

DEISE MONQUELATE ARNDT

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE
OS SISTEMAS OFDM E FBMC NA
TRANSMISSÃO DE TV DIGITAL**

FLORIANÓPOLIS

2012

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS SISTEMAS
OFDM E FBMC NA TRANSMISSÃO DE TV DIGITAL**

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

DEISE MONQUELATE ARNDT

Florianópolis, Fevereiro de 2012

ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS SISTEMAS OFDM E FBMC NA TRANSMISSÃO DE TV DIGITAL

DEISE MONQUELATE ARNDT

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

Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr
Orientador

Patrick Kuo Peng, Dr
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Banca Examinadora:

Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.
Presidente

Antônio Augusto Fröhlich, Dr.

Altamiro Amadeu Susin, Dr.

Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, PhD.

Leonardo Silva Resende, Dr.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por me conceder força e persistência para enfrentar e superar os obstáculos encontrados ao longo do caminho, sem jamais desistir de meus sonhos.

A meu esposo Wilson e filhos Iohan e Amanda pelo apoio, carinho e compreensão nos momentos de minha ausência.

Aos meus pais e irmãos que sempre foram os grandes incentivadores dos projetos e metas que tracei em minha vida.

Ao meu orientador , Prof. Carlos Aurélio, pela colaboração, disponibilidade, compreensão e paciência. Sempre presente em todos os passos deste trabalho.

Aos meus amigos e colegas de estudos Diego, Renata e Julian pelo incentivo e apoio nos momentos mais difíceis desta jornada.

Aos demais professores e colegas do laboratório GPqCom, pela ajuda e companheirismo.

A Capes (Consórcio para treinamento de recursos humanos)- Nível de Pós-Graduação para TV Digital - Fonte do Sinal Codificação de Integração de circuitos de Hardware e Firmware para o SBTVD por financiar parte deste trabalho de mestrado.

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

ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE OS SISTEMAS OFDM E FBMC NA TRANSMISSÃO DE TV DIGITAL

Deise Monquelate Arndt

Fevereiro / 2012

Orientador: Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.

Área de Concentração: Comunicação e Processamento de Sinais.

Palavras-chave: TV Digital, OFDM, FBMC, Filtro Protótipo, Equalização Espaço-Fracionada.

Número de Páginas: 95

RESUMO: O presente trabalho trata de uma análise comparativa entre a consolidada modulação OFDM, utilizada em sistemas de TV digital, como nos padrões DVB-T e ISDB-T, e a modulação multiportadora baseada em Bancos de Filtros (FBMC).

Tais sistemas foram estudados e implementados em modelos computacionais sobre a estrutura de transmissão do padrão europeu DVB-T de TV digital. A partir dos modelos computacionais realizou-se uma análise comparativa de desempenho.

Entre as vantagens do sistema FBMC, destaca-se a eficiência espectral devido à não utilização do Prefixo Cíclico (CP), utilizado em sistemas OFDM. No entanto, é necessário a utilização de um sistema de equalização mais complexo, comparado com o sistema de equalização empregado no sistema OFDM.

Os resultados das simulações mostram que a técnica de transmissão multiportadora utilizando bancos de filtros (FBMC) é um sistema adequado para a transmissão de TV digital terrestre.

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

**PERFORMANCE COMPARISON BETWEEN OFDM
AND FBMC SYSTEMS IN DIGITAL TV
TRANSMISSION**

Deise Monquelate Arndt

Fevereiro / 2012

Advisor: Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.

Area of Concentration: Communication and Signal Processing.

Keywords: Digital TV; OFDM; FBMC; OQAM; Fractionally-Spaced Equalizer, Prototype Filter..

Number of pages: 95

ABSTRACT: This work deals with a comparative analysis between the consolidated OFDM modulation, used in digital TV systems as in the DVB-T and ISDB-T, with multicarrier modulation based on filter banks (FBMC).

Such systems have been studied and implemented in computer models, on the transmission structure of the DVB-T standard. From computational models, was carried out a performance comparative analysis. One of the advantages of FBMC systems is the spectral efficiency due to not using the cyclic prefix (CP), used in OFDM systems. On the other hand, FBMC systems generally require equalizers with more than one coefficient, unlike OFDM systems that use equalizers with only one coefficient.

The simulation results show that the multicarrier transmission technique using filter banks (FBMC) is a suitable system for digital terrestrial TV transmission.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.0.1	Motivação e Objetivos	22
1.0.2	Organização da Dissertação	23
2	INTRODUÇÃO AO PADRÃO DE TV DIGITAL DVB-T	25
2.1	Breve histórico do padrão DVB-T	25
2.2	O padrão DBV-T	26
2.3	Transmissão de dados no padrão DVB-T	27
2.3.1	Transporte do Fluxo de Dados- MUX	27
2.3.2	Dispersão de Energia	28
2.3.3	Codificador e Entrelaçador Externo	29
2.3.4	Codificador e Entrelaçador Interno	30
2.3.5	Constelação e Mapeamento do Sinal	33
2.3.6	Estrutura do Quadro OFDM	35
2.3.7	Modulação OFDM	37
2.4	Conclusão do capítulo	37
3	SISTEMAS MULTIPORTADORAS	39
3.1	A utilização da FFT como modulador multiportadora	39
3.1.1	Efeito da Filtragem na FFT	41
3.2	Multiplexação por divisão de Frequência Ortogonal (OFDM)	44
3.2.1	Introdução ao sistema OFDM	44
3.2.2	Modelo em tempo discreto do sistema OFDM	45
3.2.3	Sincronismo	46
3.2.3.1	Intervalo de Guarda e Prefixo Cíclico	47
3.2.3.2	Estimação e Equalização de canal	52
3.2.4	Janelamento	53
3.3	Modulação Multiportadora baseada em Bancos de Filtros (FBMC)	55
3.3.1	O modelo do sistema FBMC	56
3.3.2	Filtro protótipo	58
3.3.3	Utilizando a PPN-FFT nos bancos de filtros	62
3.3.4	Modulação OQAM	65
3.3.5	Equalização de canal em sistemas FBMC	67
3.4	Conclusão do capítulo	69

4	SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS E RESULTADOS	71
4.1	Introdução	71
4.2	Canais utilizados nas simulações	71
4.3	Apresentação dos modelos Simulados	72
4.3.1	O Modelo DVB-T OFDM/QAM	73
4.3.1.1	Transmissão:	73
4.3.1.2	Canal:	73
4.3.1.3	Recepção:	75
4.3.1.4	Equalizador de canal do modelo OFDM/QAM	75
4.3.2	O Modelo DVB-T FBMC/OQAM	75
4.3.2.1	Transmissão:	78
4.3.2.2	Canal:	78
4.3.2.3	Recepção:	78
4.3.2.4	Equalizador de canal do modelo FBMC/OQAM	78
4.3.2.5	Projeto do Equalizador Espaçado Fracionamente por subcanal	80
4.4	Apresentação das Simulações	82
4.5	Resultados	83
4.6	Conclusão do Capítulo	84
5	CONCLUSÃO	91
5.1	Propostas para Trabalhos Futuros	92

LISTA DE FIGURAS

1	Modelo de referência para TV digital [1]	26
2	Diagrama em blocos funcional do padrão de TV digital DVB-T	27
3	Pacote MPEG-2 TS [2]	28
4	Processo do dispersor de energia do padrão DVB-T [2]	28
5	Pacote de dados aleatorizado [2]	29
6	Pacote de dados codificados com <i>Reed Solomon</i> (204,188,8) [2].	30
7	Diagrama do entrelaçador/desentrelaçador externo [2]	30
8	Pacote de dados na saída do entrelaçador convolucional de byte [2]	31
9	Codificador Convolucional de taxa mãe = 1/2 e saídas X e Y [2]	31
10	Esquema do entrelaçador interno para transmissão não hierárquica [2]	32
11	Constelações utilizadas pelo padrão DVB-T (a)- Constelação QPSK (b) - Constelação 16QAM (c) - Constelação 64QAM .	33
12	Constelação 16QAM com: (a) $\alpha = 2$ e (b) $\alpha = 4$	34
13	Constelação 64QAM com: (a) $\alpha = 2$ e (b) $\alpha = 4$	35
14	Modulação Multiportadora utilizando a FFT como sistema de modulação [3]	40
15	Dados e sinais transmitidos [3]	41
16	Resposta em frequência do filtro FFT e os coeficientes no domínio da frequência [3]	42
17	O banco de Filtros FFT [3]	43
18	Espectro OFDM	44
19	Diagrama em blocos do sistema OFDM	45
20	Símbolo OFDM - com adição do prefixo Cíclico	48
21	(a)- Intervalo de guarda com conteúdo nulo (<i>zero-padding</i>) e (b)- Intervalo de guarda com conteúdo cíclico	48
22	Modelo OFDM com inserção do CP	49
23	Resposta em frequência do filtro FFT e os coeficientes no domínio da frequência [3]	54
24	Espectro em frequência de 5 subportadoras de um símbolo OFDM	54
25	Espectro com 128 subportadoras utilizando cosseno levan- tado com fatores <i>roll-off</i> de 0, 0.025, 0.05, 0.1 e 0.5	55
26	Diagrama em blocos do sistema FBMC	57
27	Coefficientes e resposta em frequência para K=4 do filtro protótipo proposto pelo projeto PHYDYAS.	59

28	Resposta ao impulso do filtro protótipo para fator de sobreposição $K=4$	60
29	Seção de um banco de filtro protótipo com $K = 4$	61
30	Resposta em frequência do filtro de subcanal e do filtro interferente	62
31	Implementação do banco de filtros com PPN-FFT	65
32	Sistema de transmissão e recepção utilizando o esquema PPN-FFT	65
33	Seção da PPN na transmissão para $K=4$	66
34	Modelo DVB-T OFDM/QAM.	74
35	Modelo DVB-T FBMC/OQAM com equalização de um coeficiente por subcanal.	76
36	Modelo DVB-T FBMC/OQAM com equalização de três coeficientes por subcanal.	77
37	Resposta em frequência por subcanal	79
38	Valores da resposta em frequência inversa do i -ésimo subcanal para o projeto de um equalizador de três coeficientes [4]	79
39	Resultados para o canal Brasil A.	86
40	Resultados para o canal Brasil B.	87
41	Resultados para o canal Brasil C.	88
42	Resultados para o canal Brasil D.	89
43	Resultados para o canal Brasil E.	90

LISTA DE TABELAS

1	Relação de taxas de código a partir do funcionamento da taxa mãe 1/2	31
2	Valores numéricos para o padrão DVB-T, nos seus modos de operação, para um canal de 8MHz [2]	36
3	Sinal QAM transmitido	57
4	Coefficientes do filtro protótipo no domínio da frequência [3]	59
5	Resposta ao impulso do sistema de transmissão com banco de filtros (K=4)	68
6	Perfis dos Canais Brasil A, B, C, D e E [5]	73
7	Comparação dos valores de ângulos obtidos no cálculo de interpolação geométrica	81
8	Parâmetros utilizados nas simulações computacionais	82

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ASF- *Analysis Filter Bank*
ATSC- *Advanced Television System Committee*
AWGN- *Additive White Gaussian Noise*
BER- *Bit Error Rate*
COFDM- *Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
CP- *Cyclic Prefix*
DFT- *Discrete Fourier Transform*
DVB-T- *Digital Video Broadcasting Terrestrial*
FBMC- *Filter Bank Multicarrier*
FFT- *Fast Fourier Transform*
FIR- *Finite Impulse Response*
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*
ISI- *Inter Symbol Interference*
LP- *Low Priority*
MMSE- *Minimum Mean Square Error*
MPEG- *Motion Picture Experts Group*
OFDM- *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
OQAM- *Offset Quadrature Amplitude Modulation*
PN- *Pseudorandom Numbers*
PPN- *Polyphase Network*
QAM- *Quadrature Amplitude Modulation*
QPSK- *Quadrature Phase Shift Keying*
RS- *Reed Solomon*
SDTV- *Standard-definition television*
SFB- *Synthesis Filter Bank*
SNR - *Signal-to-Noise ratio*
TS- *Transport Stream*
VSB- *Vestigial Side Band*
ZF- *Zero Forcing*

1 INTRODUÇÃO

As últimas décadas foram caracterizadas por uma grande evolução tecnológica das telecomunicações, definida por uma crescente demanda por sistemas de comunicações mais eficientes, versáteis e robustos. Com o surgimento de técnicas digitais e de sistemas de compressão de dados, diversos sistemas migraram da técnica analógica para a digital, com a finalidade de prover: melhor qualidade de serviço, convergência de tecnologias, melhor aproveitamento do espectro de frequência, maior velocidade de transmissão, entre outros. A TV digital está inserida neste contexto.

As primeiras pesquisas sobre TV de alta definição *High Definition Television* (HDTV) iniciaram na década de 70, nos laboratórios da emissora de TV pública do Japão, a NHK. Sistemas de TV digital começaram a ser estudados na década de 80 e somente na década de 90, com o surgimento de técnicas eficientes de compressão de dados, ocorreram grandes avanços.

Em busca da digitalização da TV, os Estados Unidos, a Europa e o Japão interessaram-se pela transmissão de televisão em alta definição utilizando sinais puramente digitais. Assim, grupos de trabalhos foram instituídos no intuito de definir as diretrizes para os seus sistemas de transmissão de TV digital e, destes surgiram a normatização dos três principais padrões: o Americano, *Advanced Television System Committee* (ATSC), o Europeu, *Digital Video Broadcasting Terrestrial* (DVB-T) e o Japonês, *Integrated Service Digital Broadcasting Terrestrial* (ISDB-T) [6].

O ATSC foi concebido para a transmissão de HDTV e não prevê a possibilidade de recepção móvel. É um sistema que utiliza portadora única, e a modulação adotada para a transmissão terrestre é a *Vestigial Side Band* (VSB) [1].

Já o padrão DVB-T possibilita a escolha entre a transmissão de alta definição, HDTV, ou o compartilhamento da banda para transmissões em baixa resolução, *Standard Definition Television* (SDTV) com outros serviços, simultaneamente [2].

O ISDB-T foi idealizado para a transmissão de dados, áudio e vídeo que podem ser recebidos pelos usuários tanto em alta definição, através de receptores fixos ou em baixa resolução, através de receptores móveis sem fio [7].

O modelo de transmissão adotado pelo padrão ISDB-T se assemelha ao empregado no padrão DVB-T. Ambos utilizam como técnica de modulação o sistema de Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal (OFDM), porém o padrão ISDB-T utiliza uma transmissão OFDM

em banda segmentada (13 segmentos por canal), permitindo o compartilhamento da banda do canal com outros serviços como rádio digital e dados, combinados com sinais de televisão de baixa e de alta resolução, (SDTV e HDTV, respectivamente) [8].

As transmissões comerciais de televisão digital terrestre iniciaram em 1998 na Europa e nos Estados Unidos. Em 2003 tiveram início as transmissões comerciais no Japão.

As transmissões digitais no Brasil tiveram início na cidade de São Paulo, em dezembro de 2007, e hoje se estendem pela maioria das capitais brasileiras e pelo interior de algumas unidades da Federação. Segundo dados da Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) a TV digital já atinge 46% da população, onde 102 emissoras já transmitem sinal digital no país [9].

Os objetivos da digitalização da TV são a transmissão de vídeo, áudio e dados na forma digital em alta definição que podem ser recebidas em aparelhos fixos, móveis e portáteis e também a interatividade entre o telespectador e o conteúdo da TV. A tecnologia permitirá ao telespectador acesso a inúmeros serviços interativos, como *e-commerce*, e-mail e Internet diretamente de um aparelho de televisão.

1.0.1 Motivação e Objetivos

O espectro de frequências está totalmente ocupado por diversos serviços de comunicação. Desta forma necessitamos buscar novas tecnologias que permitam uma maior eficiência na utilização do espectro já alocado, ou seja, precisamos transmitir mais dados em menos tempo e utilizando a mesma largura de banda.

Estão previstas, as larguras de banda de 6MHz, 7 MHz e 8MHz para a transmissão de TV digital. A transmissão de um sinal de TV em alta definição, HDTV, necessita de uma taxa inicial, sem compressão, de aproximadamente 1Gbps. A acomodação deste sinal em um canal de 6MHz necessita de uma alta taxa de compressão e de um sistema de modulação eficiente [10].

Como já foi dito, os padrões de TV digital DVB-T e o ISDB-T utilizam o sistema OFDM como técnica de modulação. Sabemos que tal técnica é eficaz na redução de interferência intersimbólica (ISI), causada por canais com multipercursos. O sistema OFDM utiliza a inserção de um prefixo cíclico (CP) ao símbolo à ser transmitido, tornando o sistema pouco sensível a ecos (repetições atrasadas do mesmo sinal), assim pode-se garantir que na recepção os sinais dos multipercursos de um símbolo não possam inter-

ferir no símbolo adjacente. O CP consiste da inserção de uma cópia das últimas amostras do sinal no início de cada símbolo OFDM, isto é, o prefixo cíclico é uma redundância inserida no sinal e apresenta como desvantagem a diminuição da eficiência espectral, pois parte da banda transmitida é desperdiçada com o envio do CP.

A técnica de Modulação Multiportadora baseada em Banco de Filtros (FBMC) é proposta com o objetivo de aumentar a eficiência espectral, pois utiliza um pulso de formatação eficiente, que é bem localizado nos domínios do tempo e da frequência, combinado com a modulação *Offset Quadrature Amplitude Modulation* (OQAM). Essas características tornam o sistema FBMC menos sensível ao *offset* de frequência e permitem a não utilização do CP [4].

O objetivo desta dissertação é estudar, simular e realizar uma análise comparativa entre os sistemas multiportadoras OFDM e FBMC aplicados à transmissão de TV digital.

1.0.2 Organização da Dissertação

A estrutura desta dissertação é composta de cinco capítulos, sendo o segundo e terceiro capítulos introdutórios com intuito de embasar o leitor no contexto do trabalho.

O Capítulo 1 introduz as motivações e objetivos deste trabalho de dissertação.

O Capítulo 2 apresenta uma introdução ao padrão de TV digital DVB-T. São apresentados os aspectos de codificação de canal, modulação, transmissão e arquitetura do sistema, baseados na especificação do padrão.

No Capítulo 3 é apresentado um estudo dos sistemas de modulação multiportadora OFDM e FBMC, detalhando suas principais características e funcionamento.

O Capítulo 4 traz as simulações comparativas e seus resultados. Primeiramente os perfis dos canais Brasil são apresentados. Em seguida, os modelos computacionais construídos com base no padrão DVB-T são apresentados e explicados. O sistema de equalização de canal utilizado nos modelos OFDM e FBMC é detalhado e então os resultados das simulações são ilustrados em curvas de *Bit Error Rate* (BER) versus *Signal-to-Noise ratio* (SNR).

O Capítulo 5 apresenta as conclusões finais desta dissertação e as propostas para trabalhos futuros.

2 INTRODUÇÃO AO PADRÃO DE TV DIGITAL DVB-T

Neste trabalho de dissertação optou-se, por uma questão de facilidade de acesso a sistemas de simulações, por trabalhar com o padrão europeu de TV digital, DVB-T. Vale a pena ressaltar que os estudos aqui desenvolvidos podem ser estendidos a todos os sistemas de TV digital que utilizam a técnica de modulação OFDM como, por exemplo, o ISDB-T.

Este capítulo tem por objetivo apresentar o padrão DVB-T, mostrando suas principais características de transmissão digital de sinal. As informações aqui apresentadas foram baseadas na norma ETSI [2] e serviram de referência para as simulações computacionais apresentadas neste documento.

2.1 Breve histórico do padrão DVB-T

O padrão *Digital Video Broadcasting Terrestrial*-(DVB-T) foi desenvolvido na Europa em 1993. A premissa do projeto foi o desenvolvimento de um sistema flexível, de modo a desenvolver um padrão que atendesse à diversidade de requisitos exigidos pelos países europeus.

Em novembro de 1995, o Módulo Técnico (TM) de operação do sistema europeu DVB, o chamado “modo 2k/8k”, foi finalizado e sua primeira transmissão aconteceu em 1998 no Reino Unido. O modo de operação 2k é caracterizado por uma transmissão dita simples, ou seja, de uma única emissora e em pequenas redes de frequência única para distâncias limitadas. O modo 8k também pode ser utilizado em transmissões simples porém ele é destinado a transmissões em grandes redes de frequência única. O Padrão DVB-T é o mais difundido no mundo, sendo utilizado não somente por países europeus, mas também em diversos países de outros continentes. O sistema foi projetado para a transmissão de áudio, vídeo e dados através de um fluxo *Transport Stream-2* (MPEG-2), utilizando a técnica de modulação multiportadora codificada OFDM, denominada *Coded OFDM* (COFDM). A modulação COFDM é eficiente para a transmissão de TV digital, pois ela permite a introdução de mais programas de televisão digital em um número limitado de canais disponíveis. O padrão DVB-T permite desde a transmissão da resolução convencional SDTV, até a de alta definição HDTV. Neste sistema é possível a escolha entre qualidade de imagem ou diversidade de serviços, ou seja, consegue-se transmitir imagens em alta definição ou compartilhar a banda do canal para a transmissão em baixa resolução com serviços e programas oferecidos simultaneamente.

Estão previstos, no DVB-T, dois tipos de transmissão: a transmissão

não hierárquica, na qual o fluxo de dados é enviado por um só feixe de dados e a transmissão hierárquica, na qual o envio simultâneo de informação em dois feixes de dados que podem ter camadas de prioridades distintas, uma de alta prioridade e outra de baixa prioridade [2].

2.2 O padrão DBV-T

O padrão DVB-T foi projetado para trabalhar nas larguras de banda de 5MHz, 6MHz, 7 MHz e 8 MHz, mediante ajustes de configuração.

O sistema de TV digital pode ser visto como uma composição de três subsistemas: compressão de sinais fontes e codificação, serviços de multiplexagem e transporte do conteúdo e transmissão por radiodifusão terrestre [1]. O diagrama em blocos de um sistema básico de TV digital é apresentado na Figura 1.

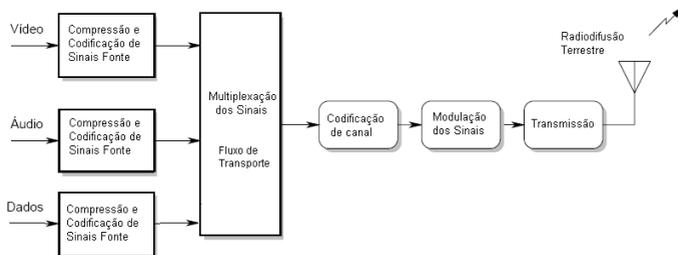


Figura 1: Modelo de referência para TV digital [1]

O bloco de compressão e codificação de sinais fonte tem a finalidade de reduzir o número de bits necessários para representar a informação a ser transmitida. O DVB-T utiliza o MPEG-2 para a codificação de vídeo e o MPEG-2 *layer II* ou Dobby AC-3 para o áudio. Já o bloco de multiplexação e serviço de transporte utiliza o padrão MPEG-2 *Transport Stream* (MPEG-2 TS), cuja função é inserir o fluxo de informação em um único feixe de dados a ser transmitido pelo canal [11].

A transmissão por radiodifusão terrestre é composta pelos blocos de codificação de canal e modulação do sinal. Através do bloco codificador de canal o feixe de dados recebe bits de controle, que serão utilizados para a recuperação do sinal no receptor.

Na modulação, camada física do sistema de transmissão, o sinal de

informação modula digitalmente um sinal de portadora na frequência destinada ao canal de transmissão [1]. A transmissão é realizada por radiodifusão terrestre.

2.3 Transmissão de dados no padrão DVB-T

Nesta seção apresentam-se os aspectos de transmissão do padrão DVB-T. Antes do processo de modulação e transmissão, o sinal passa por etapas de processamento, cujo objetivo é adequá-lo para a transmissão por radiodifusão terrestre. Desta maneira, apresentamos primeiramente, de forma resumida, as etapas de processamento do sinal digital. A Figura 2 apresenta o diagrama em blocos funcional do padrão DVB-T [2].

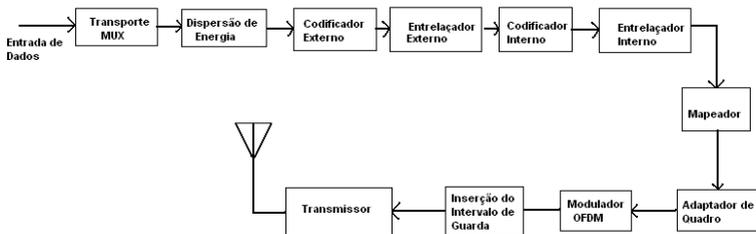


Figura 2: Diagrama em blocos funcional do padrão de TV digital DVB-T

2.3.1 Transporte do Fluxo de Dados- MUX

A entrada digital do sistema DVB-T consiste no feixe de transporte serial MPEG-2. O padrão empregado nesta etapa de transporte é o MPEG-2 *Transport Stream*, pois o mesmo foi desenvolvido especificamente para prover um eficiente transporte de conteúdo em canais de banda limitada. O DVB-T trabalha com pacotes de dados multiplexados comprimidos de 188 bytes onde, 187 Bytes carregam a informação útil como vídeo, áudio ou dados digitais e 1 Byte é destinado a bits de sincronismo, conforme mostra a Figura 3.

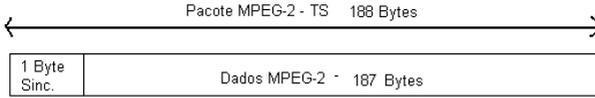


Figura 3: Pacote MPEG-2 TS [2]

2.3.2 Dispersão de Energia

O sinal de entrada da etapa de dispersão de energia são os pacotes MPEG-2 TS de tamanho fixo, 188 bytes cada, vindos do MUX. O dispersor embaralha os pacotes MPEG-2 por meio de uma operação lógica chamada OU-Exclusivo (XOR). A operação lógica é feita entre os bits de informação e os bits de uma sequência pseudo-aleatória, *Pseudo Random Binary Sequence* (PRBS) gerada por um registrador de deslocamento polinomial [1]. O processo do dispersor de energia, do padrão DVB-T, é apresentado na Figura 4.

O embaralhamento do sinal tem por objetivo evitar que uma sequência de zeros ou uns seja enviada fazendo com que o receptor perca o sincronismo, além de permitir que o espectro do sinal seja distribuído uniformemente pela banda do canal.

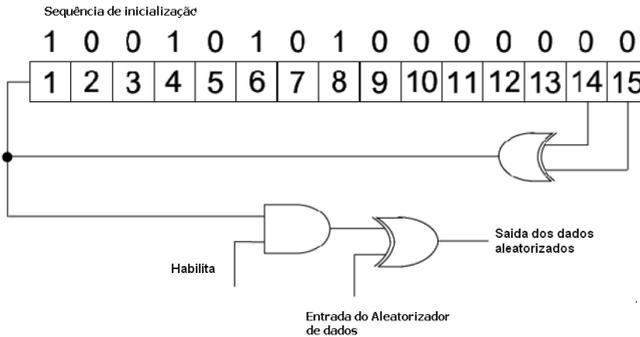


Figura 4: Processo do dispersor de energia do padrão DVB-T [2]

O polinômio utilizado para gerar a sequência pseudo-aleatória é dado por:

$$g(x) = 1 + X^{14} + X^{15} \quad (2.1)$$

Os registradores de deslocamento desse gerador PRBS são carregados com uma sequência inicial “10010101000000”, no começo de cada grupo de oito pacotes MPEG-2 TS. Para gerar a sequência inicial ao dispersor, o primeiro byte do grupo de oito pacotes tem os bits invertidos de 47(HEX), valor correspondente ao byte de sincronismo, para B8(HEX), que representa o byte de sincronismo invertido. Durante este processo o gerador PRBS está desabilitado. O tamanho da sequência do aleatorizador de dados é $2^{15} - 1 = 32767$ [2].

O pacote proveniente do dispersor de energia é mostrado na Figura 5.

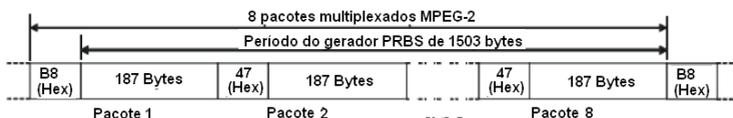


Figura 5: Pacote de dados aleatorizado [2]

2.3.3 Codificador e Entrelaçador Externo

A codificação externa é aplicada a cada pacote embaralhado vindo do dispersor de energia. O código corretor de erros empregado nesta etapa é o código de blocos *Reed Solomon* - RS(n,k,t), onde n representa o número de bytes do sinal codificado, k o número de bytes do sinal de entrada e t a capacidade de correção de erros.

O codificador RS apresenta a configuração RS(255,239,8). No sistema DVB-T é usada uma versão reduzida do código RS que apresenta um sinal de entrada com k=188 bytes, um sinal de saída com n=204 bytes e capacidade de correção de erros t=8 bytes, RS(204,188,8). Este código possui 16 bytes de paridade, ou seja, são acrescentados a cada pacote de entrada 16 bytes, o que possibilita a correção de até 8 bytes por bloco de dados. O código também é aplicado ao byte de sincronismo [2].

Esta versão reduzida do codificador RS pode ser implementada inserindo 51 bytes preenchidos com zero na entrada do codificador, antes dos bytes de informação de cada pacote. Após a saída do codificador RS estes bytes de valor zero são retirados e descartados, resultando em uma palavra codificada com 204 bytes. A Figura 6 ilustra a estrutura de um pacote de dados com codificação RS.

Logo após, os bytes codificados RS são entrelaçados para aumentar a

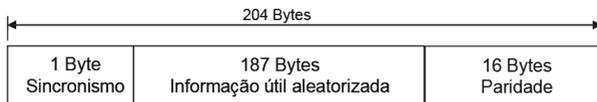


Figura 6: Pacote de dados codificados com *Reed Solomon*(204,188,8) [2].

eficiência contra os erros de bloco. A função do entrelaçador é espalhar os pacotes vindos do codificador RS, de forma a prover um decorrelacionamento dos erros em rajada. Assim, os dados oriundos do codificador RS são embaralhados e entregues à próxima etapa de processamento, o codificador externo, em uma ordem diferente. O padrão DVB-T utiliza um entrelaçador convolucional de bytes com 12 ramos ($I=12$) de entrelaçamento e registradores de memória de 17 bytes ($J=17$), que correspondem aos registradores de deslocamento. Os 12 ramos são conectados ciclicamente na saída do codificador *Reed-Solomon* e repassam um símbolo de cada vez em cada ramo, onde cada símbolo possui 8 bits. No ramo $I=0$, os dados são transferidos imediatamente não sendo necessária a utilização de memória. Os símbolos de sincronismo são sempre enviados no ramo $I=0$. A Figura 7 mostra o esquema do entrelaçador/desentrelaçador externo do sistema DVB-T.

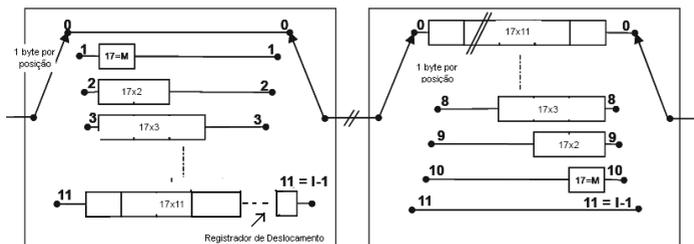


Figura 7: Diagrama do entrelaçador/desentrelaçador externo [2]

A Figura 8 ilustra um pacote proveniente da saída do entrelaçador de bytes.

2.3.4 Codificador e Entrelaçador Interno

A codificação interna tem a função de acrescentar bits ao sinal e assim permitir uma melhor correção de erros de bits. Esta codificação pode ser vista como uma segunda etapa de correção de erros.

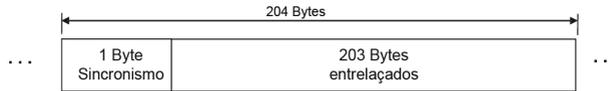


Figura 8: Pacote de dados na saída do entrelaçador convolucional de byte [2]

A codificação interna do sistema DVB-T consiste de uma faixa de códigos convolucionais punccionados de um código mãe. A escolha da taxa de código é realizada de acordo com o nível de correção requerido pelo serviço utilizado. O polinômio gerador do código mãe é $G1=171(\text{octal})$ para a saída X e $G2=133(\text{octal})$ para a saída Y, conforme ilustra a Figura 9.

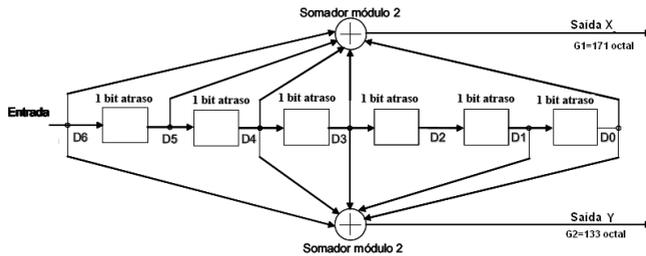


Figura 9: Codificador Convolucional de taxa mãe = 1/2 e saídas X e Y [2]

A taxa do código mãe utilizada é 1/2, com 64 estados. Para alterar esta taxa é utilizado um punccionamento e assim pode-se obter as taxas de 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8. A Tabela 1 ilustra as possíveis taxas de códigos obtidas a partir da taxa mãe 1/2, [2].

Tabela 1: Relação de taxas de código a partir do punccionamento da taxa mãe 1/2

Taxas de códigos	Punccionamento	Sequência transmitida
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	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

Após o codificador interno, os dados passam pelo entrelaçador interno. O entrelaçador interno é composto por um demultiplexador, um entrelaçador de bits e um entrelaçador de símbolo. A Figura 10 apresenta o diagrama do entrelaçador para um esquema de modulação 64-QAM.

O demultiplexador deve dividir o feixe de entrada em v bits, onde $v=2$ feixes para QPSK, $v=4$ feixes para 16-QAM e $v=6$ feixes para a modulação 64-QAM. O entrelaçamento de bits é aplicado somente aos bits que contém informação útil.

Cabe salientar que algumas portadoras do sistema são usadas para carregar informação de sinalização e referência. Assim, no modo 2k, tem-se 1512 portadoras de informação útil, enquanto no modo 8k elas são 6048 portadoras.

O entrelaçador utiliza blocos de 126 bits cada. Assim são necessários 12 e 48 conjuntos de blocos em paralelo para transmitir respectivamente no modo 2k e 8k.

Na saída do entrelaçador, v bits são agrupados para formar os símbolos de dados digitais, onde um símbolo com v bits é composto por um bit de cada bloco entrelaçador. Assim, na saída do entrelaçador de bit temos uma palavra y'_w de v bits, onde no entrelaçador de bit "10", ilustrado na Figura 10, temos o bit mais significativo, conforme é descrito na equação que segue:

$$y'_w = (a_{0,w}, a_{1,w}, \dots, a_{v-1,w}); \quad (2.2)$$

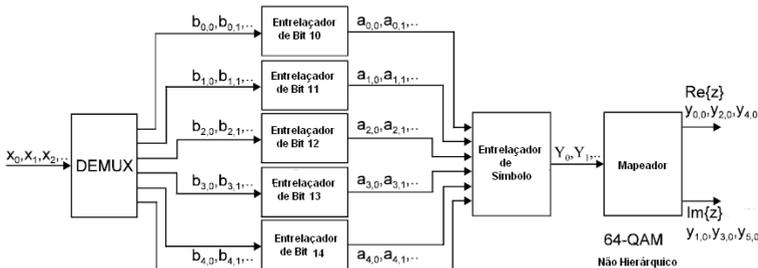


Figura 10: Esquema do entrelaçador interno para transmissão não hierárquica [2]

O objetivo do entrelaçador de símbolo é mapear as palavras de v bits em palavras de tamanho 1512 (modo 2k) e 6048 (modo 8k) que representam as portadoras úteis do símbolo OFDM. Assim, para o modo 2k, 12 grupos de 126 palavras são sequencialmente lidas em um vetor $Y = (y'_0, y'_1, \dots, y'_{1511})$, vindas do entrelaçador de bit, e similarmente, no modo 8k tem-se um vetor $Y = (y'_0, y'_1, \dots, y'_{6047})$ formado por um conjunto de 48 grupo de 126 palavras.

2.3.5 Constelação e Mapeamento do Sinal

O padrão DVB-T trabalha com o mapeamento de números complexos ou pontos de uma constelação, como dados de entrada do modulador. O mapeamento utilizado para a transmissão hierárquica utiliza codificação *Gray*, nas constelações QPSK, 16QAM e 64QAM ilustradas na Figura 11.

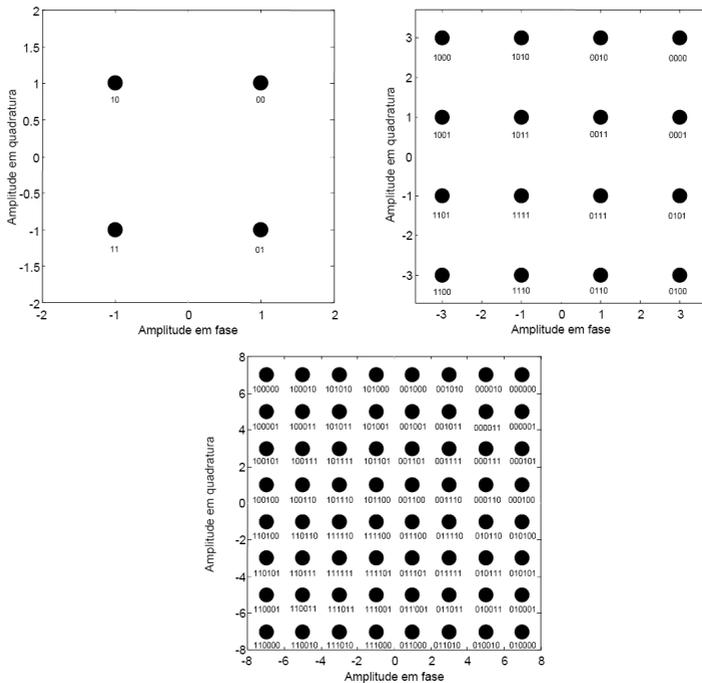


Figura 11: Constelações utilizadas pelo padrão DVB-T (a)- Constelação QPSK (b) - Constelação 16QAM (c) - Constelação 64QAM

Na transmissão hierárquica, dois feixes de dados são transmitidos simultaneamente. O feixe referente à camada de alta prioridade utiliza a modulação QPSK enquanto o de baixa prioridade pode optar por usar a modulação 16 QAM ou 64 QAM. Estes dois feixes, de alta e baixa prioridade, são separados por um fator de normalização, conhecido como α . Este fator α modifica, por exemplo, uma constelação 16 QAM ou 64 QAM, afastando os quadrantes das constelações, como mostram as Figuras 12 e 13.

A Figura 12 mostra uma constelação 16 QAM com: (a) $\alpha = 2$ e (b) $\alpha = 4$.

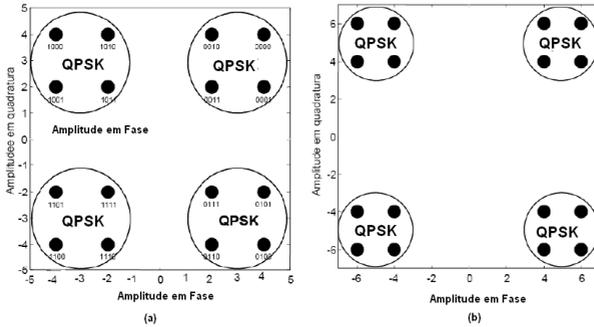


Figura 12: Constelação 16QAM com: (a) $\alpha = 2$ e (b) $\alpha = 4$

A Figura 13 mostra uma constelação 64 QAM com: (a) $\alpha = 2$ e (b) $\alpha = 4$.

Na fase de mapeamento, os dois primeiros bits mais significativos correspondem aos pontos da constelação de alta prioridade codificada na constelação 16 QAM ou 64 QAM, enquanto os dois ou quatro bits restantes correspondem à informação de baixa prioridade modulados em 16 QAM ou 64 QAM.

Segundo a norma DVB-T [2], o fator de normalização α corresponde à razão entre a distância Euclidiana entre dois pontos da constelação que carregam diferentes valores de bits de alta prioridade, pela distância Euclidiana mínima que separa dois outros pontos quaisquer da constelação de baixa prioridade. Por exemplo, na Figura 13-(a), o valor de α pode ser obtido na divisão da distância entre os pontos “011000” e “111000” (de valor 4), pela distância entre os pontos “011000” e “011010” (de valor 2), o que resulta em um valor de $\alpha = 2$. Os pontos citados estão destacados na Figura 13-(a). Estão previstos no padrão os valores de $\alpha=1, 2$ ou 4.

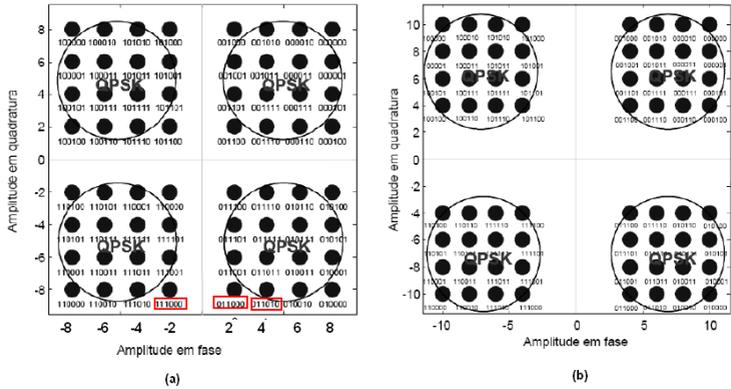


Figura 13: Constelação 64QAM com: (a) $\alpha = 2$ e (b) $\alpha = 4$

Na transmissão não hierárquica o valor de α é igual a 1.

2.3.6 Estrutura do Quadro OFDM

A técnica de modulação utilizada no padrão DVB-T é a multiplexação ortogonal por divisão de frequência (OFDM). Como o padrão prevê uma codificação de canal que antecede o processo de modulação, a modulação é chamada Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência codificada (COFDM).

O sinal transmitido é organizado em quadros, onde cada quadro consiste de 68 símbolos OFDM. Uma estrutura de super quadro é formado por 4 quadros. Cada símbolo é constituído por 8192 portadoras para o modo $8k$ e 2048 portadoras para o modo $2k$ e transmitidos com duração de T_S . T_S é composto por duas partes: T_U que corresponde a duração de tempo das subportadoras e o prefixo cíclico Δ , ou seja $T_S = T_U + \Delta$.

O prefixo cíclico é formado por uma cópia da parte final do símbolo OFDM inserida no início do mesmo. Sua função é tornar o sinal mais robusto à interferência intersimbólica (ISI). Têm-se quatro opções de valores definidos para o prefixo cíclico: $1/4$, $1/8$, $1/16$ e $1/32$ de T_U .

A Tabela 2 ilustra alguns valores característicos do padrão DVB-T para um canal de 8MHz. Note que independente do modo utilizado, um símbolo OFDM ocupa uma banda de 7,61MHz.

Os símbolos OFDM são numerados de 0 a 67 e carregam informações

Tabela 2: Valores numéricos para o padrão DVB-T, nos seus modos de operação, para um canal de 8MHz [2]

Parâmetro	Modo 8k	Modo 2k
Número de portadoras M	6817	1704
Número da portadora inferior M_{min}	0	0
Número da portadora superior M_{max}	6816	1703
Duração de T_U	896 μ s	224 μ s
Espaçamento entre subportadoras	1116Hz	4464Hz
Espaçamento entre as portadoras M_{min} e M_{max}	7,61MHz	7,61MHz

de dados e de referência. Sendo assim, algumas destas portadoras desempenham a função de portadoras piloto, ou seja, elas têm função de sincronização de quadro, de frequência e tempo, além de estimação de canal, identificação do modo de transmissão e correção do ruído de fase.

As portadoras piloto, em um quadro OFDM, podem ser divididas em:

- Piloto Contínua;
- Piloto Espalhada ;
- Piloto TPS (Parâmetros de Sinalização e Transmissão).

A portadora piloto contínua possui a função de sincronismo e controle de fase. Estas portadoras piloto estão situadas nos extremos de cada canal, portadoras 0 e 1703 para o modo 2k e portadoras 0 e 6816 para o modo 8k e em outros pontos ao longo do símbolo OFDM. No modo 2k estão previstas 45 portadoras piloto contínuas enquanto no modo 8k elas são 177.

As portadoras piloto espalhadas carregam informações de referência e estão distribuídas em ordem predefinida dentro de cada símbolo OFDM. Sua função é estimar o canal da portadora piloto e de suas adjacentes.

A piloto TPS é responsável pela sinalização de controle enviada para o receptor. Nesta piloto são enviados parâmetros que informam ao receptor dados como: o número de portadoras empregadas no sistema, o tipo de modulação, codificação, o valor do intervalo de guarda, tipo de transmissão (hierárquica ou não hierárquica), número de quadro, entre outras informações selecionadas pela emissora de transmissão. As portadoras piloto são transmitidas com nível de potência mais elevado em relação as portadoras de dados.

Os valores de alguns dos parâmetros são múltiplos de um valor chamado período elementar, “T”, onde a mudança deste período resulta em uma mudança no espaçamento entre subportadoras, no comprimento do símbolo, no tamanho do intervalo de guarda e na taxa de bits úteis transmitida. Para cada largura de banda do canal é estipulado um valor para o período elementar, T. Para canais de 8MHz, $T = 7/64$ (μs), para canais de 7MHz, $T = 1/8$ (μs), para canais de 6 MHz, $T = 7/48$ (μs) e para canais de 5 MHz, $T = 7/40$ (μs).

2.3.7 Modulação OFDM

A modulação OFDM divide um canal de banda larga em M subcanais de banda estreita, utilizando para isso M subportadoras ortogonais entre si. Os dados são divididos em M feixes e transmitidos paralelamente pelos subcanais. Quanto maior o número de subportadoras utilizadas, menor é a taxa de transmissão em cada subcanal. Esta redução na taxa de transmissão por subcanal e a inserção de um intervalo de guarda no símbolo OFDM resulta em um aumento na duração do símbolo transmitido em cada subportadora. Com isso, o sistema de transmissão torna-se mais robusto para transmissão por canais com multipercursos, pois apresenta menor sensibilidade à seletividade em frequência, ou à dispersão temporal.

A modulação OFDM é apresentada, com mais detalhes, no próximo capítulo.

2.4 Conclusão do capítulo

Este capítulo apresentou alguns dados referentes à transmissão do sistema europeu de TV digital, DVB-T. O próximo capítulo apresenta um estudo referente a sistemas multiportadoras, destacando as principais características, vantagens e desvantagens dos sistemas de modulação multiportadora OFDM e FMBC. Vimos neste capítulo que o sistema OFDM é a técnica de modulação empregada por alguns dos sistemas de TV digital, como os padrões DVB-T e ISDB-T. Já o sistema FBMC apresenta características intrínsecas que o qualificam para a transmissão de TV digital, como será discutido no decorrer desta dissertação.

3 SISTEMAS MULTIPORTADORAS

Este capítulo apresenta inicialmente, a aplicação direta da Transformada rápida de Fourier (FFT) como uma técnica de modulação multiportadora, apontando as limitações desta abordagem e, particularmente, sua ineficiência espectral para transmissões por canais com multipercursos. Em seguida, é mostrado que esta abordagem pode evoluir através da utilização de técnicas como a OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) e FBMC (*Filter Bank Multicarrier*). Apresentamos ambos os sistemas detalhando seu funcionamento e suas características.

OFDM tem sido a técnica multiportadora mais utilizada em transmissões de banda larga por ser um sistema robusto às adversidades dos canais com multipercursos. O sistema OFDM utiliza a inserção de um intervalo de guarda, ou prefixo cíclico (CP), no sinal a ser transmitido, tornando o sistema robusto contra os efeitos da seletividade em frequência do canal. Por outro lado, o CP leva a uma diminuição na eficiência espectral, pois parte do sinal transmitido não contém informação útil.

Já a técnica de Modulação Multiportadora baseada em Banco de Filtros (FBMC) foi proposta com o objetivo de aumentar a eficiência espectral, pois utiliza um pulso de formação eficiente, que é bem localizado nos domínios do tempo e da frequência. Além disto, ao contrário da modulação OFDM, na qual a ortogonalidade deve ser assegurada para todas as subportadoras, a técnica FBMC requer ortogonalidade apenas entre os subcanais adjacentes e, a fim de explorar plenamente a largura de banda do canal, utiliza a modulação OQAM (*Offset Quadrature Amplitude Modulation*). Desta maneira, a combinação de banco de filtros com a modulação OQAM possibilita um aumento significativo na taxa de bits transmitida pelo canal, sem a necessidade da utilização de um intervalo de guarda, isto é, o CP.

3.1 A utilização da FFT como modulador multiportadora

A transformada rápida inversa de Fourier (IFFT) pode ser utilizada como um modulador multiportadora e a transformada rápida de Fourier (FFT) pode ser utilizada como um demodulador multiportadora. A Figura 14 apresenta um sistema de modulação multiportadora utilizando a FFT. Detalhando o sistema apresentado nesta figura, definimos que o tamanho da IFFT e FFT é dado por M e, um conjunto de M amostras de dados, $C_i(mM)$ com $0 \leq i \leq M - 1$, é aplicado à entrada IFFT.

A saída da IFFT é expressa por:

$$x(n) = \sum_{i=0}^{M-1} C_i(mM) e^{j2\pi \frac{i(n-mM)}{M}} \quad mM \leq n < (m+1)M \quad (3.1)$$

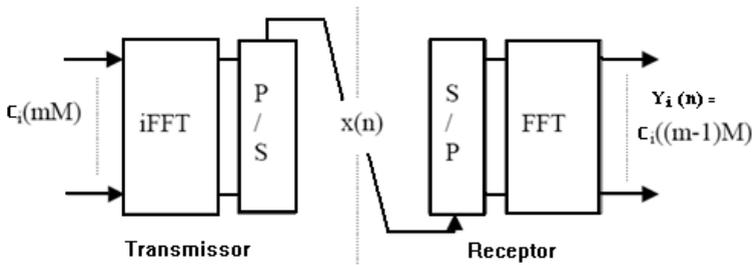


Figura 14: Modulação Multiportadora utilizando a FFT como sistema de modulação [3]

O conjunto de M amostras forma um símbolo multiportador onde m é o índice deste símbolo. Para a transmissão no canal, uma conversão paralelo para serial (P/S) é realizada na saída da IFFT e as amostras $x(n)$ aparecem em forma serial. A frequência de amostragem do sinal transmitido é considerada unitária. o sistema possui M subportadoras e o espaçamento de frequência entre elas é $1/M$. A duração de um símbolo multiportadora “ T ”, é o inverso do espaçamento entre as subportadoras, $T = M$. Note que T é também o período de símbolo multiportadora, que reflete o fato de que os sucessivos símbolos não se sobrepõem no domínio do tempo.

Uma ilustração é dada na Figura 15 para $i = 2$ e $C_2(mM) = \pm 1$. A transmissão do sinal $x(n)$ é uma onda senoidal e a duração T contém $i = 2$ períodos. Da mesma forma, $C_i(mM)$ é transmitida por i períodos de uma onda senoidal de duração T . No geral, o sinal transmitido é uma coleção de ondas senoidais de modo que a duração do símbolo contém um número inteiro de períodos. Na verdade, esta é a condição de ortogonalidade, necessária para a recuperação de dados.

No lado do receptor, uma conversão série para paralelo (S/P) é reali-

zada na entrada da FFT. As amostras de dados são recuperadas por:

$$Y_i(mM) = \frac{1}{M} \sum_{n=mM}^{mM+M-1} x(n) e^{-j2\pi \frac{i(n-mM)}{M}} \quad (3.2)$$

Cabe salientar que devido à cascata de conversores de P/S e S/P, temos uma atraso de um símbolo multiportadora na saída da FFT com relação a entrada da IFFT [12].

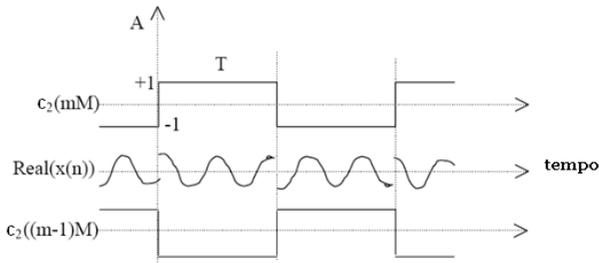


Figura 15: Dados e sinais transmitidos [3]

3.1.1 Efeito da Filtragem na FFT

Para analisar os efeitos da filtragem na FFT, vamos assumir que a FFT seja executada na taxa das amostras transmitidas serialmente. Neste caso a relação entre a entrada e a saída da FFT (ver Figura 14) com índice $i=0$ pode ser escrita como:

$$Y_0(n) = \frac{1}{M} [x(n-M+1) + \dots + x(n)] = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} x(n-i) \quad (3.3)$$

A Equação (3.3) representa a equação de um filtro linear passa-baixas, *Finite Impulse Response* (FIR), com os M coeficientes iguais a $1/M$. Desconsiderando o atraso constante, a resposta em frequência é dada por:

$$I(f) = \frac{\text{sen}(\pi f M)}{M \text{sen}(\pi f)} \quad (3.4)$$

A resposta em frequência é apresentada na Figura 16, onde a unidade

no eixo das frequências é $1/M$.

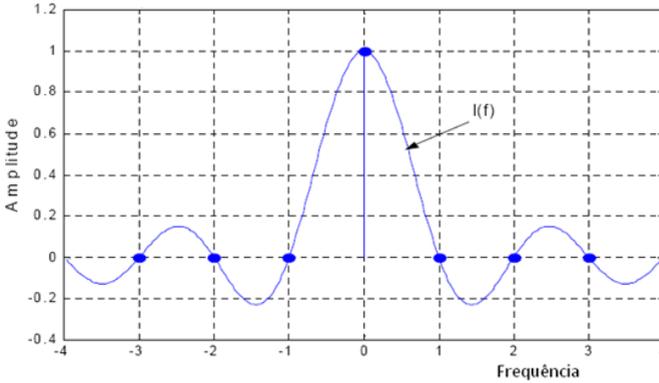


Figura 16: Resposta em frequência do filtro FFT e os coeficientes no domínio da frequência [3]

Nas mesmas condições, a saída da FFT com índice k é dada por:

$$y_k(n) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} x(n-i) e^{-j2\pi ki/M} \quad (3.5)$$

Os coeficientes do filtro são multiplicados por $e^{j2\pi ki/M}$, o que corresponde a um deslocamento de k/M na resposta em frequência. Quando todas as saídas da FFT são consideradas, um banco de M filtros é obtido, como mostra a Figura 17, onde o espaçamento entre as frequências é $1/M$. A condição de ortogonalidade aparece através do cruzamentos em zero nas frequências que são múltiplos inteiros de $1/M$. Percebe-se que apenas uma resposta em frequência do filtro é diferente de zero em todos os múltiplos de $1/M$.

Um filtro FIR pode ser definido por coeficientes no domínio do tempo ou por coeficientes no domínio da frequência. O conjunto dos dois coeficientes são equivalentes e relacionados pela transformada de Fourier discreta (DFT). O processo de filtragem no domínio da frequência corresponde à multiplicação do espectro por uma função que possui valores unitário na faixa de frequência desejada e valores zero na faixa de frequências a ser rejeitada. No domínio do tempo esta operação corresponde a uma convolução entre o sinal e a resposta impulsiva do filtro.

Voltando ao primeiro filtro no banco, a DFT da sua resposta ao im-

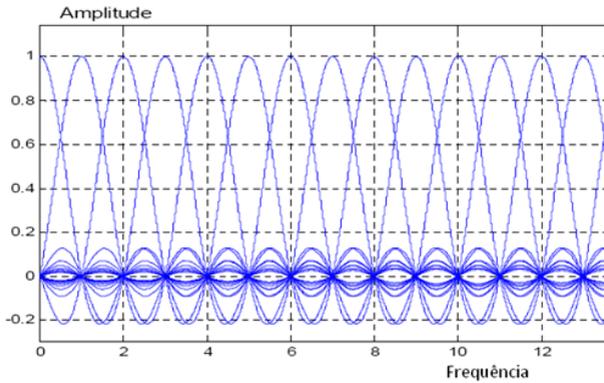


Figura 17: O banco de Filtros FFT [3]

pulso consiste de um único pulso, como mostrado na Figura 16. De fato, os coeficientes de frequência são as amostras da resposta em frequência $I(f)$, que segundo a teoria da amostragem, é derivada das amostras através da fórmula de interpolação apresentada em (3.4).

Verifica-se claramente nas Figuras 16 e 17 que $I(f)$ é a resposta em frequência de um filtro com desempenho limitado, particularmente, com atenuação fora da banda (do inglês *out-of-band*).

Para um bom funcionamento do sistema, o receptor (FFT) deve estar perfeitamente alinhado no tempo com o transmissor (IFFT). Agora, para a aplicação em um canal com multipercursos, devido a sua resposta ao impulso, temos uma sobreposição de símbolos na entrada do receptor e desta forma não é mais possível demodular o sinal apenas com a utilização da FFT, porque a interferência intersimbólica (ISI) foi introduzida e a propriedade de ortogonalidade das portadoras foi perdida.

Para minimizar este problema apresentamos duas opções:

- Estender a duração do símbolo por um intervalo de guarda, onde a duração deste intervalo deve ser maior que o maior atraso esperado pelo canal de comunicação. Assim, é possível realizar a demodulação do sinal recebido com a utilização da FFT, ou
- Manter o sincronismo e a duração do símbolo como eles são, porém adicionar algum processamento para a FFT. Esta técnica é chamada

FBMC, pois este processamento adicional e a FFT juntos, constituem um banco de filtros.

Nas próximas seções detalhamos os tópicos descritos acima.

3.2 Multiplexação por divisão de Frequência Ortogonal (OFDM)

3.2.1 *Introdução ao sistema OFDM*

OFDM é um sistema multi-canal que utiliza modulação multiportadora. A técnica surgiu no final da década de 60 nos trabalhos de Chang [13], e consiste na divisão da largura de banda total em N subcanais menores, utilizando subportadoras ortogonais entre si.

A divisão em N subcanais faz com que a taxa de transmissão seja reduzida N vezes em cada subcanal, com isso tem-se um aumento da duração do símbolo transmitido em cada subportadora, o que implica em uma diminuição da sensibilidade à seletividade em frequência (dispersão temporal) causada pelo canal de comunicação com multipercurso.

O uso de portadoras ortogonais possibilita a sobreposição espectral, ou seja, os espectros das subportadoras se sobrepõem uns aos outros, possibilitando uma melhor eficiência espectral. A Figura 18 mostra o espectro correspondente da técnica OFDM, ilustrando a sobreposição espectral.



Figura 18: Espectro OFDM

A técnica OFDM é baseada no modulador FFT. A diferença é que no sistema OFDM utiliza-se a inserção de um intervalo de guarda em cada símbolo multiportadora tornando o sistema robusto para transmissões em canais com multipercursos, como os canais móveis.

A robustez contra os efeitos destrutivos presentes nos canais de comunicações com multipercursos, associada a utilização da FFT, possibilitou de forma mais rápida e eficiente a geração e detecção dos símbolos OFDM, difundindo a sua utilização.

Atualmente a técnica de modulação OFDM está sendo usada em vários sistemas de comunicação, tais como:

- DAB (Digital Radio Broadcasting)
- DVB-T (Terrestrial Digital Video Broadcasting)
- ISDB-T (Terrestrial Integrated Service Digital Broadcasting)
- Padrões Wi-Fi
- Padrões Wi-Max
- entre outros.

3.2.2 Modelo em tempo discreto do sistema OFDM

Na geração de um símbolo OFDM, em banda base, primeiramente o sinal de informação, $m(n)$, é modulado utilizando esquemas de modulação digitais comuns, tais como : PSK e QAM.

O sinal é então convertido de serial para paralelo, onde cada feixe de dados, C_i , modula uma subportadora. O símbolo OFDM é formado pela soma das amostras, ou seja, dos subsímbolos em todas as subportadoras. A fim de eliminar a ISI, um intervalo de guarda é adicionado ao símbolo OFDM [14]. O diagrama em blocos do sistema de transmissão e recepção da técnica OFDM é apresentado na Figura 19.

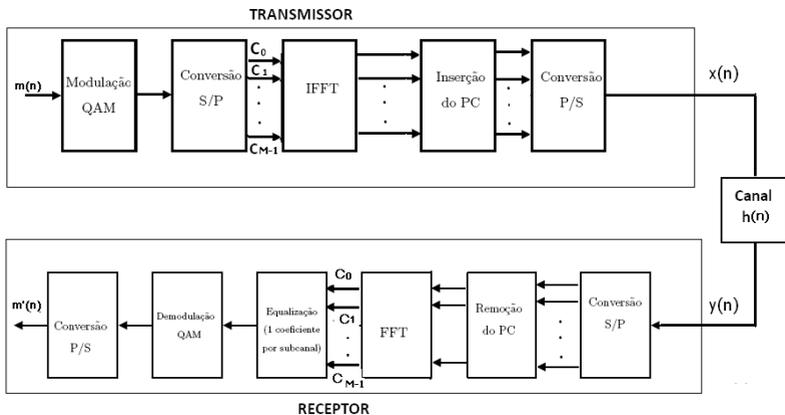


Figura 19: Diagrama em blocos do sistema OFDM

A partir do diagrama em blocos apresentado na Figura 19, pode-se equacionar a geração do símbolo OFDM, no lado do transmissor, conforme a seguinte equação:

$$x(n) = \sum_{i=0}^{M-1} C_i e^{j\frac{2\pi i}{M}n} \quad \text{para } 0 \leq n \leq M-1, \quad (3.6)$$

onde C_i é o subsímbolo complexo transmitido na i -ésima subportadora e a variável n corresponde ao tempo discreto. Logo após é inserido um intervalo de guarda ao símbolo OFDM e, finalmente, um símbolo OFDM em banda base modula uma portadora tornando-se um sinal passa-banda para ser transmitido pelo canal de comunicação.

Na recepção, a recuperação do sinal é realizada com a aplicação da transformada rápida de Fourier (FFT) nos subsímbolos recebidos, definida pela seguinte equação [14]:

$$C_i = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} y(n) e^{-j\frac{2\pi n}{M}i} \quad \text{para } 0 \leq i \leq M-1, \quad (3.7)$$

O processo de recepção do sinal pode ser visualizado na Figura 19.

3.2.3 *Sincronismo*

Apesar do OFDM ser um sistema robusto com relação aos efeitos presentes nos canais de comunicação e, durante a geração do sinal, garantir ortogonalidade entre as subportadoras, este sinal ainda pode ser afetado por rotações de fase e atenuações inseridas pelo canal em cada subportadora. O perfeito sincronismo de frequência entre o transmissor e o receptor é um ponto fundamental para garantir a ortogonalidade entre as subportadoras.

Uma desvantagem do sistema OFDM é a sua vulnerabilidade a erros de sincronismo. Os principais problemas de sincronismo são causados por:

- Perda de sincronismo Temporal - Deslocamento de tempo dos símbolos;
- Perda de sincronismo de Frequência - Deslocamento na frequência da portadora.

O deslocamento de tempo do símbolo ocorre devido a uma incerteza na definição dos limites do símbolo OFDM, ou seja, devido a um desalinhamento dos símbolos na janela de cálculo da IFFT. Se o receptor não tiver

um sincronismo temporal ocasionará problemas de ISI e a interferência entre subportadoras (ICI).

O deslocamento na frequência da portadora ocorre devido a diferença da frequência do oscilador entre o transmissor e o receptor, ocasionando perda de ortogonalidade entre as subportadoras. No receptor é necessário estimar a variação de frequência das subportadoras de modo a estabelecer o sincronismo de frequências e assim minimizar os efeitos da ICI.

Percebe-se que o sistema OFDM é vulnerável a perda de sincronismo, podendo, assim impossibilitar a recepção do sinal. Desta forma é necessária a utilização de técnicas que amenizem esta limitação, como por exemplo: a inserção de um prefixo cíclico (CP), estimação e equalização de canal.

Técnicas de sincronização no tempo e na frequência podem ser encontradas em [15].

3.2.3.1 Intervalo de Guarda e Prefixo Cíclico

Para mitigar a ISI é inserido um intervalo de guarda em cada símbolo OFDM antes da transmissão e retirado na recepção, antes do processo da FFT. O tamanho do intervalo de guarda inserido no símbolo OFDM deve ser escolhido adequadamente de forma que ele seja maior que o máximo atraso temporal esperado pelo canal de comunicação. Desta forma, pode-se garantir que na recepção os sinais dos multipercursos de um símbolo não possam interferir no símbolo adjacente, garantindo que a informação útil do símbolo OFDM seja preservada, eliminando a ISI [16].

Uma alternativa para o intervalo de guarda é a adição de zeros no início do símbolo OFDM. Esta técnica é conhecida como *zero-padding* (ZP). No entanto, canais dispersivos podem provocar diferentes atrasos entre as subportadoras provocando interferência entre as mesmas, a ICI.

A ICI causa perda de ortogonalidade no sistema, degradando a transmissão de dados, pois no domínio do tempo, a inserção de um intervalo de guarda com conteúdo nulo cria uma descontinuidade que faz com que as subportadoras com diferentes atrasos deixem de ser ortogonais [17].

A solução para minimizar este problema veio dos trabalhos de Peled e Ruiz [18], que introduziram o prefixo cíclico no intervalo de guarda. O CP é uma extensão cíclica do símbolo OFDM estendida para o intervalo de guarda. Isto equivale a inserir no início de cada símbolo OFDM o conteúdo da parte final do mesmo símbolo, como pode ser visto na Figura 20.

A Figura 21 ilustra a recepção de duas portadoras sendo a primeira utilizando o *zero-padding* e a segunda com prefixo cíclico. Percebe-se que há

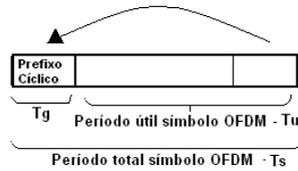


Figura 20: Símbolo OFDM - com adição do prefixo Cíclico

uma descontinuidade na Figura 21 - (a), devido a inserção de um intervalo de guarda com conteúdo nulo. Tal descontinuidade faz com que subportadoras com atrasos diferentes causem perda de ortogonalidade, isto ocorre pois a diferença entre o número de ciclos das duas subportadoras dentro da parte útil do símbolo OFDM, ou dentro do intervalo de cálculo da FFT, não é um número inteiro. Já na Figura 21 - (b), onde há a inserção do prefixo cíclico, percebe-se que não existe tal descontinuidade, sendo assim sempre que os sinais dos multipercursos tiverem atrasos menores que o intervalo de guarda não teremos ICI [17].

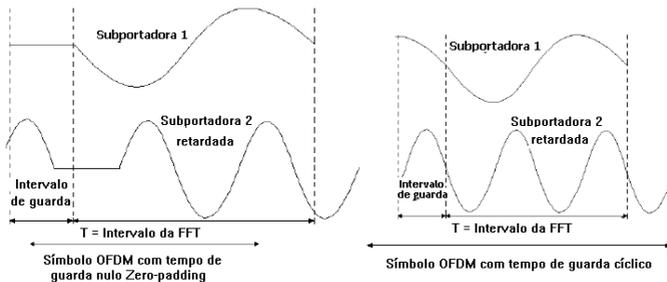


Figura 21: (a)- Intervalo de guarda com conteúdo nulo (*zero-padding*) e (b)- Intervalo de guarda com conteúdo cíclico

A Figura 22 ilustra o diagrama em blocos de um sistema OFDM detalhando a inserção do prefixo cíclico (CP).

Uma análise alternativa para este sistema é baseado em uma representação matricial.

Analisando o diagrama da Figura 22, percebe-se que os dados são

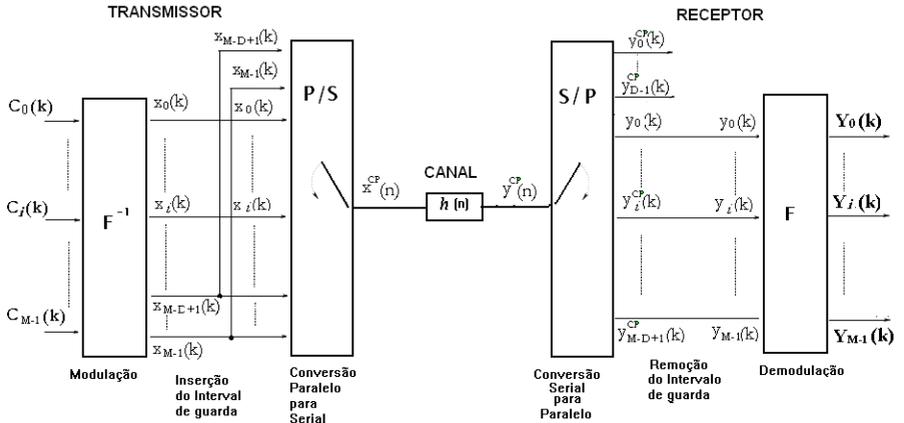


Figura 22: Modelo OFDM com inserção do CP

transmitidos em blocos OFDM de tamanho M , descritos por :

$$\mathbf{C} = [C_0(k), \dots, C_i(k), \dots, C_{M-1}(k)], \quad (3.8)$$

onde o índice k corresponde ao número do símbolo OFDM e o índice i representa cada subportadora. O bloco \mathbf{C} é pré codificado através da matriz inversa da FFT resultando em um bloco no domínio do tempo, definido por:

$$\mathbf{x} = [x_0(k), \dots, x_i(k), \dots, x_{M-1}(k)]. \quad (3.9)$$

Na saída da IFFT um intervalo de guarda com D amostras é inserido no início de cada símbolo OFDM resultando no sinal:

$$\mathbf{x}^{CP} = [x_{M-D+1}(k), \dots, x_{M-1}(k), x_0(k), \dots, x_i(k), \dots, x_{M-1}(k)], \quad (3.10)$$

Esta operação consiste na extensão cíclica, no domínio do tempo, do símbolo OFDM, onde D é maior do que a resposta ao impulso do canal.

O canal é representado por um modelo em tempo discreto e seus efeitos são modelados por um filtro FIR com resposta ao impulso do canal dada por:

$$\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_{L-1}]^T, \quad \text{onde } D > L. \quad (3.11)$$

Na saída do canal $y(n) = x(n) * h(n)$, ou seja, o sinal recebido pelo receptor consiste do processo de convolução entre o sinal de saída do trans-

missor e a resposta ao impulso do canal. Com esta notação a sequência de saída do canal pode ser expressa, na forma matricial, por:

$$\begin{pmatrix} y_{M-1} \\ y_{M-2} \\ \vdots \\ y_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_{L-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & \vdots & h_{L-2} & h_{L-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{L-2} & h_{L-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{M-1}^{CP} \\ \vdots \\ x_0^{CP} \\ x_{M-1}^{CP} \\ \vdots \\ x_{M-D+1}^{CP} \end{pmatrix}, \quad (3.12)$$

que pode ser reescrita de forma mais compacta como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x}^{CP}. \quad (3.13)$$

No receptor, para eliminar a interferência intersimbólica, as primeiras D amostras, $y_{M-1}, \dots, y_{M-D+1}$, correspondente ao prefixo cíclico são descartadas. Com o descarte das amostras corrompidas pela interferência entre símbolos, garante-se uma decodificação sem ISI e, portanto, um desvanecimento plano para cada subcanal [19].

Desta forma, pode-se mostrar que a representação matricial apresenta em (3.12) é equivalente a seguinte representação [20]:

$$\begin{pmatrix} y_{M-1} \\ y_{M-2} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ y_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_{L-1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & \cdots & h_{L-2} & h_{L-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{L-2} & h_{L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_2 & h_3 & \cdots & h_{L-3} & \cdots & h_0 & h_1 \\ h_1 & h_2 & \cdots & h_{L-2} & \cdots & 0 & h_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{M-1} \\ x_{M-2} \\ \vdots \\ \vdots \\ x_0 \end{pmatrix}, \quad (3.14)$$

que pode ser reescrita de forma mais compacta como:

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{x}. \quad (3.15)$$

Este modelo equivalente mostra que a inserção do prefixo cíclico permite que o canal seja modelado através de uma matriz de convolução circulante, $\tilde{\mathbf{H}}$, sobre as M amostras de interesse do símbolo OFDM. Desta forma,

a utilização do CP permitiu transformar a convolução linear entre o canal e o sinal transmitido em uma convolução circular, [21] [22].

A matriz $\tilde{\mathbf{H}}$ é normal ($\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H$)¹ e assim tem uma decomposição em autovalores [20]:

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{U} \mathbf{a} \mathbf{U}^H, \quad (3.16)$$

onde \mathbf{a} é uma matriz diagonal de autovalores de $\tilde{\mathbf{H}}$ e \mathbf{U} é uma matriz unitária cujas colunas constituem os autovetores de $\tilde{\mathbf{H}}$.

A operação da DFT em $x(n)$ pode ser representada pela seguinte multiplicação matricial,

$$\mathbf{C} = \mathbf{Q} \mathbf{x}, \quad (3.17)$$

onde $\mathbf{C} = [C(0), \dots, C(M-1)]^T$, $\mathbf{x} = [x(0), \dots, x(M-1)]^T$, e \mathbf{Q} é uma matriz $M \times M$ expressa por:

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_M & W_M^2 & \dots & W_M^{M-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_M^{M-1} & W_M^{2(M-1)} & \dots & W_M^{(M-1)^2} \end{pmatrix}, \quad (3.18)$$

onde $W_M = e^{-j2\pi/M}$. Visto que,

$$\mathbf{Q}^{-1} = \mathbf{Q}^H, \quad (3.19)$$

a IDFT pode ser similarmente representada por:

$$\mathbf{x} = \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{C} = \mathbf{Q}^H \mathbf{C}. \quad (3.20)$$

Seja \mathbf{v} um autovetor de $\tilde{\mathbf{H}}$ com autovalores λ . Então:

$$\lambda \mathbf{v} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{v}. \quad (3.21)$$

A matriz unitária \mathbf{U} tem colunas que são autovetores de $\tilde{\mathbf{H}}$; ou seja, $\lambda_i \mathbf{u}_i = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{u}_i$ para $i = 0, 1, \dots, M-1$, onde \mathbf{u}_i é a i -ésima coluna de \mathbf{U} . Também pode ser mostrado que as colunas da matriz DFT \mathbf{Q}^H são autovetores de $\tilde{\mathbf{H}}$, o que implica que $\mathbf{Q} = \mathbf{U}^H$ e $\mathbf{Q}^H = \mathbf{U}$. Assim, temos que:

¹ $\tilde{\mathbf{H}}^H$ representa a matriz Hermitiana (conjugada transposta) da matriz $\tilde{\mathbf{H}}$.

$$\begin{aligned}
\mathbf{Y} &= \mathbf{Q}\mathbf{y} \\
&= \mathbf{Q}[\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{x}] \\
&= \mathbf{Q}[\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{Q}^H\mathbf{C}] \\
&= \mathbf{Q}[\mathbf{U}\mathbf{a}\mathbf{U}^H\mathbf{Q}^H\mathbf{C}] \\
&= \mathbf{Q}\mathbf{U}\mathbf{a}\mathbf{U}^H\mathbf{Q}^H\mathbf{C} \\
&= \mathbf{U}^H\mathbf{U}\mathbf{a}\mathbf{U}^H\mathbf{U}\mathbf{C},
\end{aligned}$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{a}\mathbf{C}; \quad (3.22)$$

Uma representação matricial do sinal recebido, no domínio da frequência, apresentado na Equação (3.22) pode ser descrito por:

$$\begin{pmatrix} Y_0(k) \\ \vdots \\ Y_{M-1}(k) \end{pmatrix}_{M \times 1} = \begin{pmatrix} a_0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & 0 & \ddots & 0 & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & a_{M-1} \end{pmatrix}_{M \times M} \begin{pmatrix} C_0(k) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ C_{M-1}(k) \end{pmatrix}_{M \times 1} \quad (3.23)$$

Esta representação matricial mostra que utilizando o prefixo cíclico e a operação IDFT/DFT, o sinal é transmitido através de M subcanais ortogonais com desvanecimento plano, ou seja, o sinal é afetado apenas por uma constante complexa, \mathbf{a} .

Na recepção do sinal, equalizadores com um coeficiente por subcanal, geralmente, são suficientes para compensar os efeitos introduzidos pelo canal, como veremos na próxima seção.

3.2.3.2 Estimação e Equalização de canal

Vimos que a utilização de um tempo de guarda maior do que o máximo atraso esperado para o canal com multipercurso elimina-se a ISI, porém o símbolo recebido ainda está sujeito a interferências das suas réplicas atrasadas, denominadas de auto-interferência. Para corrigir este problema utiliza-se equalização de canal em cada subportadora [15].

Na prática, o canal é desconhecido pelo receptor. Assim, é necessário estimá-lo de forma que as portadoras possam ser detectadas e equalizadas, corrigindo os problemas causados pela auto-interferência dos símbolos OFDM, assim como por possíveis perdas de ortogonalidade que é a responsável pelo aparecimento da interferência entre subportadoras (ICI).

Sistemas OFDM utilizam frequentemente subportadoras piloto para a realização da estimação do canal. Estas subportadoras piloto não possuem nenhuma informação, são apenas tons senoidais que carregam informação de amplitude, fase e frequência. Como as características dos tons piloto são conhecidas pelo receptor, este pode estimar os desvios de fase, frequência e a variação de amplitude contida nas subportadoras, e desta maneira, estimar o canal. A estimação do canal nas outras subportadoras é realizada através do uso de técnicas de interpolação [23] [24].

O coeficiente de um equalizador, E_k , pode ser calculado com base no critério de forçagem à zero (ZF), onde o valor dos coeficientes são calculados por:

$$E_k = \frac{1}{a_k}, \quad (3.24)$$

ou através do critério do erro quadrático médio mínimo (MMSE), onde os coeficientes são calculados por:

$$E_k = \frac{a_k^*}{|a_k|^2 + \sigma_n^2}, \quad (3.25)$$

onde σ_n^2 representa a variância do ruído branco Gaussiano aditivo.

Como já foi dito anteriormente, o uso do CP transforma a convolução linear, entre o dado transmitido e o canal, em uma convolução circular. Desta maneira, cada subcanal é representado por uma constante complexa, neste caso, diz-se que o canal é plano.

Assim, o processo de equalização consiste apenas, em estimar esta constante complexa, utilizando um dos critérios relacionados acima, e realizar uma multiplicação do dado recebido em cada subcanal pelo inverso desta constante. Portanto, a equalização de subcanal é realizada por um equalizador de apenas um coeficiente.

3.2.4 Janelamento

O sistema OFDM utiliza um janelamento retangular como filtro de transmissão de modo a delimitar os subcanais. Sua resposta em frequência

apresenta grandes lóbulos laterais, como mostra a Figura 23, repetida aqui por conveniência. Estes lóbulos podem causar uma expressiva interferência entre subcanais no caso de perda de ortogonalidade entre as subportadoras [25].

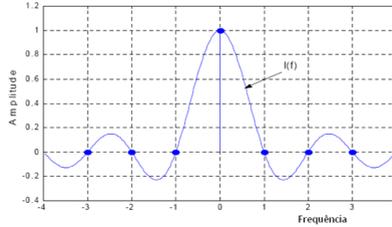


Figura 23: Resposta em frequência do filtro FFT e os coeficientes no domínio da frequência [3]

A densidade espectral de potência de um símbolo OFDM é o resultado da soma das densidades espectrais de todas as M subportadoras do sistema. Tal espectro tem um decaimento lento nos limites adjacentes de acordo com a função *sinc*, conforme mostra a Figura 24, também repetida aqui por conveniência, onde apenas cinco subportadoras são mostradas.

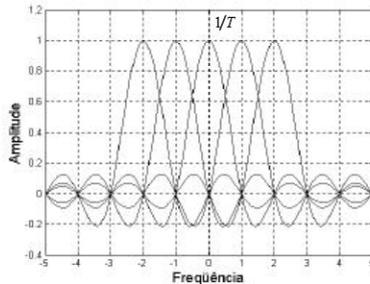


Figura 24: Espectro em frequência de 5 subportadoras de um símbolo OFDM

O janelamento é uma técnica utilizada para reduzir o nível de lóbulos laterais contidos no espectro do sinal OFDM e, assim, reduzir a potência do sinal transmitido fora da banda de interesse [26].

O sistema OFDM utiliza o janelamento temporal cosseno levantado, de modo a fazer o espectro decair rapidamente, conforme mostra a Figura 25.

Aplicado a cada símbolo OFDM o janelamento do tipo cosseno levantado pode ser expresso por:

$$\begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi + t/\beta T_S) & 0 \leq t \leq \beta T_S \\ 1 & \beta T_S \leq t \leq T_S \\ 0.5 + 0.5 \cos(t - T_S)\pi/\beta T_S & T_S \leq t \leq (1 + \beta)T_S \end{cases} \quad (3.26)$$

onde β é o fator *roll-off* que varia, geralmente, entre 0 e 1.

Quanto maior o valor de β maiores serão as reduções nas amplitudes dos lóbulos laterais, ou seja, mais rápido será o decaimento, conforme ilustra a Figura 25.

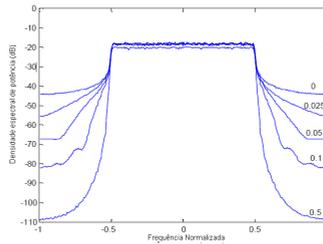


Figura 25: Espectro com 128 subportadoras utilizando cosseno levantado com fatores *roll-off* de 0, 0.025, 0.05, 0.1 e 0.5

Percebe-se através da Figura 25 que a utilização do janelamento oferece um maior decaimento e com isso uma melhor eficiência espectral do símbolo OFDM, reduzindo as interferências nos lóbulos laterais a níveis menores.

3.3 Modulação Multiportadora baseada em Bancos de Filtros (FBMC)

O sistema OFDM, como vimos na seção anterior, utiliza um pulso de formatação retangular, que leva a uma representação espectral do tipo “*sinc*” para cada subportadora. Diz-se que este pulso seja bem localizada no domínio do tempo, porém esta característica não ocorre no domínio da frequência, pois uma portadora do tipo “*sinc*” estende-se por diversas portadoras adjacentes. Assim, na ocorrência de quebra de ortogonalidade entre portadoras a ICI poderá ser significativa, mesmo em portadoras não adjacentes. Tal desvantagem pode ser minimizada com a utilização de um filtro, cuja resposta ao

impulso (pulso de formatação) é bem localizada no tempo e na frequência. Tais filtros são denominados filtros protótipos.

Utilizando sucessivos deslocamentos em frequência, os filtros protótipos são posicionados em pontos frequenciais correspondentes a cada uma das subportadoras do sistema OFDM/QAM. Desta forma, é criado um sistema multiportadora baseado em bancos de filtros. A utilização desse novo sistema multiportadora, para prover maior eficiência, utiliza a modulação OQAM. Assim, os símbolos que eram transmitidos com taxa T no sistema OFDM, agora são transmitidos em taxa $T/2$, pois na modulação OQAM as partes real e imaginária de um símbolo são transmitidas separadamente. O sistema FBMC (do inglês, *Filter Bank MultCarrier*) se caracteriza pela utilização da modulação OQAM associada a um sistema de Bancos de Filtros. Nesta nova abordagem de transmissão multiportadora, temos um aumento da eficiência espectral devido à não utilização do CP, além de combater as interferências provocadas pelo canal de transmissão.

O sistema OFDM devido à utilização do CP, combate a ISI e a ICI. Desta forma utiliza um sistema de equalização simples, de apenas um coeficiente por subportadora. Já o sistema FBMC, ao eliminar o uso do CP, nem sempre a equalização de um coeficiente é suficiente para compensar os efeitos destrutivos introduzidos por estas interferências, o que pode acarretar na utilização de um sistema de equalização mais complexo.

3.3.1 *O modelo do sistema FBMC*

O sistema FBMC assim como o sistema OFDM é baseado na FFT. A diferença é que em sistemas FBMC a FFT é complementada por um conjunto de filtros digitais formando uma rede polifásica, *Polyphase Network* (PPN) [27], enquanto que sistemas OFDM utilizam a inserção do prefixo cíclico (CP) após a IFFT. Desta forma o sinal transmitido é diferente com relação à informação útil que cada sistema carrega. Porém, na inicialização, ou seja, no início do pacote, uma série de funções do sistema OFDM podem ser transferidas para o sistema FBMC, e um alto nível de compatibilidade é alcançado quando o sistema FBMC é bem projetado [4]. A Figura 26 ilustra o diagrama em blocos do sistema FBMC.

Os dados de entrada do modulador são números complexos representando pontos de uma constelação QAM que, após a passagem pelo conversor série/paralelo gera uma sequência de símbolos na entrada do bloco correspondente a IFFT. A Tabela 3 ilustra esta sequência de símbolos aplicada a entrada da IFFT, onde T é a duração de símbolo, $C_i^R[k]$ e $C_i^I[k]$ correspondem

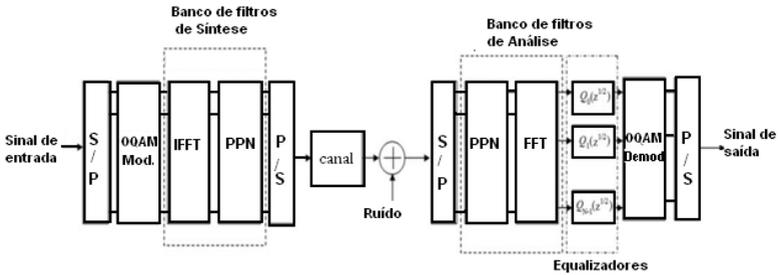


Figura 26: Diagrama em blocos do sistema FBMC

às partes real e imaginária do sinal QAM, respectivamente. O índice k corresponde ao número do símbolo e o índice i representa cada subportadora. Assim a cada $T/2$ segundos uma IFFT de ordem M deve ser calculada. Desta forma os sinais de cada subcanal, na saída da FFT no receptor estão super amostrados.

Tabela 3: Sinal QAM transmitido

nT		$(n+1)T$		$(n+2)T$	
$C_0^R[0]$	$C_0^I[0]$	$C_0^R[1]$	$C_0^I[1]$	$C_0^R[2]$	$C_0^I[2]$
$C_1^I[0]$	$C_1^R[0]$	$C_1^I[1]$	$C_1^R[1]$	$C_1^I[2]$	$C_1^R[2]$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
$C_{M-1}^I[0]$	$C_{M-1}^R[0]$	$C_{M-1}^I[1]$	$C_{M-1}^R[1]$	$C_{M-1}^I[2]$	$C_{M-1}^R[2]$

Na transmissão, a rede polifásica PPN combinada com a IFFT compõe o Banco de Filtros de Síntese (SFB) e, na recepção, a rede polifásica PPN combinada com a FFT formam o Banco de Filtros de Análise (AFB). A tarefa do SFB e do AFB é dividir a largura de banda total em M subcanais iguais. A PPN consiste de um conjunto de filtros cujos coeficientes são obtidos através do projeto do filtro protótipo. O filtro protótipo é um filtro passa-baixas real, que satisfaz o conhecido critério de Nyquist.

No sistema FBMC, assim como no OFDM, a largura de banda total de transmissão é dividida em M subcanais, distribuídos uniformemente na frequência e com espaçamento ΔF . A resposta em frequência do subcanal “ i ” é derivada da resposta de um filtro protótipo com deslocamento na frequência

$i\Delta F$. O filtro protótipo é projetado de forma que cada subcanal " i " sobrepõe apenas os seus vizinhos, por exemplo os sub-canais " $i+1$ " e " $i-1$ ". Para obter a máxima eficiência espectral utiliza-se a modulação OQAM, como será explicado nas próximas seções.

Na modulação OQAM, o sinal complexo é dividido em duas partes: parte real e imaginária. Neste esquema a parte real de um símbolo é transmitida no subcanal " i " enquanto a parte imaginária, do mesmo sinal, é transmitida no subcanal " $i+1$ ", ou seja, as partes real e imaginária de um símbolo de dados complexo não são transmitidas, simultaneamente, como no OFDM. A parte imaginária é atrasada pela metade da duração do símbolo. Neste sistema, a taxa de símbolo torna-se $2\Delta F$.

Os filtros protótipos são caracterizados pelo fator de sobreposição K , que é a relação da duração da resposta ao impulso do filtro pelo período de símbolo T . O fator K é também o número de símbolos multiportadora que se sobrepõem no domínio do tempo. Geralmente, K é um número inteiro e, no domínio da frequência, é o número de coeficientes em frequência que são introduzidos entre os coeficientes do filtro FFT [28].

3.3.2 *Filtro protótipo*

A transmissão digital é baseada na teoria de Nyquist, onde a resposta ao impulso do filtro de transmissão deve cruzar o eixo zero em todos os múltiplos inteiros do período de símbolo. Esta condição traduz-se, no domínio da frequência, pela condição de simetria sobre a frequência de corte, que é a metade da taxa de símbolos. Então, um método simples para projetar um filtro de Nyquist é considerar os coeficientes de frequência e impor a condição de simetria [28].

Em sistemas de transmissão, o filtro de Nyquist é geralmente dividido em duas partes, um filtro "half-Nyquist" no transmissor e um filtro "half-Nyquist" no receptor. Assim, a condição de simetria é satisfeita pelos quadrados dos coeficientes de frequência.

Os coeficientes de frequência do filtro de "half-Nyquist", proposto no projeto em [28], para $K = 2, 3$ e 4 são apresentados na Tabela 4.

No domínio da frequência, a resposta do filtro consiste de $2K-1$ pontos, como mostrado na Figura 27, para $K = 4$.

A resposta em frequência contínua, também mostrada na Figura 27, é obtida a partir dos coeficientes de frequência através da fórmula de

Tabela 4: Coeficientes do filtro protótipo no domínio da frequência [3]

K	H_0	H_1	H_2	H_3
2	1	$\sqrt{2}/2$	-	-
3	1	0.911438	-0.411438	-
4	1	0.971969	$\sqrt{2}/2$	0.235147

interpolação de sinais amostrados dada por:

$$H(f) = \sum_{K=-(K-1)}^{K-1} H_k \frac{\text{sen}(\pi(f - \frac{k}{MK})MK)}{MK \text{sen}(\pi(f - \frac{k}{MK}))}. \quad (3.27)$$

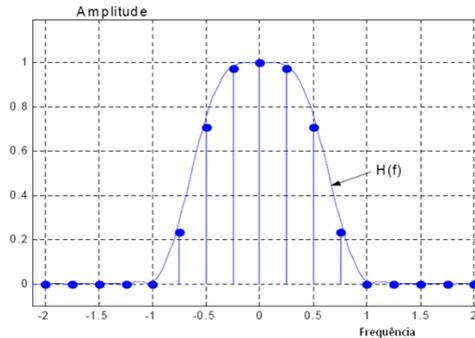


Figura 27: Coeficientes e resposta em frequência para $K=4$ do filtro protótipo proposto pelo projeto PHYDYAS.

As ondulações *out-of-band* (fora da banda) quase desapareceram e um filtro altamente seletivo é obtido. A resposta ao impulso $h(t)$ do filtro é dada através da Transformada Inversa de Fourier da resposta em frequência do pulso, que é :

$$h(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} H_k \cos(2\pi \frac{kt}{KT}). \quad (3.28)$$

A Figura 28 ilustra a resposta ao impulso de um filtro protótipo com $K=4$, comprimento do filtro $L=1024$ e número de subportadoras $M=256$.

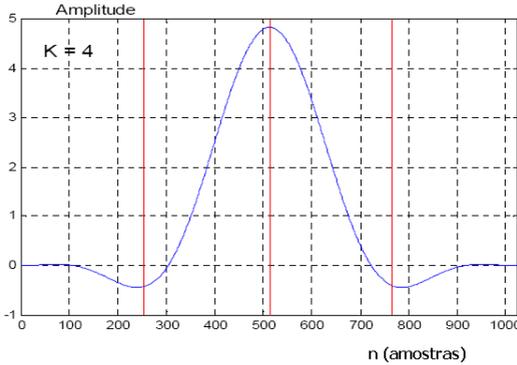


Figura 28: Resposta ao impulso do filtro protótipo para fator de sobreposição $K=4$

Uma vez que o filtro protótipo foi projetado, o banco de filtros é obtido pelo deslocamento em frequência k/M , como no caso da FFT (ver Figura 29). O filtro com o índice k é obtido multiplicando os coeficientes do filtro protótipo por $e^{(j2\pi ki/M)}$ como mencionado na Seção 3.1, para a FFT. O índice de subcanal corresponde ao eixo de frequência e o espaçamento entre as subportadoras é unitário. Uma observação importante é que os subcanais com índice par ou índice ímpar não se sobrepõem. De fato, um determinado subcanal sobrepõe na frequência somente com os seus vizinhos. Se somente os subcanais com índice par ou ímpar são usados não temos então problemas de sobreposição de sinais. Entretanto, se a máxima taxa de dados é o objetivo, os subcanais podem ser explorados e os sinais sobrepostos são separados através da utilização da técnica OQAM [3]. A interferência entre subcanais é importante porque determina o esquema de modulação. Como ilustrado na Figura (29), para um determinado subcanal, o filtro receptor deste subcanal se sobrepõe com o filtro transmissor do subcanal vizinho. Considerando os coeficientes de frequência de dois subcanais vizinhos, a sobreposição ocorre entre $K - 1$ coeficientes.

Desta forma, os coeficientes no domínio da frequência do “filtro interferente” são:

$$G_k = H_k H_{K-k} \quad k = 1, \dots, K - 1. \quad (3.29)$$

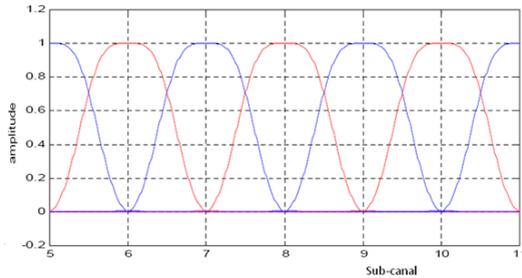


Figura 29: Seção de um banco de filtro protótipo com $K = 4$

O conjunto de coeficientes é simétrico e para $K=4$:

$$G_1 = 0.228553 = G_3; G_2 = 0.5. \quad (3.30)$$

Como mencionado anteriormente, a resposta em frequência da interferência é obtida com a ajuda da fórmula de interpolação que produz:

$$G(f) = \sum_{k=1}^3 G_k \frac{\text{sen}(\pi(f - \frac{k}{MK})MK)}{MK \text{sen}(\pi(f - \frac{k}{MK}))}. \quad (3.31)$$

A resposta em frequência do filtro de interferência é mostrada na Figura 30 para $K = 4$. No domínio do tempo, a resposta ao impulso do filtro de interferência é dada pela transformada inversa de Fourier:

$$g(t) = [G_2 + 2G_1 \cos(2\pi \frac{t}{KT})] \exp^{j2\pi \frac{t}{2T}}. \quad (3.32)$$

Este é um resultado crucial, que determina o tipo de modulação que deve ser usado para evitar interferências. O fator $\exp^{j2\pi \frac{t}{2T}}$ reflete a simetria dos coeficientes de frequência e, devido a este fator, a parte imaginária de $g(t)$ cruza o eixo zero no múltiplos inteiros do período T de símbolo, enquanto a parte real cruza o eixo zero no múltiplos ímpares de $T/2$. Os cruzamentos em zero são intercalados, e é a base para o uso da modulação OQAM. Isto será melhor discutido na Seção 3.3.4.

Agora, considerando o sistema completo, os coeficientes de frequência do filtro transmissor-receptor são os quadrados dos coeficientes do filtro

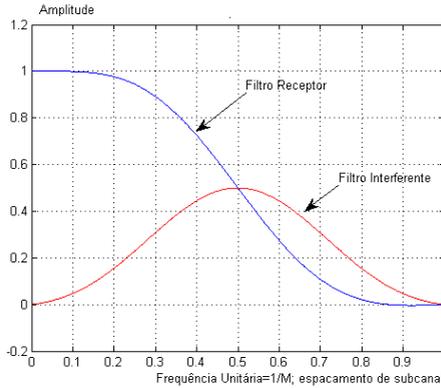


Figura 30: Resposta em frequência do filtro de subcanal e do filtro interferente

protótipo. As respostas correspondentes são dadas por:

$$h_2(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} H_k^2 \cos\left(2\pi \frac{kt}{KT}\right) \quad (3.33)$$

e

$$H_2(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} H_k^2 \frac{\text{sen}\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)MK\right)}{MK \text{sen}\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)\right)}. \quad (3.34)$$

Este é um filtro de Nyquist e sua resposta em frequência é mostrada na Figura 30.

3.3.3 Utilizando a PPN-FFT nos bancos de filtros

Em sistemas FBMC, a FFT é complementada por um banco de filtro digital, chamado de rede polifásica.

No domínio do tempo, o filtro protótipo é definido por um conjunto de coeficientes, e a relação entre a sequência de entrada e saída, é :

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i x(n-i). \quad (3.35)$$

A resposta ao impulso do filtro, de tamanho L, é a sequência de coefi-

cientes $h_i = (0 \leq i \leq L - 1)$ e a resposta em frequência é expressa por:

$$H(f) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i \exp^{-j2\pi i f}, \quad (3.36)$$

onde a frequência de amostragem é considerada unitária. O filtro tem fase linear se os coeficientes são simétricos e, neste caso, o atraso é:

$$\tau = \frac{L-1}{2}, \quad (3.37)$$

para um L ímpar.

A função de transferência $H(Z)$ do filtro protótipo é dada por:

$$H(Z) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i Z^{-i}. \quad (3.38)$$

Assumindo que o comprimento do filtro é um produto de dois fatores, $L=KM$, onde K é o fator de sobreposição e M é o número de subportadoras utilizadas, então a sequência de coeficientes do filtro pode ser decomposta em M sequências intercaladas de K coeficientes e a função de transferência $H(Z)$ pode ser expressa como:

$$H(Z) = \sum_{p=0}^{L-1} H_p(Z^M) Z^{-p}, \quad (3.39)$$

onde:

$$H_p(Z^M) = \sum_{k=0}^{K-1} h_{kM+p} Z^{-kM}. \quad (3.40)$$

Cada elemento de filtro, $H_p(Z^M)$, tem a resposta em frequência de um deslocador de fase, daí o nome de decomposição polifásica e rede polifásica para o conjunto completo.

Agora, voltando para o banco de filtros no transmissor, que é gerado pelo deslocamento da resposta do filtro protótipo no eixo de frequência, uma função de transferência global pode ser derivada. Deslocando a resposta em frequência do filtro $H(f)$ por $1/M$ sobre o eixo da frequência, chegamos a função:

$$B_1(f) = H\left(f - \frac{1}{M}\right) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i \exp^{-j2\pi i (f-1/M)}. \quad (3.41)$$

A função transferência correspondente é:

$$B_1(Z) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i \exp^{j2\pi i/M} Z^{-i}, \quad (3.42)$$

e é expressa em termos da decomposição polifásica por:

$$B_1(Z) = \sum_{p=0}^{M-1} \exp^{j\frac{2\pi}{M}p} Z^{-p} H_p(Z^M). \quad (3.43)$$

O ponto chave aqui é que as funções $H_p(Z^M)$ não são afetadas pelo deslocamento em frequência. Então, considerando todos os deslocamentos por múltiplos de $1/M$ e os filtros associados, e fazendo $W = \exp^{-j2\pi/M}$, a seguinte equação matricial é obtida:

$$\begin{pmatrix} B_0(Z) \\ B_1(Z) \\ \vdots \\ B_{M-1}(Z) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \cdot & \cdot & 1 \\ 1 & W^{-1} & \cdot & \cdot & W^{-M+1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 1 & W^{-M+1} & \cdot & \cdot & W^{-(M-1)^2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_0(Z^M) \\ Z^{-1}H_1(Z^M) \\ \vdots \\ Z^{-(M-1)}H_{M-1}(Z^M) \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

A matriz quadrada é a matriz da transformada inversa discreta de Fourier (IDFT) e todos os filtros no banco têm os mesmos elementos de filtro $H_p(Z^M)$. Na implementação, a saída do transmissor é a soma das saídas dos filtros do banco. Assim, o processamento associado com o elemento do filtro $H_p(Z^M)$ pode ser realizado após a soma que é feita pela IDFT.

A estrutura para a implementação do banco de filtros no transmissor é mostrada na Figura 31.

O mesmo esquema aplica-se ao banco de filtros no receptor. A diferença é que as mudanças de frequência são múltiplas de $-1/M$ e, a transformada de Fourier discreta (DFT) substitui a IFFT. Na verdade, para cada subcanal, o sinal de interesse é deslocado em torno da frequência de origem e filtrado. Mais uma vez, os elementos filtrantes são os mesmos para todos os filtros no banco e, uma vez que é a soma dos sinais no subcanal que é recebida, o processamento pode ser comum e a separação dos sinais pode ocorrer depois, com a ajuda da DFT.

O diagrama em blocos do sistema de transmissão e recepção é mostrado na Figura 32. É claro que, na prática, o tamanho da DFT é uma

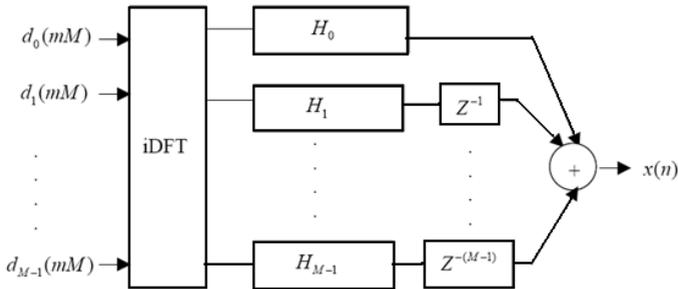


Figura 31: Implementação do banco de filtros com PPN-FFT

potência de dois e o algoritmo da transformada rápida de Fourier (FFT) é implementado. A diferença de estrutura entre as Figuras 14 e 32 é apenas o PPN no transmissor e no receptor.

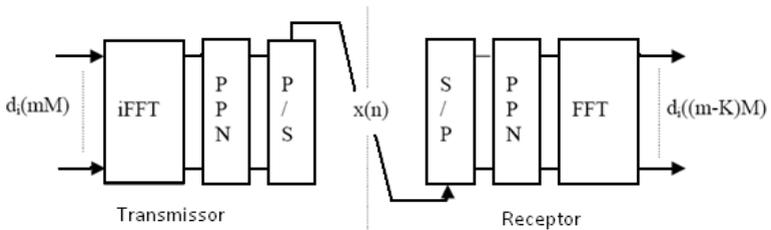


Figura 32: Sistema de transmissão e recepção utilizando o esquema PPN-FFT

O atraso do sistema é K períodos de símbolo, devido ao atraso do filtro protótipo no banco de filtro transmissor e receptor.

Em termos de complexidade, cada seção do PPN tem K multiplicações, como mostrado na Figura 33 para $K = 4$.

A PPN completa requer KM multiplicações, que é menor do que a IFFT, quando o número M de subcanais se torna grande.

3.3.4 Modulação OQAM

Em um sistema FBMC, qualquer tipo de modulação pode ser empregado, desde que os subcanais sejam separados. Por exemplo, se apenas os

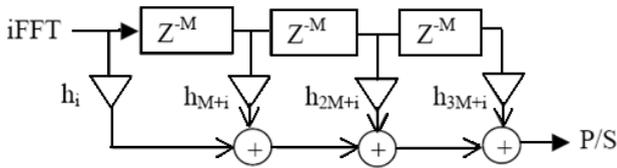


Figura 33: Seção da PPN na transmissão para $K=4$

subcanais com o mesmo índice (ímpar) são explorados, não há sobreposição e a modulação QAM pode ser empregada. No entanto, se o objetivo do sistema é prover a máxima taxa de transferência de informação, todos os subcanais (pares e ímpares) devem ser explorados e uma modulação específica é necessária para lidar com a sobreposição no domínio da frequência dos subcanais vizinhos (adjacentes).

Dois aspectos importantes dos sistemas de transmissão têm sido apontados neste trabalho:

1. Devido à sobreposição de subcanais vizinhos, a ortogonalidade é necessária. Isto é conseguido quando utilizamos a parte real do sinal na entrada da IFFT com índice par e a parte imaginária do sinal na entrada da IFFT com índice ímpar. Mas isso implica em uma redução da capacidade pelo fator 2. Na verdade, a capacidade plena pode ser restaurada com o aspecto seguinte;
2. Devido à propriedade de simetria dos filtros transmissor e receptor e do fato de que eles são idênticos, a parte imaginária da resposta ao impulso do filtro do subcanal interferente cruza o eixo do tempo nos múltiplos inteiros do período de símbolo e a parte real cruza o eixo do tempo em múltiplos ímpares da metade do período de símbolo. Os cruzamentos são intercalados no eixo do tempo, como já mencionado.

Então, a estratégia para atingir plena capacidade é a seguinte: a taxa de símbolo é dobrada, para cada subcanal, utilizando alternadamente a parte real e a parte imaginária da IFFT. Desta forma, a parte real e a parte imaginária de um símbolo de dados complexos não são transmitidas simultaneamente, como em sistemas OFDM, mas a parte imaginária é atrasada pela metade da duração do símbolo.

A parte mais significativa da resposta ao impulso do sistema de transmissão é apresentada na Tabela 5, para o filtro protótipo com fator de sobreposição $K = 4$.

Analisando a tabela percebemos que há interferências compostas apenas por números reais ou apenas por números imaginários em cada subcanal. Para que a transmissão ocorra sem um grande nível de interferência, é necessário transmitir apenas a parte imaginária de um símbolo no subcanal onde a interferência é composta por um número real e, apenas a parte real quando a interferência do subcanal é composta por uma parte imaginária.

A unidade de tempo é a metade do espaçamento de subcanal, que é $T/2$. Observa-se que no subcanal com o índice “ i ”, todos os termos são reais e o critério de Nyquist é refletido pelos zeros.

Nos subcanais “ $i-1$ ” e “ $i+1$ ”, os termos real e imaginário se alternam, os termos que são simultâneos para o termo de referência “ 1 ” sendo real.

Portanto, a partir desta tabela, parece que:

- Os dados podem ser transmitidos na parte real do subcanal i na taxa de espaçamento do subcanal;
- Os dados podem ser transmitidos na parte imaginária do sub canal i na taxa de espaçamento do subcanal e com um deslocamento na unidade de tempo;
- O mesmo esquema pode ser aplicado para a transmissão do subcanal vizinho “ $i+1$ ” e “ $i-1$ ”, desde que as partes real e imaginária sejam trocadas.

Esta técnica impõe o uso da modulação OQAM onde o termo “*offset*” reflete um deslocamento no tempo da metade do inverso do espaçamento do subcanal entre a parte real e a parte imaginária de um símbolo complexo. A taxa de transmissão é a mesma como na modulação QAM, empregada em sistemas OFDM, porém sem o uso do prefixo cíclico [29].

3.3.5 Equalização de canal em sistemas FBMC

Diferente do sistema OFDM/QAM que utiliza o CP, o que leva a utilização de equalizadores com apenas um coeficiente, o sistema FBMC/OQAM, por não utilizar o CP, geralmente, requer a utilização de equalizadores com mais de um coeficiente, o que torna o sistema de equalização mais complexo, quando comparado ao sistema OFDM.

O Capítulo 4 apresenta com mais detalhes a equalização de canal aplicada a sistemas FBMC.

Tabela 5: Resposta ao impulso do sistema de transmissão com banco de filtros ($K=4$)

subcanal / Tempo	p-4	p-3	p-2	p-1	p	p+1	p+2	p+3	p+4
$i-1$	0.005	$j0.043$	-0.125	$-j0.206$	0.239	$j0.206$	-0.125	$-j0.043$	0.005
i	0	-0.067	0	0.564	1	0.564	0	-0.067	0
$i+1$	0.005	$-j0.043$	-0.125	$j0.206$	0.239	$-j0.206$	-0.125	$j0.043$	0.005

3.4 Conclusão do capítulo

Este capítulo apresentou uma introdução a sistemas multiportadoras. Iniciamos com a aplicação da FFT como modulador multiportadora, destacando sua abordagem simples, porém ineficiente para aplicação em canais com multipercursos. Apresentamos a técnica OFDM, difundida por ser um sistema robusto em canais com multipercursos, que deriva sua robustez à interferência intersimbólica (ISI) da utilização de um prefixo cíclico, ao preço de uma redução da eficiência espectral. Porém, a utilização do CP permite a utilização de equalização simples, com apenas um coeficiente por subcanal.

Por fim, vimos que a abordagem de banco de filtros, FBMC, usa de maneira eficiente o espectro do canal, devido à utilização da modulação OQAM associada a um filtro protótipo com respostas bem localizadas no tempo e frequência. Tais características permitem um aumento imediato na taxa de transmissão, já que o prefixo cíclico não é utilizado. Em contrapartida, necessita-se de uma equalização mais complexa, com mais de um coeficiente por subcanal.

O próximo capítulo apresenta os resultados das simulações computacionais realizadas, cujo objetivo é a comparação entre os sistemas OFDM e FBMC, aplicados ao padrão DVB-T de TV digital.

4 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS E RESULTADOS

4.1 Introdução

Este capítulo apresenta as simulações computacionais e os resultados obtidos da análise comparativa entre os sistemas de modulação OFDM e FBMC, aplicados à transmissão de TV digital terrestre.

A ferramenta utilizada para tal foi o programa Matlab/Simulink, e o padrão de TV digital escolhido foi o DVB-T.

A escolha pelo padrão europeu de TV digital se deu pela praticidade e agilidade para a realização de simulações, visto que um modelo do padrão de TV digital DVB-T (OFDM/QAM), desenvolvido segundo a especificação apresentada em [2], é disponibilizado através da biblioteca do Simulink.

Além disto, foram desenvolvidos programas utilizando a ferramenta Matlab de forma a complementar e flexibilizar as simulações, possibilitando a inserção e ou alteração de parâmetros e funções e, assim, obter um melhor controle e acesso no andamento das simulações.

A etapa de processamento do sinal, ou seja, a codificação do sinal fonte e a codificação de canal foram realizadas através do modelo DVB-T disponível em Simulink. Já as etapas de modulação e transmissão do sinal pelo canal com multipercursos foram realizadas através de códigos escritos em Matlab.

Para a realização das simulações computacionais utilizamos, dois modelos de sistema:

- O modelo DVB-T de transmissão utilizando a técnica de modulação OFDM/QAM [2];
- O modelo DVB-T de transmissão utilizando a técnica de modulação FBMC/OQAM.

A comparação de desempenho entre estes dois modelos foi realizada utilizando como parâmetro a taxa de erro de bit (BER) versus a razão sinal-ruído (SNR).

4.2 Canais utilizados nas simulações

Com o objetivo de avaliar o desempenho do sistema de TV digital, em diferentes condições de canal, utilizou-se os canais Brasil, A, B, C, D e E [5],

descritos abaixo:

- Canal Brasil A
 - Representa tipicamente uma recepção com uso de antena externa. Simula um canal com múltiplos ecos fracos e com pequenos atrasos.
- Canal Brasil B
 - É composto por múltiplos ecos apresentando atenuações superiores a 4 dB e grandes atrasos. Representa uma recepção externa debilitada.
- Canal Brasil C
 - Representa uma condição de sinal com múltiplos ecos fortes, mas com atrasos pequenos. Pode simular a propagação em ambiente montanhoso, sem visada direta com o transmissor.
- Canal Brasil D
 - Apresenta múltiplos ecos fortes com pequenos atrasos, porém maiores do que o apresentado no canal anterior . Trata-se de uma recepção interna debilitada.
- Canal Brasil E
 - Representa uma recepção em rede de frequência única SFN (*Single Frequency Network*), em um ponto localizado entre três transmissores a uma mesma distância. Não apresenta atenuações, porém possui três multipercursos com atrasos pequenos.

A Tabela 6 apresenta os perfis de atraso e atenuação dos canais listados acima.

4.3 Apresentação dos modelos Simulados

Como dito anteriormente, os modelos de transmissão de TV digital utilizados nas simulações foram baseados em duas técnicas de modulação, a saber: a técnica de modulação OFDM/QAM padrão e a técnica de modulação baseada no uso de banco de filtros, isto é, a modulação FBMC/OQAM.

Tabela 6: Perfis dos Canais Brasil A, B, C, D e E [5]

Canal	Descrição	1	2	3	4	5	6
Brasil A	Atraso (μ s)	0	0.15	2.2	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	-	-	-

4.3.1 O Modelo DVB-T OFDM/QAM

O modelo DVB-T de TV digital utilizando a modulação OFDM/QAM, obedece à especificação descrita em [2]. A Figura 34 ilustra o modelo OFDM/QAM.

A estrutura do modelo DVB-T pode ser dividida em três partes: Transmissão, Canal e Recepção.

4.3.1.1 Transmissão:

O estágio de transmissão é composto pelo bloco de dispersão de energia seguido da codificação de canal, formada pelo codificador de blocos externo *Reed-Solomon*, o entrelaçador convolucional externo, um codificador convolucional puncionado interno e um entrelaçador interno, seguido pelo mapeador digital QAM. Na sequência, os sinais são encaminhados ao modulador OFDM e, após a inserção do prefixo cíclico, os dados são transmitidos através de uma única antena transmissora.

Nas simulações utilizou-se um prefixo cíclico de comprimento igual a T-OFDM/16, onde T-OFDM é o tamanho do símbolo OFDM.

4.3.1.2 Canal:

A função Rayleigh do Matlab foi utilizada para simular os efeitos dos canais Brasil A, B, C, D e E (considerou-se canais de 8MHz de banda). Um ruído AWGN foi somado ao sinal de saída do canal, cuja variância era ajustada de forma a permitir simulações com diferentes SNRs.

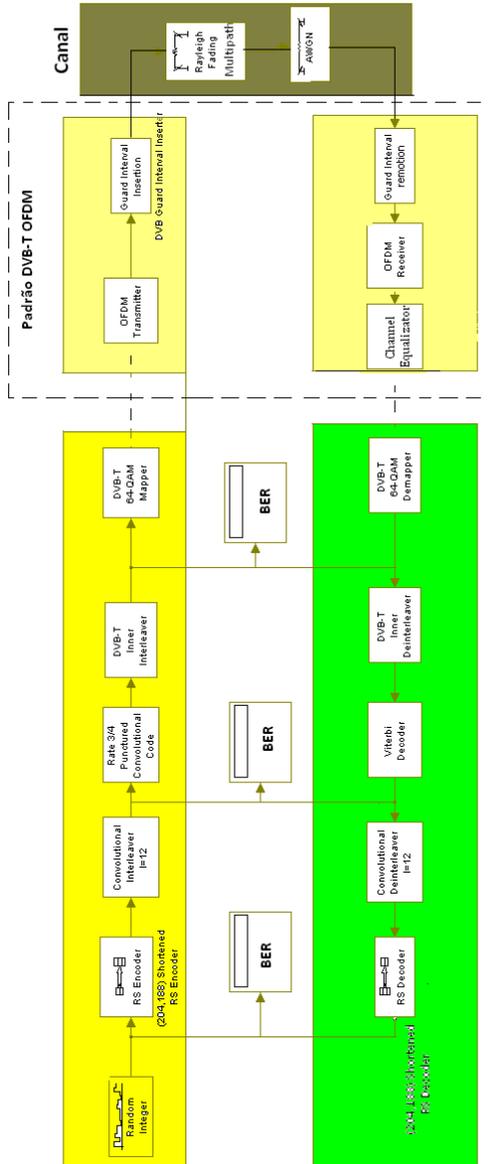


Figura 34: Modelo DVB-T OFDM/QAM.

4.3.1.3 Recepção:

A recepção é composta pelo bloco de demodulação OFDM, equalização de canal, decodificação e detecção do sinal, seguido pelo desentrelaçador. Na demodulação OFDM, primeiramente, é retirado o prefixo cíclico, em seguida é aplicada a transformada rápida de Fourier (FFT). A equalização é realizada utilizando um equalizador de um coeficiente por subcanal. Na decodificação de canal, o sinal passa pelo decodificador QAM seguido pelo desentrelaçador interno, decodificador *Viterbi*, desentrelaçador externo e, por fim, o decodificador de bloco externo *Reed-Solomon*.

Nas simulações, consideramos que o canal é conhecido pelo receptor. Desta forma, não utilizou-se subportadoras piloto para a estimação de canal.

4.3.1.4 Equalizador de canal do modelo OFDM/QAM

Como vimos no Capítulo 3, a utilização do prefixo cíclico (CP) no sistema OFDM transforma a convolução linear entre o canal e o sinal transmitido em uma convolução circular.

Com o descarte dos subsímbolos corrompidos, garante-se uma decodificação sem ISI e, portanto, um desvanecimento plano para cada subcanal. Cada subcanal é afetado apenas por uma constante multiplicativa complexa, a_i . Desta forma, equalizadores de um coeficiente, que podem ser implementados por um simples multiplicador, são suficientes para compensar os efeitos destrutivos introduzidos pelo canal.

Assim, o coeficiente em cada subcanal é calculado através do critério de forçagem à zero (do inglês: *zero-forcing equalizer ZF*), conforme a equação:

$$EQ(i) = \frac{1}{a(i)} \quad (4.1)$$

onde i representa o índice de sub-canal e a caracteriza o fator de atenuação, ou seja, a estimativa de ruído.

4.3.2 O Modelo DVB-T FBMC/OQAM

Neste modelo, o sistema de modulação OFDM é substituído pela técnica de modulação FBMC.

A Figura 35 ilustra o modelo FBMC/OQAM implementado com equalizador de um coeficiente por subcanal e a Figura 36 ilustra o mesmo modelo, porém utilizando um sistema de equalização com três coeficientes

por subcanal.

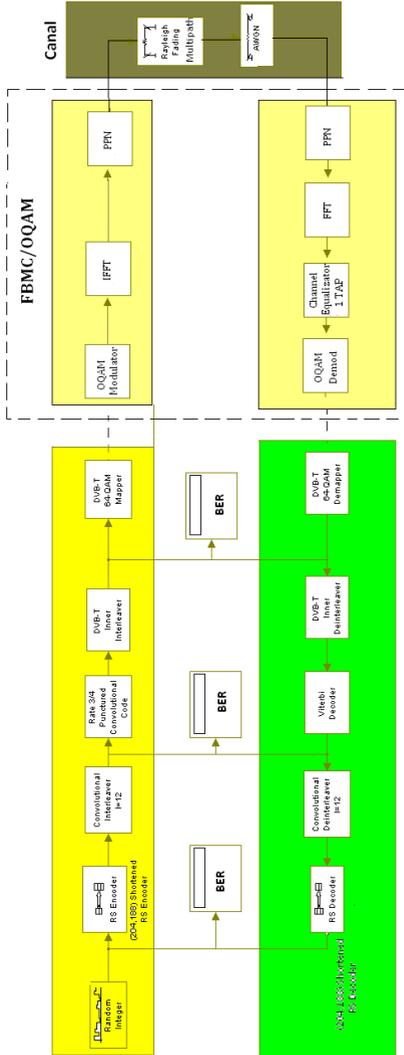


Figura 35: Modelo DVB-T FDMC/OQAM com equalização de um coeficiente por subcanal.

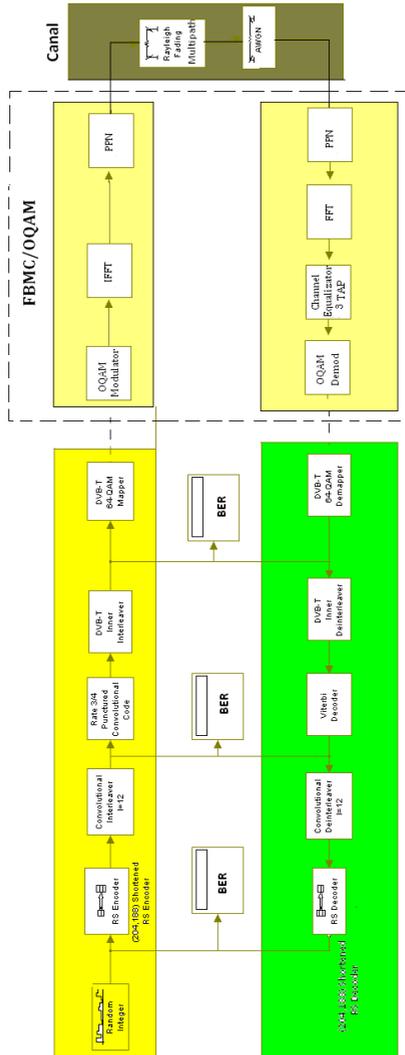


Figura 36: Modelo DVB-T FDMC/OQAM com equalização de três coeficientes por subcanal.

A estrutura do modelo FBMC/OQAM pode ser dividida em três partes: Transmissão, Canal e Recepção.

4.3.2.1 Transmissão:

O processamento do sinal realizado no estágio de transmissão é o mesmo utilizado pelo modelo DVB-T. A diferença entre os dois modelos de transmissão é o uso do modulador FBMC.

4.3.2.2 Canal:

As especificações de canal são as mesmas utilizadas no modelo DVB-T OFDM/QAM.

4.3.2.3 Recepção:

A recepção é composta pelo bloco de demodulação FBMC, equalização de canal, decodificação e detecção do sinal seguido pelo desentrelaçador. O processamento do sinal realizado na recepção é o mesmo utilizado pelo modelo OFDM/QAM.

Nas simulações, consideramos que o canal é conhecido pelo receptor. Desta forma, não utilizou-se subportadoras piloto para estimação de canal.

4.3.2.4 Equalizador de canal do modelo FBMC/OQAM

Como já mencionado, as distorções causadas por canais com multipercursos podem causar ICI e ISI em sistemas FBMC, devido à não utilização do prefixo cíclico (CP). Desta forma, a utilização de equalizadores com um coeficiente por subcanal nem sempre é suficiente para minimizar os efeitos destrutivos de uma transmissão.

Por esta razão, as simulações no modelo FBMC/OQAM foram divididas em duas partes: A primeira utiliza equalizadores com um coeficiente por subcanal e a segunda utiliza equalizadores com três coeficientes.

Para projetar equalizadores com três coeficientes, por exemplo, é necessário o conhecimento de três pontos da resposta em frequência inversa de cada subcanal.

A Figura 37 mostra três pontos conhecidos de três subcanais: $EQ(i)$ é o ponto central do subcanal i , e $EQ(i+1)$ e $EQ(i-1)$ são os pontos centrais dos subcanais adjacentes. Com estes três pontos podemos estimar outros dois

pontos intermediários EQ1 e EQ2, utilizando métodos de interpolação. Assim, com os pontos (EQ(i), EQ1 e EQ2) do i-ésimo subcanal, podemos calcular os coeficientes de um equalizador FIR com três coeficientes.

A Figura 38 mostra os pontos conhecidos e os dois pontos estimados (EQ1 e EQ2), utilizados no projeto de um equalizador de três coeficientes [30].

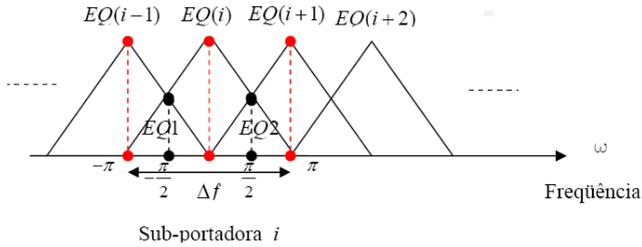


Figura 37: Resposta em frequência por subcanal

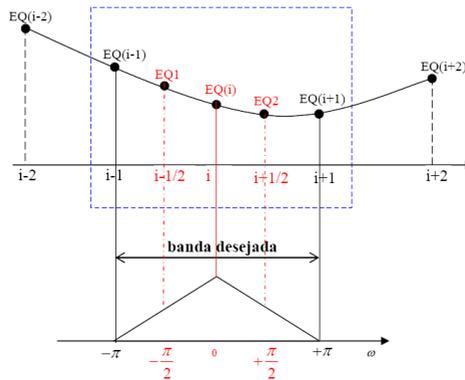


Figura 38: Valores da resposta em frequência inversa do i-ésimo subcanal para o projeto de um equalizador de três coeficientes [4]

A Figura 37 ilustra os pontos EQ1, EQ(i) e EQ2 da resposta em frequência inversa correspondente a todos os subcanais pares. Os valores de frequência associados a estes pontos, em banda base, são $\omega = -\pi/2$, $\omega = 0$ e $\omega = \pi/2$. Para os subcanais ímpares os valores das frequências são $\omega =$

$\pi/2$, $\omega = \pi$ e $\omega = 3\pi/2$. Assim, os coeficientes do equalizador podem ser calculados usando o seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} F(e^{-j\frac{\pi}{2}}) = EQ1 \\ F(e^{-j0}) = EQ(i) \\ F(e^{+j\frac{\pi}{2}}) = EQ2 \end{cases} \quad \text{para subcanais pares} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} F(e^{+j\frac{\pi}{2}}) = EQ1 \\ F(e^{-j\pi}) = EQ(i) \\ F(e^{+j\frac{3\pi}{2}}) = EQ2 \end{cases} \quad \text{para subcanais ímpares} \quad (4.3)$$

Resolvendo este sistema de equações obtemos as expressões apresentadas em 4.7 4.8 e 4.9. O mesmo procedimento pode ser feito para projetar um equalizador de cinco ou mais coeficientes.

4.3.2.5 Projeto do Equalizador Espaçado Fracionalmente por subcanal

A qualidade da interpolação é requisito fundamental para um bom desempenho do equalizador, pois uma abordagem linear simples é insuficiente contra as severas distorções provocadas pelo canal. Em particular, a interpolação linear das partes real e imaginária das amostras complexas leva a grandes erros quando a fase do canal muda significativamente entre as amostras, enquanto a amplitude permanece quase constante. Esta situação ocorre, por exemplo, quando desvanecimentos profundos estão presentes na resposta em frequência do canal. Neste caso, a amplitude e fase devem, preferencialmente, ser interpoladas separadamente. Isto é, aproximadamente, alcançado tomando a média geométrica entre as amostras. O procedimento para a interpolação e cálculo dos coeficientes de um equalizador com 3 coeficientes é descrito a seguir.

Como mostrado na Figura 38, os valores EQ1 e EQ2 devem ser calculados em torno de $EQ(i)$, usando as amostras adjacentes $EQ(i-1)$ e $EQ(i+1)$. De acordo com o princípio de interpolação geométrica [23], estes valores são obtidos por:

$$EQ1 = EQ(i-1)(EQ(i)/EQ(i-1))^{1/2} \quad (4.4)$$

$$EQ2 = EQ(i)(EQ(i+1)/EQ(i))^{1/2} \quad (4.5)$$

Cabe salientar que deve-se ter cuidado ao realizar o cálculo do ângulo interpolado, utilizando interpolação geométrica.

A Tabela 7 ilustra alguns exemplos.

Tabela 7: Comparação dos valores de ângulos obtidos no cálculo de interpolação geométrica

Ângulo de EQ(i)	Ângulo de EQ(i+1)	Ângulo resultante da interpolação Linear (θ)	Ângulo correto (ϕ)
$8\pi/9$	$-\pi/3$	$\theta = 5\pi/8$	$\phi = \theta - \pi$ $\phi = -13\pi/8$
$11\pi/8$	$-4\pi/9$	$\theta = \pi/12$	$\phi = \theta - \pi$ $\phi = -11\pi/12$
$\pi/3$	$-8\pi/9$	$\theta = -5\pi/18$	$\phi = \theta + \pi$ $\phi = 12\pi/18$
$4\pi/9$	$-11\pi/18$	$\theta = -\pi/12$	$\phi = \theta + \pi$ $\phi = 11\pi/12$

Conforme ilustra a Tabela 7, se a magnitude da soma dos ângulos de EQ(i) e EQ(i+1) for maior que π , e, dependendo da posição dos ângulos dos mesmos, devemos adicionar ou subtrair π da interpolação linear para obter o ângulo correto. Entretanto estas restrições são satisfeitas quando usamos as equações apresentadas em (4.4) e (4.5) sem reduzi-las, pois o programa Matlab calcula os ângulos em módulo π . Equações semelhantes podem ser encontradas para qualquer fração de interpolação. Estas equações são válidas para qualquer valor de fase absoluta e diferenças de fase de até $\pm\pi$.

Voltando ao cálculo dos coeficientes, na saída do banco de filtro do receptor, a frequência de amostragem para cada subcanal é $2\Delta f$. Considerando a amostragem uniforme, o espaçamento de frequência entre EQ(i) e os pontos intermediários EQ1 e EQ2 é $\Delta f/2$. Desta forma temos $2\Delta f/(\Delta f/2) = 4$ pontos de frequência por subcanal.

Assim, um valor é desconhecido, o qual se denominou de X. A incógnita X pode ser encontrada impondo uma condição sobre os coeficientes encontrados do equalizador usando a transformada de Fourier inversa de 4ª ordem do conjunto X, EQ1, EQ(i), EQ2. Considerando o i-ésimo subcanal, o conjunto de coeficientes obtidos após a IFFT é $\{q_{0i}, q_{1i}, q_{2i}, q_{3i}\}$. O coeficiente central q_{0i} está rodeado pelos coeficientes $q_{-1i} = q_{3i}$ e q_{1i} devido à propriedade de periodicidade da IFFT.

Como queremos projetar um equalizador de apenas 3 coeficientes, basta anular o coeficiente q_{2i} . Assim podemos determinar a incógnita X pela

relação:

$$q_{2i} = \frac{1}{4}(X - EQ1 + EQ(i) - EQ2) = 0 \quad (4.6)$$

Resolvendo para os demais coeficiente, temos:

$$q_{-1i} = \pm \frac{1}{4}((EQ1 - 2EQ(i) + EQ2) + j(EQ2 - EQ1)) \quad (4.7)$$

$$q_{0i} = \frac{1}{2}(EQ1 + EQ2) \quad (4.8)$$

$$q_{1i} = \pm \frac{1}{4}((EQ1 - 2EQ(i) + EQ(2)) - j(EQ(2) - EQ(1))), \quad (4.9)$$

onde os sinais - e + correspondem aos subcanais par e ímpar, respectivamente [4] [30]. Projetos de equalizadores com mais coeficientes podem ser realizados através do mesmo procedimento.

4.4 Apresentação das Simulações

Os parâmetros utilizados nas simulações de ambos modelos estão apresentados na Tabela 8.

Tabela 8: Parâmetros utilizados nas simulações computacionais

Parâmetro	Valor
Modo de operação	2k
Largura de banda	8MHz
Número de portadoras de informação	1512
Duração do símbolo	224μs
Tamanho do bloco (símbolos)	68
Codificação Externa	RS(204, 188)
Codificação Interna	Código convolucional, taxa 3/4

A quantidade de subportadoras utilizadas em cada símbolo segue a especificação apresentada em [2], que utiliza 1512 subportadoras de dados no

modo de operação 2k. As 176 subportadoras piloto contínuas e espalhadas, especificadas pelo padrão, não foram utilizadas, uma vez que a estimação de canal não foi utilizada nos modelos propostos neste trabalho, pois o canal é considerado conhecido.

A utilização da IFFT exige um número mínimo de 2048 subportadoras para o modo 2k. Desta forma utilizou-se uma super-amostragem através da inserção de zeros na sequência das subportadoras até atingir a quantidade de pontos de operação da IFFT. Na recepção, estas subportadoras sem informação são retiradas.

Os modelos foram construídos considerando sincronismo pleno entre o transmissor e receptor. Na prática, essa condição não é real e, assim, utiliza-se subportadoras piloto no receptor, como referência para a obtenção do sincronismo.

A medição da taxa de erro de bits (BER) é realizada em três pontos distintos:

1. Após o demodulador QAM/OQAM;
2. Após o decodificador de *Viterbi*;
3. Após o decodificador *Reed-Solomonn*.

Tais pontos de medição estão ilustrados nos modelos, apresentados nas Figuras 34, 35 e 36.

4.5 Resultados

Nesta seção serão apresentados os resultados das simulações computacionais realizadas nos modelos apresentados nas seções anteriores.

As curvas de BER, aqui ilustradas, foram obtidas de uma média de 2000 quadros de 68 símbolos, enviados para cada razão sinal-ruído (SNR), utilizando uma realização de canal independente para cada caso.

O modelo de simulação FBMC/OQAM, utilizando um sistema de equalização com um coeficiente por subcanal, apresentou um baixo desempenho em todas as simulações realizadas, conforme previsto.

A simulação com o canal Brasil A, apresentada na Figura 39, mostra que o desempenho do sistema FBMC utilizando equalizadores com 3 coeficientes por subcanal apresenta um resultado próximo ao sistema OFDM padrão. As curvas de BER obtidas após os decodificadores *Viterbi* e *Reed Solomon*, apresentadas nas Figuras 39-(b) e 39-(c), mostram que após a faixa de 15 dB o sistema FBMC apresentou um desempenho ligeiramente melhor

que o sistema OFDM padrão. A Figura 40 ilustra as simulações realizadas com o canal Brasil B. Observa-se na Figura 40-(b) que para uma taxa de erro de 10^{-3} obtivemos um ganho de 2.5dB do sistema FBMC com equalização de três coeficientes em relação ao sistema padrão OFDM. As curvas obtidas na simulação do canal Brasil C são apresentadas na Figura 41. Para uma taxa de erro de 10^{-3} , observa-se um ganho do sistema FBMC em relação ao OFDM no valor de 2,2dB. As simulações realizadas no canal Brasil D mostram um ganho do modelo utilizando o sistema FBMC no valor de 3dB, para uma taxa de erro de 10^{-3} , em relação ao modelo OFDM padrão. As curvas para o canal D, são apresentadas na Figura 42. Para o canal Brasil E, os resultados são ilustrados através da Figura 43. Percebe-se um ganho, para uma taxa de erro de 10^{-2} , de aproximadamente 2,4dB do sistema FBMC com equalizador de três coeficientes em relação ao modelo padrão DVB-T, conforme mostra a Figura 43-(c).

4.6 Conclusão do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os modelos simulados para o sistema de transmissão de TV digital baseados no padrão DVB-T. Utilizou-se o modelo padrão, utilizando a técnica de modulação OFDM e, um modelo adaptado para a utilização do sistema de modulação FBMC. Tais modelos foram desenvolvidos neste trabalho e utilizados nas simulações comparativas, com o objetivo analisar a viabilidade da utilização do sistema de modulação FBMC em transmissões de TV digital terrestre.

Foram realizadas simulações comparativas entre os sistemas OFDM e FBMC em transmissões por canais com multipercursos.

Os resultados mostram que o sistema FBMC é um sistema adequado para a transmissão de TV digital terrestre. Permite um aumento imediato na taxa de transmissão, já que o prefixo cíclico (CP) não é utilizado.

O sistema OFDM/QAM opera a uma taxa de T símbolos, desta forma a cada T segundos é executado o par de operações IFFT/FFT. Já o sistema FBMC/OQAM transmite as partes real e imaginária separadamente, operando a uma taxa de símbolo de T/2, com isso o par IFFT/FFT é executado a cada T/2 segundos.

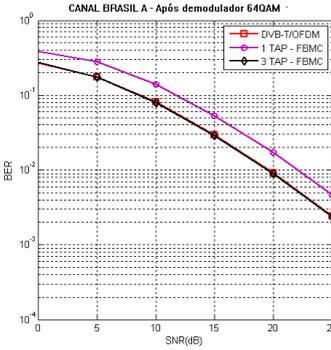
Devido a não utilização do CP no sistema FBMC, a ICI e a ISI não foram completamente eliminadas. Por esta razão, equalizadores com um coeficiente por subcanal nem sempre são suficientes para compensar os efeitos residuais destas interferências. Porém, como a ICI é limitada aos subcanais adjacentes, devido ao tamanho dos lóbulos laterais, a complexidade

é reduzida com a utilização de equalizadores operando a uma taxa de $T/2$ períodos de símbolo, ou seja, equalizadores fracionados espacialmente.

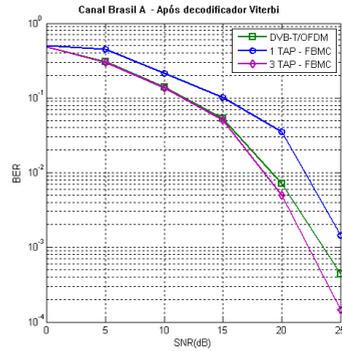
A contrapartida principal para o aumento da eficiência espectral e a robustez trazida pelo sistema FBMC é o aumento da complexidade computacional, essencialmente no receptor, devido a FFT ser executada em taxa dobrada. Desta forma a complexidade aritmética é dobrada em relação ao sistema OFDM. Entretanto, devido a alta performance dos eficientes processadores de sinais digitais ou da utilização de hardware dedicado, sua implementação é viável.

Estudos sobre a complexidade de implementação do sistema FBMC são apresentados em [31] e [32].

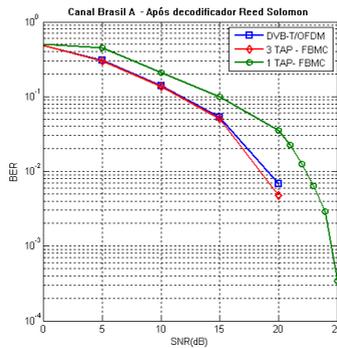
Em [33] é apresentado um comparativo da complexidade computacional entre os sistemas FBMC e OFDM, baseado no número de multiplicações reais necessárias para detecção de um símbolo.



(a) Comparação da BER entre o sistema não codificado DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil A.

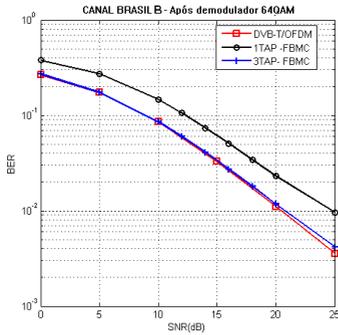


(b) Comparação da BER entre o sistema DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil A, após o decodificador de *Viterbi*.

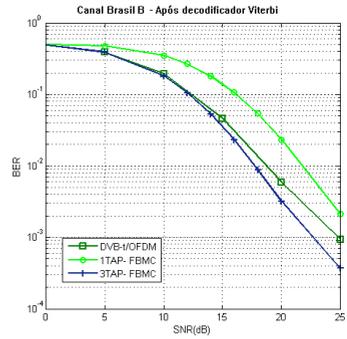


(c) Comparação da BER entre o sistema DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil A, após o decodificador *Reed Solomon*.

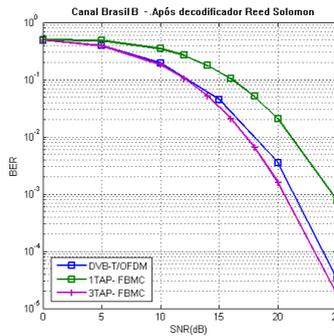
Figura 39: Resultados para o canal Brasil A.



(a) Comparação da BER entre o sistema não codificado DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil B.

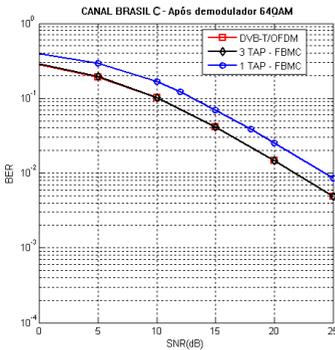


(b) Comparação da BER entre o sistema DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil B, após o decodificador de *Viterbi*.

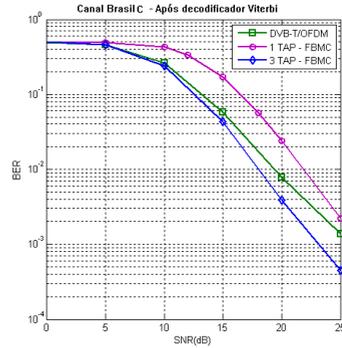


(c) Comparação da BER entre o sistema DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil B, após o decodificador *Reed Solomon*.

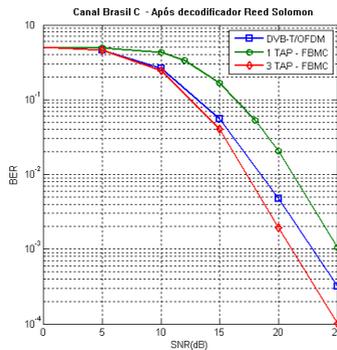
Figura 40: Resultados para o canal Brasil B.



(a) Comparação da BER entre o sistema não codificado DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil C.

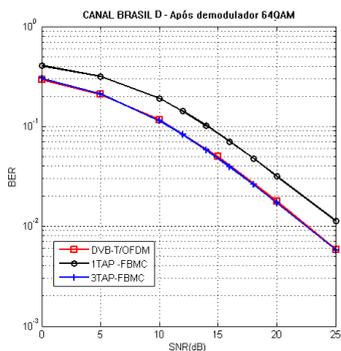


(b) Comparação da BER entre o sistema DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil C, após o decodificador de *Viterbi*.

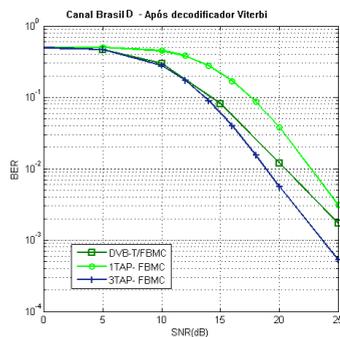


(c) Comparação da BER entre o sistema DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil C, após o decodificador *Reed Solomon*.

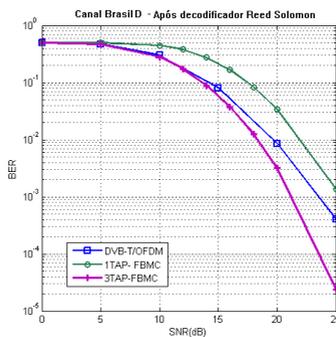
Figura 41: Resultados para o canal Brasil C.



(a) Comparação da BER entre o sistema não codificado DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil D.

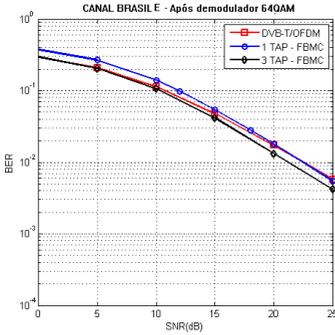


(b) Comparação da BER entre o sistema DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil D, após o decodificador de Viterbi.

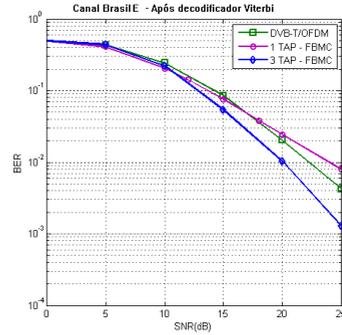


(c) Comparação da BER entre o sistema DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil D, após o decodificador Reed Solomon.

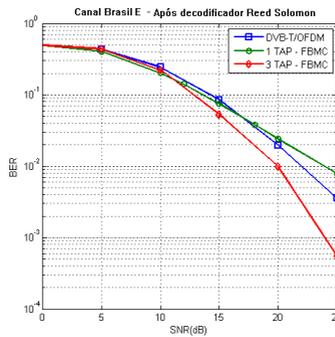
Figura 42: Resultados para o canal Brasil D.



(a) Comparação da BER entre o sistema não codificado DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil E.



(b) Comparação da BER entre o sistema DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil E, após o decodificador de *Viterbi*.



(c) Comparação da BER entre o sistema DVB-T/OFDM e o sistema FBMC com equalização de 1 e 3 coeficientes para o canal Brasil E, após o decodificador *Reed Solomon*.

Figura 43: Resultados para o canal Brasil E.

5 CONCLUSÃO

Nesta dissertação foram introduzidos conceitos sobre o padrão de TV digital terrestre DVB-T, complementados por uma proposta de aprimoramento deste, através da utilização da técnica de modulação multiportadora baseada em bancos de filtros (FBMC).

Inicialmente, apresentou-se o padrão europeu DVB-T de TV digital, ilustrando os detalhes de seus componentes de transmissão e recepção, o sistema de codificação de canal, a modulação do sinal, bem como a arquitetura básica definida na especificação do projeto DVB-T apresentado em [2]. Também foram mostrados conceitos sobre os sistemas multiportadoras OFDM e FBMC, empregados no contexto deste trabalho, apresentando suas principais características e funcionamento.

Os sistemas de modulação multiportadora OFDM e FBMC foram estudados e implementados em modelos de simulações computacionais aplicados à transmissão de TV digital. As simulações tiveram como objetivo a realização de uma análise comparativa entre ambos os sistemas, verificando a viabilidade da utilização da técnica FBMC em sistemas de TV digital.

As simulações foram realizadas utilizando a ferramenta Matlab/Simulink, e os modelos utilizados nas simulações foram baseados no padrão DVB-T [2].

O sistema FBMC/OQAM pode necessitar de um sistema de equalização mais complexo, com a utilização de equalizadores de múltiplos coeficientes. Além disso, devido ao fato de este sistema trabalhar em uma taxa que é o dobro da taxa do sistema OFDM/QAM é necessário realizar duas operações de FFTs a cada período de símbolo. A complexidade computacional é, sem dúvida, mais elevada que o sistema OFDM. Porém devido a alta tecnologia dos processadores de sinais digitais, cada vez mais rápidos e eficientes, esta diferença de complexidade, entre as duas tecnologias, deixa de ser significativa.

As simulações revelaram que a utilização da técnica FBMC permite uma transmissão com taxa de erro de bit (BER) igual ou menor à apresentada pelo sistema OFDM. Além disto provê um aumento na transmissão de informação útil, que pode chegar a vinte e cinco por cento, devido à não utilização do CP em sistemas de transmissão de TV digital.

Os resultados obtidos nesta dissertação foram submetidos e aceitos para apresentação no congresso *IEEE 3rd Latin-American Conference on Communication 2011* [34], sob o título *Performance Comparison Between OFDM and FBMC Systems in Digital TV Transmission*.

5.1 Propostas para Trabalhos Futuros

A continuidade do trabalho apresentado pode ser contemplada com o desenvolvimento de novos modelos de simulação, aplicando novas variações e aprimoramentos aos modelos simulados, e com a realização de novas análises comparativas.

Desta forma, são indicadas algumas propostas para futuros trabalhos:

- O aprimoramento dos modelos simulados com a implementação da estimação de canal, através da utilização de portadoras piloto espalhadas e contínuas, seguindo a especificação do padrão disponível em [2]. A realização de uma comparação com os modelos que utilizam estimação de canal perfeita;
- A implementação de modelos utilizando transmissão Hierárquica.
- A implementação dos modelos em linguagem C. Desta forma o tempo de execução do programa seria reduzido, pois o processamento é mais rápido. A complexidade de programação, entretanto, é mais elevada.
- Realização de uma avaliação mais detalhada da complexidade computacional do sistema FBMC/OQAM;
- A implementação dos modelos simulados em programação VHDL;
- A implementação de modelos utilizando o sistema de TV digital ISDB-T, realizando comparações com os resultados obtidos neste trabalho, fundamentado no padrão DVB-T.

REFERÊNCIAS

- [1] ATSC, S. *Digital Television Standard A/53, Revision C, Including Amendment No.1 and Corrigendum No.1, Advanced Television Transmission*. USA, 2005.
- [2] STANDARD, E. E. T. *Digital Video Broadcasting(DVB), Framing Structure, Channel coding and modulation for digital terrestrial television, ETSI EN 300 744 vV1.6.1*. Ames, USA, 2009. 1-66 p.
- [3] BELLANGER, M. Fbmc physical layer a primer. *PHYDYAS*, v. 1, p. 1–18, 2010.
- [4] ROCHA, C. A. F. da; BELLANGER, M. *Sub-Channel Equalizer Design Based on Geometric Interpolation for FBMC/OQAM Systems*. Rio de Janeiro, Brasil, 2011.
- [5] GROUPS, I. R. S. Guidelines and techniques for the evaluation of dttb systems. *Document 6E/TEMP/131-E*, v. 1, p. 1–38, 2003.
- [6] ALENCAR, M. S. de. *Televisão Digital*. 1ª. ed. São Paulo: Editora Érica, 2007.
- [7] ISDB-T, S. *Channel Coding, Frame Structure and Modulation Scheme for Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISDB-T)*. [S.l.], 1999.
- [8] COLLINS, G. W. *Fundamentals of Digital Television Transmission*. USA: Wiley-IEEE Press, 2000.
- [9] ANATEL. *TV Digital*. Brasil, 2011. Disponível em: <<http://www.anatel.gov.br/>>.
- [10] FASOLO YUZO IANO, L. R. M. J. G. C. S. A. *Sistemas de Modulação para Transmissão de TV Digital de Alta Definição*. Campinas-SP, Abril, 2000. 1-13 p.
- [11] JACSON. *Relatório Integrador dos aspectos técnicos e mercadológicos da TV digital*. Brasil, 2001.
- [12] LATHI, B. P. *Sinais e Sistemas Lineares*. 2ª. ed. USA: Artmed Bookman, 2007.

- [13] CHANG, R. W. *Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission, Vol.45*. SE, Dec. 1966. 1775-1796 p.
- [14] RUSSELL, M.; STUBER, G. *Interchannel Interference Analysis of OFDM in a Mobile Environment*. Chicago,IL, 1995. 820-824 p.
- [15] BAHAI, R. S.; R., S. B. *Multi-Carrier Digital Communications - Teory and Aplcattions of OFDM*. New Jersey: Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [16] RAMASAMI, V. C. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. USA, 2003. 1-29 p.
- [17] MORRISON R.; CIMINI, L. W. S. K. On the use a cyclic extension in ofdm. *IEEE Vehicular Technology Conference*, v. 1, n. Ames, USA, p. 664-668, 2001.
- [18] PELED, A.; RUIZ, A. *Frequency domain data transmission using reduced computation complexity algorithms*. Denver, CO, 1980. 964-967 p.
- [19] DEBBAH, M. *Short introduction to OFDM*. France, 2004. 1-7 p. Disponível em: <www.eurecom.fr/debbah/paper/ofdmtutorial.pdf>.
- [20] GOLDSMITH, A. *Wireless Communication*. 1ª. ed. USA: Cambridge, 2005. 386-400 p.
- [21] GOLUB, G. H.; LOAN, C. F. V. *Matrix Computations*. John Hopkins University Press, 1996.
- [22] BURRUS, C. S.; PARKS, T. W. *DFT/FFT and Convolution Algorithms*. 1. ed. New York: Wiley, 1984.
- [23] D.W.GUNNESS. *Loudspeaker Transfer Function Averaging and Interpolation*. New York, 2010.
- [24] BIESDORF, P. *Interpolação de Imagens através de Extrapolação dos Coeficientes da DSTR*. Campinas, 2000. 10-20 p.
- [25] PRASAD, R. *OFDM for Wireless Communications Systems*. 1. ed. Boston, London: Artech House, Inc., 2004.
- [26] EDFORS O., S. M. B. J. L. D.; SJOBERG, F. *An Introduction to Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. Suécia, 1996.

- [27] COUDREUSE, G. B. M.; BELLANGER, M. *Digital Processing Techniques in the 60 Channel Transmultiplexer*. France, 1978. 698-706 p.
- [28] BELLANGER, M. G. *Specification and Design of a Filter For Filter Bank Based Multicarrier Transmissions*. *IEEE- International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, v. 4, n. (ICASSP-2001), p. 2417–2420, 2001.
- [29] FARHANG-BOROUJENY, B. *Ofdm versus filter bank multicarrier*. *IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE*, p. 92–112, 2011.
- [30] ROCHA, M. B. Carlos Aurélio Faria da; RENFORS, M. *OFDM and FBMC Transmission Techniques: a Compatible High Performance Proposal for Broadband Power Line Communications*. Rio de Janeiro, Brasil, 2011. 154-159 p.
- [31] CARIOLARO, G.; VAGLIANI, F. *An ofdm scheme with a half complexity*. *IEEE Journal on*, v. 13, p. 1586–1599, 1995.
- [32] VANGELISTA, L.; LAURENTI, N. *Efficient implementations and alternative architectures for ofdm-oqam systems*. *IEEE Journal on*, v. 49, p. 664–675, 1999.
- [33] IHALAINEN TOBIAS HIDALGO STITZ, M. R. T.; RENFORS, M. *Channel equalization in filter bank based multicarrier modulation for wireless communications*. *Hindawi Publishing Corporation EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, v. 1, n. Article ID 49389, p. 1–21, 2007.
- [34] ARNDT, D. M.; ROCHA, C. A. F. da. *Performance Comparison Between OFDM and FBMC Systems in Digital TV Transmission*. Belém-Brasil, Out, 2011. 1-6 p.