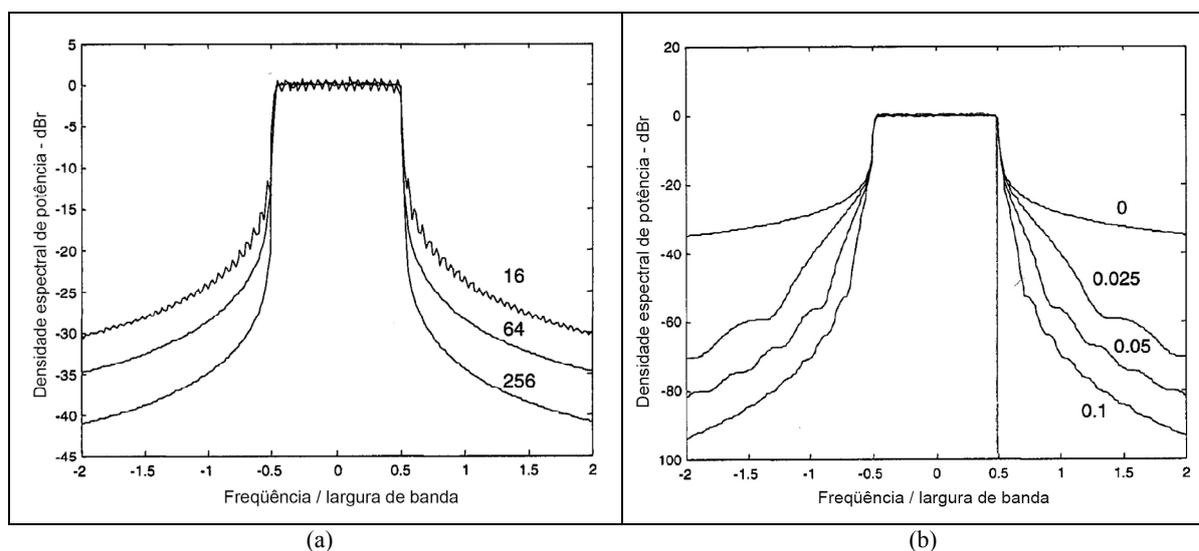


Figura 3.13– Espectro do sinal OFDM sem janelamento (a) para 16, 64 e 256 subportadoras e o efeito no espectro com o emprego do janelamento (b) para *roll-off* de 0, 0.25, 0.05 e 0.1 [31]

3.5.2. Influência do Efeito Doppler

A presença do espalhamento *Doppler* no canal, assim como efeitos de ruídos de fase ou incoerência entre portadoras de transmissão e recepção provocados pelo canal, trazem graves variações de frequência nas subportadoras OFDM causando redução de sua amplitude² ou até mesmo ISI e ICI.

A correção do desvio de frequência *Doppler* também pode ser conseguida com o emprego de tons piloto. A estimação de canal é feita por meio de um certo número de subportadoras piloto inseridas no sinal transmitido. Sistemas como o DVB-T, IEEE 802.11a e HIPERLAN/2, dedicam algumas subportadoras para essa finalidade.

Para serem mais facilmente detectáveis, as subportadoras piloto geralmente são transmitidas com maior energia que as demais subportadoras de dados. A Figura 3.14 traz como exemplo a disposição bidimensional para as portadoras espalhadas no sistema DVB-T [11]. O canal é medido a cada frequência $3\Delta f$, em intervalos de $4T_s$, sendo Δf o espaçamento entre portadoras, e T_s a duração de um sub-símbolo. Dessa forma, é explorada a característica de correlação temporal e frequencial do canal. As portadoras são representadas pelos pontos pretos, e seu posicionamento diagonal, é para tornar a distribuição de energia mais homogênea no espectro visando evitar problemas na implementação do transmissor.

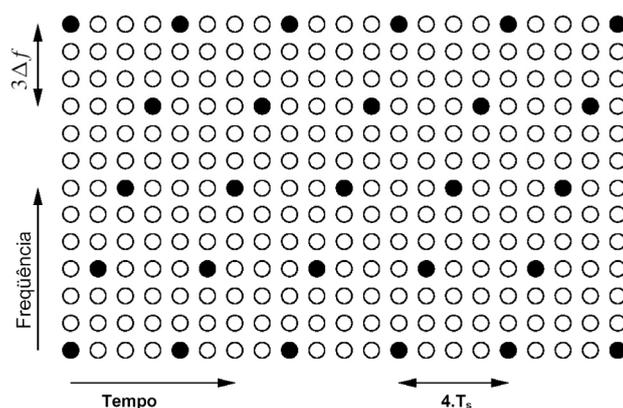


Figura 3.14 – Exemplo de distribuição de subportadoras piloto espalhadas no sistema DVB-T [11]

² O deslocamento das subportadoras na frequência faz com que ocorram erros de amostragem fora de seu pico. Assim, no ponto de leitura a amplitude recebe interferência de outras portadoras.

3.5.3. A PAPR

A razão entre as potências de pico e média (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*) é uma característica considerada relevante num sistema de transmissão OFDM. Uma razão PAPR alta traz problemas quanto à não linearidade do *hardware* de transmissão, como amplificadores que podem distorcer as subportadoras com as amplitudes de picos elevados e trazer problemas de perda de ortogonalidade e interferências entre sub-bandas adjacentes. Esse fenômeno acontece quando as subportadoras OFDM se adicionam de forma coerente produzindo picos máximos de potência muito acima da média [31].

Entretanto as probabilidades de ocorrência dessas altas amplitudes de potência em relação às de baixas amplitudes são pequenas uma vez que o sinal OFDM apresenta uma envoltória com distribuição *Rayleigh* [42]. O crescimento do PAPR é diretamente proporcional ao número de subportadoras N o que caracteriza um problema quando um sistema precisa ter uma maior quantidade de subportadoras numa transmissão OFDM.

Na prática, o projeto dos amplificadores para os sistemas de transmissão considera uma razão baixa entre suas potências de saída máxima e média (OBO, *Output Backoff*) buscando tanto uma manutenção da linearidade como a obtenção de maior eficiência de transmissão e baixo consumo de energia de baterias, no caso dos sistemas de comunicações móveis. Nos sistemas DVB-T e ISDB-T a modulação COFDM, em 99,99% do tempo, apresenta PAPR de 2,2 dB correspondendo a um valor maior que no caso da modulação 8-VSB do sistema ATSC. Para se ter uma atenuação de aproximadamente 36 dB nas bordas de seu espectro a modulação 8-VSB necessita de OBO de 6 dB ao passo que os sistemas COFDM apresentam OBO por volta de 8 dB [14].

Existem diversas maneiras de minimizar a PAPR nos sinais OFDM. As soluções podem tanto recair na otimização do hardware de transmissão como na aplicação de técnicas de redução de PAPR no próprio sinal transmitido. Na literatura são encontradas diversas técnicas empregadas na redução da PAPR. Em [43], *Tellado* introduz várias dessas técnicas.

Uma delas faz a distorção do sinal OFDM e busca reduzir os picos de máxima potência pela aplicação de não linearidades. Exemplos desse tipo de técnica são aquelas baseadas na limitação ou cancelamento dos picos ou ainda pelo emprego do janelamento. A maneira mais simples de resolver esse problema é limitando os picos máximos do sinal que excedem um determinado nível máximo de potência. No entanto, em troca da

simplicidade, o sinal sofre uma auto-interferência gerada pela distorção causada pela limitação das amplitudes. Outro efeito colateral é a geração de interferência fora da banda do sinal, que pode ser resolvida com a aplicação de um janelamento adequado. As técnicas de cancelamento de pico são descritas em [44] e são comparadas com outros métodos em [45].

Outro tipo de técnica faz a redução da PAPR por meio de codificação produzindo somente os símbolos OFDM com PAPR abaixo do nível desejado. Todavia, quanto menor for esse nível de PAPR desejado menor também será a taxa de codificação alcançada. Em [46] é demonstrado que para um sistema de oito subportadoras e PAPR de 3 dB são conseguidas taxas de código de $3/4$. Um dos códigos mais eficientes empregados são as chamadas “seqüências complementares de Golay”, estudadas em [46], [47] e [48], que podem ser combinadas com outras técnicas de decodificação corretora de erros obtendo conjuntamente a redução de PAPR e a capacidade de correção de erros de transmissão.

Por fim, técnicas de embaralhamento também podem ser empregadas. Nelas os símbolos OFDM são embaralhados por seqüências específicas de embaralhamento e são transmitidos aqueles com PAPR reduzida abaixo de um valor desejado. Esse método não garante a obtenção de níveis de PAPR abaixo de um valor especificado, mas consegue reduzir a probabilidade de ocorrência de símbolos acima desse valor. Um símbolo embaralhado apresenta probabilidade p^n de sofrer alta PAPR, sendo n o número de códigos de embaralhamento utilizados e p a probabilidade de um símbolo não embaralhado ter alta PAPR. Müller *et al.* em [49] e [50] propuseram técnicas de escolha de mapeamento (*Selected Mapping*) e as de transmissão parcial de seqüências (*Partial Transmit Sequences*). A primeira técnica aplica códigos de embaralhamento independentes a todas as subportadoras e a segunda técnica se caracteriza pela aplicação de diferentes códigos de embaralhamento a diferentes grupos de subportadoras de cada símbolo OFDM.

3.6. Conclusão

Foram apresentados nesse capítulo os conceitos fundamentais da modulação OFDM e apresentadas as suas vantagens. Uma das principais é a sua maior robustez quanto aos efeitos de multipercurso do canal. Outra vantagem em relação aos sistemas de transmissão de portadora única é a sua maior eficiência espectral. No entanto, a modulação também apresenta problemas como o caso da alta razão entre a potência de pico e potência média (PAPR) que prejudica a transmissão dos sinais, e o fato do OFDM ter uma maior

sensibilidade ao desvanecimento do canal provocado pelo efeito *Doppler*. Existem, no entanto, técnicas que podem reduzir os efeitos causados por estes problemas citados. No próximo capítulo são apresentados os principais conceitos das técnicas de diversidade MIMO-OFDM, suas principais características no emprego de múltiplas antenas e seus benefícios com relação à transmissão sem diversidade.

4. Transmissão MIMO-OFDM *Alamouti*

Nas últimas décadas observou-se um grande crescimento das comunicações sem fio. De maneira particular, as comunicações móveis pessoais foram um dos grandes impulsionadores de novas aplicações e serviços que demandam cada vez mais sistemas com melhor qualidade de serviço – menores taxas de erro de bit – e maiores taxas de transmissão. No entanto, soluções simples como o aumento da potência de transmissão ou a alocação de faixas de espectro adicionais não são suficientes e nem adequadas para se conseguir reduções significativas na taxa de erros de bits em ambientes agressivos sujeitos a multipercursos, ruídos ou interferências de todos os tipos.

Novos recursos têm sido empregados nas recentes tecnologias de transmissão dos sistemas de comunicação sem fio procurando aumentar a capacidade e confiabilidade dos enlaces de rádio. O emprego e o desenvolvimento de novas técnicas tem trazido novos conceitos e criações vindas da teoria das comunicações.

Além de técnicas conhecidas de modulação, codificação e de diversidade em transmissões, destacam-se atualmente novas abordagens como antenas adaptativas e sistemas MIMO – *Multiple Input Multiple Output*, ou Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas. Esta última será o objeto do presente trabalho e emergiu recentemente tornando-se como uma das técnicas mais avançadas dos sistemas de comunicação modernos.

4.1. Sistemas MIMO

Os sistemas MIMO empregam múltiplas antenas tanto na transmissão como na recepção dos sinais. Os sinais enviados pelas múltiplas antenas de transmissão do sistema e colhidos pelas antenas de recepção são combinados de tal forma que há uma redução na taxa de erros de bit (BER) ou um aumento na taxa de transmissão de dados (bits/segundo) [51].

A estrutura dos sistemas MIMO foi idealizada com a intenção de se obter um aumento na vazão de dados através das múltiplas antenas transmissoras e também inserir mais redundância na recepção com o acréscimo de antenas receptoras. Com isso, conforme as necessidades do sistema de transmissão desejado e das características do canal, é possível obter ganhos de multiplexagem e de diversidade.

Para garantir que as diversidades de transmissão e de recepção sejam maximizadas, é importante que as antenas de ambos os lados do sistema – transmissoras e receptoras –

sejam dispostas a distâncias suficientes. Desse modo, é obtida uma descorrelação adequada, fazendo com que as condições de desvanecimento sofrido pelos diferentes sinais sejam independentes.

Considerando, portanto, que sejam M antenas transmissoras e N receptoras, haverá $M.N$ canais descorrelacionados no trajeto entre transmissor e receptor. No caso de transmissão do mesmo sinal de informação a partir de todas as antenas, o sistema torna-se mais protegido, ou seja, mais robusto a efeitos do canal como atenuações. Essa proteção é dada pela diversidade de ordem $M.N$ capaz de resolver problemas causados pela ação do canal. Assim, o então chamado ganho de diversidade corresponde a essa proteção e é dado pela quantidade de *links* independentes chamados de “ordem de diversidade”.

Por outro lado, o envio do mesmo sinal por todas as antenas gera uma redundância que representa uma perda na eficiência espectral do sistema. Esse número de canais poderia ser usado para transmissão multiplexada de informações diferentes, onde cada uma das antenas transmissoras envia uma seqüência de dados diferentes das outras criando um ganho conhecido como ganho espacial de multiplexagem, ou “ganho de multiplexação”. Esse ganho é, portanto, o responsável pelo aumento da eficiência espectral e é diretamente relacionado com número de antenas transmissoras e receptoras [52].

Assim sendo, fica evidente que nos sistemas MIMO há uma troca entre os ganhos de diversidade e de multiplexagem, ou ainda, entre a robustez aos efeitos do canal e maior capacidade de transmissão.

4.2. O Canal MIMO

4.2.1. Modelo de Canal MIMO

A formulação do modelo de canal MIMO considera a utilização de um sistema formado por M antenas transmissoras e N receptoras onde os sinais transmitidos através de cada antena transmissora sofrem desvanecimentos independentes dos demais sinais transmitidos pelas outras do sistema. Sendo assim, o sinal recebido por cada uma das antenas receptoras é constituído pela superposição de versões dos sinais transmitidos. A Figura 4.1 mostra um diagrama em blocos de um sistema MIMO, conforme descrito acima. Assume-se, no modelo de transmissão, que os canais sejam planos no domínio da frequência, com atenuações geradas pelos mesmos e inclusive com a presença de ruído aditivo gaussiano branco (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*). A potência máxima de transmissão é considerada fixa e de valor unitário sendo este dividido igualmente entre as

antenas transmissoras. O desvanecimento do canal é assumido ser quasi-estático, ou seja, o canal se mantém constante durante o comprimento de um quadro, ou pacote de dados, e se altera de forma independente entre quadros consecutivos.

No emprego de múltiplas antenas, a chamada “distância de coerência” representa a mínima distância no espaço que separa duas antenas tal que elas possam receber desvanecimentos independentes [53]. Quando as antenas são espaçadas umas das outras de forma adequada³ o ambiente produz espalhamento suficiente do sinal na recepção de tal forma que o sinal recebido em cada uma das antenas receptoras seja a soma de vários componentes de multipercurso e o canal pode ser modelado como tendo caminhos independentes e decorrelacionados [54].

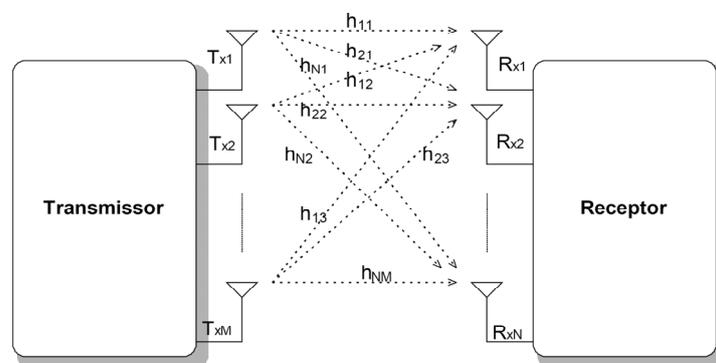


Figura 4.1 – Diagrama de um sistema de transmissão MIMO [54]

Segundo *Foschini e Gans* [55], quando explorados devidamente, os ambientes ricos em multipercursos podem fazer com que os sistemas MIMO tragam grandes ganhos de capacidade. Para isso, ao se examinar o desempenho dos sistemas MIMO verifica-se que o canal MIMO deva estar modelado adequadamente.

Sendo o sistema perfeitamente sincronizado, o modelo de transmissão MIMO para um instante de tempo k pode ser equacionado por

$$x(k) = Hs(k) + z(k) . \quad (4.1)$$

O vetor $s(k)$ corresponde ao sinal transmitido no instante k pelas antenas transmissoras e cuja dimensão é $M \times 1$. O vetor $x(k)$ representa o sinal recebido pelas

³ No caso de ambientes internos, o espaçamento estimado é de ao menos metade do comprimento de onda do sinal de transmissão.

antenas receptoras no instante de tempo k e apresenta dimensão $N \times 1$. H representa a matriz do canal MIMO de dimensão $N \times M$ dada por:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Os elementos h_{nm} da matriz do canal H são elementos escalares e complexos correspondentes à m -ésima e n -ésima antena transmissora e receptora respectivamente. A amplitude desses elementos h_{nm} possui uma distribuição do tipo *Rayleigh*, o que caracteriza uma transmissão sem visada direta entre transmissor e receptor [52]. Por fim, o vetor $z(k)$ representa o ruído aditivo gaussiano branco.

Os canais MIMO, em virtude de sua grande capacidade de transmissão, tornam-se seletivos em frequência diante das características de multipercursos presentes no canal sem fio. Quando o canal é modelado como seletivo em frequência, isso significa que frequências individuais serão atenuadas cada uma de forma diferente. Tais canais ocorrem quando os atrasos de multipercurso são significantes em relação ao período da taxa de símbolos [27]. Nesse caso a interferência intersimbólica ocorre, trazendo atrasos severos e atenuações acentuadas ao sinal que chega ao receptor em múltiplas versões do original transmitido.

Portanto, o sinal pode ser considerado como sendo formado pela combinação linear de símbolos atuais e símbolos anteriores, e a seletividade em frequência é modelada como tendo memória de comprimento L . O modelo de cada canal h_{nm} é dado por:

$$h_{nm}(\tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_{nm}^l \delta(t - \tau_{nm}^l), \quad (4.3)$$

sendo que α_{nm} representa o ganho complexo e τ_{nm} o atraso do l -ésimo caminho [54].

4.2.2. Capacidade de Shannon

A capacidade de *Shannon* de um canal de comunicação é a máxima taxa de transmissão suportada por um canal. Essa capacidade depende de algumas características específicas do canal, de ruídos e da potência de transmissão do sinal.

O conceito de capacidade para um único canal e contínuo no tempo foi introduzido por *Shannon* em 1948 [56]. Em sua proposta de sistema de comunicação os sinais na entrada do canal são considerados funções contínuas no tempo enquanto na saída do mesmo estão as versões dos mesmos sinais, mas com perturbações.

Seja um canal, com uma única antena transmissora e outra receptora (SISO – *Single Input, Single Output*), semelhante a um canal “com fio”, corrompido por ruído aditivo gaussiano branco (AWGN). A capacidade dada pela taxa alcançada sem codificação de canal ou complexidade de sinalização pode ser escrita por [28]:

$$C = \log_2(1 + \rho) \text{ b/s/Hz.} \quad (4.4)$$

Nessa equação, ρ representa o valor da razão sinal-ruído (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*). Assim, a cada crescimento de 3 dB na SNR obtém-se mais um bit por segundo por Hertz na capacidade do canal.

Como na prática os canais sem fio são variantes no tempo e sofrem desvanecimentos aleatórios, (4.4) é reescrita acrescentando-se uma variável h , que representa a amplitude gaussiana complexa do canal, ou seja, corresponde ao ganho complexo normalizado de um canal sem fio fixo ou de uma realização particular de um canal aleatório [51]. A capacidade do canal então é expressa por

$$C = \log_2(1 + \rho|h|^2) \text{ b/s/Hz,} \quad (4.5)$$

e passa a ser uma quantidade aleatória para canais do tipo SISO.

Segundo os trabalhos de *Foschini e Gans* [55], e de *Telatar* [57], a capacidade cresce com $\min(M,N)$. Com N antenas receptoras o sistema se torna do tipo SIMO (*Single Input, Multiple Output*), ou seja, com uma única antena de transmissão e múltiplas antenas de recepção. Nesse caso, a capacidade é dada por:

$$C = \log_2\left(1 + \rho \sum_{n=1}^N |h_n|^2\right) \text{ b/s/Hz,} \quad (4.6)$$

sendo h_n o ganho para cada antena receptora n . Uma característica de (4.6) é o fato de que quando N é aumentado, a capacidade cresce de forma logarítmica.

Para os sistemas MISO (*Multiple Input, Single Output*), com múltiplas entradas e uma única saída, são colocadas M antenas transmissoras e uma única receptora, sendo a capacidade dada por [55]:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \sum_{m=1}^M |h_m|^2 \right) \text{ b/s/Hz.} \quad (4.7)$$

A capacidade também tem um relação logarítmica com M , e a normalização de ρ por M assegura que a potência de transmissão seja fixa e distribuída pelo total de antenas transmissoras.

Nos sistemas SIMO e MISO algumas técnicas que maximizam a SNR, como antenas adaptativas e combinação de máxima razão (MRC, *Maximum Ratio Combining*) [58], podem ser utilizadas para se aumentar a capacidade do canal.

4.2.3. Capacidade dos Sistemas MIMO

O sistema MIMO pode ser considerado como sendo uma combinação dos sistemas SIMO e MISO. A capacidade para esse caso considera M antenas transmissoras e N receptoras e é dada por

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |h_{nm}|^2 \right) \text{ b/s/Hz.} \quad (4.8)$$

No entanto, assim como nas configurações anteriores, essa equação aumenta a capacidade através da maximização da razão sinal-ruído, quando um único sinal é transmitido por todas as antenas. Como dito antes, um potencial ainda maior pode ser conseguido na arquitetura MIMO tendo sua capacidade aumentada significativamente se a transmissão adotada for de sinais distintos transmitidos por antenas correspondentes distintas. Nesse esquema há um aproveitamento melhor dos múltiplos canais paralelos proporcionados pela arquitetura.

Assim sendo, a transmissão passa a ser caracterizada por um sistema composto de múltiplos canais paralelos e cada um com capacidade equivalente a de um sistema SISO particular.

O valor dessa capacidade dependerá da quantidade de canais paralelos independentes de acordo com o número de autovalores independentes da matriz da decomposição do canal

[59]. Assim, a capacidade para canais paralelos independentes pode ser obtida pela seguinte equação, conforme demonstrado por Foschini [55] e Telatar [57]:

$$C = \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\rho}{M} HH^H \right) \right] \text{ b/s/Hz.} \quad (4.9)$$

A matriz determinística do canal dada por (4.2) é representada em (4.9) por H . A matriz H^H representa a transposta conjugada de H e I é uma matriz de identidade $N \times N$. ρ é a razão sinal-ruído média recebida por cada antena receptora.

No entanto, a modelagem vista até aqui somente considera que a matriz H do canal seja fixa. Quando a matriz é aleatória, a capacidade do canal também se torna uma variável aleatória e, neste caso, são estabelecidas duas definições estatísticas da capacidade: Capacidade Ergótica e Capacidade Condicionada.

A Capacidade Ergótica é definida como sendo o valor esperado da capacidade determinística dada pela equação (4.9). Corresponde à média dos valores máximos da taxa de transmissão do canal considerando as variações aleatórias deste e é dada por [60]:

$$C = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\rho}{M} HH^H \right) \right] \right\} \text{ b/s/Hz.} \quad (4.10)$$

A Capacidade Condicionada (*outage capacity*) associa o valor de capacidade C a uma probabilidade p , dada por:

$$\text{Prob} \left\{ \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\rho}{M} HH^H \right) \right] \leq C_{outage} \right\} = p. \quad (4.11)$$

Isto significa que há uma probabilidade p do valor da capacidade C não ser conseguida. A capacidade dos canais MIMO e sua modelagem são estudados de forma mais abrangente em [51] e [60].

4.2.4. Capacidade do Sistema MIMO em Canais Seletivos em Frequência

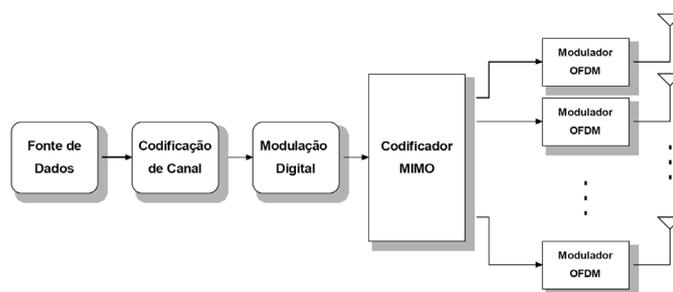
A análise apresentada acima considera apenas canais de faixa estreita permitindo que o sinal recebido seja considerado como o produto do sinal transmitido pelo canal, representado por um coeficiente constante determinístico ou aleatório, ou seja, o sinal transmitido pode sofrer um ganho determinístico ou aleatório. Quando o canal é do tipo faixa larga, esta consideração não é mais válida, e este passa ser representado pela sua resposta impulsiva temporal ou função transferência no domínio da frequência. O canal faixa larga aleatório é conhecido como canal com desvanecimento seletivo em frequência e

a sua banda de coerência é um parâmetro importante. Adotando o critério de que subcanais, com largura de banda menor do que a banda de coerência do canal seletivo de faixa larga, estes podem ser considerados de faixa estreita, e a capacidade desse canal de faixa larga pode ser calculada a partir da divisão deste em sub-bandas [59]. Sendo assim, o emprego dos sistemas MIMO em canais seletivos em frequência trouxe a sua integração com a modulação OFDM.

4.3. MIMO-OFDM

A modulação OFDM pode transformar o canal MIMO seletivo em frequência em um conjunto de subcanais planos diminuindo a complexidade do receptor. A combinação dessas duas técnicas recentes e poderosas torna-se muito atrativa e tem sido uma grande promessa nos sistemas de comunicação de dados de banda larga sem fio atualmente. A idéia básica da modulação OFDM, conforme mostra o Capítulo 3, é dividir o canal em múltiplas sub-portadoras ortogonais. Daí vem o fato de se considerar essas sub-portadoras como múltiplos subcanais planos no domínio da frequência. A equalização realizada no receptor se torna mais simples com o emprego de um equalizador menos complexo e sem memória necessitando somente a amplitude e fase de cada sub-portadora [61].

Técnicas típicas MIMO como a Multiplexagem Espacial (*Spatial Multiplexing*) ou Codificação Espaço-Temporal (*Space-Time Coding*), explicadas mais adiante, são facilmente aplicáveis em implementações de camada física juntamente com sistemas OFDM. Em [62] é feito um estudo explorando a Codificação Espaço-Temporal aplicada a sistemas MIMO-OFDM. A Figura 4.2 apresenta um diagrama de blocos simplificado de um sistema de transmissão e recepção MIMO-OFDM.



(a)

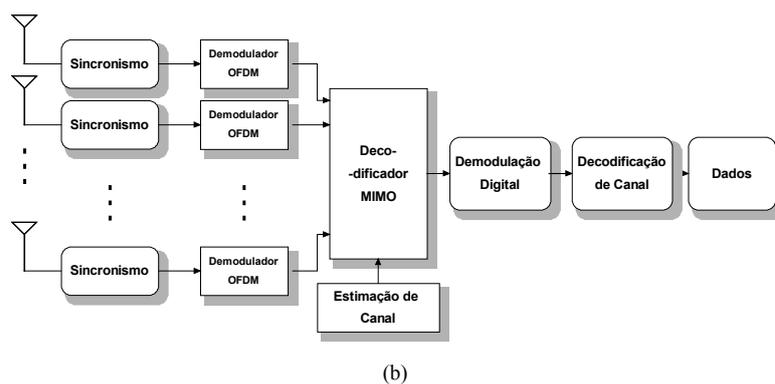


Figura 4.2 – Diagrama simplificado de um (a) transmissor e (b) receptor MIMO-OFDM [53]

No diagrama da Figura 4.2(a), é feita primeiramente uma etapa de codificação de canal onde os feixes de dados da fonte passam por um codificador FEC. Em seguida, os bits de dados codificados são modulados digitalmente sendo mapeados em uma constelação e depois vão para um codificador MIMO que define a antena correspondente ao feixe de dados em questão.

Depois de definida a antena de transmissão as seqüências recebem os símbolos piloto de acordo com as características do sistema e são moduladas pela transformada inversa de Fourier (IFFT) em seqüências de símbolos OFDM. O prefixo cíclico (CP) é adicionado a todo símbolo OFDM para amenizar os efeitos de espalhamentos de atraso (*delay spreads*) provocados pelo canal. Assim, os quadros com os símbolos de dados são montados e enviados para os estágios de potência e RF (Rádio-Freqüência) para a transmissão.

As seqüências de símbolos nas antenas receptoras – Figura 4.2(b) – passam por uma etapa inicial de sincronização no domínio da freqüência e no do tempo de acordo com os preâmbulos de referência inseridos nos quadros na transmissão. Os preâmbulos e CPs são extraídos e os símbolos OFDM restantes demodulados pela aplicação da transformada direta de Fourier (FFT). Os tons de freqüência piloto, extraídos dos sinais recebidos de todas as antenas, são usados para a estimação do canal. Esta estimação auxilia o decodificador MIMO na recuperação dos símbolos OFDM de informação, compensando os efeitos do canal. Depois de recuperados, tais símbolos são demodulados digitalmente e decodificados no processo inverso da codificação de canal empregada na transmissão e os bits de informação entregues ao destino.

Como na transmissão por múltiplas antenas os diferentes sinais transmitidos simultaneamente são recebidos superpostos em cada antena receptora, a complexidade da estimação de canal é aumentada. A estrutura de quadro com símbolos de dados e pilotos é montada de maneira que a estimação do canal possa ser feita da forma mais precisa possível no receptor e seja plausível atingir as altas taxas de bit desejadas. Para isso os algoritmos mais empregados são baseados em estruturas com pilotos espalhadas dentro de cada quadro. Esse tipo de algoritmo é aplicável na grande maioria nos casos com desvanecimentos rápidos e canais seletivos em frequência. Na transmissão digital de TV, já foi visto que os sistemas DVB-T e ISDB-T também empregam técnicas semelhantes para o processo de estimação de canal e recuperação dos sinais nos receptores.

Em [63] e [64], é investigada a estimação de canais com diversidade usando múltiplas antenas em conjunto com o OFDM e são comparadas algumas técnicas simplificadas de estimação e de treinamento. Em [65], *Stuber et al.* traz de forma mais completa várias abordagens de estimação para canais MIMO-OFDM com simulações comparativas.

A tecnologia MIMO tem sido adotada por vários padrões de transmissão recentes e promissores no mercado de telecomunicações devido aos ganhos de desempenho proporcionados pelo novo esquema envolvendo os domínios de espaço e tempo. Um exemplo é sua possível implementação nas redes celulares de acesso a pacotes de dados de alta velocidade conhecidas como HSDPA (*High-Speed Downlink Packet Access*) e fazem parte do padrão de terceira geração (3G) dos sistemas celulares conhecido como Sistema de Telecomunicações Móvel Universal (UMTS, *Universal Mobile Telecommunications System*).

4.4. Diversidade e Técnicas de Diversidade

Já foi comentado que um dos ganhos proporcionados pela tecnologia MIMO é a diversidade criada com o emprego de múltiplas antenas transmissoras e receptoras. *Tarokh et al.*[66] define diversidade como sendo o conjunto de réplicas do sinal transmitido que sofrem diferentes atenuações pelo canal, mas no entanto constituem um recurso importante de redundância na recuperação do mesmo sinal transmitido. Também classifica três principais tipos de diversidade: a diversidade temporal, de frequência e diversidade de antena (ou espacial) e de polarização.

A primeira se caracteriza pela redundância no tempo, ou seja, a chegada de réplicas do mesmo sinal em diferentes instantes no receptor. A segunda diversidade explora o fato de que ondas sendo transmitidas em frequências diferentes apresentam características de multipercursos diferentes e assim as réplicas do mesmo sinal transmitidas em diferentes frequências induz redundância do sinal transmitido.

O terceiro tipo de diversidade emprega arranjos de antenas (transmissoras e/ou receptoras) separadas espacialmente ou em diferentes polarizações. Essa técnica tem a vantagem de não afetar a eficiência de banda de transmissão uma vez que as réplicas do sinal que chegam na recepção são redundantes no domínio do espaço. Outras técnicas de diversidade também são comentadas por *Stein* [67]. Nesse trabalho, a ênfase será dada nas diversidades de espaço e tempo.

No campo da transmissão digital de TV já surgem trabalhos direcionados ao aumento de desempenho dos sistemas através das técnicas de diversidade. *Dammann e Kaiser* [62] investigam o emprego de algumas técnicas de diversidade com OFDM conhecidas na transmissão e recepção de TV digital buscando mostrar como estas podem ser aplicadas no sistema europeu DVB-T aumentando seu desempenho. Em [68], *Zhang et al.* propõe um novo modelo baseado em MIMO para as redes de frequência única dos sistemas multiportadoras de televisão digital para se obter ganhos de diversidade.

A diversidade espacial é tratada de forma separada na transmissão e na recepção dos sinais. A diversidade na recepção do sinal tem sido exaustivamente estudada nos últimos anos [66] ao passo que a de transmissão ainda é objeto de diversos estudos recentes. A diversidade de recepção é caracterizada pelo emprego de somente uma antena transmissora e múltiplas antenas receptoras enquanto na diversidade de transmissão essa multiplicidade se encontra nas antenas transmissoras com somente uma receptora.

4.4.1. Diversidade de Recepção

Na diversidade de recepção os diferentes multipercursos com desvanecimentos independentes associados a cada uma das múltiplas antenas receptoras são combinados para que se tenha o sinal resultante recuperado semelhante ao original transmitido [42]. Existem técnicas simples na literatura que apenas fazem a seleção do melhor sinal recebido no conjunto de antenas receptoras. A *Selection Combining* (combinação de seleção) adota como critério a escolha do sinal de maior razão sinal-ruído (SNR).

Em outra técnica muito conhecida o sinal resultante corresponde à combinação linear das réplicas do sinal de cada ramo ou antena receptora. O MRC (*Maximal Ratio Combining*), ou Combinação de Máxima Razão, é uma importante solução em termos da maximização da razão sinal-ruído [58].

No MRC, um símbolo é transmitido em um instante de tempo a partir de uma antena de transmissão e réplicas desse símbolo transmitido são recebidas por canais planos independentes do tipo *Rayleigh* e com desvanecimento lento. O receptor deve ter perfeito conhecimento do canal [28]. O símbolo é então recuperado a partir de uma combinação entre os sinais recebidos nas antenas receptoras e com os respectivos canais complexos conhecidos pelo receptor. Essa combinação possibilita que um detector encontre ou recupere o símbolo transmitido conforme é mostrado por *Alamouti* em [1].

4.4.2. Diversidade de Transmissão

A diversidade de transmissão se torna possível se o receptor for capaz de separar, a partir de uma única antena receptora, o sinal de informação anteriormente replicado e enviado pelas múltiplas antenas transmissoras.

No entanto, a primeira técnica de diversidade de transmissão que foi proposta em [69] por *Wittneben* e que possuía eficiência de banda foi conhecida como *delay diversity*, ou diversidade de atraso, sendo pertencente à segunda categoria citada acima. Extensões dessa técnica foram feitas posteriormente em [70] por *Winters* e outra técnica semelhante empregando receptores RAKE foi apresentada por *Weerackody* [71].

O esquema de diversidade de transmissão mais difundido atualmente foi proposto por *Alamouti* [1] sendo caracterizado como um código de bloco espaço-temporal que será apresentado mais adiante.

4.5. Compromisso entre Diversidade e Multiplexagem

As técnicas de transmissão MIMO existentes são classificadas em duas categorias, uma voltada para a maximização da taxa de dados e outra para a maximização da diversidade de transmissão. Na maximização da taxa de dados busca-se o aprimoramento da capacidade média do canal e se observa que a capacidade de transmissão do canal é maior principalmente quando informações diferentes são enviadas por antenas diferentes, como é o caso da multiplexagem espacial. No domínio do tempo, dá-se a transmissão em instantes diferentes ao passo que no domínio do espaço, emprega-se a transmissão por antenas

diferentes, caracterizando a conhecida codificação espaço-temporal, ou STC (*Space-Time Coding*). *Heath* e *Paulraj* [72] fizeram um estudo interessante sobre essa troca entre diversidade e a multiplexação estabelecendo critérios para a seleção adequada entre as duas estratégias em decorrência do canal empregado.

Boa parte das técnicas MIMO propostas até pouco tempo eram baseadas em apenas uma das duas categorias citadas visando os ganhos de diversidade ou de multiplexagem. O foco em um desses ganhos acarreta o detrimento de outro. Na literatura cita-se o esquema V-BLAST⁴ proposto por *Foschini et al.* em [73] e [74] como exemplo de técnica de multiplexagem espacial e consistindo numa maneira simples de se alcançar taxas elevadas despreocupando-se com a diversidade. Outra técnica famosa e largamente empregada foi proposta por *Alamouti* em [1] e trouxe uma arquitetura baseada em STC que proporciona maior ganho de diversidade. No momento buscam-se novos esquemas híbridos que possam aproveitar de forma simultânea ambos os ganhos.

4.6. Multiplexagem Espacial

Na multiplexagem espacial (SM, *Spatial Multiplexing*) o objetivo é maximizar a taxa de transmissão enviando sinais independentes pelas antenas transmissoras disponibilizadas pelo sistema, ou seja, multiplexar diferentes sinais transmitidos sendo um para cada antena transmissora. No receptor, cada antena receptora recebe uma combinação desses sinais independentes. O sistema da Figura 4.3 apresentada em [51], é composto por três antenas transmissoras e três receptoras resultando no aumento da taxa em três vezes. Os sinais “*A_i*, *B_i* e *C_i*” representam as constelações de símbolos em três estágios do sistema apresentado.

A multiplexagem espacial pode ser usada empregando algumas opções de codificação bastante estudadas na literatura sendo conhecidas como *Layered Space Time Architectures* [60], ou trazendo para o português, “arquiteturas de camadas espaço-temporais”.

⁴ Do inglês, *Vertical Bell Labs Layered Space-Time*, caracterizando-se como um sistema de multiplexagem espacial vertical apresentado pelos Laboratórios Bell.

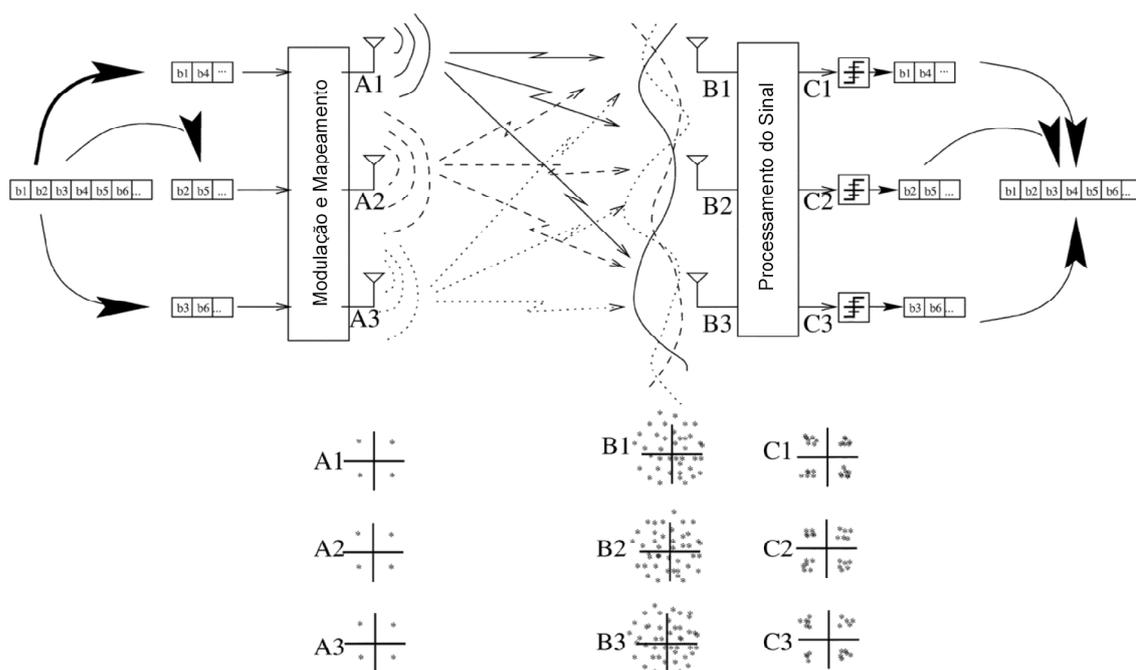


Figura 4.3 – Esquema básico de multiplexagem espacial com três antenas transmissoras e três receptoras [51]

- **Codificação Horizontal (HE, *Horizontal Encoding*)**

Na Figura 4.4 (a) o fluxo de bits de informação a ser transmitido é primeiramente demultiplexado pelo número de M antenas transmissoras gerando então M seqüências independentes de dados que em seguida são codificadas, mapeadas e entrelaçadas separadamente em cada antena transmissora. Esse esquema pode alcançar uma diversidade de ordem N , que é o número de antenas receptoras desde que cada símbolo de informação seja transmitido por uma única antena e recebido por N antenas.

- **Codificação Vertical (VE, *Vertical Encoding*)**

Nessa arquitetura, o fluxo de bits de informação sofre codificação, mapeamento de símbolos, entrelaçamento e depois é demultiplexado dividindo-se em M antenas de transmissão de forma independente. Nesse esquema o ganho de diversidade pode ser maximizado com ordem $M.N$ desde que cada símbolo de informação seja espalhado através de todas as antenas transmissoras [60] da mesma maneira que a técnica STC. Na recepção, é necessária uma decodificação conjunta dos fluxos de dados enviados, o que não acontece no esquema HE, em que é possível decodificar tais fluxos de cada antena de transmissão de forma separada. A decodificação do esquema vertical apresenta maior

complexidade que no caso da codificação horizontal. A Figura 4.4(b) ilustra o esquema de transmissão com codificação vertical.

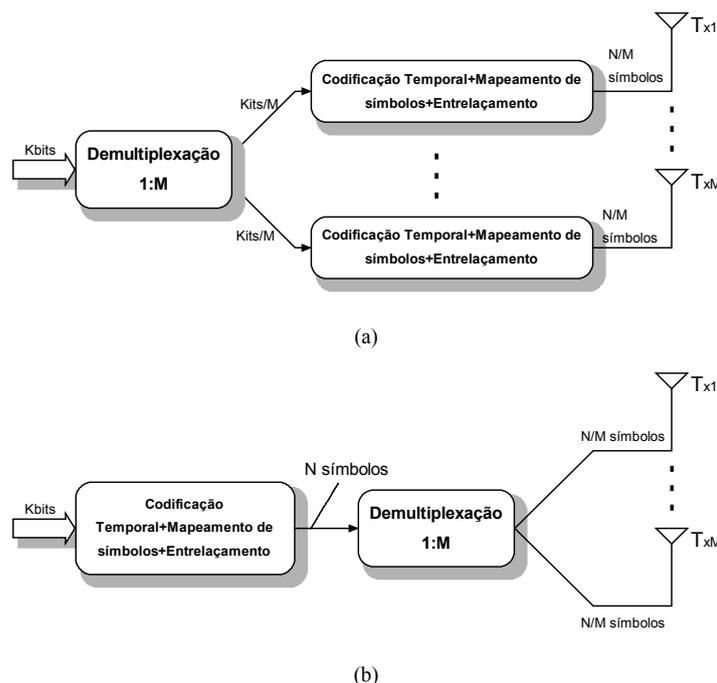


Figura 4.4 – Esquemas de multiplexação espacial usando codificação (a) horizontal e (b) vertical [53]

• Combinação de Codificação de HE e VE

Existem muitas variações de técnicas que procuram combinar as duas estratégias anteriores de forma simultânea. Entre elas a estratégia de codificação diagonal (DE, *Diagonal Encoding*), utiliza arranjos de múltiplas antenas tanto no receptor como no transmissor. Essa técnica inicialmente aplica ao sinal de entrada uma codificação horizontal (HE) e em seguida uma codificação na forma de uma estrutura de camadas dispostas diagonalmente, ou seja, as palavras código são dispersas através da forma diagonal nos domínios do espaço e do tempo [73][74].

Utilizando palavras código com tamanho adequado ao número de antenas transmissoras, essa nova técnica consegue obter um ganho máximo de diversidade $M.N$ e ao mesmo tempo aproveita também o ganho máximo de multiplexação dado por M devido ao emprego conjunto da codificação horizontal. A complexidade do receptor também é herdada da codificação horizontal [60]. No entanto, isso não significa que a implementação do sistema seja simples. O esquema D-BLAST (*Diagonal Bell-Labs Layered Space-Time*) é um exemplo cuja implementação é considerada relativamente complexa [74].

O BLAST (*Bell-Labs Layered Space-Time*) inicialmente foi proposto por Foschini [73] com a intenção de obter um aumento da capacidade de transmissão explorando os desvanecimentos de multipercurso. São quatro os esquemas de multiplexagem espacial: *Vertical-BLAST*, *Horizontal-BLAST*, *Diagonal-BLAST* e *Turbo-BLAST*. Dentre esses quatro esquemas o *Vertical-BLAST*, ou V-BLAST é o mais estudado pela sua simplicidade de implementação [53].

4.7. Códigos Espaço-Temporais

Os Códigos Espaço-Temporais, ou *Space-Time Codes* (STC), fazem a codificação unificada das seqüências de dados sobre diferentes antenas buscando maximizar o ganho de diversidade dos sistemas MIMO. Tais códigos correlacionam os sinais transmitidos por diferentes antenas nos domínios do tempo e espaço. São métodos eficientes de comunicação sobre canais com desvanecimentos, combinando estruturas de codificação de canal, modulação, diversidade de transmissão e também de recepção. Exemplos de STC são os esquemas de *delay diversity*, ou “diversidade de atraso”, propostos por Wittneben [69] e por Seshadri e Winters em [75].

Os Códigos de Treliça Espaço-Temporais (STTC, *Space-Time Trellis Codes*), introduzidos pelo trabalho de Tarokh et al. [66], combinam técnicas apropriadas de codificação para transmissão com múltiplas antenas aplicadas ao processamento de sinais na recepção e conseguem ganhos significantes sobre os esquemas propostos em [75] e [69]. Outro ponto positivo dessa codificação é o melhor compromisso entre o tamanho da constelação utilizada, a diversidade, taxa de dados obtida e grau de complexidade da treliça. No entanto, o grande problema do STTC é o crescimento exponencial da complexidade do receptor em função do grau de diversidade e da taxa de transmissão considerando um número fixo de antenas transmissoras. O problema da complexidade na decodificação foi superado pelos Códigos de Bloco Espaço-Temporais (STBC, *Space-Time Block Codes*) introduzidos por Alamouti [1] e têm sido largamente empregados. Esse novo esquema faz uma troca entre a perda de desempenho em relação ao STTC e a baixa complexidade dos algoritmos de decodificação. Além disso, o STBC consegue maximizar o ganho de diversidade. O esquema de diversidade proposto inicialmente por Alamouti utiliza duas antenas transmissoras e uma decodificação de máxima verossimilhança no receptor. Mais tarde, em [76], Tarokh et al. estenderam o código de bloco espaço-temporal de Alamouti para mais de duas antenas transmissoras.

A técnica STBC *Alamouti* serviu como base para o presente trabalho e será abordada com mais detalhes nos próximos tópicos. O STTC não será objeto de estudo e portanto sua análise não será mais aprofundada.

4.8. O Esquema Alamouti

O esquema de diversidade de transmissão proposto por *Alamouti* [1] pode ser considerado como um caso especial de Codificação de Bloco Espaço-Temporal (STBC). Na forma original, *Alamouti* emprega duas antenas transmissoras e uma receptora, podendo ser estendido para mais de uma antena receptora. O atrativo do esquema está justamente na simplicidade e na baixa complexidade de implementação obtida.

Essa técnica consiste no arranjo feito com os símbolos transmitidos formando uma matriz com dimensões no espaço e no tempo de tal forma que possam ser recuperados por um receptor explorando a diversidade de múltiplos percursos entre transmissão e recepção. Essa matriz é mostrada na Tabela 4.1 para duas antenas transmissoras, em que os símbolos c_0 e c_1 são transmitidos no tempo correspondente k e $k + 1$.

Instantes de tempo	Antena 0	Antena 1
k	c_0	c_1
$k + 1$	$-c_1^*$	c_0^*

Tabela 4.1 – Sequência de transmissão e codificação para o esquema *Alamouti* com duas antenas transmissoras

De acordo com a Figura 4.5, o esquema proposto possui somente uma antena receptora e a diversidade é conseguida considerando que o canal seja conhecido ou estimado pelo receptor e seja feita a combinação dos sinais bem como a sua detecção por máxima verossimilhança.

Sendo assim, o sinal recebido no instante k é representado por

$$r_k = c_0 h_0 + c_1 h_1 + z_k \quad , \quad (4.12)$$

onde $h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0}$ e $h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$ correspondem respectivamente aos canais entre as antenas de transmissão 0 e 1 e a única antena receptora. Os parâmetros α_0 e α_1 correspondem aos ganhos de cada canal juntamente com suas fases θ_0 e θ_1 .

Da mesma forma, no instante $k + 1$, o sinal recebido passa ser escrito como

$$r_{k+1} = -c_1^* h_0 + c_0^* h_1 + z_{k+1} \quad , \quad (4.13)$$

onde as variáveis z_k e z_{k+1} correspondem às amostras do ruído nos respectivos instantes de tempo e são formadas cada uma pela soma dos ruídos e interferências de cada canal.

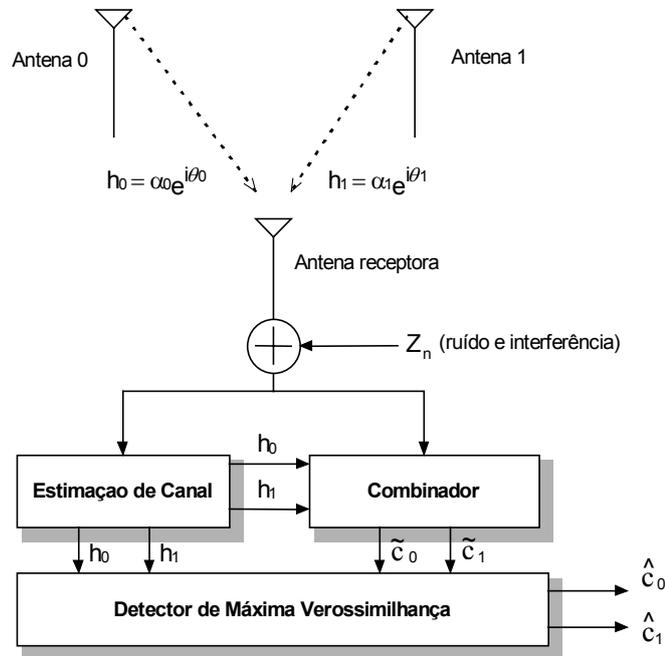


Figura 4.5 – Esquema de transmissão *Alamouti* com duas antenas transmissoras e uma receptora [1]

A combinação proposta por *Alamouti* é apresentada nas equações (4.14) e (4.15), que mostram os símbolos estimados \tilde{c}_0 e \tilde{c}_1 a partir dos sinais recebidos e dos canais estimados. Os sinais recebidos são combinados no receptor para que diversidade de transmissão seja obtida. Para isso considera-se que os canais envolvidos sejam descorrelacionados.

$$\tilde{c}_0 = h_0^* r_k + h_1 r_{k+1}^* \quad (4.14)$$

$$\tilde{c}_1 = h_1^* r_k - h_0 r_{k+1}^* \quad (4.15)$$

As expressões seguintes, (4.16) e (4.17), são desenvolvidas fazendo a substituição de (4.12) em (4.14) e de (4.13) em (4.15):

$$\begin{aligned}
\tilde{c}_0 &= h_0^* (c_0 h_0 + c_1 h_1 + z_k) + h_1 (-c_1^* h_0 + c_0^* h_1 + z_{k+1})^* \\
&= |h_0|^2 c_0 + h_0^* h_1 c_1 + h_0^* z_k - h_0^* h_1 c_1 + |h_1|^2 c_0 + h_1 z_{k+1}^* , \quad (4.16) \\
&= (|h_0|^2 + |h_1|^2) c_0 + h_0^* z_k + h_1 z_{k+1}^*
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{c}_1 &= h_1^* (c_0 h_0 + c_1 h_1 + z_k) - h_0 (-c_1^* h_0 + c_0^* h_1 + z_{k+1})^* \\
&= |h_1|^2 c_1 + h_1^* h_0 c_0 + h_1^* z_k - h_1^* h_0 c_0 + |h_0|^2 c_1 - h_0 z_{k+1}^* . \quad (4.17) \\
&= (|h_0|^2 + |h_1|^2) c_1 + h_1^* z_k - h_0 z_{k+1}^*
\end{aligned}$$

Os dois sinais combinados são então enviados a um detector de máxima verossimilhança, de forma simultânea, que estima os símbolos \hat{c}_0 e \hat{c}_1 transmitidos.

Esse esquema, com duas antenas de transmissão e uma na recepção, apresenta ordem de diversidade resultante equivalente ao esquema com diversidade de recepção MRC com uma antena transmissora e duas receptoras. A diversidade é dada por $2N$, onde N é o número de antenas receptoras, sendo consideradas somente duas transmissoras [1].

Observando as equações (4.16) e (4.17) resultantes verifica-se que os símbolos estimados sofrem os efeitos das amostras de ruído durante os instantes de transmissão. O significado disso é o fato de que se a potência total de transmissão for considerada igual à de um sistema com apenas uma antena transmissora e duas receptoras, a potência de transmissão terá que ser dividida por dois no caso do esquema Alamouti. Logo, haverá no esquema *Alamouti*, duas influências de ruído contra apenas uma no caso do MRC, representando uma queda de desempenho de 3dB.

Estendendo o esquema de transmissão para duas antenas receptoras ($N = 2$), a diversidade obtida será de ordem 4. A transmissão será então realizada conforme a Tabela 4.1 e a nova configuração do sistema está representada na Figura 4.6. Observa-se que nesse novo cenário mais dois canais (h_2 e h_3) independentes são inseridos juntamente com mais dois sinais combinados nos instantes k e $k + 1$. Os novos sinais combinados são dados pelas equações (4.18), em que r_{0k} e r_{1k} representam os sinais recebidos pelas antenas receptoras 0 e 1 respectivamente no instante k , e os sinais r_{0k+1} e r_{1k+1} os sinais recebidos pelas mesmas antenas 0 e 1 no instante $k + 1$.

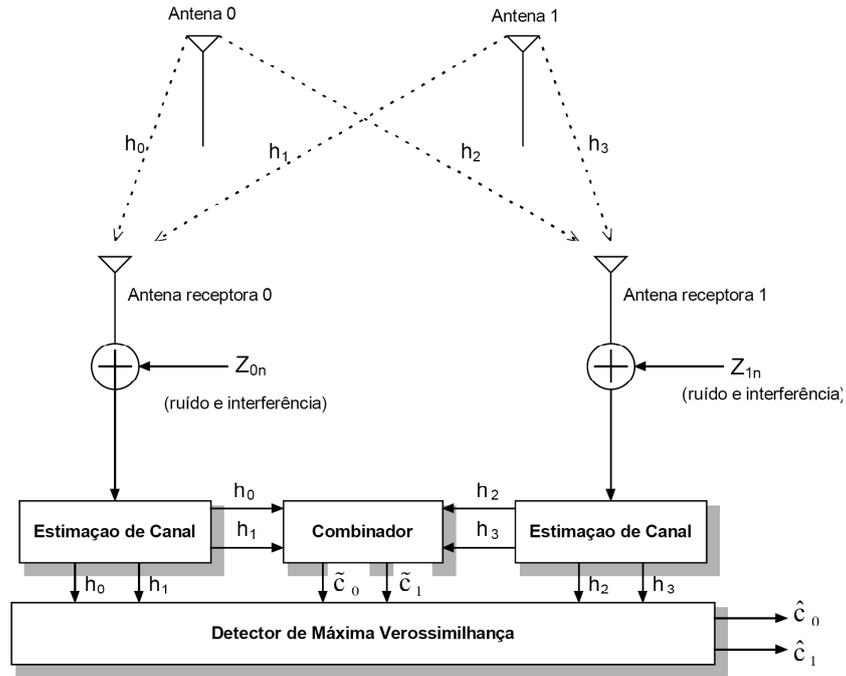


Figura 4.6 – Esquema de transmissão *Alamouti* com duas antenas transmissoras e duas receptoras [1]

$$\begin{aligned}
 r_{0k} &= c_0 h_0 + c_1 h_1 + z_{0k} \\
 r_{1k} &= -c_1^* h_0 + c_0^* h_1 + z_{1k} \\
 r_{0k+1} &= c_0 h_2 + c_1 h_3 + z_{0k+1} \\
 r_{1k+1} &= -c_1^* h_2 + c_0^* h_3 + z_{1k+1}
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

As expressões (4.19) e (4.20) representam os sinais resultantes combinados pelo sistema e levados ao detector:

$$\tilde{c}_0 = h_0^* r_{0k} + h_1 r_{1k}^* + h_2^* r_{0k+1} + h_3 r_{1k+1}^*, \tag{4.19}$$

$$\tilde{c}_1 = h_1^* r_{0k} - h_0 r_{1k}^* + h_3^* r_{0k+1} - h_2 r_{1k+1}^*. \tag{4.20}$$

Realizando as substituições das equações em (4.18), com suas respectivas variáveis, em (4.19) e (4.20), encontramos como resultado (4.21) e (4.22), que resultam nos símbolos \hat{c}_0 e \hat{c}_1 estimados pelo detector de verossimilhança:

$$\tilde{c}_0 = \left(|h_0|^2 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 \right) c_0 + h_0^* z_{0k} + h_1 z_{1k}^* + h_2^* z_{0k+1} + h_3 z_{1k+1}^*, \tag{4.21}$$

$$\tilde{c}_1 = \left(|h_0|^2 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 \right) c_1 - h_0 z_{1k}^* + h_1^* z_{0k} - h_2 z_{1k+1}^* + h_3^* z_{0k+1}. \tag{4.22}$$

Uma comparação de desempenho, mostrada no gráfico na Figura 4.7, feita pelo próprio *Alamouti* [1], aponta uma vantagem de 3dB dos esquemas de diversidade de recepção MRC em relação à técnica proposta por ele.

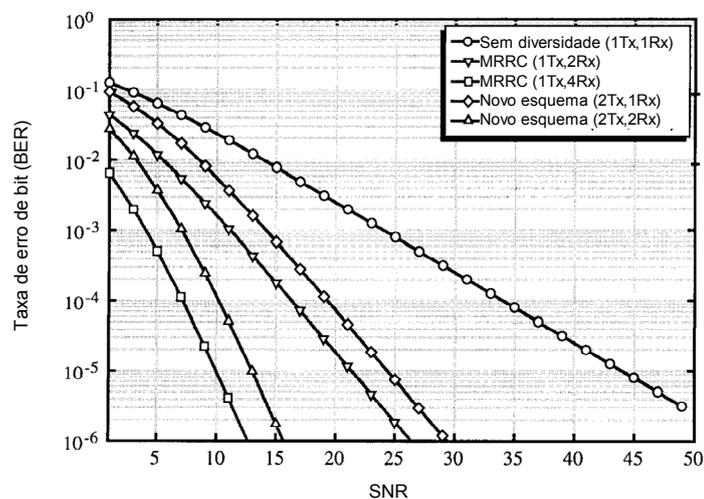


Figura 4.7 – Comparação de desempenho (BER) para sinal BPSK transmitido pelas técnicas MRC e *Alamouti* com canal *Rayleigh* [1]

Em [77], *Alamouti et al.* estabelecem critérios de projeto para o emprego conjunto de códigos de treliça e seu novo esquema de diversidade. Na Figura 4.8, *Gesbert et al.* [51] fazem uma comparação de curvas de taxa de erro de bit (BER) para as técnicas de transmissão MIMO SM, STBC e *Alamouti*, usando detecção ZF ou ML, numa configuração de duas antenas transmissoras e duas receptoras (2 x 2).

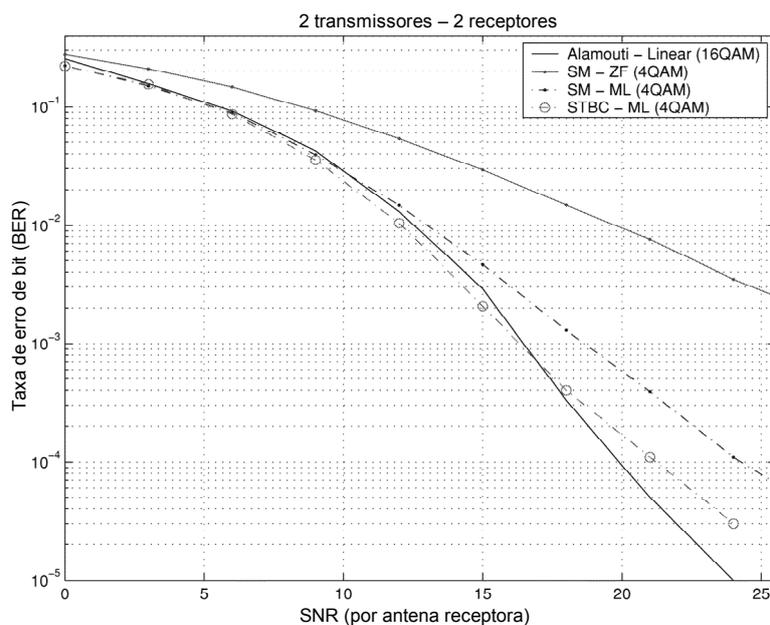


Figura 4.8 – Curvas de BER comparando técnicas MIMO com 2Tx e 2Rx [51]

4.9. Emprego da Técnica Alamouti com OFDM

O esquema de diversidade de transmissão proposto por *Alamouti* assim, como as técnicas de codificação espaço-temporais, de uma maneira geral, são efetivas somente sobre canais de desvanecimento plano e limitadas a aplicações em ambientes internos com espalhamentos de atraso pequenos ou em sistemas de baixa velocidade de dados. Quando tais espalhamentos se tornam grandes, no caso dos canais seletivos em frequência, estes degradam a ortogonalidade presente nessas técnicas tornando-as ineficientes [78].

O emprego conjunto com a modulação OFDM traz maior robustez ao sistema, dividindo um canal seletivo em frequência em múltiplos subcanais planos, e torna possível a aplicação das técnicas espaço-temporais, mesmo sobre canais com grandes desvanecimentos, melhorando o desempenho dos sistemas.

Duas abordagens de codificação em bloco empregando diversidade de transmissão *Alamouti* com OFDM serão apresentadas na seqüência.

4.9.1. Codificação de Bloco Espaço-Temporal com OFDM

Esse esquema de codificação emprega a técnica de codificação de bloco espaço-temporal *Alamouti* juntamente com o OFDM – ou do inglês, *Alamouti Space-Time Block Coding OFDM* (A-STBC-OFDM) – conforme foi proposto por *Lee* e *Williams* [78].

Esse método utiliza a matriz de transmissão de *Alamouti* da Tabela 4.1 empregando dois símbolos OFDM adjacentes, em vez de um simples símbolo conforme feito por *Alamouti*. Assim, sucessivos pares adjacentes de vetores de símbolos de dados conforme (4.23) são transmitidos a cada instante k e $k + 1$, onde N_p corresponde ao comprimento do símbolo OFDM e X_o ao S -ésimo vetor de símbolo assim como X_e representa o $(S + 1)$ -ésimo vetor símbolo adjacente.

$$\begin{aligned} X_o &= [X(SN_p) \cdots X(SN_p + N_p - 1)]^T \\ X_e &= [X(SN_p + N_p) \cdots X(SN_p + 2N_p - 1)]^T \end{aligned} \quad (4.23)$$

A Figura 4.9 mostra, que na primeira antena do transmissor, X_o é transmitido no instante k e no instante $k + 1$ seguinte $-X_e^*$. Na segunda antena são transmitidos em k o

vetor X_e e na seqüência X_o^* . Antes da transmissão é feita a modulação OFDM com a adição do respectivo prefixo cíclico (CP).

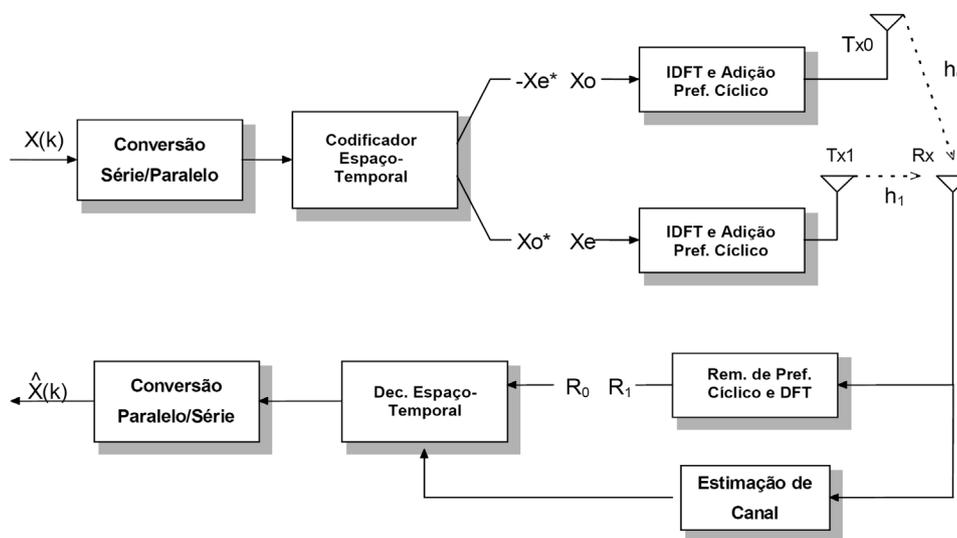


Figura 4.9 – Esquema de diversidade de transmissão *Alamouti*-STBC-OFDM [78]

Os respectivos vetores dos símbolos OFDM recebidos, são recuperados aplicando *Alamouti* conforme é dado por:

$$\begin{aligned} R_0 &= X_o H_0 + X_e H_1 + Z_0 \\ R_1 &= -X_e^* H_0 + X_o^* H_1 + Z_1 \end{aligned} \quad (4.24)$$

As matrizes H_0 e H_1 são duas matrizes diagonais cujos elementos correspondem às respectivas transformadas diretas de Fourier (DFT), das respostas impulsivas dos canais h_0 e h_1 , sendo Z_0 e Z_1 os vetores de ruído.

Para essa técnica a resposta em frequência do canal deve permanecer constante durante a sinalização de dois símbolos OFDM consecutivos, mas não é necessário que esta seja a mesma entre duas subportadoras adjacentes. No entanto, o tempo de coerência do canal deve ser maior que o período de dois símbolos OFDM consecutivos.

Com o canal conhecido no receptor ou estimado perfeitamente, é possível recuperar os símbolos OFDM transmitidos \hat{X}_o e \hat{X}_e substituindo os sinais recebidos em (4.24) nas seguintes expressões conforme feito no esquema *Alamouti*:

$$\begin{aligned}\hat{X}_o &= R_0 H_0^* + R_1^* H_1 \\ \hat{X}_e &= R_0 H_1^* - R_1^* H_0\end{aligned}\quad (4.25)$$

4.9.2. Codificação de Bloco Espaço-Freqüência com OFDM

Nesse método é empregada a codificação de bloco espaço-freqüência *Alamouti* em conjunto com a modulação OFDM (A-SFBC-OFDM, *Alamouti Space-Frequency Block Coding OFDM*) [79]. Novamente é empregada a matriz de transmissão da Tabela 4.1, mas em vez de dois instantes distintos de tempo, a codificação se dá em duas subportadoras OFDM adjacentes.

Conforme ilustrado na Figura 4.10, cada símbolo OFDM $X(k)$ é codificado no mesmo instante de tempo k , na forma de dois vetores distintos $\bar{X}_1(k)$ e $\bar{X}_2(k)$ contendo suas subportadoras, e enviados cada um para uma antena transmissora, em que é feita a modulação OFDM de acordo com a seguinte equação:

$$\begin{aligned}\bar{X}_1(k) &= \left[X_0(k) \quad -X_1^*(k) \quad \cdots \quad X_{N_p-2}(k) \quad -X_{N_p-1}^*(k) \right]^T \\ \bar{X}_2(k) &= \left[X_1(k) \quad X_0^*(k) \quad \cdots \quad X_{N_p-1}(k) \quad X_{N_p-2}^*(k) \right]^T\end{aligned}\quad (4.26)$$

Outra forma de representar essa técnica é descrever os vetores na forma de componentes pares e ímpares. Assim, o vetor par X_e e o vetor ímpar X_o de um vetor símbolo $X(k)$ estão mostrados na equação (4.27). Ambos possuem o comprimento $N_p/2$ uma vez que $X(k)$ é de comprimento de N_p subportadoras OFDM [79].

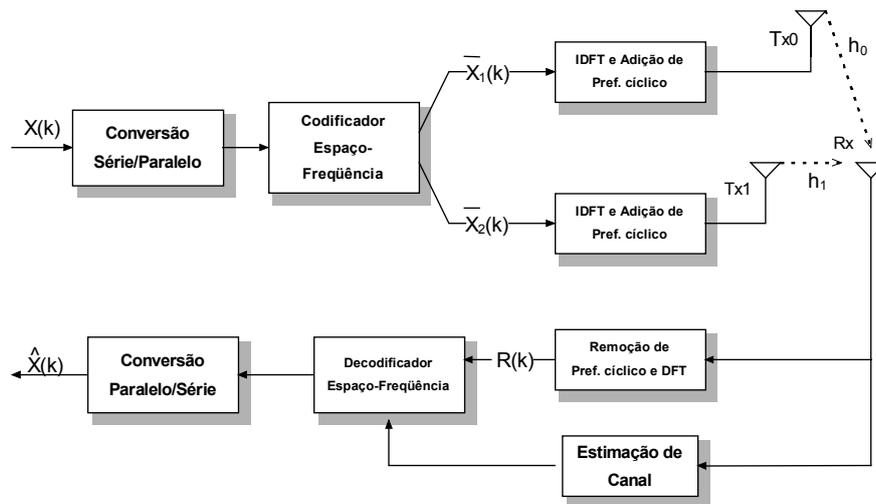


Figura 4.10 – Esquema de diversidade de transmissão *Alamouti* SFBC-OFDM [79]

$$\begin{aligned}
X_e(k) &= [X_0(k) \ X_2(k) \ \cdots \ X_{N_p-4}(k) \ X_{N_p-2}(k)]^T \\
X_o(k) &= [X_1(k) \ X_3(k) \ \cdots \ X_{N_p-3}(k) \ X_{N_p-1}(k)]^T
\end{aligned}
\tag{4.27}$$

Da mesma maneira que $X(k)$, os vetores $\bar{X}_1(k)$ e $\bar{X}_2(k)$ também podem ser representados em componentes pares e ímpares. Cada par de vetores X_e e X_o é transmitido conforme a correspondência com a equação (4.26) mostrada por:

$$\begin{aligned}
\bar{X}_{1e}(k) &= X_e(k) \\
\bar{X}_{1o}(k) &= -X_o^*(k) \\
\bar{X}_{2e}(k) &= X_o(k) \\
\bar{X}_{2o}(k) &= X_e^*(k)
\end{aligned}
\tag{4.28}$$

Na recepção assume-se que os canais são conhecidos, ou estimados perfeitamente. Sendo H_0 e H_1 as duas matrizes diagonais cujos elementos são as transformadas das repostas impulsivas $h_0(k)$ e $h_1(k)$ dos canais, o sinal recuperado $R(k)$ pode ser expresso por

$$R(k) = H_0(k)\bar{X}_1(k) + H_1(k)\bar{X}_2(k) + Z(k) \ , \tag{4.29}$$

e que também pode ser representado por suas componentes pares e ímpares em

$$\begin{aligned}
R_e(k) &= H_{0e}(k)X_{1e}(k) + H_{1e}(k)X_{2e}(k) + Z_e(k) \\
R_o(k) &= H_{0o}(k)X_{1o}(k) + H_{1o}(k)X_{2o}(k) + Z_o(k)
\end{aligned}
\tag{4.30}$$

A reconstrução dos símbolos OFDM transmitidos dá-se pela combinação *Alamouti* SFBC traduzida para esse cenário por

$$\begin{aligned}
\hat{X}_e(k) &= H_{0e}^*(k)R_e(k) + H_{1o}(k)R_o^*(k) \\
\hat{X}_o(k) &= H_{1e}^*(k)R_e(k) - H_{0o}(k)R_o^*(k)
\end{aligned}
\tag{4.31}$$

Para que a diversidade de transmissão funcione de forma adequada é fundamental que a cada duas portadoras adjacentes a resposta em frequência do canal seja constante. O tempo de coerência do canal deve ser maior que o tempo de sinalização do sistema OFDM

e para isso a resposta do canal também deve permanecer constante durante o período de um símbolo OFDM.

4.9.3. Comparações entre STBC, SFBC e SM

Tanto a seletividade em frequência como a seletividade no tempo degradam o desempenho das duas técnicas apresentadas. A escolha entre técnica espaço-temporal (STBC) e a espaço-frequência (SFBC) é feita de acordo com a seletividade do canal e ação do efeito *Doppler*. Em resumo, a técnica espaço-temporal é mais susceptível ao efeito Doppler do que a de espaço-frequência. Isso se deve ao tempo de coerência, que no STBC deve ser maior que a duração de dois símbolos OFDM adjacentes enquanto que no SFBC o tempo deve ser maior que a duração de um símbolo apenas. Com a seletividade em frequência do canal, a situação é inversa com a técnica SFBC sendo menos robusta a esse efeito que a STBC. No SFBC é necessário que o canal permaneça constante para duas subportadoras adjacentes, para que se tenha melhor diversidade, ao passo que no STBC isso não é necessário.

Técnicas MIMO	STBC	SFBC	Multiplexagem Espacial
Taxa de dados	Própria para baixas taxas	Própria para baixas taxas	Própria para altas taxas
Ganho de Diversidade	Ganhos elevados	Ganhos elevados	Nenhum ganho
Correlação espacial de canal	Aplicável para alta e baixa correlação	Aplicável para alta e baixa correlação	Aplicável somente para baixa correlação
Seletividade em frequência	Aplicável	Não aplicável	Aplicável
Canais de desvanecimento rápido	Não aplicável	Aplicável	Aplicável
Erros de estimação de canal	Baixa sensibilidade	Baixa sensibilidade	Sensível a altas taxas de erro
Transmissão LOS	Aplicável	Aplicável	Não aplicável

Tabela 4.2 – Comparação entre as técnicas de diversidade de transmissão STBC e SFBC e a multiplexagem espacial [53]

A Tabela 4.2 resume as diferenças entre os esquemas STC (STBC e SFBC) e o de multiplexagem espacial (SM) apresentados nesse capítulo. São comparados, a taxa de dados, o ganho de diversidade, o desempenho de acordo com a correlação espacial do canal, a seletividade em frequência do canal, o desempenho quanto a desvanecimentos rápidos, quanto a erros de estimação e à transmissão sobre canais altamente correlacionados.

4.10. Conclusão

Foram estudadas nesse capítulo as técnicas MIMO-OFDM e seus conceitos básicos de capacidade de canal e de diversidade de transmissão e de recepção. Foram introduzidos os fundamentos das técnicas de diversidade de Multiplexagem Espacial e os Códigos Espaço-Temporais comparando as suas características. A Multiplexagem Espacial busca maximizar a taxa de transmissão usando todas as antenas transmissoras para enviar informações diferentes maximizando a capacidade do canal. Nos Códigos Espaço-Temporais essa capacidade de canal é reduzida uma vez que foco está no ganho de diversidade do sistema. Dentro deste contexto, foram abordadas as técnicas de diversidade Alamouti e suas variações SFBC e STBC, que serão usadas no próximo capítulo nas simulações comparativas. Foram mostradas as diferenças de desempenho das duas técnicas comprovando a teoria apresentada.

5. Simulações Comparativas

Para suprir a crescente demanda por altas taxas de transmissão nos sistemas de comunicação e melhorar o seu desempenho, novas técnicas de modulação, codificação e processamento espaço-temporal foram propostas nos últimos anos. Nesse capítulo é apresentado um estudo comparativo de algumas técnicas de processamento MIMO-OFDM aplicadas à transmissão e recepção de sinais de televisão digital terrestre.

São propostas modificações nos sistemas de transmissão de televisão digital terrestre com a incorporação de esquemas baseados em códigos de bloco espaço-temporais e verificados os diferentes desempenhos com relação à transmissão sem diversidade. Modelos de transmissão foram estudados e construídos para que simulações comparativas fossem realizadas empregando sistemas MIMO-OFDM (*Alamouti*). Tais modelos computacionais construídos foram baseados no sistema de radiodifusão de televisão digital terrestre DVB-T. A Figura 5.1 apresenta a arquitetura de um sistema de transmissão de TV Digital genérico, com diversidade de ordem dois, empregando duas antenas transmissoras e que serve como base para os modelos construídos nas simulações desse trabalho.

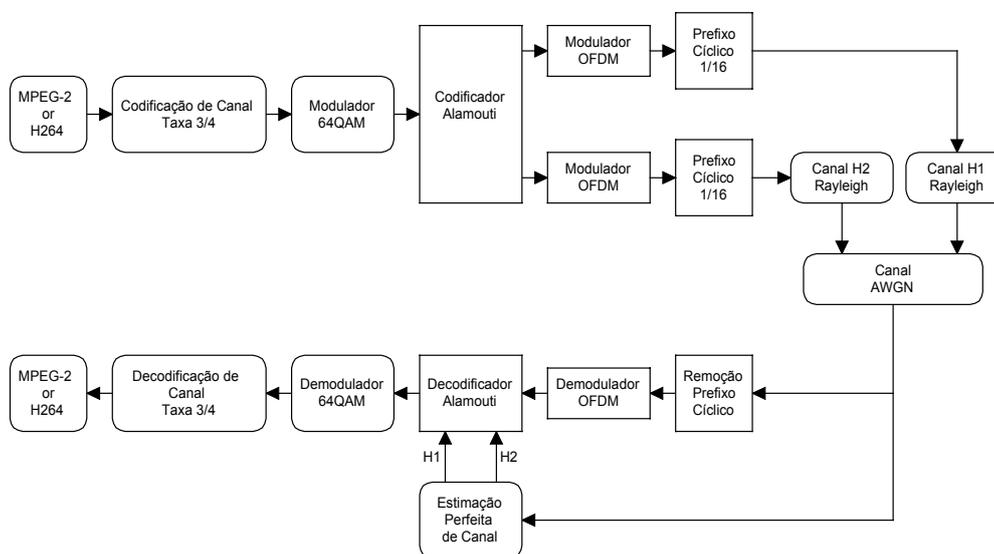


Figura 5.1 – Sistema de TV Digital usando esquema de diversidade com duas antenas

Nesse modelo, o estágio de transmissão é basicamente composto por um sistema de codificação de canal, um sistema de modulação digital QAM e um codificador *Alamouti* STBC/SFBC de duas antenas, cada qual correspondendo a um modulador OFDM. O estágio de canal é composto por dois blocos *Rayleigh* independentes conectados

respectivamente a uma antena transmissora. Um bloco de canal AWGN adiciona os sinais OFDM vindos de cada bloco *Rayleigh* e os entrega para uma antena receptora.

No estágio de recepção, o sinal OFDM é demodulado e decodificado por um decodificador Alamouti. Depois disso a informação é detectada e recuperada pelos estágios de demodulação QAM e de decodificação de canal.

As técnicas implementadas são o *Alamouti STBC* e *Alamouti SFBC* apresentadas no Capítulo 4. Para as simulações foi utilizado o programa computacional *Matlab* [80] e sua ferramenta *Simulink* para a respectiva construção dos programas de simulação e dos modelos de bloco dos sistemas simulados. Os modelos de sistema de TV digital adotados para as simulações foram baseados no padrão DVB-T [11] usando Modo 2k não-hierárquico com taxa de codificação de $3/4$, intervalo de guarda de $1/16$ e constelação transmitida de 64QAM.

As comparações entre as técnicas *Alamouti STBC* e *Alamouti SFBC* foram feitas através da análise das curvas de taxas de erro de bit (BER, *Bit Error Rate*) em função da razão portadora-ruído (C/N) para os diferentes modelos de transmissão simulados. As curvas de desempenho das duas técnicas implementadas com base no sistema DVB-T também foram confrontadas com os resultados obtidos para o sistema de TV digital proposto pelo Projeto MI-SBTVD (Modulação Inovadora para o Sistema Brasileiro de Televisão Digital). Uma das inovações desse projeto foi o emprego da codificação de canal LDPC (*Low Density Parity Code*) [3] amplamente estudada na literatura. O sistema MI-SBTVD também usa a técnica *Alamouti STBC* como esquema de diversidade de transmissão.

5.1. Apresentação dos Modelos da Simulação

O modelo do padrão de TV digital DVB-T implementado em *Matlab/Simulink* segue a estrutura da especificação DVB [11] mostrada no segundo capítulo para uma transmissão não-hierárquica. Um exemplo de modelo incompleto disponível nas últimas versões do *Matlab* foi aprimorado e modificado para que a implementação seguisse de maneira fiel à especificação. Foram desenvolvidos programas em *Matlab* para a execução dos modelos e também para se ter uma maior flexibilidade na inserção de parâmetros e controlar de forma adequada o andamento das simulações.

Também foram desenvolvidos três conjuntos de modelos de transmissão e recepção de TV digital. Um deles correspondendo ao padrão DVB-T tradicional sem diversidade, ou

seja, empregando somente uma antena de transmissão e outra na recepção. Num segundo modelo proposto foi modificada a interface de transmissão empregando a técnica de diversidade *Alamouti* [1] juntamente com codificação espaço-temporal de bloco STBC [78] com duas antenas na transmissão e uma na recepção. O terceiro modelo mantém a mesma proposta de diversidade do segundo modelo, porém implementado a codificação de bloco SFBC [79]. A codificação de canal original da especificação DVB-T foi mantida permitindo que a essência do padrão DVB permanecesse e os modelos pudessem ser comparados entre si quanto às suas diferentes características de transmissão. Do DVB-T foram obedecidas todas as especificações sendo inclusive seguidas as quantidades de portadoras de cada símbolo OFDM bem como os valores de períodos elementares de símbolos e configurações do sistema para um canal de 6 MHz.

Na recepção, foram implementados estágios de demodulação OFDM, estimação e compensação dos efeitos de canal, e em seguida o processamento da decodificação do sinal digital até sua obtenção na saída do sistema.

Na técnica *Alamouti*, para que o esquema de diversidade funcione, a decodificação necessita que o receptor conheça previamente os canais de transmissão correspondentes a cada uma das antenas. Nos modelos construídos isso é feito por meio da extração do sinal de ganho complexo de cada respectivo bloco de canal *Rayleigh* e da inserção dos atrasos correspondentes a cada ganho complexo. Desse modo, não foram usadas subportadoras piloto, empregadas para o caso da estimação de canal propriamente dita evitando que erros de estimação prejudicassem as medidas de taxa de erro. No entanto, para fins práticos, seria interessante que em futuros trabalhos fosse possível comparar os sistemas sob condições reais, ou seja, com erro de estimação.

As simulações realizadas englobam três modelos de transmissão implementados:

- **Modelo DVB-T tradicional:**

Representa um esquema de transmissão implementado segundo a especificação no padrão DVB-T [11] sem o uso de diversidade de transmissão. Corresponde à configuração mais simples do sistema de TV digital que vem sendo adotado na grande maioria dos países.

- **Modelo DVB com diversidade Alamouti STBC:**

Consiste na implementação da diversidade de transmissão num sistema DVB-T por meio da adição de um estágio de codificação e decodificação *Alamouti Space-Time Block*

Coding (A-STBC) com duas antenas transmissoras e uma receptora. Nesse novo esquema a modulação OFDM e a adição de intervalo de guarda são feitos de forma duplicada para cada antena transmissora.

- **Modelo DVB com diversidade Alamouti SFBC**

Caracteriza-se pelas mesmas adaptações feitas para o modelo anterior, mas diferenciando-se com a implementação da técnica *Alamouti Space-Frequency Block Coding* (A-SFBC) nos estágios de diversidade tanto na codificação como na decodificação Alamouti. Para facilitar a escrita e a nomenclatura, as siglas das duas variações da técnica *Alamouti* são abreviadas retirando-se do prefixo de cada sigla a letra “A”. Assim, as siglas A-STBC e A-SFBC serão referidas como STBC e SFBC, respectivamente.

5.1.1. O Modelo DVB-T

A estrutura do modelo desenvolvida para o DVB-T pode ser dividida em três partes explicadas a seguir: Transmissão, Canal e Recepção.

5.1.1.1. Estágio de Transmissão

O estágio de transmissão obedece à especificação DVB-T [11] sendo formado por blocos de dispersão de energia seguidos de uma codificação de canal. Esta última é composta por um codificador de blocos externo *Reed-Solomon*, um entrelaçador convolucional externo, um codificador convolucional puncionado interno e um entrelaçador interno seguidos por um bloco mapeador digital QAM. Na seqüência os sinais são enviados para o modulador OFDM com inserção de intervalo de guarda para uma única antena transmissora.

5.1.1.2. Estágio de Canal

O estágio de canal é composto de um bloco que modela um canal *Rayleigh* seguido de outro bloco que atua como canal AWGN. Os efeitos destrutivos do canal resultante, tais como atrasos, seletividade e espalhamento *Doppler*, são fornecidos pelo bloco *Rayleigh* enquanto os efeitos do ruído Gaussiano branco são dados pelo bloco AWGN, que também possibilita a variação da razão portadora-ruído por meio de um parâmetro presente nesse bloco. Para simular canais de 6 MHz, padrão adotado no Brasil, foi usado um período elementar de símbolo de $T = 7/48 \mu s$ especificado pelo padrão DVB-T. Foram usados vários perfis diferentes de canais com características específicas de ambientes recepção apresentados mais adiante no item 5.3.1.

5.1.1.3. Estágio de Recepção

A etapa de recepção e detecção do sinal, também obedece à especificação DVB-T [11] sendo composta pelos blocos de demodulação OFDM, estimação e compensação de canal, decodificação e detecção do sinal seguidos pelo bloco desembaralhador com a função de dispersão de energia. A demodulação OFDM possui blocos de remoção do intervalo de guarda e de aplicação da transformada direta FFT. A etapa de decodificação de canal consiste na demodulação QAM seguida por blocos de desentrelaçamento interno, detecção usando *Viterbi*, desentrelaçamento externo e decodificação de bloco externa *Reed-Solomon*.

- **Estimação perfeita de canal**

Nos modelos usados para as simulações o canal é considerado perfeitamente conhecido pelo receptor. As informações do ganho complexo do canal são geradas instantaneamente pelo bloco *Rayleigh* e enviadas para o bloco “canal conhecido” que substitui o estimador de canal. Nesse caso não há emprego de subportadoras piloto e o sinal de ganho complexo com seus atrasos de multipercursos é enviado ao bloco compensador para corrigir o sinal de informação recebido pelo demodulador OFDM. O uso do canal perfeitamente conhecido na recepção torna a simulação livre dos erros de estimação trazendo assim um desempenho muito melhor na recuperação do sinal no receptor do que no caso de um estimador linear simples. Durante esse trabalho, chegou-se a implementar modelos com estimação de canal de acordo com a especificação DVB-T. Foram realizadas diversas simulações empregando estimadores de canal seguidos de interpoladores lineares. Os efeitos do canal são medidos a partir das portadoras piloto que são inseridas no processo de transmissão, e recuperadas na recepção. No entanto, os resultados obtidos nos modelos implementados não foram satisfatórios para se fazer uma comparação adequada com os modelos que usam canal conhecido, e pelo motivo da estimação não ser o foco desse trabalho, tais resultados não foram considerados. Há, no entanto, a possibilidade de se implementar estimadores mais sofisticados como os conhecidos por 2D, pois empregam duas dimensões – o tempo e a frequência –, o que poderia ser sugerido como aprimoramento futuro para os modelos apresentados. A Figura 5.2 mostra o modelo DVB-T implementado.

Digital Video Broadcasting-Terrestrial / DVB-T
Modo 2k, Transmissão Não-hierárquica, 64QAM, Taxa 3/4

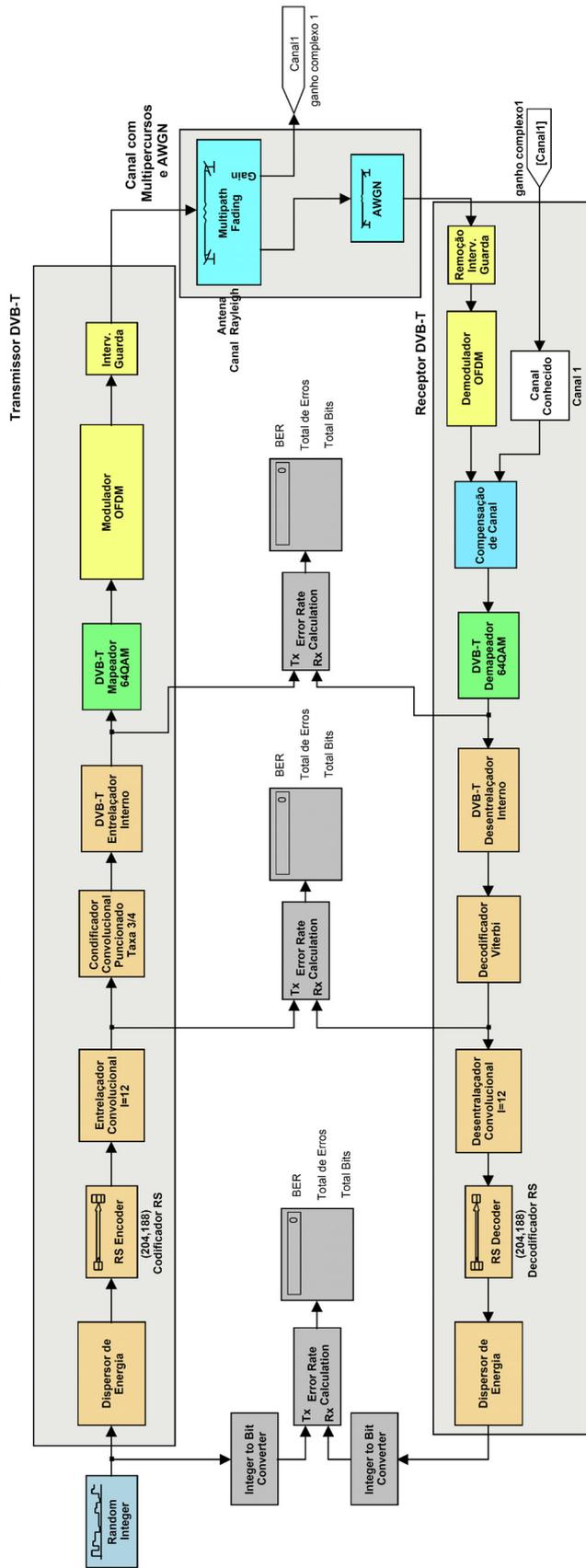


Figura 5.2 – Modelo DVB-T implementado

5.1.2. O Modelo STBC

Nesse modelo o esquema de transmissão MIMO-OFDM é acrescentado logo após o bloco de modulação QAM. As etapas de codificação e decodificação de canal são iguais às implementadas no modelo DVB-T.

5.1.2.1. Estágio de Transmissão

A modulação *Alamouti* STBC é implementada através de blocos específicos configurados de forma a criar uma estrutura de transmissão de duas antenas, de acordo com o esquema de transmissão STBC explicado no quarto capítulo. A etapa de modulação OFDM é duplicada para transmitir o sinal OFDM através de cada antena transmissora, conforme é mostrado no modelo da Figura 5.3. Cada antena é precedida por um modulador OFDM e de um bloco de inserção de intervalo de guarda. Os demais blocos de codificação de canal e modulação QAM correspondem à especificação DVB-T [11].

5.1.2.2. Estágio de Canal

Cada antena transmissora corresponde a um bloco de canal *Rayleigh* independente conectados a um bloco de canal AWGN que insere o ruído Gaussiano branco e controla o nível de razão sinal-ruído. Em cada bloco *Rayleigh* são configurados os parâmetros de valores dos perfis de atraso de cada tipo de canal, de suas respectivas atenuações de multipercurso e a frequência de desvio *Doppler*. Não é estabelecida nenhuma correlação entre os sinais de cada antena transmissora e de seus canais correspondentes.

5.1.2.3. Estágio de Recepção

A recepção de canais é feita por somente uma antena de acordo com o esquema *Alamouti* e em seguida os sinais OFDM são demodulados conforme o modelo da Figura 5.3. A etapa de demodulação OFDM é semelhante à do modelo especificado para o DVB-T realizando basicamente a extração do intervalo de guarda e a aplicação da FFT. Os ganhos complexos de cada um dos dois canais *Rayleigh* usados na compensação de canal são obtidos de forma semelhante ao modelo DVB-T e são necessários para que o decodificador *Alamouti* consiga recuperar adequadamente o sinal de diversidade transmitido.

Digital Video Broadcasting-Terrestrial / Alamouti Space-Time Block Code - STBC

Modo 2k, Transmissão Não-hierárquica, 64QAM, Taxa 3/4

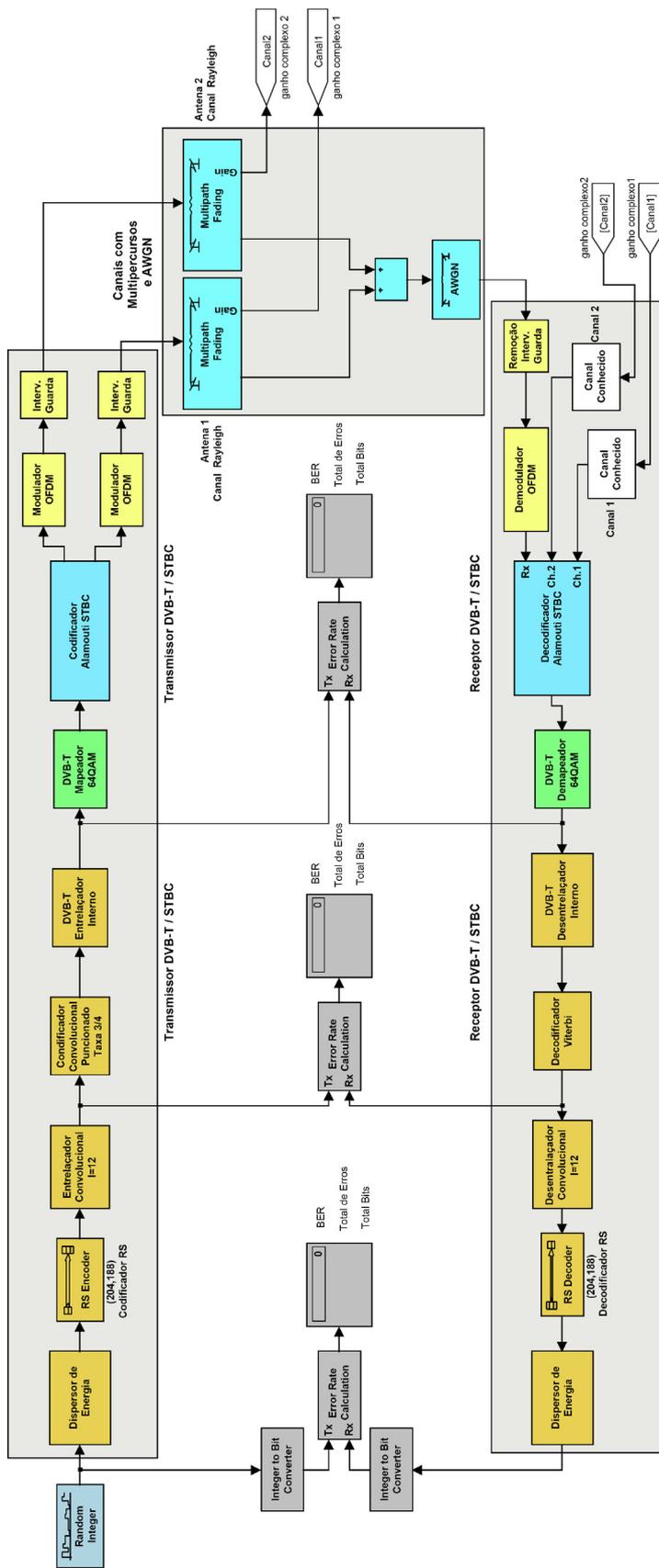


Figura 5.3 – Modelo STBC baseado no padrão DVB-T

5.1.3. O Modelo SFBC

O modelo de simulação do SFBC é mostrado na Figura 5.4 e se diferencia do modelo STBC da Figura 5.3 apenas no emprego do esquema codificação *Alamouti* SFBC implementado na transmissão e recepção. Os demais blocos de codificação e decodificação usados são os mesmos dos modelos anteriores.

Na transmissão, o decodificador também consiste no emprego de duas antenas transmissoras usando SFBC no bloco de codificação *Alamouti*. Da mesma maneira que na codificação STBC a modulação OFDM é feita para cada antena separadamente e com seu bloco de canal correspondente. O estágio de canais não é alterado, obedecendo à mesma configuração feita para o modelo STBC.

No receptor os sinais OFDM de cada canal são recebidos por uma única antena seguida pelo demodulador OFDM e entregues para compensação de canal e decodificação *Alamouti* SFBC. A implementação do canal conhecido no modelo SFBC pelo receptor não difere daquela no modelo STBC.

5.2. Medição das Taxas de Erros de Bit (BER)

Usando um número controlado de seqüências de bits é possível comparar as seqüências enviadas sem erros com as recebidas com possíveis bits errados. A partir dessa comparação é possível identificar a quantidade de bits errados e calcular a BER.

Digital Video Broadcasting-Terrestrial / Alamouti Space-Frequency Block Code - SFBC

Modo 2k, Transmissão Não-hierárquica, 64QAM, Taxa 3/4

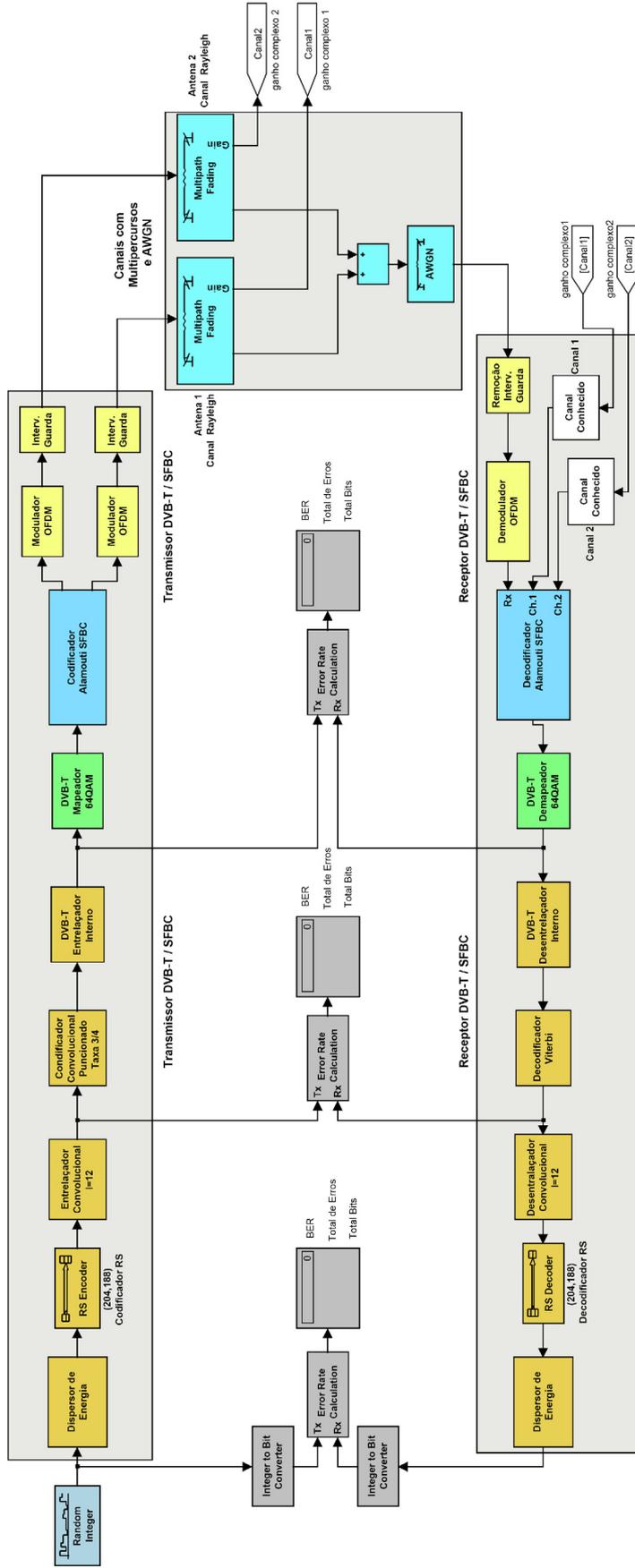


Figura 5.4 – Modelo SFBC baseado no padrão DVB-T

5.2.1. Pontos de Medição de BER em receptores DVB-T

Em um sistema DVB-T as medidas de BER podem ser feitas em três pontos distintos de acordo com as etapas de decodificação de canal conforme mostra a Figura 5.5. Os três pontos são os seguintes [4]:

1. O primeiro ponto é considerado antes do decodificador *Viterbi* podendo ficar logo após o demodulador QAM. A literatura também indica a possibilidade deslocar esse ponto para a entrada do decodificador *Viterbi*.
2. O segundo ponto de medida fica depois do decodificador *Viterbi* e antes do desentrelaçador externo.
3. O terceiro ponto de medição considerado está situado na saída do decodificador *Reed-Solomon*.

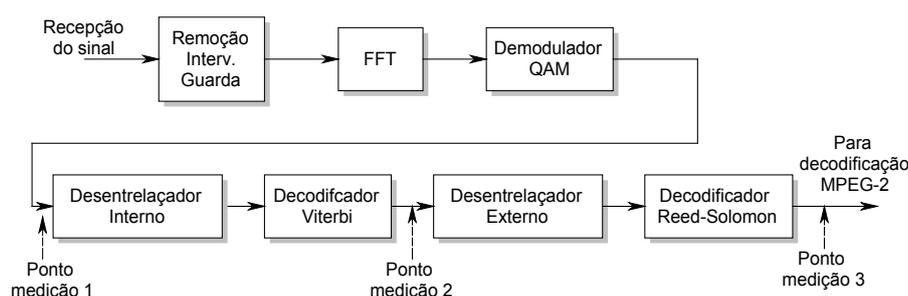


Figura 5.5 – Pontos de medição de BER no sistema DVB-T

A curva de BER é traçada em função da razão portadora-ruído (C/N , *Carrier-to-Noise*) obtida no receptor.

5.2.1.1. Primeiro ponto de medição

No primeiro ponto de medição de BER citado acima, é possível obter uma indicação da taxa de erros sem a ação de mecanismos de correção. Isso é importante para se avaliar a qualidade das etapas de transmissão, de canal de transmissão, de sintonia e demodulação do sinal e da conversão analógica para digital do sinal feita no receptor.

Nesse ponto a BER pode ser considerada como uma medida bruta sem a influência das técnicas digitais de correção de bits empregadas no receptor. Isso resulta numa curva

de BER com valores elevados, e com decaimento suave, em função da variação da razão C/N.

5.2.1.2. Segundo ponto de medição

O segundo ponto de medição da taxa de erros é o mais comumente empregado como referência para os sistemas de TV digital. Nesse ponto, correspondente à saída do decodificador *Viterbi*, a taxa de erro alvo é a de um erro de bit a cada 5.000 bits transmitidos [4]. Essa taxa alvo é definida na literatura como taxa quase livre de erros de transmissão, ou QEF (*Quasi-Error Free*).

Na prática, para se chegar a valores muito baixos de BER com QEF, na saída do *Reed-Solomon*, é necessário muito tempo de medição. Isso dificulta a obtenção da curva de desempenho e representa um dos maiores motivos por se indicar o segundo ponto de medição, após o *Viterbi*, para a realização das medições de qualidade dos sistemas de transmissão de TV digital.

As curvas de BER traçadas em função da razão portadora-ruído (C/N) mostram a variação do desempenho do sistema quanto à codificação de canal empregada. Na saída do decodificador *Reed-Solomon* essa curva decai de forma íngreme para pequenas variações de razão de C/N. Esse fenômeno também é conhecido como “efeito penhasco” uma vez que a curva característica de BER despenca de grandes valores de BER para baixíssimos valores de BER com uma variação mínima de C/N. Essa grande variação de BER para pequenas mudanças de C/N significa que um sistema que aparentemente apresente baixos valores de BER (sem significantes degradações) poderá estar operando em risco no limiar do vértice da curva. Nesse caso, se por algum motivo qualquer a razão-sinal portadora do sistema retroceder, mesmo que em pequenos valores, a transmissão total do sistema poderá falhar significativamente.

Assim, para evitar tal risco, há a necessidade de avaliar também as curvas de desempenho antes da codificação, ou após o decodificador *Viterbi*, que geralmente apresenta um comportamento com inclinação mais suave. Essa inclinação poderá indicar os possíveis riscos de operação em determinados níveis de C/N que possam acontecer na saída do sistema. A Figura 5.6 mostra o comportamento de curvas de BER antes e depois da codificação de canal no caso de canais Gaussianos.

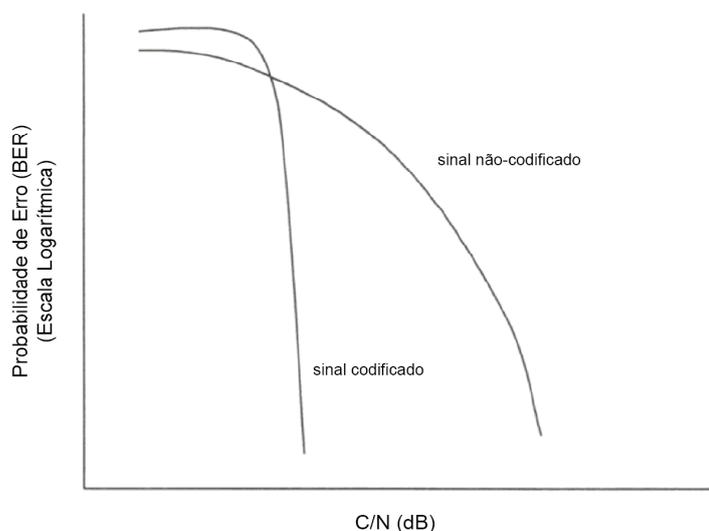


Figura 5.6 – Efeito da codificação de bloco sobre um canal Gaussiano [30]

5.2.1.3. Terceiro ponto de medição

As medidas de BER feitas no terceiro ponto de medição, na saída do decodificador *Reed-Solomon*, correspondem aos valores de BER obtidos após toda a etapa de decodificação de canal, na qual foram aplicadas todas as técnicas de correção de erros de transmissão. No entanto, esse fato traz o risco de que tais técnicas possam mascarar eventuais problemas relacionados ao canal de transmissão ou degradação do sistema de transmissão. Assim, o emprego desse terceiro ponto de medição não é recomendado para avaliações práticas da qualidade de um sistema de transmissão, quando na realização da análise de efeitos de degradação da transmissão provocada por problemas específicos do sistema, ou dos enlaces de transmissão [4].

Entretanto, nesse trabalho de simulação, o objetivo foi comparar a eficiência de técnicas de transmissão com diversidade, para determinados canais conhecidos, e comparar modelos de codificação de canal. Não foi objetivo analisar a qualidade dos sistemas de transmissão digital quanto a possíveis situações de falhas eventuais, intrínsecas a eles e quanto a falhas específicas de transmissão. Sendo assim, as curvas de BER, simuladas nesse trabalho, consideram os resultados teóricos obtidos na saída do decodificador *Reed-Solomon*, embora também tenham sido feitas comparações entre as curvas nos demais pontos de medição de BER indicados acima.

5.3. Apresentação das Simulações

Foram estabelecidas três situações independentes de recepção usando diferentes frequências de desvio Doppler. Para os modelos STBC e SFBC os dois blocos decorrelacionados de canais *Rayleigh* usados na transmissão são configurados com um mesmo perfil de canal com múltiplos ecos. As frequências de desvio *Doppler* correspondentes a cada situação são de 12, 44 e 89 Hz. Foram usados inicialmente nove perfis de canais [81] representando diferentes cenários reais de transmissão. Cinco deles foram efetivamente empregados nos resultados das comparações realizadas por se tratarem especificamente de canais brasileiros. Esses perfis também foram empregados na comparação com modelo de TV digital do Projeto MI-SBTVD.

A quantidade de subportadoras empregadas por símbolo OFDM nos sistemas simulados segue a especificação DVB-T [11] correspondendo ao Modo 2k que emprega 1512 subportadoras de dados de um total de 1705. As de 176 subportadoras piloto contínuas e espalhadas usadas nos modelos DVB-T não são usadas uma vez que a estimação de canal não foi empregada nos modelos implementados. O emprego da transformada IFFT exige um número mínimo de 2048 subportadoras para realizar a modulação OFDM. Assim, para o Modo 2k, o número de subportadoras faltantes para completar essa quantidade de 2048 foi preenchido por subportadoras sem informação durante a transmissão e estas extraídas na recepção após a demodulação OFDM. As simulações empregaram um tempo de guarda de 1/16 e uma constelação 64QAM correspondendo a uma capacidade de transmissão de 19,76 Mbps para um canal de 6 MHz. Os modelos foram construídos considerando o pleno sincronismo entre transmissor e receptor possibilitando a correspondência exata entre as subportadoras transmitidas e as recebidas. Na prática, esse sincronismo não é perfeito, gerando erros que prejudicam a recuperação da informação recebida e da estimação do canal. Nesse caso, as subportadoras piloto também são utilizadas nos receptores como referência para a obtenção do sincronismo.

A medição da taxa de erros é tomada em três pontos: após o demodulador QAM, após o decodificador *Viterbi* e após o decodificador *Reed-Solomon*.

5.3.1. Canais usados nas Simulações

Foram considerados ‘cinco cenários possíveis para a recepção do sinal digital de TV. Os cinco perfis de canal de comunicação característicos do Brasil foram estabelecidos

e levantados em [82] e são denominados de canal Brasil-A até Brasil-E e cada qual com suas peculiaridades [83]:

- O canal Brasil A representa tipicamente uma recepção com uso de antena externa. É composto por um sinal com múltiplos ecos, ou “fantasmas”, fracos e com atrasos pequenos;
- O canal Brasil B é composto por múltiplos ecos apresentando atenuações superiores a 4 dB e atrasos largos. Representa uma recepção com antena interna;
- O canal Brasil C representa a condição de sinal com múltiplos ecos fortes, mas com atrasos pequenos para cenário de recepção intermediária em locais fechados (*indoor*) e abertos;
- O canal Brasil D apresenta a condição de simulação para cenários *indoor* com múltiplos ecos fortes e com pequenos atrasos porém maiores que os do canal anterior;
- O canal Brasil E representa a simulação da recepção em rede de frequência única (SFN, *Single Frequency Network*) num ponto localizado entre três transmissores a uma mesma distância. Não apresenta atenuações, mas possui três multipercursos com atrasos pequenos.

A Tabela 5.1 apresenta os perfis de todos os canais tratados acima e a Figura 5.7 uma realização da resposta de magnitude de cada canal.

Canais	Descrição	Multipercursos					
		1	2	3	4	5	6
Brasil A	Atraso (μ s)	0	0.15	2.22	3.05	5.86	5.93
	Aten.(dB)	0	13.8	16.2	14.9	13.6	16.4
Brasil B	Atraso (μ s)	0	0.3	3.5	4.4	9.5	12.7
	Aten.(dB)	0	12	4	7	15	22
Brasil C	Atraso (μ s)	0	0.089	0.419	1.506	2.322	2.799
	Aten.(dB)	2,8	0	3.8	0.1	2.5	1.3
Brasil D	Atraso (μ s)	0.15	0.63	2.22	3.05	5.86	5.93
	Aten.(dB)	0.1	3.8	2.6	1.3	0	2.8
Brasil E	Atraso (μ s)	1	2	3	-	-	-
	Aten.(dB)	0	0	0	-	-	-

Tabela 5.1 – Perfis de multipercursos dos canais brasileiros [82]

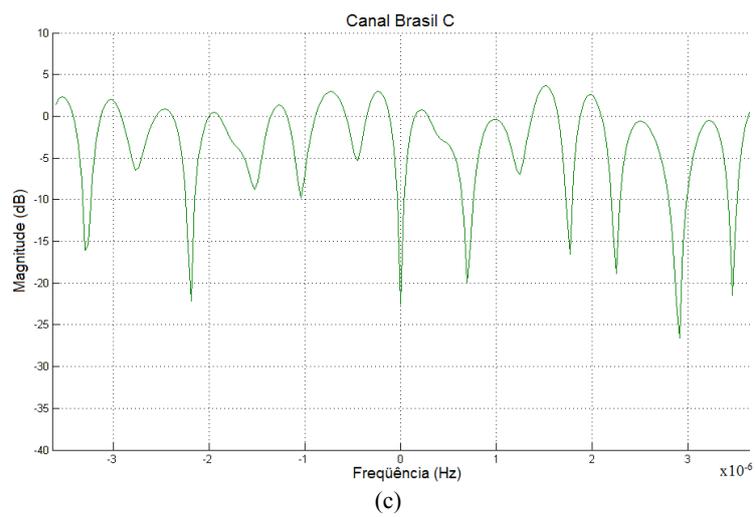
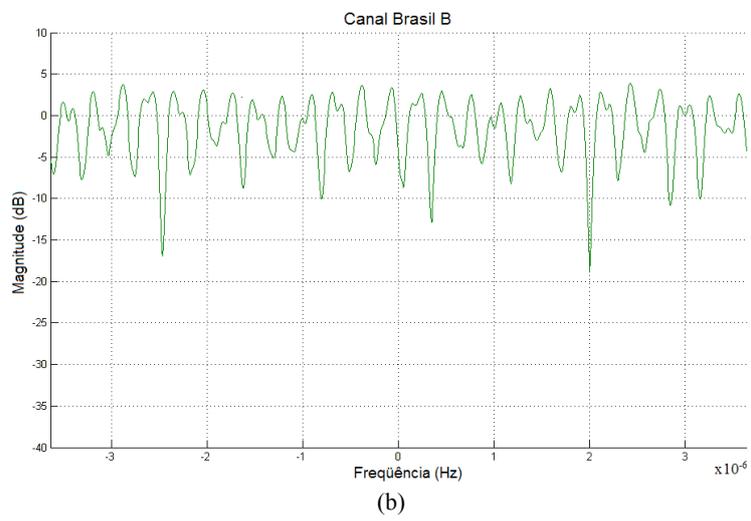
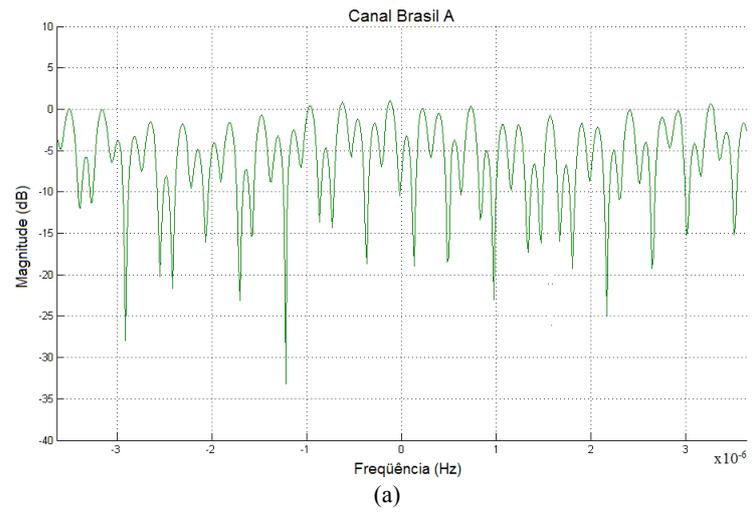


Figura 5.7 – (Continua)

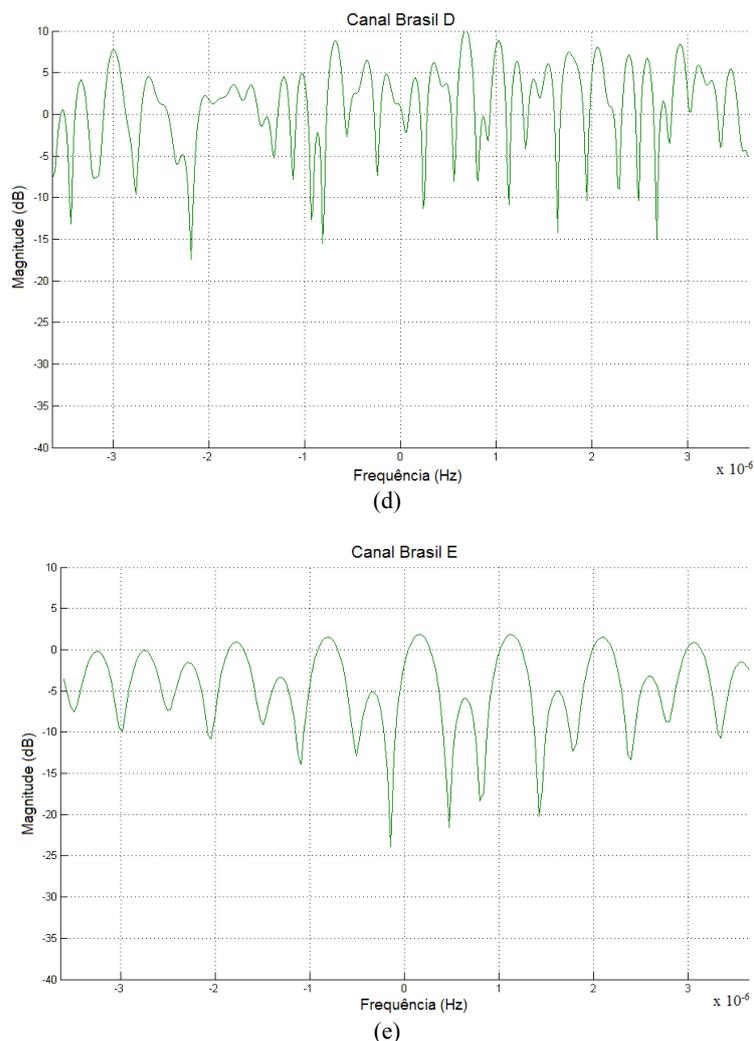


Figura 5.7 – Respostas de magnitude dos canais: (a) Canal Brasil A, (b) Canal Brasil B, (c) Canal Brasil C, (d) Canal Brasil D, (e) Canal Brasil E

5.3.2. Análise de Desempenho

As simulações realizadas para cada um dos canais apresentados na Tabela 5.1 consistiram basicamente na obtenção de diversos valores da taxa de erro a partir da variação da razão portadora-ruído (C/N) numa faixa compreendida entre 0 e 40 dB, empregando simulações Monte Carlo. Além dos valores dos atrasos e das atenuações de multipercursos de cada canal, outros parâmetros relevantes foram considerados como o desvio *Doppler* (f_D), o valor da potência de referência do sinal transmitido (P_{ref}), valores de ganho em cada antena transmissora (G), bem como os parâmetros intrínsecos ao modelo de transmissão como o valor do Prefixo Cíclico (CP) usado, taxa de codificação (FEC) e a constelação QAM usada ($M=64$). Alguns desses parâmetros foram mantidos constantes para que a comparação fosse o mais semelhante possível com outras curvas de referência

encontradas na literatura e também para viabilizar as comparações com as curvas apresentadas em [2] usando a codificação LDPC.

5.3.2.1. Comparação entre as técnicas *Alamouti*-STBC e *Alamouti*-SFBC

Nessa seção, as técnicas de diversidade, usando o esquema *Alamouti* Espaço-Tempo (STBC) e Espaço-Frequência (SFBC), são comparadas e analisadas quanto ao seu desempenho nos sistemas de transmissão digital de TV. O esquema *Alamouti*, em sua concepção, considera que o canal seja plano, ou seja, constante durante a recepção de cada bloco de palavra-código. Isso pode trazer problemas quando determinadas características do canal afetam a correlação entre os sinais transmitidos. O espalhamento *Doppler* e a seletividade do canal são características que definem emprego adequado das técnicas STBC e SFBC nos sistemas de transmissão.

Os diferentes desvios *Doppler* usados nas simulações representam três cenários de recepção. No primeiro deles, o desvio de 12 Hz representa a situação característica de recepção móvel com deslocamento a uma velocidade de 60 km/h, sintonizado no canal 13, que corresponde a uma frequência portadora de 216 MHz. No segundo cenário, o desvio intermediário de 44 Hz representa uma recepção móvel a 60 km/h, sintonizando o canal 69, de portadora 806 MHz. No terceiro, o desvio de 89 Hz corresponde a uma situação de recepção móvel de velocidade 120 km/h, sintonizado ao canal 69 [2][84]. Conforme foi descrito no capítulo anterior, a técnica SFBC depende de uma maior correlação entre portadoras adjacentes para que o esquema de diversidade *Alamouti* funcione, sendo susceptível à seletividade em frequência do canal. Para canais seletivos em frequência de maior ordem, e canais com espalhamentos de atraso RMS grandes, a variação de ganho complexo do canal entre subportadoras adjacentes se torna algo destrutivo prejudicando o desempenho do SFBC [79]. Por outro lado, o aumento de tamanho do símbolo OFDM reduz a influência dessa variação de ganho entre subportadoras, uma vez que o canal seletivo passa a ter uma subdivisão maior devido ao aumento de subportadoras, e conseqüentemente eleva a correlação entre subportadoras adjacentes [79]. Com a técnica STBC, o desempenho do sistema não é afetado significativamente pela seletividade do canal, entretanto, o sistema se torna bastante sensível ao espalhamento *Doppler*. Relembrando o capítulo anterior, no STBC é necessário que o tempo de coerência do canal seja maior que o período de dois símbolos OFDM consecutivos para que o esquema *Alamouti* funcione. Dessa forma, os canais mais adequados para essa técnica são aqueles

que apresentam baixos valores de banda de coerência e altos valores de tempo de coerência [84]. Os diferentes desempenhos das duas técnicas são mostrados pelas curvas das simulações realizadas nessa seção. As curvas de BER foram traçadas para os canais Brasil A, Brasil B e Brasil C, que apresentam respectivamente bandas de coerência de 13,75 kHz, 8,98 kHz e 18,43 kHz obtidas em [84]. As curvas foram tomadas no primeiro ponto de medição de BER, após o demodulador QAM, visando observar somente as características de recepção das técnicas sem as influências da decodificação de canal. A Figura 5.8 mostra, para as três frequências de espalhamento *Doppler*, o comportamento dos sistemas simulados com os três canais, usando simulações Monte Carlo com cinquenta realizações.

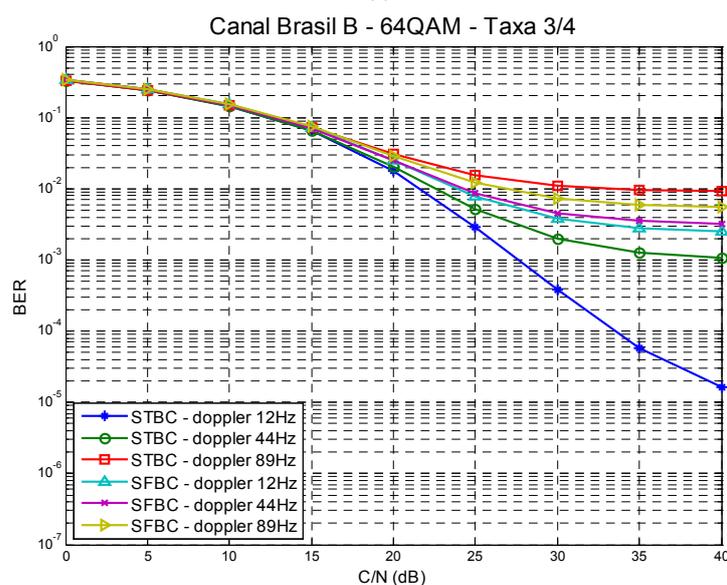
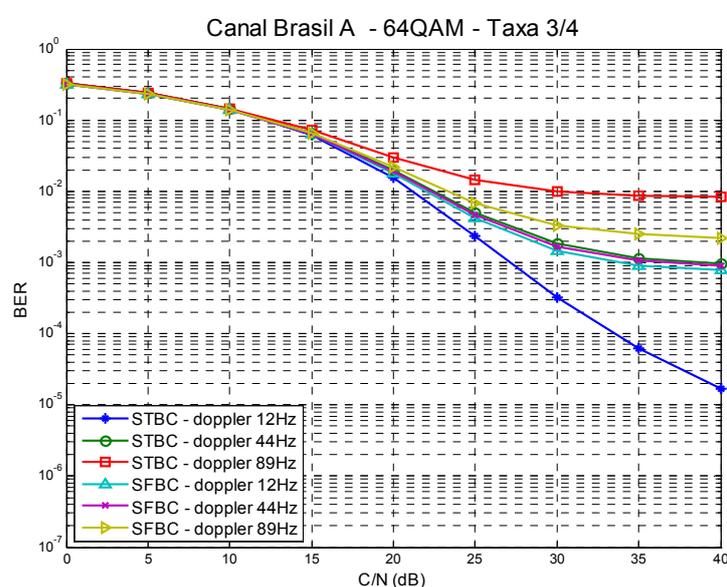
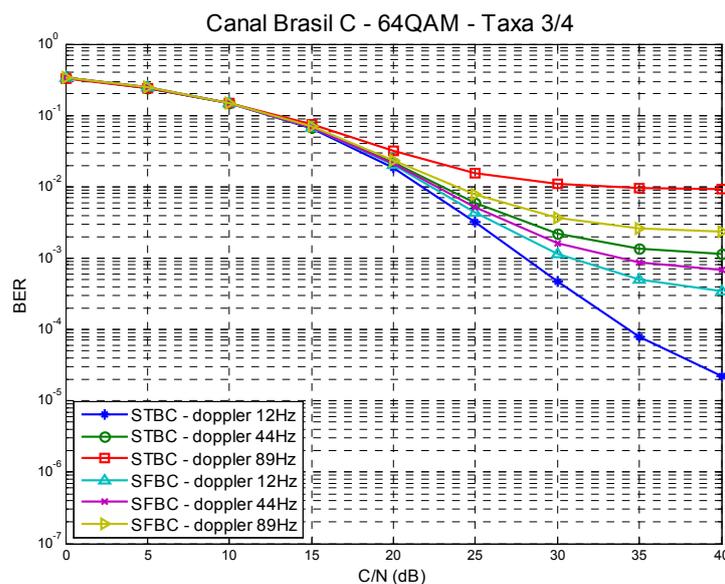


Figura 5.8 – (Continua)



(c)

Figura 5.8 – Curvas comparativas entre STBC e SFBC, após demodulador QAM, para os canais (a) Brasil A, (b) Brasil B e (c) Brasil C ($f_D=12, 44$ e 89 Hz, $G=53$ e $P_{ref}=1$ W)

Para os três canais da Figura 5.8 observar-se que, para desvios *Doppler* baixos, da ordem de 12 Hz, há melhor desempenho da técnica STBC nos modelos de TV digital simulados. No caso das simulações com o canal Brasil B, que possui menor banda de coerência, e conseqüente maior seletividade, a técnica SFBC apresenta um pior desempenho com relação aos outros dois canais confirmando a sua maior susceptibilidade à seletividade do canal. No entanto, o aumento do espalhamento *Doppler* não afeta significativamente a técnica SFBC, conforme o esperado. Para desvios de 89 Hz a técnica tem um desempenho relativamente superior ao STBC nas curvas obtidas. Nos desvios intermediários de 44 Hz, dos canais Brasil A e C, ainda há um bom desempenho do SFBC. No entanto, para canais mais seletivos, como no caso do Brasil B, verifica-se que o STBC apresenta melhor curva para $f_D=44$ Hz. Outra observação importante é a de que as curvas de desempenho relativas à técnica STBC, ao contrário do SFBC, praticamente não variam de um canal simulado a outro. Isso justifica a baixa sensibilidade do STBC à seletividade de canal.

Também é importante comentar que o emprego do OFDM traz, para os sistemas simulados, a vulnerabilidade quanto à interferência entre portadoras (ICI), que é resultante da perda de ortogonalidade entre as subportadoras dos símbolos OFDM. Na medida em que o espalhamento *Doppler* vai aumentando, essa ortogonalidade é cada vez mais afetada,

adicionando mais erros ao sistema de transmissão. Na Figura 5.9 é possível observar os efeitos causados pelo canal de transmissão no comportamento das duas técnicas de diversidade. Os gráficos tomados na saída do decodificador *Viterbi* (segundo ponto de medição de BER) mostram, de maneira mais clara, os efeitos do espalhamento *Doppler* e da seletividade nos dois esquemas.

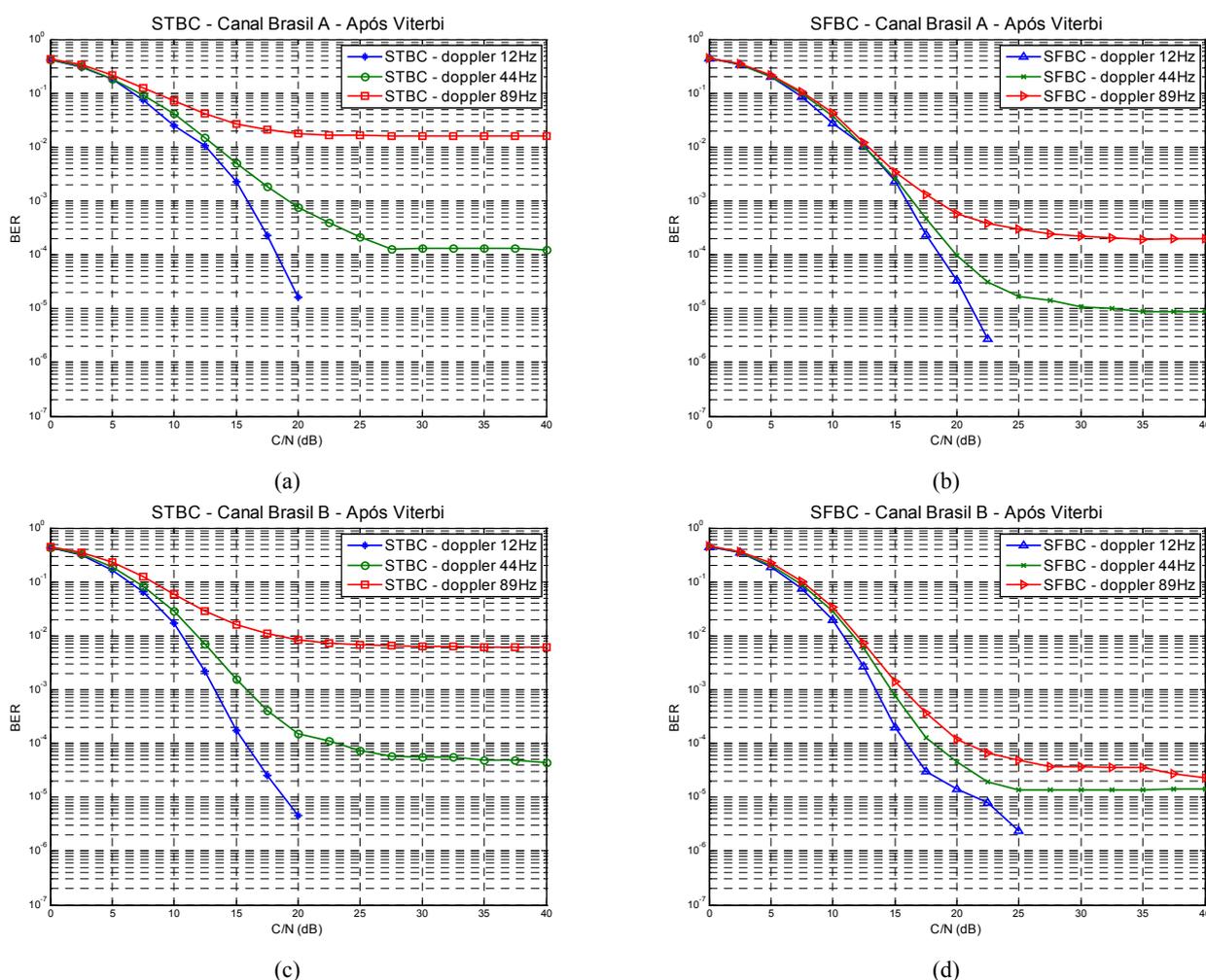


Figura 5.9 – Curvas comparativas entre as técnicas de diversidade STBC e SFBC, para os canais (a)(b) Brasil A e (c)(d) Brasil B, extraídas após o decodificador *Viterbi* ($f_D = 12, 44$ e 89 Hz, $G=1$ e $P_{ref}=5$ mW)

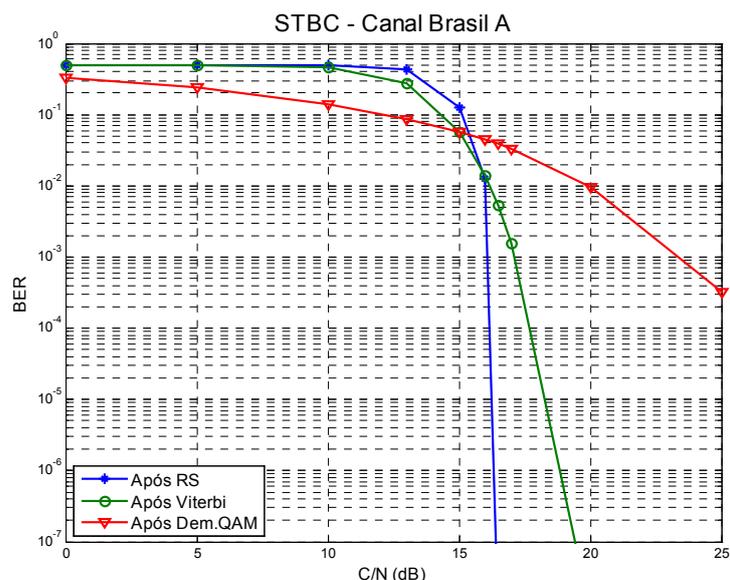
Para simulações com o canal Brasil A, nas Figuras 5.9(a) e (b), é possível notar que, no sistema com STBC, as curvas correspondentes aos três desvios *Doppler* apresentam um afastamento mais acentuado indicando sua maior sensibilidade ao espalhamento *Doppler*. O mesmo não acontece com as curvas obtidas para o esquema SFBC que permanecem praticamente unidas até um C/N aproximado de 10 dB. Isso mostra que o SFBC não é afetado significativamente pelo espalhamento *Doppler*. Os efeitos causados com a troca do canal por um mais seletivo são apresentados nas Figuras 5.9(c) e

(d) que mostram, com o canal Brasil B, a influência da diminuição da banda de coerência na mudança das curvas traçadas. Estas se tornam mais afastadas umas das outras em comparação às curvas simuladas com o canal anterior. No caso do esquema STBC, nota-se que não há uma alteração significativa no formato das curvas com a troca de canais mostrando que, ao contrário do esquema SFBC, a seletividade não afeta muito o desempenho do sistema simulado.

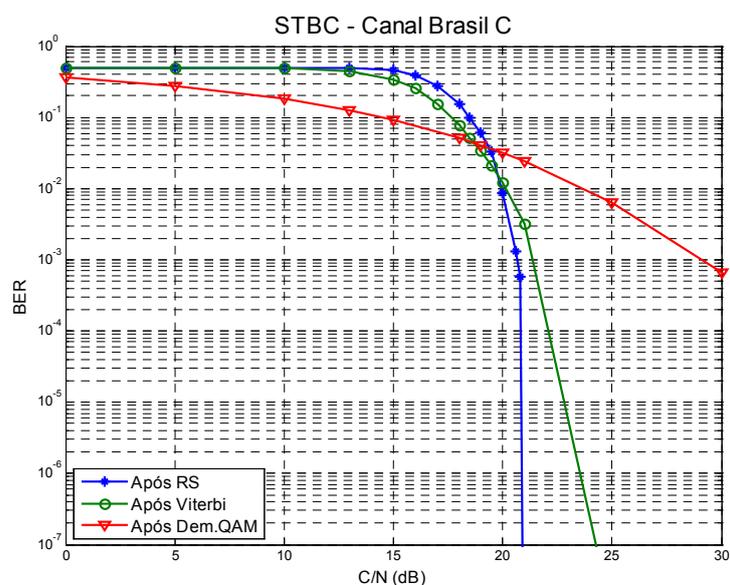
5.3.2.2. Efeitos da codificação de canal

A ação da codificação de canal pode ser observada nas curvas da Figura 5.10. Estas mostram os ganhos introduzidos pelo codificador num sistema de transmissão de TV digital. As curvas de taxa de erro apresentadas nessa figura foram simuladas, com a técnica de diversidade *Alamouti* STBC, nos três pontos de captação indicados no item 5.2.1 para o padrão DVB-T. As curvas, extraídas em cada etapa de decodificação do sinal, foram obtidas de forma simultânea para um desvio *Doppler* de 12 Hz, modulação 64QAM e taxa de codificação de 3/4. As simulações foram realizadas para os canais Brasil A e Brasil C, e mostram os ganhos introduzidos pela codificação convolucional e pela codificação de bloco. Para as curvas de BER correspondentes ao canal Brasil A, da Figura 5.10(a), nota-se que há uma queda brusca das curvas codificadas em relação à curva não-codificada obtida na saída do demodulador 64QAM (antes da entrada do *Viterbi*). Esta última cai de forma mais suave e atinge uma taxa de erro de $3,2 \times 10^{-4}$ aos 25 dB de C/N, começando a apresentar uma inclinação considerável a partir desses valores. A curva de BER obtida na saída do *Viterbi* apresenta uma inclinação maior e começa a cair fortemente a partir dos 17 dB, a uma taxa de erros de $1,6 \times 10^{-3}$. A curva de erro tomada na saída do decodificador *Reed-Solomon* tem uma queda brusca a partir dos 16 dB de C/N, a uma BER de $1,27 \times 10^{-2}$.

Para o sistema simulado com o canal Brasil C (Figura 5.10(b)), a separação entre as curvas codificadas é mais evidente. A curva correspondente à saída do *Reed-Solomon* cai abruptamente a partir dos 20,8 dB de C/N a uma taxa de erros de $5,7 \times 10^{-4}$. Na saída do *Viterbi*, a curva de desempenho declina a partir de 21 dB tendo BER de $3,2 \times 10^{-3}$. A curva não-codificada mantém um declínio suave atingindo os 30 dB de C/N uma BER de $6,56 \times 10^{-4}$.



(a)



(b)

Figura 5.10 – Curvas comparativas de BER extraídas nos três pontos de medição no receptor simuladas para o modelo STBC ($f_D=12$ Hz, $G=53$ e $P_{ref}=1$ W)

Realizando uma comparação qualitativa entre as simulações do sistema STBC feitas para os canais Brasil A e Brasil C, é possível notar que o primeiro canal proporciona um desempenho melhor em virtude de sua característica de recepção. As curvas simuladas para ambos os canais apresentam inclinações diferentes típicas de cada estágio de decodificação mostrando a importância da concatenação da codificação convolucional interna com a codificação de blocos externa na correção de erros de transmissão. A Figura 5.11 mostra as curvas equivalentes para os modelos de simulação SFBC e DVB-T obtidas com os canais Brasil A e Brasil C.

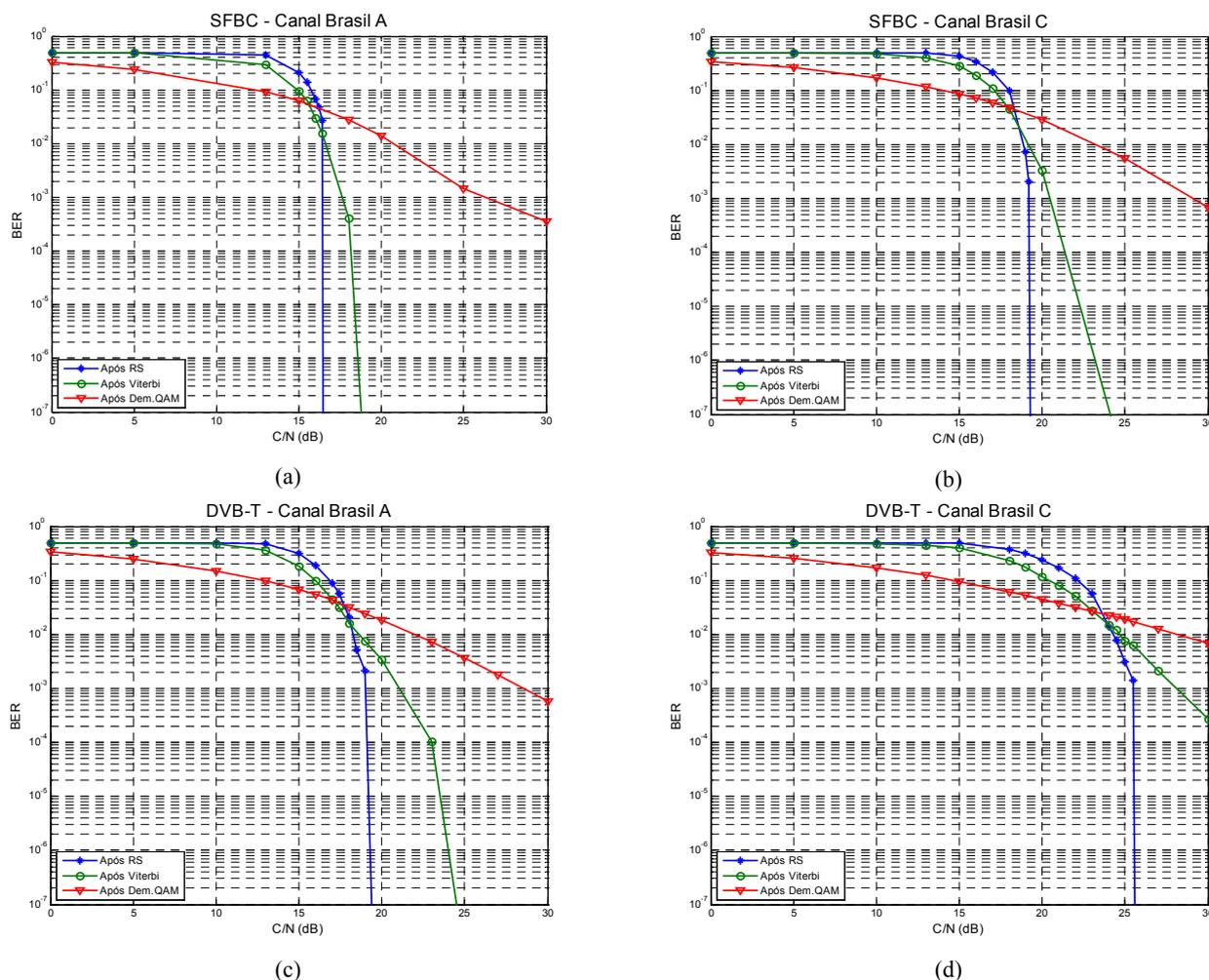


Figura 5.11– Curvas comparativas de BER extraídas nos três pontos de medição no receptor simuladas para os modelos SFBC e DVB-T ($f_D=12$ Hz, $G=53$ e $P_{ref}=1$ W)

5.3.2.3. Comparação das técnicas de diversidade MIMO-OFDM DVB-STBC, DVB-SFBC e LDPC-STBC e DVB-T sem diversidade

A grande contribuição desse trabalho é apresentada nesse tópico, com a comparação dos resultados das simulações dos modelos DVB-T, STBC e SFBC com os obtidos nas simulações do modelo de transmissão apresentados em [2], para o Projeto de Modulação Inovadora para o Sistema Brasileiro de Televisão Digital (MI-SBTVD). Esse projeto empregou um sistema de TV digital, baseado na transmissão de banda segmentada, semelhante à empregada no padrão de modulação ISDB-T, mas com codificação de canal LDPC usada em conjunto com o esquema de diversidade STBC.

Assim, o mérito deste tópico está justamente na comparação de desempenhos entre os sistemas de diversidade STBC (DVB-STBC) e SFBC (DVB-SFBC), baseados no padrão DVB-T, e um outro sistema de TV digital (de banda segmentada), semelhante ao

ISDB-T. Tal sistema possui como características inovadoras, a diversidade STBC e a codificação LDPC. O LDPC é empregado na codificação interna e apresenta uma grande eficiência na correção de erros, possibilitando a obtenção de desempenhos muito próximos aos limites máximos teóricos da capacidade de *Shannon* [56].

A simulações de todos os modelos comparados foram feitas empregando desvios *Doppler* de 12 Hz, taxas de codificação de 3/4, intervalo de guarda de 1/16 e constelação 64QAM. Foram respeitados parâmetros de ganho de antenas, de inicialização dos sistemas e empregados os mesmos valores de razão portadora-ruído (C/N) bem como as mesmas potências de transmissão. Dessa forma, foi possível realizar uma comparação confiável dos sistemas construídos nesse trabalho com o proposto em [2]. Sendo assim, a Figura 5.12 apresenta os resultados comparativos entre os quatro sistemas simulados. As curvas foram extraídas na saída dos sistemas, ou seja, no terceiro ponto de medição, após a decodificação *Reed-Solomon*.

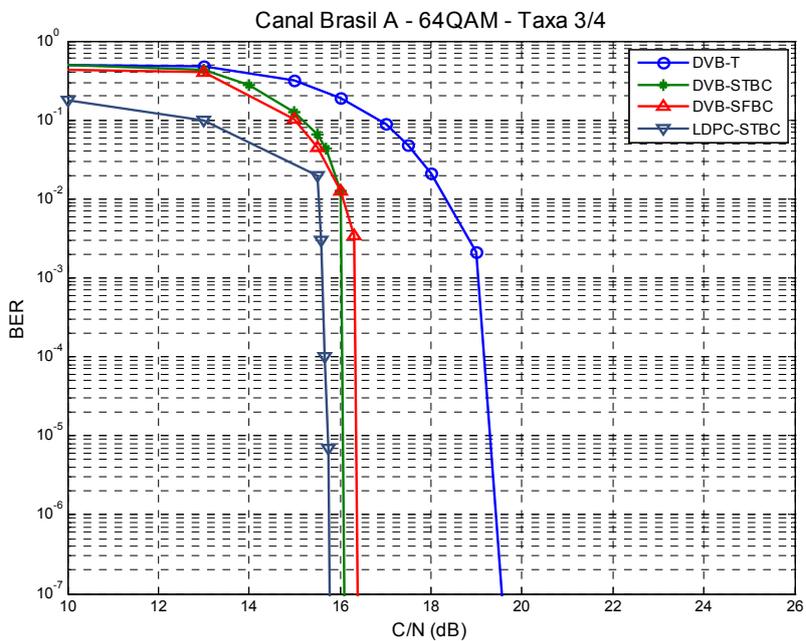
Para a simulação com o canal Brasil A, na Figura 5.12(a), o sistema usando LDPC-STBC (do MI-SBTVD) apresenta o melhor desempenho com um ganho, em relação ao sistema DVB-T (sem diversidade), da ordem de 3,2 dB a uma BER de 3×10^{-3} . Em relação aos outros sistemas simulados, o segundo melhor desempenho apresentado é do sistema empregando DVB-STBC, que tem um ganho aproximado de 2,8 dB em relação ao DVB-T. O sistema DVB-SFBC tem um ganho da ordem de 2,5 dB em relação ao DVB-T.

Quando o canal simulado é o Brasil B (Figura 5.12(b)), a curva de desempenho para o sistema com LDPC-STBC, a uma taxa de erros de 2×10^{-3} , proporciona um ganho de 4,5 dB em relação ao DVB-T. Para o sistema DVB-STBC este ganho é próximo de 4 dB e para o DVB-SFBC, de 3,25 dB.

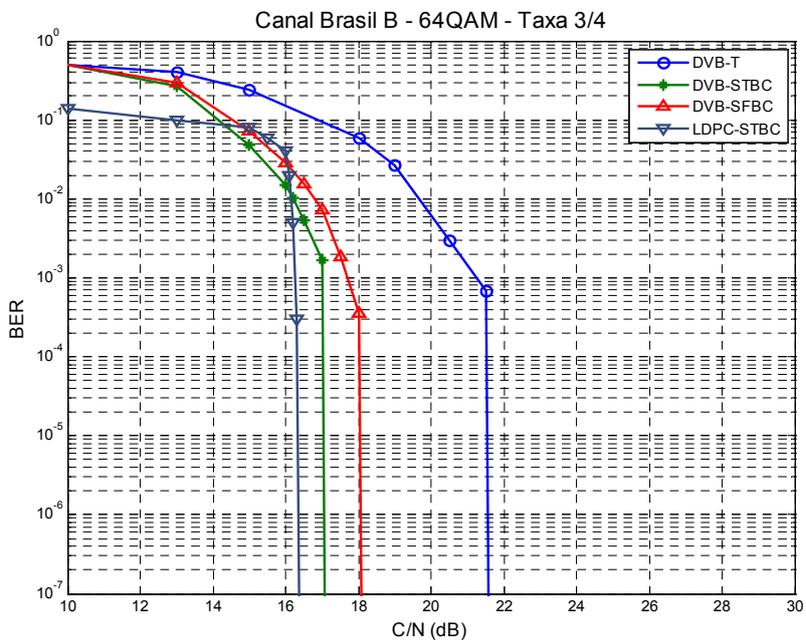
A uma taxa de erros de 1×10^{-2} , as curvas obtidas para o canal Brasil C (Figura 5.12(c)) mostram um ganho do sistema com LDPC-STBC, em relação ao DVB-T, no valor de 6,5 dB, e de 4,3 dB entre os sistemas DVB-STBC e DVB-T. Ainda para esse canal, o ganho obtido entre o DVB-SFBC e DVB-T é de 3,5 dB.

Nas simulações com o canal Brasil D (na Figura 5.12(d)), a uma taxa de erro de 1×10^{-3} , os valores de ganho são de 3,9 dB, para o sistema LDPC-STBC em relação ao DVB-T. No caso do DVB-STBC, este ganho é de 2,6 dB, e para o sistema DVB-SFBC, o ganho é de 1,5 dB. Por fim, as simulações feitas com o canal Brasil E (Figura 5.12(e)) mostram que para o sistema LDPC-STBC, a uma taxa de erros de 1×10^{-2} , os ganhos em

relação o modelo DVB-T (sem diversidade) são de cerca de 7,5 dB. Para o DVB-STBC, esse ganho é de 6,6 dB e no caso do sistema DVB-SFBC o ganho é de 6,1 dB.

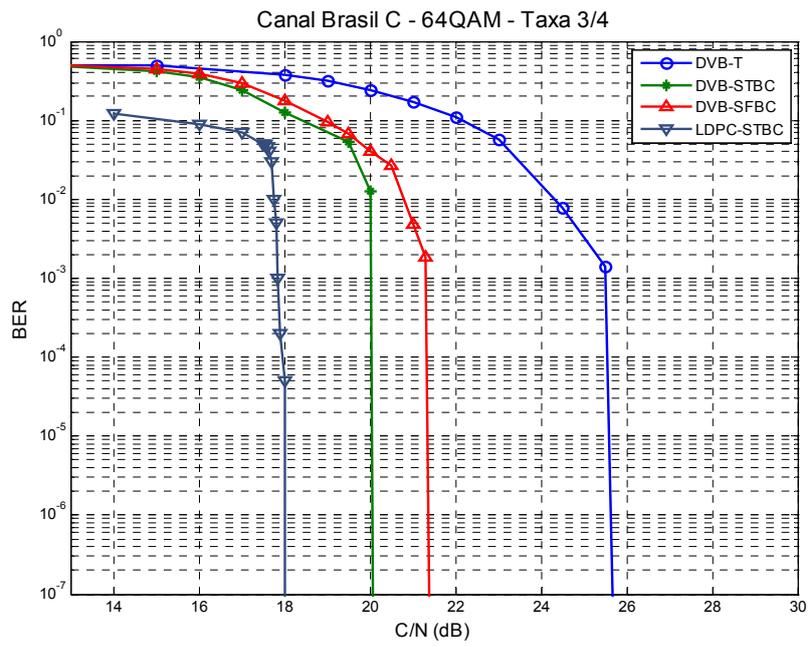


(a)

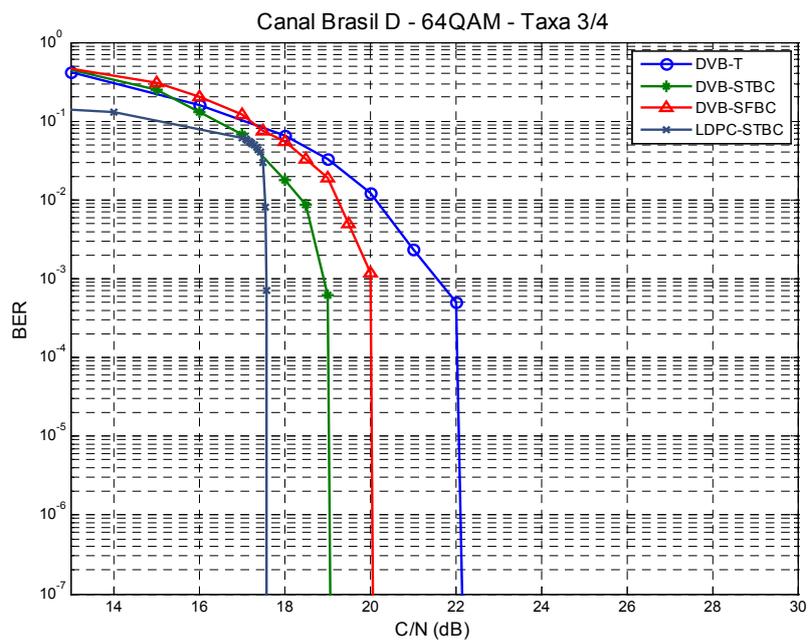


(b)

Figura 5.12 – (Continua)

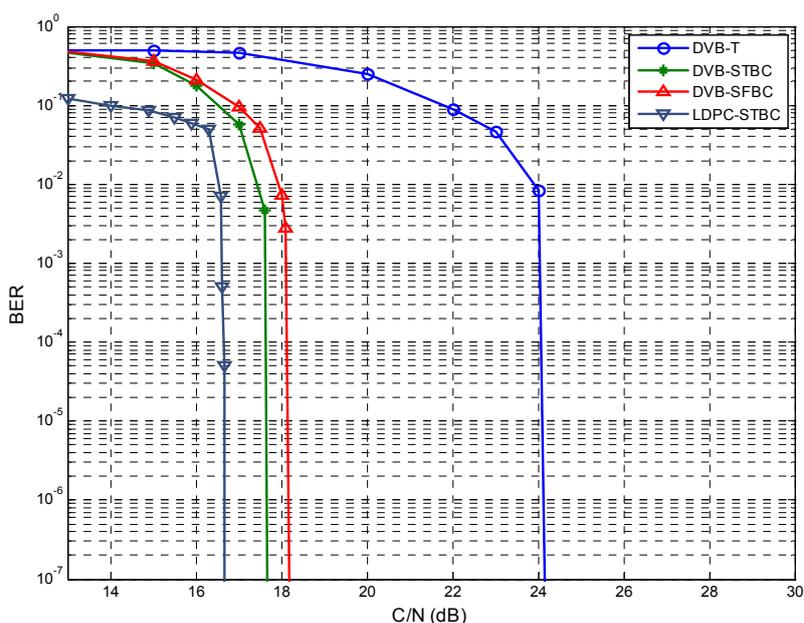


(c)



(d)

Figura 5.12 – (Continua)



(e)

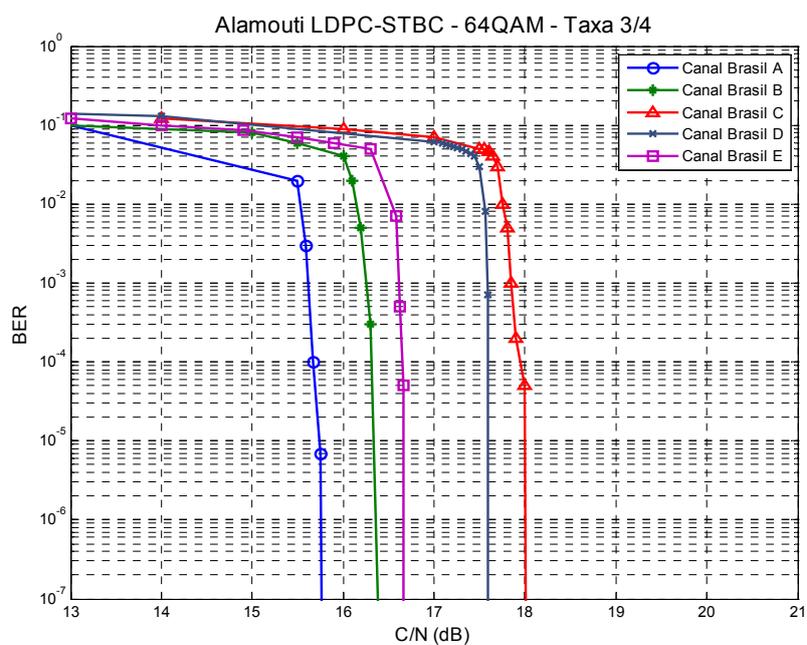
Figura 5.12 – Curvas comparativas para os canais Brasil A (a), Brasil B (b), Brasil C (c), Brasil D (d) e Brasil E (e), para os quatro sistemas simulados ($f_D=12$ Hz, $G=53$ e $P_{ref}=1$ W)

É importante ser observado que as curvas dos sistemas com diversidade apresentaram desempenho bastante superior em relação às curvas obtidas para o modelo de transmissão DVB-T convencional sem diversidade. O sistema LDPC-STBC proposto para o SBTVD [2] apresentou melhor desempenho quando comparado com os outros dois sistemas DVB correspondentes usando as técnicas STBC e SFBC que foram simulados nesse trabalho. É bom lembrar que as curvas do sistema MI-SBTVD usadas nas comparações dessa dissertação foram extraídas diretamente da fonte do projeto em [2] e que não foram simuladas no presente trabalho. O bom desempenho da codificação LDPC também fica evidente quando são comparados os dois sistemas com diversidade *Alamouti* STBC (LDPC-STBC e DVB-STBC). Esse desempenho pode ser visto na Tabela 5.2, que resume os valores das diferenças de ganho entre as curvas de todos os sistemas comparados nessa seção para cada canal usado e com seu valor correspondente de BER usada na comparação.

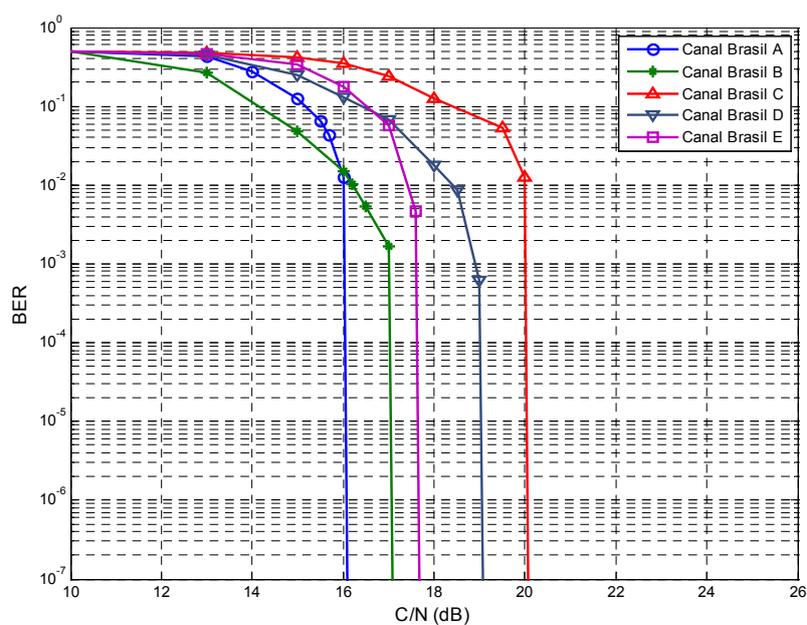
Diferenças de ganho entre os sistemas	Canais - Valores de diferenças em dB				
	Brasil A BER 3×10^{-3}	Brasil B BER 2×10^{-3}	Brasil C BER 1×10^{-2}	Brasil D BER 1×10^{-3}	Brasil E BER 1×10^{-2}
LDPC-STBC/DVB-T	3,2	4,5	6,5	3,9	7,5
DVB-STBC/DVB-T	2,8	4	4,3	2,6	6,6
DVB-SFBC/DVB-T	2,5	3,25	3,5	1,5	6,1
DVB-STBC/DVB-SFBC	0,3	0,75	0,8	1,1	0,5
LDPC-STBC/DVB-STBC	0,4	0,5	2,2	1,3	0,9
LDPC-STBC/DVB-SFBC	0,7	1,25	3	2,4	1,4

Tabela 5.2 –Tabela resumo das diferenças de ganho entre os sistemas simulados

Nos gráficos da Figura 5.13 são mostradas as curvas de desempenho agrupadas por sistema de TV digital com diversidade (LDPC-STBC, DVB-STBC e DVB-SFBC) mostrando as diferentes performances obtidas com cada canal usado.

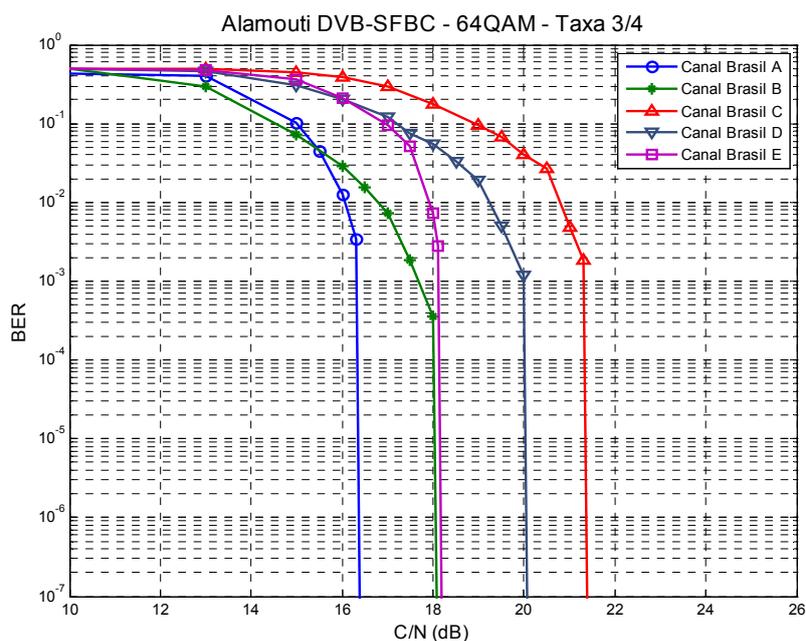


(a)



(b)

Figura 5.13 – (Continua)



(c)

Figura 5.13 – Curvas comparativas entre os canais simulados para cada modelo: LDPC-STBC (a), DVB-STBC (b) e DVB-SFBC (c) ($f_D=12$ Hz, $G=53$ e $P_{ref}=1$ W)

Conforme os gráficos mostram, os melhores desempenhos obtidos pelos sistemas correspondem aos canais Brasil A e B, que definem respectivamente os cenários de recepção externa (*outdoor*), e de recepção interna (*indoor*).

5.4. Conclusão

Nesse capítulo foram mostrados os modelos para sistemas de transmissão digital de TV baseados no padrão DVB-T sem diversidade, e adaptados para as técnicas MIMO-OFDM de diversidade *Alamouti* STBC e *Alamouti* SFBC apresentadas no Capítulo 4. Tais modelos foram desenvolvidos nesse trabalho e usados nas simulações comparativas entre as técnicas de diversidade e com outra proposta de sistema de transmissão de TV digital (MI-SBTVD) [2] empregando codificação interna LDPC com diversidade *Alamouti* STBC.

Foram realizadas simulações comparativas entre as técnicas de diversidade STBC e SFBC, constatando-se que a segunda técnica apresenta melhor desempenho para desvios *Doppler* maiores da ordem de 44 Hz e 89 Hz, confirmando dados obtidos na literatura. No entanto, para os canais brasileiros utilizados, a técnica STBC apresenta desempenho superior em desvios menores, da ordem de 12 Hz [84]. Foram também evidenciadas as

características de comportamento de desempenho de cada técnica diante da seletividade de canal para diferentes perfis de canais.

A ação da codificação empregada no DVB-T também pôde ser comprovada nos sistemas simulados. Para os canais simulados, os resultados mostraram as curvas características de desempenho da codificação convolucional interna e da codificação de bloco externa implementadas nos modelos.

Os resultados mostram uma superioridade de desempenho do LDPC sobre a codificação convolucional interna de canal empregada no padrão DVB-T. O sistema proposto em [2] apresentou curvas de desempenho melhores em relação ao sistema DVB-T usando diversidade STBC e SFBC. Isso comprova o grande potencial esperado desse novo esquema de transmissão que, com as adequações necessárias, pode ser proposto como aprimoramento para os padrões de TV digital já existentes no mercado.

6. Considerações Finais

Nesta dissertação foram introduzidos os conceitos dos sistemas de TV digital, complementados com uma proposta de aprimoramento destes por meio do emprego de técnicas de diversidade MIMO-OFDM. Inicialmente foram apresentados os padrões de transmissão de TV digital terrestre existentes, mostrando os detalhes de seus componentes de transmissão e recepção, suas características principais de codificação de canal e de modulação, bem como suas arquiteturas básicas de acordo com as especificações estabelecidas. Foram abordados os padrões mais conhecidos e difundidos: o norte-americano ATSC, o europeu DVB-T, o japonês ISDB-T e o recentemente padrão DMB-T/H em desenvolvimento na China. Também foram mostrados os conceitos básicos da modulação OFDM, empregada no contexto desse trabalho, suas características, vantagens e restrições. As técnicas MIMO-OFDM, especialmente a técnica de diversidade espaço-temporal *Alamouti*, largamente conhecida e empregada nos novos sistemas de transmissão digital sem fio, foram estudadas e implementadas em modelos de simulação em *Matlab/Simulink*. Tais modelos usados nas simulações foram baseados no sistema DVB-T.

As simulações feitas compararam o desempenho de duas técnicas de diversidade: *Alamouti* STBC e *Alamouti* SFBC. A primeira, fundamentada na diversidade espaço-temporal, e a segunda, na diversidade espaço-freqüência. O SFBC se mostrou com desempenho superior para canais mais dinâmicos, com altas freqüências de desvio *Doppler*, e inferior ao STBC nos desvios mais baixos, de acordo com as características dos canais brasileiros utilizados nas simulações. As comparações comprovaram a grande eficiência das técnicas de transmissão de TV digital com diversidade em relação à transmissão sem diversidade, presente nos atuais padrões de transmissão terrestre.

A grande contribuição dessa dissertação está na comparação, não somente entre técnicas de processamento MIMO-OFDM, mas também na comparação entre sistemas de transmissão de TV digital terrestre com diversidade, e além disso, nas características diferentes de codificação de canal empregadas. Os sistemas simulados baseados em DVB-T foram comparados com o sistema de TV digital proposto pelo Projeto MI-SBTVD [2] utilizando codificação LDPC e diversidade STBC, com características de banda segmentada, semelhantes às do sistema ISDB-T adotado como base para o Sistema Brasileiro de TV Digital (SBTVD). Os resultados teóricos mostraram uma grande

vantagem de desempenho do sistema de transmissão LDPC, com diversidade STBC (MI-SBTVD), sobre o sistema DVB-T com diversidade STBC e SFBC. Os sistemas apresentados e comparados nessa dissertação justificam uma grande possibilidade da aplicação de técnicas inovadoras de codificação de canal e de diversidade como proposta de aprimoramento dos padrões de transmissão de televisão digital terrestre existentes.

O tema TV digital é uma novidade no momento, e se tornará cada vez mais abordado e estudado na medida em que vão surgindo novos modelos e avanços em suas aplicações, além de novos serviços atrativos ao usuário final ou telespectador. Os sistemas de TV digital terrestre já começaram a ser implantados em diversos países, incluindo o Brasil, onde os primeiros passos já estão sendo dados com a definição de um sistema baseado na transmissão de banda segmentada do ISDB-T e suas demais características.

Os resultados obtidos nessa dissertação foram submetidos e aceitos para apresentação no “5th International Information and Telecommunication Technologies Symposium” - I2TS’2006 [85], e no “International Workshop on Telecommunications 2007” - IWT2007 [86].

6.1. Propostas para Trabalhos Futuros

A continuidade do trabalho apresentado nesta dissertação pode ser contemplada com a implementação de novos modelos de simulação, e com a realização de novas análises comparativas, aplicando variações e aprimoramentos nos modelos apresentados. Além disso, visando um maior enriquecimento do trabalho, é sugerida a incorporação de novas técnicas de diversidade propostas pela literatura. Para fins práticos, a análise teórica também pode ser complementada com a implementação experimental dos sistemas simulados e a aplicação de técnicas de estimação de canal empregando portadoras piloto. Sendo assim, são indicadas a seguir algumas propostas para futuros trabalhos:

- O aprimoramento dos modelos simulados com a implementação da estimação de canal, por meio de portadoras piloto espalhadas e contínuas, obedecendo à especificação DVB-T [11] e realizando uma comparação com os modelos que usam estimação perfeita de canal;
- A implementação das técnicas de diversidade *Alamouti* STBC e SFBC, usando como base o sistema ISDB-T, e realizar comparações de desempenho com as curvas obtidas neste trabalho, fundamentadas no DVB-T. Complementar a

comparação com as curvas do projeto MI-SBTVD [2], que empregam a codificação LDPC;

- A realização de comparações empregando outras técnicas de diversidade, além das estudadas neste trabalho, citando a *Cyclic Delay Diversity* (CDD) em combinação com o *Maximum Ratio Combining* (MRC), conforme proposto por [62];
- O aprimoramento e a implementação em laboratório dos modelos desenvolvidos neste trabalho, empregando placas de FPGA (*Field Programmable Gate Array*), comparando os resultados práticos obtidos com os teóricos apresentados nesta dissertação;
- Implementação em laboratório, em FPGA, dos modelos baseados em DVB-T deste trabalho, e fazer uma comparação de seu desempenho com os possíveis resultados práticos da implementação feita por [2];
- Implementação e comparação de desempenhos de sistemas de TV digital, empregando as técnicas de diversidade integradas com os códigos LDPC, conforme proposto por [87], com a técnica SVD (*Singular-Value Decomposition*) em conjunto com *Alamouti* e o OFDM;
- A implementação de um sistema de transmissão de TV digital, semelhante ao empregado no Projeto MI-SBTVD, mas usando o esquema LDPC-SFBC, e comparar seu desempenho com os resultados do modelo LDPC-STBC implementado neste mesmo projeto. Essa comparação também poderia ser estendida ao modelo DVB-T, incorporando o LDPC aos esquemas DVB-STBC e DVB-SFBC implementados neste trabalho de dissertação.

Referências Bibliográficas

- [1] ALAMOUTI, S.; A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, 16:1451–1458, Oct. 1998.
- [2] OLIVEIRA, F. C. A.; GUIMARÃES, D. A.; GOMES, G. G. R.; CARDOSO, F. A. C. M.; GOMES, F. A. L.; FERNANDES, M. A. C.; Design, Simulation and Hardware Implementation of a Digital Television System: Performance Evaluation. In: *The 9th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications - ISSSTA2006*, Invited Paper, Manaus, Brazil, Aug. 2006.
- [3] GALLAGER, R.G.; Low-Density Parity-Check Codes. *IRE Transactions on Information Theory*, vol. 8, pp. 21-28, Jan. 1962.
- [4] O'LEARY, S.; *Understanding Digital Terrestrial Broadcasting*. Artech House Publishers, Sept. 2000.
- [5] CPQD. *Relatório Integrador: dos Aspectos Técnicos e Mercadológicos da Televisão Digital*. Agência Nacional de Telecomunicações, v.1, Mar. 2001.
- [6] ITU-R, Radiocommunication Study Groups. *A Guide to Digital Terrestrial Television Broadcasting in the VHF/UHF Bands*. Document 11-3/3-E, ITU, Jan. 15, 1996.
- [7] ATSC Standard. *Digital Television Standard A/53, Revision C, Including Amendment No. 1 and Corrigendum No. 1*. Advanced Television Systems Committee, Mar. 2005.
- [8] COLLINS, G. W.; *Fundamentals of Digital Television Transmission*. John Willey, 2001.
- [9] FASOLO, S. A.; MENDES, L. L.; *Televisão Digital: Fundamentos e Padrões. Semana Internacional das Telecomunicações*. INATEL, 2002.
- [10] SPARANO, D.; What Exactly is 8-VSB Anyway? *Harris Corporation Broadcast Systems Division*. Apr. 18, 2005.
- [11] ETS, European Telecommunication Standard. *Digital Video Broadcasting (DVB): Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television*. ETSI, Draft EN 300 744, v.1.5.1, Nov. 2004.
- [12] CLIVATI, Marco. TV Digital na Mídia. *Revista Vídeo, Som e Tecnologia*, Ed. 61, Mar. 31, 2005.
- [13] CLENDENIN, M.; China Writes Its Own Digital TV Standard. *EETimes online*. June 26, 2006.
- [14] WU, Y.; PLISZKA, E.; CARON, B.; BOUCHARD, P.; CHOUINARD, G.; Comparison of Terrestrial DTV Transmission Systems: The ATSC 8-VSB, the DVB-T COFDM, and the ISDB-T BST-OFDM. *IEEE Transactions on Broadcasting*, v.46, n.2, pp. 101 – 113, June 2000.
- [15] EILERS, C.; SGRIGNOLI, G.; Digital Television Transmission Parameters: ATSC Compliance Factors. ATSC DTV Transmission Compliance. Zenith Electronics

- Corporation. *IEEE Broadcast Transactions on Broadcasting*, v.45, n.4, pp. 1 – 21, Dec. 1999.
- [16] ITU-R, Radiocommunication Study Groups. *Channel Coding, Frame Structure and Modulation Scheme for ISDB-T*. ITU-R 205/11, International Telecommunication Union, Mar. 30, 1999.
- [17] ARIB Standard. *Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T) – Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting*. Association of Radio Industries and Businesses, Draft STD-B31, v.1.5, July 29, 2003.
- [18] YANG, Z. X.; HAN, M.; PAN, C.Y.; WANG, J.; YANG, L.; MEN, A.D.; A Coding and Modulation Scheme for HDTV Services in DMB-T. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University. Legend Silicon Corp. *IEEE Transactions on Broadcasting*, v. 50, n.1, pp. 26-31, Mar. 2004.
- [19] YANG, Z. X.; HAN, M.; PAN, C.; WANG J.; YANG, L.; HAN, Z.; A Channel Coding Architecture Adopted in the Digital Television Terrestrial Broadcasting. Electronics Engineering Department, Tsinghua University. *IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*, vol. 1, pp. 23-27, July 2002.
- [20] ZHENG, Z. W.; YANG, Z. X.; YONG PAN, C.; ZHU, Y.S.; Synchronization and Channel Estimation for TDS-OFDM Systems. Electronics Engineering Department, Tsinghua University. College of Information Engineering, Dalian Maritime University. *Proceedings of the 58th IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, pp. 1229- 1233, Oct. 2003.
- [21] CHANG, R. W.; Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission. *Bell System Technical Journal*, vol. 45, pp. 1775-1796, Dec. 1966.
- [22] SALTZBERG, B. R.; Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System. *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. COM-15, no. 6, pp. 805-811, Dec. 1967.
- [23] WEINSTEIN, S. B.; EBERT, P. M.; Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vol. 19, No. 5, pp. 628-634, October 1971.
- [24] PELED, A.; RUIZ, A.; Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computation Complexity Algorithms. In: *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustic., Speech, Signal Processing*, pp. 964-967, Denver, CO, 1980.
- [25] PAPOULIS, A.; *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. 3rd. ed., McGraw-Hill, New York, NY, 1984.
- [26] TSE, D.; VISWANATH, P.; *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, Cambridge, 2005.
- [27] RAPPAPORT, T. S.; *Wireless Communications: Principles & Practice*. 2nd. ed., Prentice Hall PTR, New Jersey, 2001.
- [28] PROAKIS, J.G.; *Digital Communications*. 4th. ed., McGraw Hill, 2000.

- [29] POSEGA, Renzo. *Advanced OFDM Systems for Terrestrial Multimedia Link*. Lausanne, Switzerland, 2005. Thesis (Doctor in Sciences Techniques), School of Engineering - STI, Federal Polytechnical School of Lausanne.
- [30] BAHAI, A. R.; SALTZBERG, B. R.; *Multi-Carrier Digital Communications – Theory and Applications of OFDM*, Kluwer Academic, 1999.
- [31] NEE, R. V.; PRASAD, R.; *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA: Artech House Universal Personal Communication Library, 2000.
- [32] POLLED, T.; MOENECLAEY, M.; Synchronizability of OFDM Signal. In *Proc. Globecom*, volume 3, pp. 2054-2058, Singapore, Nov. 1995.
- [33] WEI, L.; SCHLEGEL, C.; Synchronization Requirements for Multi-User OFDM on Satellite Mobile and Two-Path Rayleigh Fading Channels. *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 43, pp. 887-895, Feb/Mar/Apr. 1995.
- [34] EDFORS, O.; SANDELL, M.; BEEK, J. J. V.; LANDSTROM, D.; SJOBERG, F.; *An Introduction to Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. Lulea University of Technology, Sept. 1996.
- [35] MORRISON, R.; CIMINI, L.J., JR.; WILSON, S.K.; On the Use of a Cyclic Extension in OFDM. *Proceedings of the 54th IEEE Vehicular Technology Conference*, Vol. 2, pp. 664–668, 2001.
- [36] POOLE, R.; The Echo Performance of DVB-T Receivers. *EBU Technical Review*, Sept. 2001.
- [37] COLERI, S.; ERGEN, M.; PURI, A.; BAHAI, A.; Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems. *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 48, NO. 3, pp 223 229, Sept. 2002.
- [38] COLERI, S.; ERGEN, M.; PURI, A. ; BAHAI, A.; A Study of Channel Estimation in OFDM Systems. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Vancouver, Canada, Sept. 2002.
- [39] HOHER, P.; KAISER, S.; ROBERTSON, P.; Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency. *Proceedings IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, 1997.
- [40] EDFORS, O.; SANDELL, M.; VAN DE BEEK, J. J.; WILSON, S. K.; BORJESSON, P. O.; Ofdm Channel Estimation by Singular Value Decomposition. *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 46, no. 7, pp. 931--939, July 1998.
- [41] BENEDETTO, V.; D'ARIA, G.; SCARABOSIO, L.; Performance of COFDM Systems with Waveform Shaping. *IEEE International Conference on Communications, ICC '97*, vol. 3, pp. 1241-1245, 1997.
- [42] GOLDSMITH, A.; *Wireless Communications*. Cambridge Univ. Press, Cambridge, U.K., 2005.
- [43] TELLADO, J.; *Multicarrier Modulation with Low PAR: Applications to DSL and Wireless*. Kluwer Academic Publishers, Boston, 2000.
- [44] MAY, T.; ROHLING, H.; Reducing the Peak-To-Average Power Ratio in OFDM Radio Transmission Systems. *48th IEEE Vehicular Technology Conference 1998 - VTC 98*, Ottawa, Canada, vol. 3, pp. 2474-2478, May 18-21, 1998

- [45] LI, X.; CIMINI, L.J. JR.; Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM, *IEEE Communications Letters*, vol. 2, Issue: 5, pp. 131–133, May 1998.
- [46] WILKINSON, T.A.; JONES, A.E.; Minimisation of the Peak to Mean Envelope Power Ratio of Multicarrier Transmission Schemes by Block Coding. *IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 25-28, July 1995.
- [47] VAN NEE, R.D.J.; OFDM Codes for Peak-to-Average Power Reduction and Error Correction. *IEEE Global Telecommunications Conference 1996, GLOBECOM '96*, London, Volume 1, pp. 740 – 744, Nov. 1996.
- [48] POPOVIC, B.M.; Synthesis of Power Efficient Multitone Signals with Flat Amplitude Spectrum. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, issue: 7, pp. 1031–1033, July 1991.
- [49] MÜLLER, S.; BÄUML, R.; FISCHER, R.; HUBER, J.; OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Multiple Signal Representation. *Annals of Telecommunications*, vol. 52, no. 1-2, pp. 58-67, Feb. 1997.
- [50] MULLER, S.H.; HUBER, J.B.; OFDM with Reduced Peak-to-Average Power Ratio by Optimum Combination of Partial Transmit Sequences. *IEEE Electronics Letters*, vol. 33, no 5, pp.368 – 369, Feb. 27, 1997.
- [51] GESBERT, D.; SHAFI, M.; DA-SHAN SHIU; SMITH, P.J.; NAGUIB, A.; From Theory to Practice: an Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, issue: 3, pp. 281 – 302, Apri. 2003.
- [52] LACERDA NETO, R. L.; *Receptores MIMO Baseados em Algoritmos de Decomposição PARAFAC*. Fortaleza, 2005. Dissertação de Mestrado em Engenharia de Teleinformática - Universidade Federal do Ceará.
- [53] YANG, H.; A Road to Future Broadband Wireless Access: MIMO-OFDM-Based Air Interface. *IEEE Communications Magazine*, volume 43, issue 1, pp. 53 – 60, Jan. 2005.
- [54] TREPKOWSKI, R.; *Channel Estimation Strategies for Coded MIMO Systems*, 2004. M.S. Thesis.-Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [55] FOSCHINI, G. J.; GANS, M. J.; On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multiple Antennas. *Wireless Personal Communications*. Publisher: Kluwer Academic Publishers, Netherlands, vol.6, no.3, pp. 311-35, Mar. 1998.
- [56] SHANNON, C. E.; A Mathematical Theory of Communication. *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 327-423, 623-656, July-Oct. 1948.
- [57] TELETAR, E.; Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. AT&T Bell Labs Internal Technical Memo, June 1995.
- [58] BRENNAN, D. G.; Linear Diversity Combining Techniques. *Proc. IRE*, vol. 47, pp. 1075-1102, June 1959.
- [59] VIEIRA, R. D.; *Medidas do Canal MIMO Indoor: Análise da Capacidade e dos Parâmetros do Canal*. Rio de Janeiro, 2006. Tese Doutorado (Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico, PUC-RJ.

- [60] PAULRAJ, A.J.; GORE, D.A.; NABAR, R.U.; BOELCSKEI, H.; An Overview of MIMO Communications - A Key to Gigabit Wireless. *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 2, pp. 198-218. Feb. 2004.
- [61] KAISER, T.; WILZECK, A.; BERENTSEN, M.; RUPP, M.; Prototyping for MIMO Systems - an Overview. *Proceedings of the 12th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, pp. 681-688, Sept. 2004.
- [62] DAMMANN, A.; KAISER, S.; Standard Conformable Antenna Diversity Techniques for Ofdm and its Application to the DVB-T System. *IEEE Global Telecommunications Conference 2001, GLOBECOM '01*, vol. 5, pp. 3100-3105 vol.5, 2001.
- [63] Li, Y.; SESHADRI, N.; ARIYAVISITAKUL, S.; Channel Estimation for OFDM System with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels. *IEEE JSAC*, vol. 17, no. 3, pp. 461-70, Mar. 1999.
- [64] Li, Y.; Simplified Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, vol. 1, no. 1, pp. 67-75, Jan. 2002.
- [65] STUBER, G. L.; BARRY, J.; MCLAUGHLIN, S.; Li, Y. (G.); INGRAM, M. A.; PRATT, T.; Broadband MIMO-OFDM Wireless Co mmunications. *Proceedings of the IEEE*, vol.92, issue 2, pp. 271- 294, Feb. 2004.
- [66] TAROKH, V.; SESHADRI, N.; CALDERBANK, A. R.; Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [67] STEIN, S.; Fading Channel Issues in System Engineering. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 68-89, Feb. 1987.
- [68] ZHANG, L.; GUI, L.; QIAO, Y.; ZHANG, W.; Obtaining Diversity Gain for DTV by Using MIMO Structure in SFN. Image Communication Instn., Shanghai Jiaotong University, China. *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 50, issue 1, Mar. 2004.
- [69] WITTNEBEN, A.; Basestation Modulation Diversity for Digital SIMULCAST. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference 1991 (VTC'91)*, pp. 848-853, May 1991.
- [70] WINTERS, J. H.; The Diversity Gain of Transmit Diversity in Wireless Systems with Rayleigh Fading. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 1, pp. 119 -123, Feb. 1998.
- [71] WEERACKODY, V.; Diversity for Direct-Sequence Spread Spectrum System Using Multiple Transmit Antennas. *Proceedings of the IEEE International Conference of Communication 1993 (ICC '93)*, 1775-1779, May 1993.
- [72] HEATH, R. W.; PAULRAJ, A. J., Switching Between Diversity and Multiplexing in MIMO Systems. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, issue 6, pp. 962 - 968, June 2005.
- [73] FOSCHINI, G.; *Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multiple Antennas*. Bell Labs Technical Journal, pp. 41-59, 1996.

- [74] GOLDEN, G. D.; FOSCHINI, G. J.; VALENZUELA, R. A.; WOLNIANSKY, P. W.; Detection Algorithm and Initial Laboratory Results Using the V-BLAST Space-Time Communication Architecture. *IEEE Electronics Letters*, vol. 35, n. 1, pp. 14-15, 1999.
- [75] SESHADRI, N.; WINTERS, J. H.; Two Signaling Schemes for Improving the Errorperformance of Frequency Division Duplex (FDD) Transmission Systems Using Transmitter Antenna Diversity. *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 1, no. 1, pp. 49-60, Jan. 1994.
- [76] TAROKH, V.; JAFARKHANI, H.; CALDERBANK, A. R.; Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [77] ALAMOUTI, S.M.; TAROKH, V.; POON, P.; Trellis-Coded Modulation and Transmit Diversity: Design Criteria and Performance Evaluation. *IEEE International Conference on Universal Personal Communications 1998 - ICUPC '98*, Florence, vol. 1, pp. 703-707, Oct. 1998.
- [78] LEE, K.; WILLIAMS, D.; A Space-Time Coded Transmitter Diversity Technique for Frequency Selective Fading Channels. *Proceedings of the IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, Cambridge, pp. 149–152, Mar. 2000.
- [79] LEE, K.; WILLIAMS, D.; A Space-Frequency Transmitter Diversity Technique for OFDM Systems. *Proceedings of the IEEE Global Telecommunications Conference, 2000 - GLOBECOM '00*, San Francisco, vol. 3, pp. 1473–1477, Jan. 2000.
- [80] ACOSTA, G.; *OFDM Simulation Using MatLab*. Smart Antenna Research Laboratory, Aug. 2000.
- [81] MACHADO, R.; AQUINO, F. A.; LIMA, G. C.; UCHÔA FILHO, B. F.; ROCHA, C. A. F.; A Non-Coherent Space-Frequency Coded OFDM Scheme for Frequency-Selective Fading Channels Applied to Mobile Digital TV. In: *Global Signal Processing Conferences & Expos for the Industry*, Amsterdam, Mar. 29-30, 2006.
- [82] ABERT/SET, *Digital Television Systems Brazilian Tests Final Report*, May, 2000, available in <http://www.set.com.br/artigos/testing.pdf>.
- [83] AKAMINE, Cristiano. *Análise de Desempenho do Sistema de TV Digital DVB-T com Entrelaçador Temporal em Canais com Ruído Impulsivo*. Campinas, 2004. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas.
- [84] LIMA, G. C.; MENDES, L. L.; Performance of STC-OFDM and STF-OFDM for Digital Television Broadcasting. In: *Global Signal Processing Conferences & Expos for the Industry*, Amsterdam, 2006.
- [85] TRENTIN, R. G.; ROCHA, C. A. F.; A Comparative Analysis of MIMO-OFDM Techniques Applied to Digital Television Transmission. In: *5th International Information and Telecommunication Technologies Symposium – I2TS'2006*, Cuiabá - MT, Brazil, Dec. 6-8, 2006.
- [86] TRENTIN, R. G.; ROCHA, C. A. F.; A Comparative Analysis of Diversity Techniques Applied to Digital Television Transmission. In: *International*

Workshop on Telecommunications 2007 - IWT2007, Accepted Paper, Santa Rita do Sapucaí - MG, Brazil, Feb. 12-15, 2007.

- [87] HA, J.; MODY, A. N.; SUNG, J. H.; BARRY, J. R.; MCLAUGHLIN, S.W.; STÜBER, G.L.; LDPC Coded OFDM with Alamouti/SVD Diversity Technique. *Kluwer Wireless Personal Communications*, vol. 23, no. 1, pp. 183-194, Oct. 2002.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)