

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Comunicações - DECOM

Desempenho de Código Turbo Quaternário em Sistemas de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais

Autora: Renata Mataveli Viti

Orientador: Prof. Dr. Renato Baldini Filho

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Renato Baldini Filho (Orientador) - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Paulo Cardieri - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Carlos Eduardo Câmara - USF/UNIANCHIETA

Campinas, SP

2010

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

V833d Viti, Renata Mataveli
Desempenho de código turbo quaternário em sistemas
de multiplexação por divisão de frequências ortogonais /
Renata Mataveli Viti – Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientador: Renato Baldini Filho.

Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Codigos de controle de erros (Teoria da
informação). I. Baldini Filho, Renato. II. Universidade
Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica
e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Performance of quaternary turbo codes in orthogonal frequency
division multiplex systems

Palavras-chave em Inglês: Error-correcting codes (information theory)

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora: Carlos Eduardo Câmara, Paulo Cardieri

Data da defesa: 24/02/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

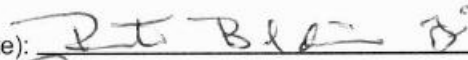
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidata: Renata Mataveli Viti

Data da Defesa: 24 de fevereiro de 2010

Título da Tese: "Desempenho de Código Turbo Quaternário em Sistemas de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais"

Prof. Dr. Renato Baldini Filho (Presidente):



Prof. Dr. Carlos Eduardo Câmara:



Prof. Dr. Paulo Cardieri:



Resumo

Este trabalho avalia o desempenho do código turbo quaternário, com matriz geradora $G = [7, 5]$ para os códigos convolucionais constituintes e entrelaçamento do tipo s-aleatório, em um sistema de transmissão OFDM. Este desempenho é medido em termos de taxa de erro de bit em função da relação energia de bit por densidade espectral de potência unilateral do ruído. Os resultados obtidos são analisados de forma comparativa com referência no padrão do Sistema Brasileiro de Televisão Digital (SBTVD). Os canais utilizados na simulação computacional foram com AWGN (ruído gaussiano branco aditivo), desvanecimento plano e seletivo em frequência.

A codificação turbo quaternária associada ao OFDM mostrou ser uma boa alternativa de codificação interna para o padrão TV digital brasileira.

Palavras-chave: OFDM, TV digital, código turbo quaternário, decodificação iterativa.

Abstract

This study evaluates the performance of quaternary turbo codes, with generator matrix $G = [7, 5]$ for the constituent convolutional codes and s-random interleaving, in an OFDM transmission system. This performance is measured in terms of bit error rate versus energy per bit to unilateral noise power spectral density ratio. The results obtained are analyzed comparatively to the Brazilian Digital Television System Standard (SBTVD). The channels used in the computer simulation are AWGN (Additive White Gaussian Noise), flat and frequency selective fading.

Quaternary turbo coding associated with OFDM has shown to be a good alternative to inner encoding for the Brazilian digital TV standard.

Key words: OFDM, digital TV, quaternary turbo code, iterative decoding.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, pela sua presença constante em minha vida.

Ao meu orientador Prof. Dr. Renato Baldini Filho, pela confiança e oportunidade, pelas sugestões e ensinamentos sem os quais não seria possível a realização deste trabalho.

Agradeço aos meus pais, sempre fundamentais em minha vida, aos meus irmãos, Thaís e Jefferson e ao Fernando, que estiveram ao meu lado todo este tempo e a toda minha família por acreditarem em mim.

Aos amigos Luís Otávio, Lidiane, Dina, Cibele, Marcos, Fernanda, Paulo Marcos, Lucas, Tarciana, Márzio, José, Anderson, Michel, Valéria, amigos do ComLab e todos os amigos de Campinas pelos incentivos, sugestões e momentos de descontração.

Ao José Barros e ao Luciano Mendes pela atenção e auxílio nesta dissertação.

Aos professores e funcionários da FEEC, pelo apoio e dedicação.

A todos que de forma direta ou indireta contribuíram para a realização deste trabalho.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro.

Aos meus pais.

Sumário

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xi
Glossário	xiii
1 Introdução	1
1.1 Objetivo	2
1.2 Organização da Dissertação	3
2 OFDM Aplicado ao padrão SBTVD	5
2.1 Modulação de Portadora Única <i>versus</i> Modulação de Multiportadoras	5
2.2 TV Digital no Brasil	7
2.3 Princípios do OFDM	13
2.3.1 Geração e Recepção de Sinais OFDM	17
2.4 Vantagens e Desvantagens	19
3 Código Turbo	21
3.1 Codificação Turbo	21
3.1.1 Código Convolutacional Recursivo Sistemático - CRS	22
3.1.2 Entrelaçador	25
3.1.3 Puncionador	26
3.1.4 Modulador	27
3.2 Decodificação Turbo	28
3.2.1 Algoritmo MAP	29
3.2.2 Decodificação Iterativa Turbo M-ária	35
4 Resultados	39
4.1 Modelos de Canal	39

4.1.1	Canal com ruído AWGN	39
4.1.2	Canal com Desvanecimento	40
4.2	Parâmetros para Simulação	42
4.3	Desempenho do Código Turbo Quaternário com OFDM	45
5	Conclusões	53
5.1	Trabalhos Futuros	54

Lista de Figuras

2.1	Comparação entre as bandas SCM e MCM	6
2.2	Estrutura de um MPEG-2	8
2.3	Sistema de transmissão	9
2.4	Diagrama de blocos da codificação de canal	12
2.5	Espectro típico das modulações FDM e OFDM	13
2.6	(a) Resposta em frequência do canal com desvanecimento seletivo, (b) Efeito no sinal transmitido utilizando uma única portadora, (c) Efeito no sinal transmitido utilizando múltiplas portadoras.	14
2.7	Ortogonalidade no domínio da frequência	15
2.8	Ortogonalidade no domínio do tempo	16
2.9	Representação da conversão de domínios, frequência e tempo, através do uso de FFT e IFFT	17
2.10	Geração do sinal OFDM	18
2.11	Recepção OFDM	18
3.1	Codificador turbo proposto	22
3.2	Codificador CRS quaternário[20]	24
3.3	Esquema de modulação 4-PSK	28
3.4	Decodificação iterativa turbo	29
3.5	Treliça do decodificador MAP	32
4.1	Canal com ruído e desvanecimento	42
4.2	Sistema Proposto	42
4.3	Codificador turbo quaternário	43
4.4	Decodificação iterativa turbo	43
4.5	Análise do uso do OFDM	45
4.6	Comparação entre compimentos da sequência de informação	46
4.7	Comparação entre o número de iterações	47

4.8	Efeito provocado pelo desvanecimento plano	48
4.9	Efeito provocado pelo desvanecimento seletivo	49
4.10	Análise dos danos causados pelo desvanecimento seletivo	50
4.11	Análise com código LDPC e código convolucional	51

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros referentes as portadoras	9
2.2	Parâmetros do segmento OFDM	10
2.3	Parâmetros do sistema de transmissão	11
4.1	Características do sistema	44
4.2	Parâmetros utilizados na Figura 4.11	50

Glossário

ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas

AC - Auxiliary Channel

AWGN - Additive White Gaussian Noise - Ruído Aditivo Gaussiano Branco

BER - Bit Error Rate - Taxa de Erro de Bit

CNS - Código Não Sistemático

CP - Continual Pilot

CRS - Convolutacional Recursivo Sistemático

CRS-CP - CRS Concatenados em Paralelo

CRS-CS - CRS Concatenados em Série

DTTB - Digital Television Terrestrial Broadcasting - Transmissão Terrestre de Televisão Digital

DVB-T - Digital Video Broadcasting - Terrestrial

FDM - Frequency Division Multiplex - Multiplexação por Divisão de Frequência

ICI - Intercarrier Interference - Interferência Inter-portadoras

IDFT - Inverse Discrete Fourier Transform - Transformada Inversa Discreta de Fourier

ISDB-T - Integrated Service Digital Broadcasting - Terrestrial

LDPC - Low Density Parity Check - Código de Verificação de Paridade de Baixa Densidade

MAP - Maximum a posteriori

MatLab - Matrix Laboratory

MCM - Multiple Carrier Modulation - Modulação por Múltiplas Portadoras

MPEG - Motion Picture Expert Group

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplex - Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal

PAPR - Peak-to-Average-Power Ratio - Razão de Potência de Pico Média

PAT - Program Association Table - Tabela de Associação de Programas

PDF - Probability Density Function - Função Densidade de Probabilidade

PES - Packetized Elementary Stream

PID - Packet Identifier - Identificador de Pacote

PMT - Program Map Table - Tabela de Mapeamento de Programas

QPSK - Quaternary Phase Shift Keying - Chaveamento por Deslocamento de Fase Quaternário

RS - Reed Solomon

SBTVD - Sistema Brasileiro de Televisão Digital

SCM - Single Carrier Modulation - Modulação de Portadora Única

SI - Service Information - Informação de Serviço

SNR - Signal to Noise Ratio - Relação Sinal Ruído

SP - Scattered Pilot

TMCC - Transmission and Multiplexing Configuration Control

TSP - Transport Stream Packet

Wi-Fi - Wireless Fidelity

Wi-MAX - Worldwide interoperability for Microwave Access

Capítulo 1

Introdução

O crescente aumento da demanda de novos serviços para redes de comunicações sem fio, tais como Wi-Fi (*Wireless Fidelity*), Wi-MAX (*Worldwide interoperability for Microwave Access*), padrões de TV digital como DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) e ISDB-T (*Integrated Service Digital Broadcasting - Terrestrial*), faz com que um melhor aproveitamento da banda disponível de frequências seja necessário [1].

Como geralmente nestes novos sistemas de transmissão a largura de faixa ocupada pelo sinal transmitido é maior que a banda de coerência do canal, há a ocorrência de desvanecimento seletivo em frequência. Para combater este problema, estes esquemas de transmissão utilizam a técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex - Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal*).

A técnica OFDM consiste em subdividir a faixa de frequência disponível para transmissão da informação em faixas menores com certo grau de sobreposição, desta forma é possível transmitir uma quantidade maior de dados utilizando a mesma banda que seria designada para uma transmissão com modulação por portadora única. A propriedade de ortogonalidade aplicada no processo permite que sejam eliminadas as interferências devido a sobreposição destas sub-faixas.

Utilizando somente a técnica OFDM para a transmissão da informação é esperado que o desempenho do sistema seja igual ou melhor que o desempenho de um sistema de portadora única em canais com desvanecimento seletivo em frequência. A introdução de redundância no sistema de transmissão OFDM permite que técnicas de correção de erro sejam utilizadas, visando combater os danos sofridos pelo sinal ao ser transmitido pelo canal. Entre os métodos de codificação que podem ser utilizados estão os códigos convolucionais, LDPC (*Low Density Parity Check - Código de Verificação de Paridade de Baixa Densidade*) e códigos turbo.

Esquemas de codificação não binários aplicados em sistemas OFDM podem trazer algumas vantagens adicionais sobre seus equivalentes binários. Pode-se ter, por exemplo, para esquemas de codificação baseados sobre anéis finitos de inteiros um melhor casamento entre a constelação da modulação

utilizada e os símbolos do anel, além de ser mais simples torná-los invariantes à rotação de fase da portadora [2]. Assim, o objetivo deste trabalho é avaliar o desempenho da codificação turbo quaternária aplicada em sistemas OFDM.

O código turbo quaternário utilizado é formado por dois codificadores CRS's (Convolutacional Recursivo Sistemático) definidos sobre o anel \mathbb{Z}_4 de inteiros módulo 4, concatenados em paralelo, com um entrelaçador de n bits entre eles e com o uso de punccionador. A decodificação é através do algoritmo MAP (*Maximum a posteriori*), onde a informação extrínseca produzida por cada decodificador é utilizada como informação *a priori* no próximo estágio da decodificação, caracterizando uma decodificação iterativa. A modulação empregada para cada subportadora é a 4-PSK, ou QPSK (Quaternary Phase Shift Keying - Chaveamento por Deslocamento de Fase Quaternário).

O anel finito de inteiros \mathbb{Z}_4 possui 4 elementos $\{0, 1, 2, 3\}$, é fechado sob as duas operações definidas, soma e multiplicação módulo - 4, mas não possui o inverso multiplicativo para todos os seus elementos [3][4][5][6][7][8]. Portanto, a operação divisão não é definida para \mathbb{Z}_4 .

Para efeito de comparação de desempenho do sistema proposto é utilizado, sempre que possível o padrão SBTVD (Sistema Brasileiro de Televisão Digital) como referência. Este padrão de TV digital adotado pelo Brasil é baseado no padrão japonês ISDB-T que usa a técnica de modulação MCM (*Multiple Carrier Modulation* - Modulação por Múltiplas Portadoras) e permite a alocação de banda para vários serviços como a transmissão de dados, rádio e televisão com alta definição.

O ISDB-T utiliza um código convolutacional como codificação interna e um código Reed-Solomon como codificação externa. Esta codificação externa junto a codificação interna faz com que a BER (*Bit Error Rate* - Taxa de Erro de Bit) seja da ordem de 10^{-11} a 10^{-12} , taxa de erro de bit necessária para que a saída do decompressor de dados tenha uma BER da ordem de 10^{-6} .

1.1 Objetivo

O padrão brasileiro de TV digital utiliza no processo de codificação de canal um código convolutacional (interno) concatenado com um código Reed - Solomon (externo) para atingir uma taxa de erro de bit da ordem de 10^{-11} a 10^{-12} . Entretanto, a codificação interna pode ser substancialmente melhorada com a utilização de códigos turbo e LDPC binários.

Códigos turbo não binários apresentam melhor patamar de erro (error floor) que seus equivalentes binários [2]. Além disso, códigos turbo definidos sobre aneis finitos de inteiros possuem um perfeito casamento com modulações por chaveamento de fase. Assim, esta dissertação visa analisar o desempenho de código turbo definido sobre o anel de inteiros módulo - 4 em um sistema OFDM com modulação 4 - PSK em suas subportadoras.

O objetivo desta dissertação é analisar o desempenho de código turbo quaternário quando os da-

dos, modulados em QPSK, são transmitidos de forma paralela através da técnica OFDM. A influência de interferências como: ruído AWGN, desvanecimento plano e seletivo são consideradas, além da complexidade existente devido ao comprimento da sequência de entrada e ao número de iterações utilizadas.

O desempenho do sistema é medido através de curvas de taxa de erro de bit *versus* energia de bit por densidade espectral de potência do ruído (BER X E_b/N_0).

O *software* utilizado para a implementação da junção entre a codificação turbo e o OFDM é o MatLab® (*Matrix Laboratory*).

1.2 Organização da Dissertação

A estrutura desta dissertação é composta por cinco capítulos.

O capítulo 1 apresenta a motivação e o objetivo que levaram a realização dessa dissertação. O capítulo 2 traz a descrição da técnica OFDM. É feita uma apresentação dos seus princípios, mostrando como é obtida a ortogonalidade do sinal e o uso da FFT/IFFT.

O capítulo 3 descreve o funcionamento da codificação turbo sobre \mathbb{Z}_4 e da decodificação iterativa. Apresentando primeiramente o esquema de codificação, utilizando as técnicas de funcionamento, entrelaçamento e o processo de modulação. Após, é descrito o processo de decodificação iterativa utilizando o algoritmo MAP.

O capítulo 4 mostra o desempenho do código turbo quaternário associado à técnica OFDM. Para canal AWGN, com desvanecimento plano e seletivo em frequência. Compara-se também este esquema de codificação com os dos padrões da TV digital brasileira e japonesa. No capítulo 5 apresenta-se as conclusões finais e algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

OFDM Aplicado ao padrão SBTVD

O ambiente de propagação sem fio produz reflexões na onda transmitida, atenuações devido a distância, desvanecimento de larga e de pequena escala. Sistemas de transmissão baseados na modulação por múltiplas portadoras, como o padrão SBTVD, podem minimizar estes efeitos, pois reduzem a sensibilidade do sistema ao espalhamento de atraso do canal, diminuindo assim a interferência entre símbolos. Como é o caso da técnica de transmissão OFDM.

2.1 Modulação de Portadora Única *versus* Modulação de Multiportadoras

A técnica FDM (*Frequency Division Multiplex* - Multiplexação por Divisão de Frequência) tem sido utilizada a muito tempo em sistemas de telefonia analógica para a transmissão de grande quantidade de sinais de voz por enlaces de microondas e satélites. Sua principal característica é utilizar uma faixa de frequência para cada canal telefônico, o espaçamento entre as faixas é calculado de modo a otimizar a ocupação espectral e a permitir que na recepção seja feita a separação dos sinais utilizando filtros passa-faixa. O FDM também está sendo utilizado para a transmissão de dados, principalmente com o uso da FFT para a transmissão de som e vídeo.

Entre as técnicas de transmissão de dados está a de portadora única, onde os símbolos são transmitidos de forma serial, o que faz com que a janela temporal associada a cada símbolo seja pequena para as altas taxas, características da transmissão de dados. Propostas que utilizam em média 20 Mbps, causam problemas principalmente para radiodifusão de canais de TV, acontecendo fenômenos multipercursos e ecos [11]. As técnicas SCM (*Single Carrier Modulation* - Modulação de Portadora Única), de modulação de alta velocidade, são afetadas por ruído impulsivo, desvanecimento seletivo e multipercurso. Para combater esses problemas é necessário o uso de equalizadores com alto grau

de complexidade.

Por outro lado, as técnicas MCM, que utilizam multiportadoras, quando aplicadas a transmissão de dados digitais tem um desempenho superior em relação ao ruído impulsivo e múltiplos percursos. Este fato acontece porque cada símbolo pode ter seu período de transmissão aumentado, assim o símbolo se torna muito maior que a duração do impulso ruidoso e do intervalo de dispersão de propagação.

Os sistemas MCM protegem o sinal antes da transmissão, já nos sistemas SCM só no receptor é que tentam eliminar as degradações do sinal causadas pelo canal, através do uso de equalizadores. A transmissão de dados em sistemas SCM é realizada de forma que cada portadora seja modulada em um canal separadamente da demais, já em sistemas MCM a transmissão é realizada por diversas portadoras moduladas conjuntamente. Ou seja, nos sistemas MCM as portadoras são transmitidas de forma paralela e em sistemas SCM de modo serial.

A modulação digital FDM transforma um canal de banda larga de alta velocidade em vários subcanais de faixa estreita de baixa velocidade. A Figura 2.1 mostra a comparação entre as bandas dos sistemas SCM e MCM.

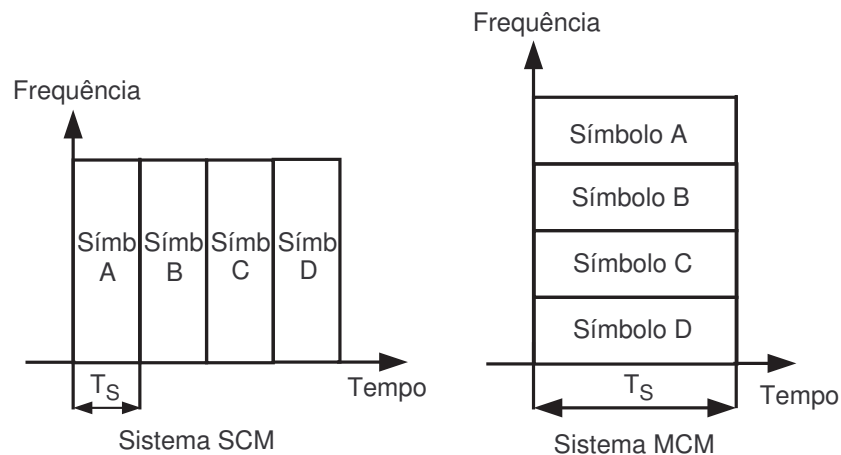


Figura 2.1: Comparação entre as bandas SCM e MCM

A utilização da Transformada de Fourier para a implementação da modulação MCM tornou mais fácil o processo de modulação e demodulação, pois com o uso da FFT não há a necessidade de recuperar cada portadora independentemente.

Cada umas das técnicas tem seus problemas, sendo que a técnica SCM sofre com os efeitos de curto prazo, como o ruído impulsivo e multipercurso, enquanto que a técnica MCM é sensível a interferências senoidais, erros de fase e frequência [11].

2.2 TV Digital no Brasil

A transmissão terrestre digital do sinal de TV digital, chamada de DTTB (*Digital Television Terrestrial Broadcasting* - Transmissão Terrestre de Televisão Digital), é estudada a mais de uma década. Este estudo tem como objetivo implementar e agregar tecnologias que permitam a transmissão, recepção e processamento digitais com qualidade, podendo a programação ser exibida através de equipamentos totalmente digitais ou de aparelhos analógicos acoplados a unidades conversoras.

A TV digital apresenta várias vantagens em relação à TV analógica. Entre estas vantagens estão:

- Melhor qualidade da imagem para uma dada largura de banda;
- Melhor qualidade de áudio;
- Flexibilidade na manipulação e no tratamento dos sinais;
- Interatividade;
- Compatibilidade com computadores e redes de telecomunicações;
- Redução da largura de banda, isto é, otimização do uso do espectro;
- Ganho na qualidade de transmissão, devido a flexibilidade em termos de compromisso qualidade/taxa de bit;
- Maior imunidade ao ruído e distorções;
- Capacidade de multiplexação dos sinais;
- Menor potência dos transmissores para a mesma área de cobertura analógica;
- Possibilidade de transmissão de mais de um canal por uma mesma portadora.

Mesmo com tantas vantagens a TV digital ainda encontra alguns problemas, como por exemplo, requisitos de armazenamento, transmissão e a necessidade de compressão.

Um processo importante para a transmissão digital é o processo de compressão de vídeo, já que o sinal de vídeo digitalizado contém uma taxa de bits elevada que pode superar 1 Gbps, o qual não é possível ser transmitido na largura de banda de 6MHz reservada para os canais de televisão. O padrão de compressão adotado tanto pelo ISDB-T quanto pelo SBTVD é o MPEG-2 (*Motion Picture Expert Group*) que além da compressão de vídeo também contém algoritmos para compressão de áudio e inclui a camada de transporte. A estrutura de um MPEG-2 está na Figura 2.2.

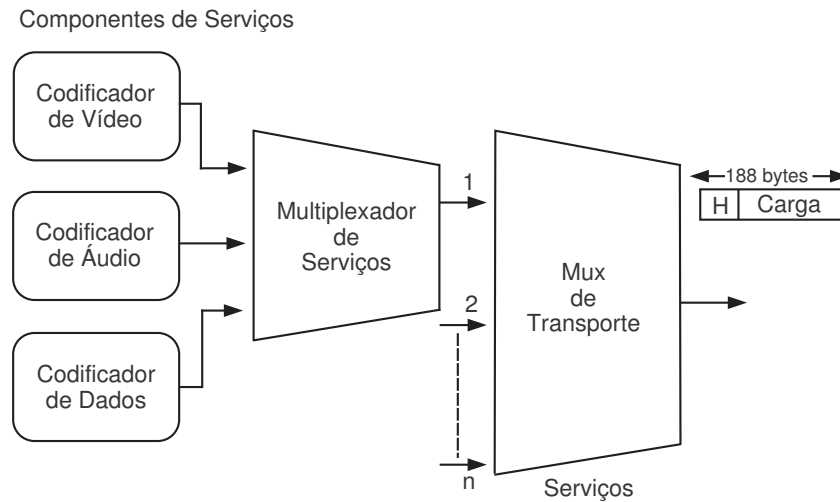


Figura 2.2: Estrutura de um MPEG-2

A compressão de vídeo digital tem como finalidade reduzir a imagem de modo imperceptível ao olho humano e eliminar redundâncias na informação reduzindo significadamente a taxa de bit de informação.

A saída da sequência de transporte contém os pacotes segmentados PES (*Packetized Elementary Stream*) com comprimento de 188 bytes, onde contém um cabeçalho com informações sobre a identificação do pacote PID (*Packet Identifier - Identificador de Pacote*), tamanho do pacote e dados opcionais, como a presença ou não de criptografia [9].

Para que o receptor possa reconhecer os programas presentes na sequência de transporte é feita a inclusão da componente de SI (*Service Information - Informação de Serviço*) na multiplexação da sequência de transporte que contém uma Tabela de Mapeamento de Programas PMT (*Program Map Table*) que identifica as componentes de áudio, vídeo ou dados no programa comprimido e uma Tabela de Associação de Programas PAT (*Program Association Table*) que fornece a cada receptor MPEG-2 a lista completa de PMT [11].

O padrão de TV digital adotado pelo Brasil segue o padrão japonês ISDB-T. O ISDB-T possui três modos de multiportadoras, 2K, 4K ou 8K, permite uma segmentação de banda em frequência de 13 segmentos podendo ser utilizada para cada camada mais de um segmento de banda com a possibilidade de transmitir até três feixes de dados simultâneos com diferentes modulações, QPSK, 16QAM, 64QAM [10] e também permite a transmissão hierárquica assim pode-se ter uma maior proteção em alguns dos 13 segmentos.

Baseado no padrão europeu DVB-T, o ISDB-T introduziu entrelaçamento temporal, permitindo a recepção móvel. O padrão de compressão de vídeo é o MPEG-2 e o de compressão de áudio AAC (6 canais) e Dolby AC-3 (6 canais). A Tabela 2.1 mostra alguns valores referentes as portadoras do

padrão ISDB-T [12].

Tabela 2.1: Parâmetros referentes as portadoras

Parâmetro	Modo 2K	Modo 8K
Número de portadoras	1.705	6.817
Portadora de menor número	0	0
Portadora de maior número	1.704	6.816
Período útil de um símbolo OFDM (T_u)	$289.6667\mu s$	$1.194,667\mu s$
Espaçamento entre portadoras ($1/T_u$)	$3,348214\text{kHz}$	0.837054kHz
Espaçamento entre as portadoras extremas	$5,71\text{MHz}$	$5,71\text{MHz}$

Na transmissão hierárquica, uma ou mais entradas contendo feixes de dados TS (*Transport Stream*), definidas no sistema MPEG-2, devem ser remultiplexadas de modo a se formar apenas um TS. Este é submetido a codificação de canal múltiplo referente a intenção de serviço e então é enviado como um sinal OFDM comum, como mostra a Figura 2.3 [12].

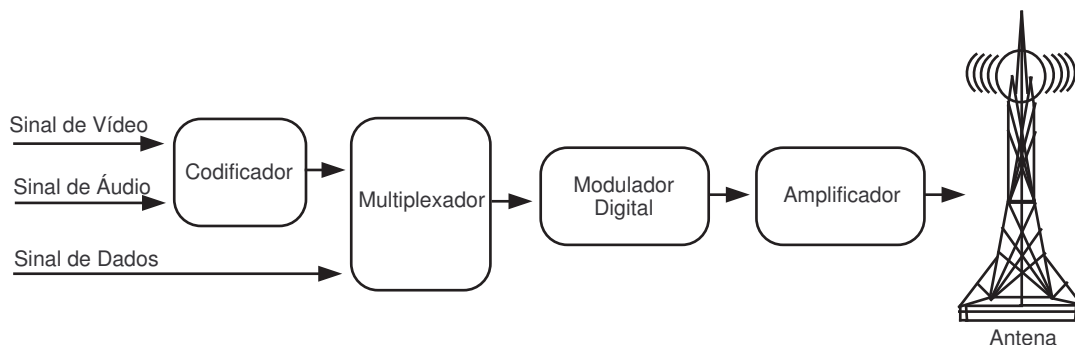


Figura 2.3: Sistema de transmissão

As Tabelas 2.2 e 2.3 apresentam os parâmetros do segmento OFDM do SBTVD regulamentados pela ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas) e os parâmetros para o sistema de transmissão, respectivamente [12].

Tabela 2.2: Parâmetros do segmento OFDM

Modo	Modo 1		Modo 2		Modo 3	
Largura de banda	3000/7 = 428,57 kHz					
Espaçamento entre portadoras	250/63 KHz		125/63 KHz		125/126 KHz	
Nº total de portadoras	108	108	216	216	432	432
Portadoras de dados	96	96	192	192	384	384
Portadoras SP*	9	0	18	0	36	0
Portadoras CP*	0	1	0	1	0	1
Portadoras TMCC**	1	5	2	10	4	20
Portadoras AC1***	2	2	4	4	8	8
Portadoras AC2***	0	4	0	9	0	19
Esquema de modulação das portadoras	QPSK, DQPSK, 16-QAM, 64-QAM					
Símbolos por quadro	204					
Tamanho efetido do símbolo	252 μ s		504 μ s		1.008 μ s	
Intervalo de guarda	63 μ s (1/4) 31,5 μ s (1/8) 15,75 μ s (1/16) 7,875 μ s (1/32)		126 μ s (1/4) 63 μ s (1/8) 31,5 μ s (1/16) 15,75 μ s (1/32)		252 μ s (1/4) 126 μ s (1/8) 63 μ s (1/16) 31,5 μ s (1/32)	
Comprimento do quadro	64,26ms (1/4) 57,834ms (1/8) 54,621ms (1/16) 53,0145ms (1/32)		128,52ms (1/4) 115,668ms (1/8) 109,242ms (1/16) 106,029ms (1/32)		257,04ms (1/4) 231,336ms (1/8) 218,484ms (1/16) 212,058ms (1/32)	
Frequência de amostragem da IFFT	512/63 = 8,12698MHz					
Codificador interno	Código convolucional (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)					
Codificador externo	Reed Solomon (204,188)					

*SP (*Scattered Pilot*) e CP (*Continual Pilot*) são utilizados pelo receptor para sincronização e demodulação;

** TMCC (*Transmission and Multiplexing Configuration Control*) é informação de controle;

*** Os canais AC (*Auxiliary Channel*) são utilizados para transmitir informações adicionais.

Todos os segmentos possuem o mesmo número de AC1, enquanto o AC2 é disponível somente em segmentos de modulação diferencial.

Tabela 2.3: Parâmetros do sistema de transmissão

Parâmetro	Modo 1	Modo 2	Modo 3
Número de segmentos	13		
Largura de banda do segmento	428,57 MHz		
Banda ocupada	5,575 MHz	5,573MHz	5,572MHz
Número de portadoras	1.405	2.809	5.617
Tipos de modulação	DQPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM		
Duração dos símbolos ativos	252 μ s	504 μ s	1008 μ s
Espaço entre portadoras	3,968 KHz	1,984 KHz	0,992 KHz
Intervalo de guarda	63 μ s (1/4)	126 μ s (1/4)	252 μ s (1/4)
	31,5 μ s (1/8)	63 μ s (1/8)	126 μ s (1/8)
	15,75 μ s (1/16)	31,5 μ s (1/16)	63 μ s (1/16)
	7,875 μ s (1/32)	15,75 μ s (1/32)	31,5 μ s (1/32)
Duração total dos símbolos	315 μ s (1/4)	628 μ s (1/4)	1260 μ s (1/4)
	283,5 μ s (1/8)	565 μ s (1/8)	1134 μ s (1/8)
	267,75 μ s (1/16)	533,5 μ s (1/16)	1071 μ s (1/16)
	259,875 μ s (1/32)	517,75 μ s (1/32)	1039,5 μ s (1/32)
Duração do quadro de transmissão	204 símbolos OFDM		
Código interno	Codificador convolucional, taxa (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Código externo	Reed Solomon (204,188)		

A Figura 2.4 mostra a estrutura simplificada do sistema de transmissão do SBTVD-T [12].

Na codificação do canal as múltiplas saídas de TS tem a função de formatar o fluxo de dados MPEG-2. Na remultiplexação, cada TS é convertido para um sinal em rajada de 188 bytes por meio de um clock quatro vezes maior que o clock de amostragem IFFT, denominados de MPEG-2 TSP (*Transport Stream Packet*). Então aplica-se a codificação externa, RS (*Reed Solomon*), para que o TS seja convertido em TS comum.

Após a configuração da transmissão hierárquica, o TS é dividido em camadas de acordo com a informação de camada hierárquica. No processador paralelo, é feito o processamento de dados digitais, incluindo o codificador corretor de erros (*interleaving*) e a modulação de portadoras. Antes da sincronização é feita a correção do atraso no tempo gerado no entrelaçamento de byte e no processo de bit *interleaving*.

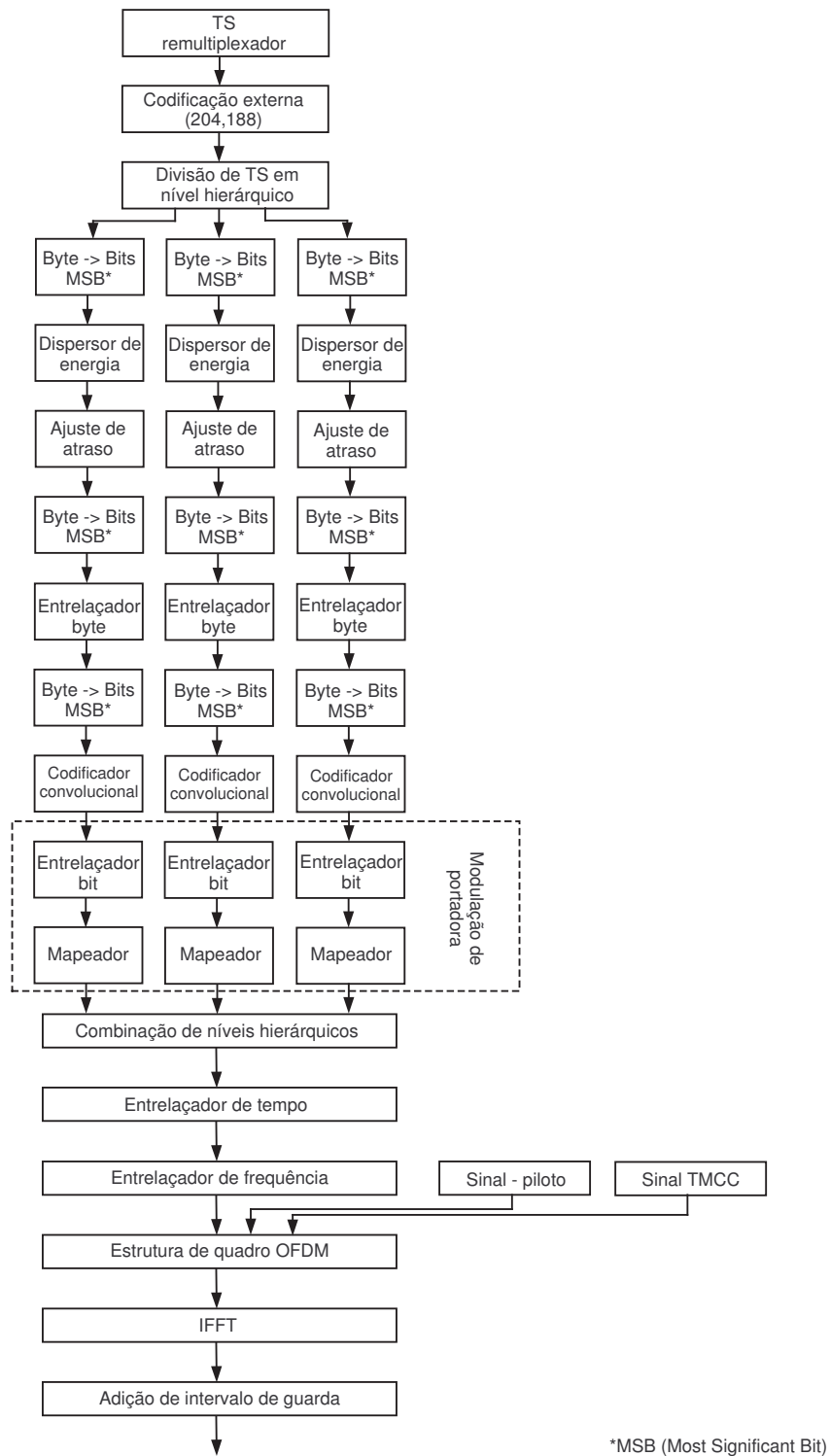


Figura 2.4: Diagrama de blocos da codificação de canal

O *convolutional interleaving* é utilizado como esquema de entrelaçamento temporal para reduzir os atrasos de tempo tanto da transmissão como da recepção e diminuir o tamanho de memória do receptor.

O entrelaçamento em frequência garante uma correta estrutura do segmento e correto *interleaving*. Um sinal TMCC é transmitido em uma portadora específica para que o receptor possa configurar a demodulação e a decodificação na transmissão hierárquica. O quadro OFDM é formado pelo sinal TMCC e pelo sinal de programa e sinal-piloto de sincronização. Com o quadro OFDM formado os sinais são convertidos em sinal de transmissão OFDM pela aplicação da IFFT.

2.3 Princípios do OFDM

Em uma transmissão com múltiplas portadoras, os símbolos oriundos da fonte de informação são introduzidos em um conversor série-paralelo, onde são criados vários pequenos fluxos de dados, que são modulados individualmente, de forma que cada fluxo ocupe parte da banda de frequência disponível para transmissão, na forma de sub-canais independentes.

A técnica empregada pela transmissão multiportadora de divisão da banda de frequência em N sub-bandas sem sobreposição é a técnica *FDM*. O *OFDM* é uma derivação do *FDM*, devido ao fato de utilizar o mesmo método de segmentação de banda, mas com uma diferença, que é a ortogonalização das sub-bandas de modo que uma não interfira na outra, apesar da sobreposição de espectro e a diminuição da banda total ocupada seja de aproximadamente 50% [13], a Figura 2.5 mostra a relação entre as bandas.

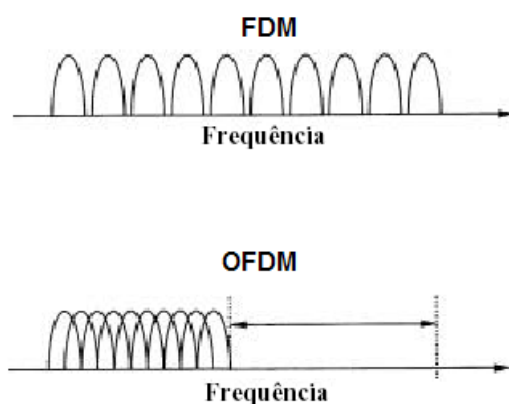


Figura 2.5: Espectro típico das modulações FDM e OFDM

Tanto a transmissão multiportadora quanto a transmissão por portadora única podem sofrer desvanecimento seletivo em frequência. Na transmissão multiportadora, devido a segmentação da banda

de frequência, o efeito do desvanecimento pode ser aproximado como sendo plano por portadora, podendo ser combatido com o uso de equalizadores. Na transmissão com portadora única, o desvanecimento seletivo em frequência recai sobre parte da banda, portanto é mais difícil de ser equalizado.

Outra vantagem da transmissão multiportadora relacionada aos efeitos do desvanecimento, é que ao passar pelo conversor série-paralelo a sequência inicial pode ser entrelaçada. Este entrelaçamento causa uma dispersão dos erros na sequência recebida, facilitando a reconstrução da informação se um código corretor de erros for utilizado. A Figura 2.6 mostra o efeito do canal seletivo em frequência no sinal de portadora única e no sinal de múltiplas portadoras.

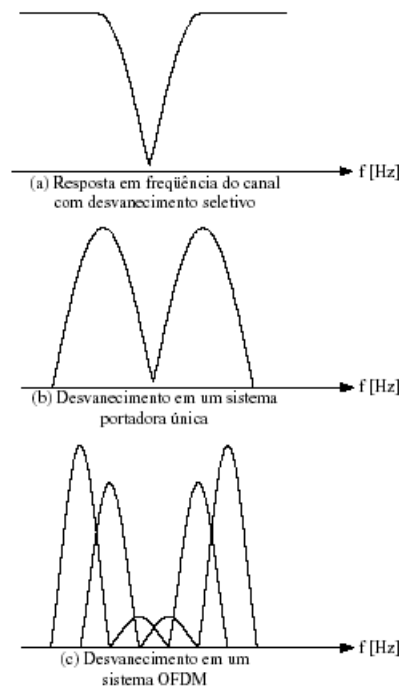


Figura 2.6: (a) Resposta em frequência do canal com desvanecimento seletivo, (b) Efeito no sinal transmitido utilizando uma única portadora, (c) Efeito no sinal transmitido utilizando múltiplas portadoras.

Para que a robustez aos efeitos de seletividade do canal seja atingida, a quantidade de símbolos de informação enviados deve ser grande, tornando o sistema mais complexo [13]. Este problema é minimizado quando é utilizado a DFT.

Em um sistema FDM, duas sub-bandas adjacentes normalmente têm suas frequências centrais dispostas com espaçamento igual ou maior que sua largura, ou seja, $\Delta f \geq B_{sb}$, onde Δf é o espaçamento entre as subportadoras centrais e B_{sb} é a largura de cada sub-banda. Assim, a largura de banda é geralmente maior do que a largura de banda do mesmo sinal modulando uma única portadora. No

caso dos sistemas OFDM, as subportadoras são sobrepostas no espectro de frequência, sem introduzir interferência entre portadoras, ICI (*Inter-carrier Interference*).

Para que as subportadoras sejam consideradas ortogonais entre si a equação 2.1 deve ser respeitada, onde T representa o período elementar de um símbolo dado por $T = 1/R_{sb}$ onde R_{sb} indica a taxa de símbolo e ω_i e ω_k correspondem as frequências angulares das subportadoras de duas sub-bandas adjacentes.

$$\int_0^T \cos(\omega_i t) \cdot \cos(\omega_k t) \cdot dt = 0 \quad \text{qualquer } i, k \text{ e } i \neq k \quad (2.1)$$

A ortogonalidade pode ser atingida por vários espaçamentos fixos de frequência, sendo que o menor possível com $\Delta f = R_{sb}$ [14]. Deste modo, para a frequência na qual a subportadora apresenta amplitude máxima, todas as outras possuem amplitude nula. É interessante observar que, para esse espaçamento a largura de faixa do sinal OFDM se torna igual a largura de faixa de um sinal de portadora única. A Figura 2.7 mostra o espectro de frequência de um sinal OFDM em banda base.

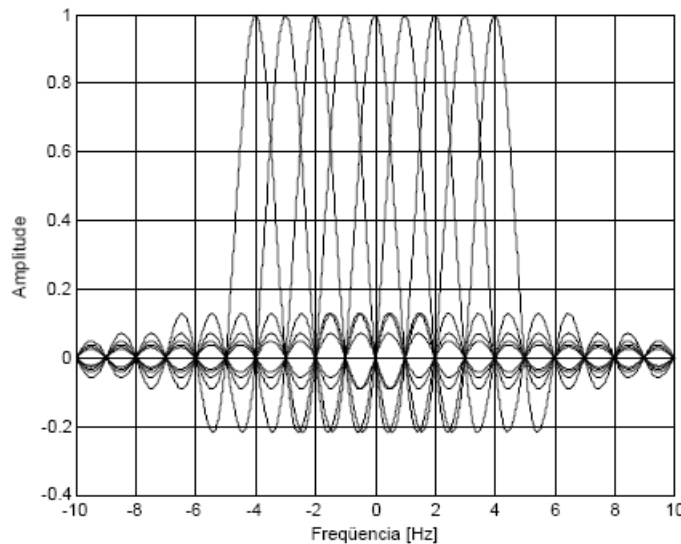


Figura 2.7: Ortogonalidade no domínio da frequência

A ortogonalidade no domínio do tempo acontece devido a cada subportadora possuir exatamente um número inteiro de ciclos dentro de um intervalo de duração de um símbolo OFDM. Com a condição de ortogonalidade mantida é possível observar que, no domínio do tempo, duas subportadoras quaisquer, do sinal de transmissão OFDM em banda básica, diferem exatamente de um número inteiro de ciclos, como é mostrado na Figura 2.8.

A transformada discreta de Fourier é utilizada para se obter o símbolo OFDM na transmissão e na

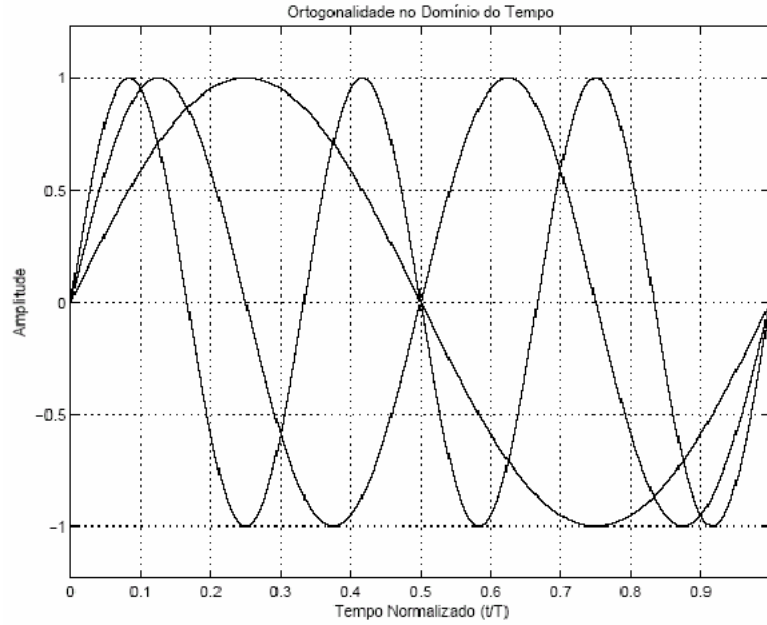


Figura 2.8: Ortogonalidade no domínio do tempo

estimativa deste símbolo na recepção devido ao número finito de subportadoras.

O equivalente passa-baixa de um símbolo OFDM é dado por:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi\left(\frac{n}{T}\right)t}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.2)$$

onde N é o número de subportadoras, T o intervalo de duração de um símbolo que compõe o sinal OFDM e o termo d_n indica o n -ésimo símbolo mapeado na constelação da modulação utilizada em cada subportadora.

O emprego da DFT em um vetor de entrada d , com número de componentes N gera um vetor D com componentes iguais a:

$$D_k = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-j2\pi k\left(\frac{n}{N}\right)}, \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (2.3)$$

Aplicando a IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform* - Transformada Inversa Discreta de Fourier) recupera-se o sinal no domínio do tempo.

A expressão que mostra a obtenção das componentes d_n através de D é:

$$d_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} D_k e^{j2\pi k\left(\frac{n}{N}\right)}, \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (2.4)$$

O fator $\frac{1}{N}$ é inserido somente por conveniência de normalização, não comprometendo a generalidade da expressão [15].

A expressão 2.4 mostra que a amostra da envoltória complexa do sinal de transmissão OFDM, $s(t)$ visto na equação 2.2, pode ser encontrada aplicando a IDFT sobre a sequência de informação, gerando N amostras.

Na recepção, o sinal recebido é amostrado a uma taxa de $\frac{1}{T}$ e o algoritmo DFT é aplicado sobre cada bloco de N amostras recebidas. Considerando um canal de propagação ideal é possível obter os valores d_k [15]:

$$d_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left[\frac{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(n-k)N}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(n-k)}} \right] \quad (2.5)$$

Ao invés da DFT, na realização computacional do sistema OFDM aplica-se o método rápido da Transformada de Fourier FFT/IFFT para a geração e a detecção do sinal OFDM, sem perda da generalidade.

A Figura 2.9 ilustra a representação do sinal no domínio do tempo e da frequência, onde é utilizado a FFT para a conversão do sinal do domínio da frequência para o domínio do tempo e a IFFT para a conversão do domínio do tempo para o domínio da frequência.

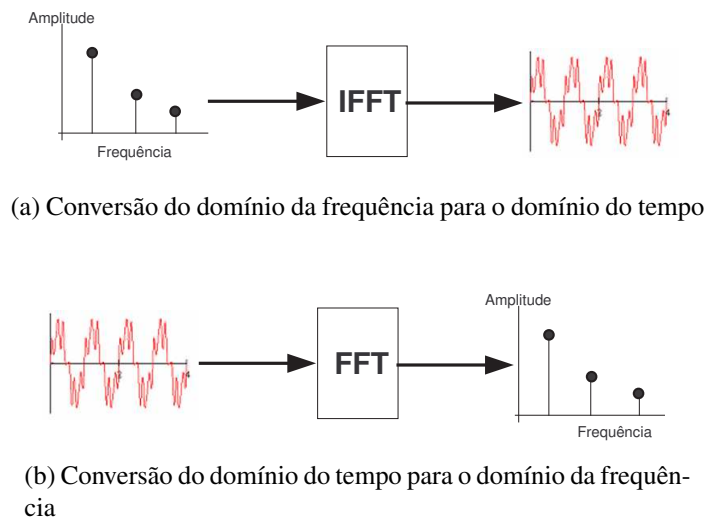


Figura 2.9: Representação da conversão de domínios, frequência e tempo, através do uso de FFT e IFFT

2.3.1 Geração e Recepção de Sinais OFDM

Os sinais OFDM são gerados através da equação 2.6.

$$s(t) = \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} [i_n \cos(\omega_n t) - q_n \sin(\omega_n t)] \quad (2.6)$$

Este sinal OFDM é gerado a partir da conversão de uma sequência de dados em N sequências. Cada uma destas sequências modula uma subportadora complexa. Assim, os N símbolos podem ser vistos como a amplitude de cada subportadora transmitida. A ortogonalidade está intrínseca entre as funções seno e cosseno.

No diagrama da Figura 2.10, a sequência de entrada m é codificada pelo codificador turbo e modulada em fase e quadratura, tendo como saída do modulador uma sequência de símbolos complexos $x_n = i_n + jq_n$. A parte real do símbolo, i_n , representa o sinal em fase que modula a cossenóide de frequência ω_n , enquanto a parte imaginária, q_n , é o sinal em quadratura que modula a senóide de mesma frequência [1].

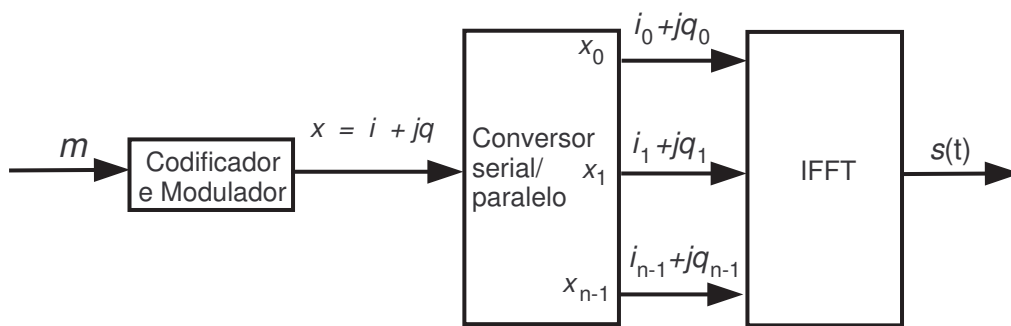


Figura 2.10: Geração do sinal OFDM

Na recuperação, o sinal OFDM é recobrado através da aplicação da IFFT nos dados recebidos, após a passagem do sinal transmitido pelo canal que acrescenta ruído e desvanecimento. O esquema mostrado na Figura 2.11 mostra a recepção do sinal OFDM, onde y é o sinal recebido.

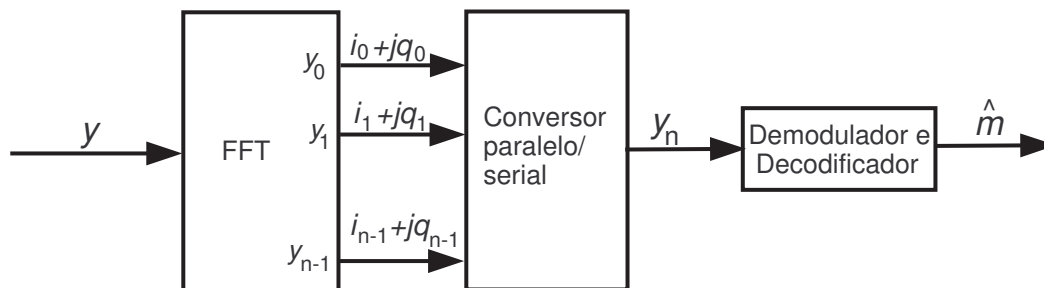


Figura 2.11: Recepção OFDM

Após a passagem pelo conversor paralelo-série, o sinal é demodulado e entregue ao decodificador

turbo.

O tempo de processamento das operações de IFFT e FFT cresce de forma exponencial com o aumento do número de subportadoras [14]. Se for utilizado um número elevado de subportadoras, o tempo de processamento pode ser um empecilho para a utilização de um sistema OFDM em tempo real.

Para garantir a eficiência da FFT o número de subportadoras deve respeitar a restrição:

$$N = 2^p \quad (2.7)$$

onde N é o número de portadoras e p é um número inteiro positivo.

2.4 Vantagens e Desvantagens

Entre as vantagens do uso da técnica OFDM, verifica-se a robustez do sistema em relação a seletividade em frequência [16], vistos através do espalhamento de atraso do canal. Isto acontece devido ao aumento no tempo de duração dos símbolos transmitidos em cada subportadora. Os sistemas OFDM também apresentam uma robustez ao ruído impulsivo, devido ao aumento no tempo de duração dos símbolos. Caso ocorram erros em rajadas, os símbolos podem ser recuperados na recepção por meio de codificação, como o uso de técnicas de *interleaving* [17].

Outra vantagem vem do uso da transmissão de dados utilizando subportadoras, permitindo aproximar as respostas em frequência das componentes do canal ideal, resposta em amplitude plana e comportamento linear em resposta em fase.

Como desvantagem do OFDM, está a incompatibilidade do uso do esquema convencional de transmissão em canais seletivos em frequência com desvanecimento, já que a informação transmitida em uma subportadora pode ser perdida na presença de desvanecimento profundo, caso do sistema CP-OFDM [18].

Os picos de potência também são tidos como um problema enfrentado pela técnica OFDM. A envoltória complexa do sinal de transmissão pode apresentar altos valores de amplitude. O sinal OFDM em banda base é formado pela soma dos sinais complexos modulados em diferentes frequências. Em alguns casos, estes sinais podem se somar ou anular em fase, resultando em um valor alto de PAPR (*Peak-to-Average-Power Ratio* - Razão de Potência de Pico Média) do sistema. Neste caso, o amplificador de potência utilizado na saída do transmissor introduz distorções não-lineares que pela potência tornam as subportadoras não ortogonais [15].

Capítulo 3

Código Turbo

Neste capítulo, serão apresentados os conceitos básicos da codificação turbo. Onde o alfabeto considerado é o quaternário.

3.1 Codificação Turbo

O codificador turbo aqui apresentado é formado por dois codificadores convolucionais sistemáticos recursivos concatenados, denominados de codificadores constituintes, sendo a palavra código de saída formada por símbolos de informação e símbolos de paridade. Os códigos CRS são códigos convolucionais realimentados, onde o registrador de deslocamento do codificador depende não só dos símbolos atuais da entrada, mas também dos símbolos de entradas anteriores [19].

A concatenação dos codificadores produz palavras código longas, com menor complexidade de decodificação se comparadas a um código com palavra código de mesmo tamanho. Os códigos CRS podem ser concatenados de duas maneiras: CRS-CP's (CRS - Concatenados em Paralelo) e CRS-CS's (CRS - Concatenados em Série). Neste trabalho será considerado apenas os códigos CRS concatenados em paralelo (CRS-CP).

O esquema de codificação turbo utilizado é composto por dois codificadores CRS concatenados em paralelo separados por um entrelaçador de N símbolos e com um dispositivo de puncionamento adicional que ajusta a taxa de codificação total em um valor adequado para o sistema de codificação.

O primeiro codificador CRS codifica a sequência de informação de entrada e o segundo codificador codifica esta mesma sequência de entrada mas entrelaçada. A taxa de codificação utilizada é $R = \frac{1}{2}$ e a estrutura geral do codificador turbo proposto é ilustrado na Figura 3.1.

O tamanho do entrelaçador é o mesmo do bloco de símbolos de informação de entrada, enquanto o tamanho das palavras códigos é determinado pela taxa de codificação total utilizada. Uma das principais funções do entrelaçador é embaralhar as entradas dos decodificadores proporcionando a

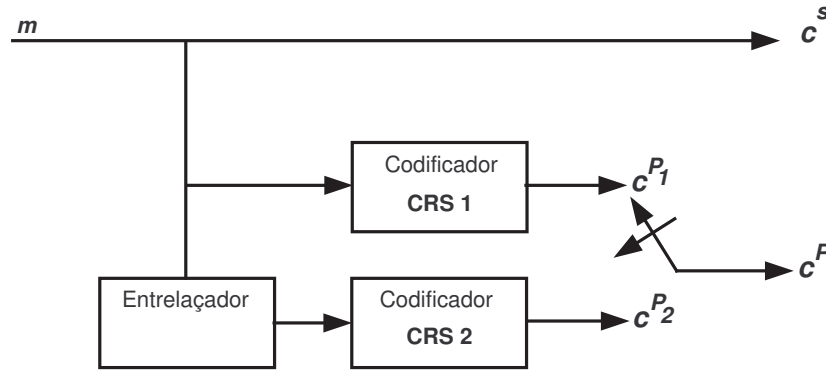


Figura 3.1: Codificador turbo proposto

utilização da decodificação iterativa.

3.1.1 Código Convolutivo Recursivo Sistemático - CRS

Os códigos convolucionais são representados pela tripla (n, k, M) onde n representa o número de saídas do codificador, k o número de entradas e M o número máximo de memórias para determinada entrada. A relação entre as entradas e as saídas é $R = \frac{k}{n}$.

Usualmente n e k têm valores pequenos e seguem a regra de $n > k$ para que sejam inseridos símbolos de redundância. Em um código convolutivo os n símbolos de saída não dependem exclusivamente dos k símbolos de entrada, mas dependem também das entradas anteriores, justificando o uso das M memórias. A quantidade de memórias está diretamente relacionada a complexidade do decodificador e a diminuição da probabilidade de erro.

Para um codificador convolutivo com 1 entrada e 2 saídas, a sequência de entrada é do tipo $m = \{m_0, m_1, m_2, \dots, m_N\}$ e as duas sequências de saída geradas são: $c^{p1} = \{c_0^{p1}, c_1^{p1}, c_2^{p1}, \dots, c_N^{p1}\}$ e $c^{p2} = \{c_0^{p2}, c_1^{p2}, c_2^{p2}, \dots, c_N^{p2}\}$ chamadas de sequências de paridade.

Para se obter a resposta ao impulso discreta do codificador basta aplicar uma sequência de entrada m e observar as sequências de saídas c^{p1} e c^{p2} . Através da resposta ao impulso são determinadas as sequências geradoras do código que de forma genérica são: $g^{(1)} = \{g_0^{(1)}, g_1^{(1)}, g_2^{(1)}, \dots, g_{K-1}^{(1)}\}$ e $g^{(2)} = \{g_0^{(2)}, g_1^{(2)}, g_2^{(2)}, \dots, g_{K-1}^{(2)}\}$ onde $K = M + 1$ unidades de tempo define o comprimento das sequências geradoras.

As sequências de saídas c^{p1} e c^{p2} podem ser obtidas através da convolução entre a sequência de

entrada m e as sequências geradoras $g^{(1)}$ e $g^{(2)}$:

$$c^{p1} = m \oplus g^{(1)}, \quad (3.1)$$

$$c^{p2} = m \oplus g^{(2)}. \quad (3.2)$$

Depois de codificadas as sequências são agrupadas por um multiplexador formando a sequência codificada $c^p = \{c_0^{p1}, c_0^{p2}, c_1^{p1}, c_1^{p2}, c_2^{p1}, c_2^{p2}, \dots\}$.

O desempenho dos códigos convolucionais depende do decodificador empregado e das propriedades de distância entre as sequências do código.

A probabilidade de erro é inversamente proporcional a distância entre as sequências geradas, assim mais símbolos poderão ser corrigidos na decodificação, melhorando o desempenho do sistema. A decodificação mais utilizada, para os códigos convolucionais, é o algoritmo de Viterbi que proporciona máxima verossimilhança.

Para um código convolucional ser considerado sistemático os m símbolos de entrada tem que ser replicados nos primeiros m símbolos de saída. Uma vantagem dos códigos convolucionais sistemáticos é a maior facilidade no processo de codificação. Mas os códigos sistemáticos nem sempre conseguem atingir o mesmo d_{free} (menor distância de Hamming livre) alcançado pelos não-sistemáticos com as mesmas propriedades.

Partindo de um CNS (Código Não Sistemático) é possível encontrar um código convolucional recursivo sistemático através de um sistema de realimentação visando usar as características dos códigos sistemáticos. Os códigos CRS possuem d_{free} maior ou igual a distância livre dos não realimentados.

Caso uma matriz não esteja na forma sistemática há como fazer a sua sistematização. Para o caso de taxa 1/2 a matriz sistemática será do tipo:

$$G(D) = [1 \quad g^{(p)}(D)], \quad (3.3)$$

onde $g^{(p)}(D)$ é o polinômio gerador da saída de paridade do codificador CRS, que é baseado nos polinômios geradores do codificador CNS e definido por:

$$g^{(p)}(D) = \frac{g^{(2)}(D)}{g^{(1)}(D)}. \quad (3.4)$$

$g^{(1)}(D)$ é chamado de polinômio gerador de realimentação "*feedback*" e está relacionado a saída sistemática escolhida, $g^{(2)}(D)$ é denominado de polinômio gerador para frente "*feed-forward*" e representa a saída 2.

Para uma matriz com p saídas de paridade sua matriz geradora é da seguinte forma:

$$G(D) = \left[1, \frac{g^{(2)}(D)}{g^{(1)}(D)}, \frac{g^{(3)}(D)}{g^{(1)}(D)}, \frac{g^{(4)}(D)}{g^{(1)}(D)}, \dots, \frac{g^{(p)}(D)}{g^{(1)}(D)} \right]. \quad (3.5)$$

Os códigos convolucionais sobre \mathbb{Z}_q trabalham com distâncias Euclidianas livre e não com distância de Hamming livre como os códigos binários.

Nesta dissertação a matriz geradora, definida sobre \mathbb{Z}_4 , utilizada será a da equação 3.6, que segundo Barros mostra em [2] apresenta melhor desempenho para códigos turbo quaternários que utilizam o algoritmo MAP para a decodificação. O diagrama do codificador CRS gerado através desta matriz geradora é mostrado na Figura 3.2.

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & 2 + D + 2D^2 \\ & 1 + D + 3D^2 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

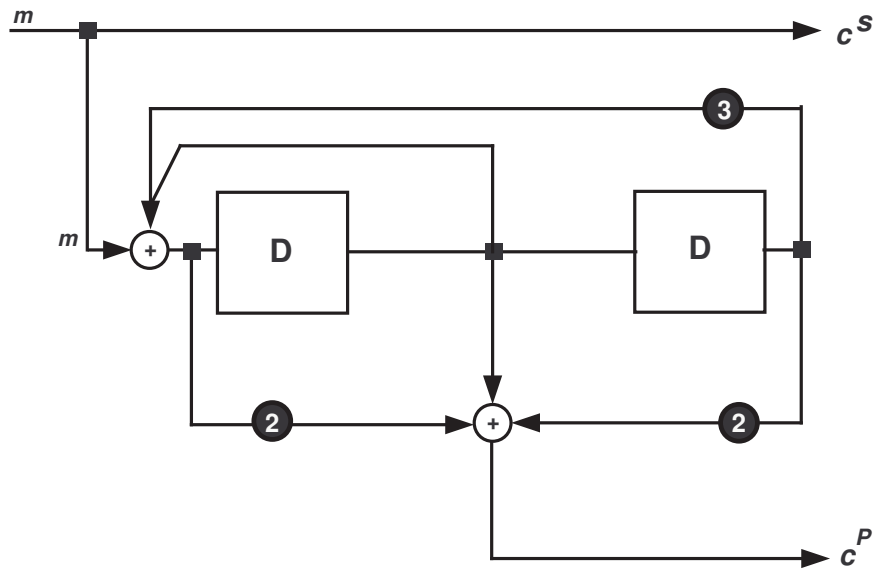


Figura 3.2: Codificador CRS quaternário[20]

Exemplo:

Suponha que a sequência de entrada m seja:

$$m = 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 3 \ 1 \ 0,$$

As sequências de saída serão:

$$c^s = 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 3 \ 1 \ 0,$$

$$c^p = 2 \ 1 \ 3 \ 0 \ 3 \ 0 \ 3 \ 2 \ 1 \ 1,$$

As saídas podem ser multiplexadas em uma única sequência, ou seja:

$$c = 3 \ 2 \ 2 \ 1 \ 1 \ 3 \ 0 \ 0 \ 1 \ 3 \ 2 \ 0 \ 3 \ 3 \ 3 \ 2 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1.$$

Na saída a sequência de informação ocupa as posições pares e a sequência de paridade as posições ímpares. Os dois últimos símbolos sistemáticos são responsáveis por fazer este codificador CRS, com esta sequência de entrada, voltar para o estado inicial [20].

3.1.2 Entrelaçador

O entrelaçador é um dispositivo de uma única entrada e uma única saída. Sua finalidade é de entrelaçar os símbolos, em outra ordem temporal, de forma a espalhar os erros em surto (*burst*) causados pelo ruído impulsivo e pelo desvanecimento seletivo introduzido pelo canal. Os erros assim podem ser considerados descorrelacionados, melhorando a capacidade de correção do sistema de decodificação.

Existem vários métodos para o entrelaçamento dos símbolos, mas o mais eficiente para os códigos turbo é do tipo s-aleatório [21]. Para este entrelaçador o vetor de entrelaçamento é construído a partir da geração de uma sequência de N inteiros aleatoriamente, associado a uma separação entre símbolos mínima de entrelaçamento.

Exemplo:

Supondo um entrelaçador de tamanho $S = 8$ com índices de permutação [3 6 2 0 4 5 7 1] usado para entrelaçar um bloco de tamanho $m = 5$, é eliminado os índices 5, 6, 7 restando os índices [3 2 0 4 1]. A seguir um exemplo com S e $m = 8$ com os índice de permutação [3 6 2 0 4 5 7 1] a mesma descrita a cima.

Com a sequência de entrada igual a:

$$m = [0 \ 2 \ 3 \ 1 \ 1 \ 3 \ 2 \ 0],$$

Usando o entrelaçador de índices de permutação definido por:

$$S = [3 \ 6 \ 2 \ 0 \ 4 \ 5 \ 7 \ 1],$$

Tem-se a sequência de saída do entrelaçador :

$$c = [1 \ 2 \ 3 \ 0 \ 1 \ 3 \ 0 \ 2].$$

Outro tipo de entrelaçamento bastante usado é o representado por uma matriz onde a entrada é escrita linha a linha e a saída é lida coluna a coluna.

3.1.3 Puncionador

A função do puncionador é aumentar a taxa de codificação através da supressão periódica de símbolos de paridade dos codificadores constituintes de um código turbo.

No exemplo da Figura 3.2 a taxa da codificação turbo é $\frac{1}{3}$ e não há o uso do puncionador, tendo a sequência código dada por:

$$\begin{aligned} m &= 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 3 \ 1 \ 0, \\ c^s &= 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 3 \ 1 \ 0, \\ c^p &= 2 \ 1 \ 3 \ 0 \ 3 \ 0 \ 3 \ 2 \ 1 \ 1, \end{aligned}$$

Para aumentar a taxa de codificação para $\frac{1}{2}$ pode-se fazer a supressão dos símbolos ímpares da saída c^s e os símbolos pares da saída c^p obtendo:

$$\begin{aligned} m &= 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 3 \ 1 \ 0, \\ c^s &= 3 \ _ \ 1 \ _ \ 1 \ _ \ 3 \ _ \ 1 \ _, \\ c^p &= _ \ 1 \ _ \ 0 \ _ \ 0 \ _ \ 2 \ _ \ 1, \end{aligned}$$

A sequência código c resultante será portanto:

$$\begin{aligned} m &= 3 \ 2 \ 1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 3 \ 1 \ 0, \\ c &= 3 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 3 \ 2 \ 1 \ 1. \end{aligned}$$

Com o uso deste puncionador tem-se N símbolos de informação na entrada do codificador e $2N$ símbolos codificados na saída.

Redução da complexidade de decodificação para códigos de altas taxas e a possibilidade de geração de códigos com taxas diferentes partindo de um mesmo codificador são tidos como as principais vantagens da utilização do puncionador.

O uso tanto do entrelaçador quanto do puncionador torna mais difícil a determinação da distância livre para a análise do desempenho de códigos turbo. Mas alguns autores trabalharam com o assunto, sendo definidos um entrelaçador uniforme, uma distância livre efetiva para o código CCP e estratégias de puncionamento para tentar analisar o desempenho do código [22][23].

3.1.4 Modulador

Considerando que a sequência de entrada do modulador seja de símbolos pertencentes ao alfabeto quaternário $\lambda = \{0, 1, 2, 3\}$. O sinal modulado pode ser representado por [20]:

$$S_\lambda = \left(\cos \left(\frac{\pi\lambda}{2} + \frac{\pi}{4} \right), \sin \left(\frac{\pi\lambda}{2} + \frac{\pi}{4} \right) \right)$$

O modulador transforma os símbolos em pares ordenados (x, y) . Cada símbolo passa a ser, portanto, um par de coordenadas do plano cartesiano que representa a modulação:

$$0 \equiv \left(\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right), \quad 1 \equiv \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right), \quad 2 \equiv \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right), \quad 3 \equiv \left(\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right).$$

Esta modulação é denominada $4 - PSK$ e é apresentada na Figura 3.3.

Supondo que a entrada do modulador seja a mesma do exemplo da equação 3.6 com a seguinte saída:

$$c^s = \quad 3 \quad 2 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 2 \quad 3 \quad 3 \quad 1 \quad 0,$$

$$c^p = \quad 2 \quad 1 \quad 3 \quad 0 \quad 3 \quad 0 \quad 3 \quad 2 \quad 1 \quad 1,$$

A sequência de saída do modulador será:

$$\bar{x}^s = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \cdots \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right),$$

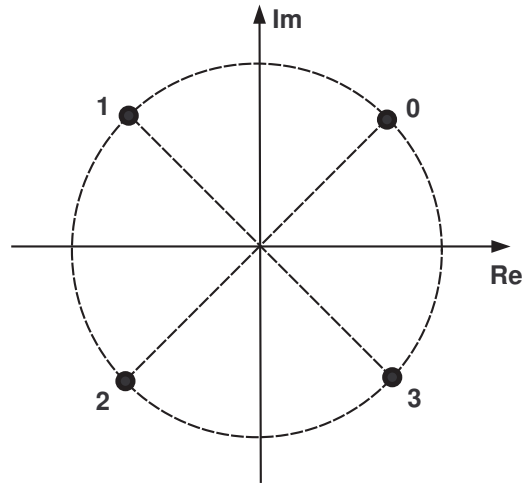


Figura 3.3: Esquema de modulação 4-PSK

$$\bar{x}^p = \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \cdots \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right).$$

3.2 Decodificação Turbo

O algoritmo utilizado para decodificação turbo neste trabalho é o algoritmo de máximo *a posteriori* (MAP) utilizando códigos CRS quaternários.

O decodificador turbo para códigos CCP é ilustrado na Figura 3.4. A estrutura do decodificador contém dois decodificadores em paralelo, entrelaçadores e desentrelaçadores entre eles. Cada decodificador possui três entradas:

- A primeira é a saída sistemática do canal y^s , que para o segundo decodificador é entrelaçada;
- A segunda entrada é referente aos símbolos de paridade de cada codificador, y^{p1} , y^{p2} , respectivamente para o primeiro e para o segundo decodificador;
- A última entrada diz respeito a informação do componente do decodificador anterior (informação extrínseca) sobre o provável valor dos símbolos (informação *a priori*).

A cada iteração, com a troca de informação entre os decodificadores, a probabilidade de erro de símbolo tende a diminuir tendo uma maior certeza sobre os símbolos transmitidos, entretanto, o ganho obtido com a troca de informações diminui com o aumento no número de iterações.

Antes de descrever o algoritmo MAP apresenta-se alguns conceitos:

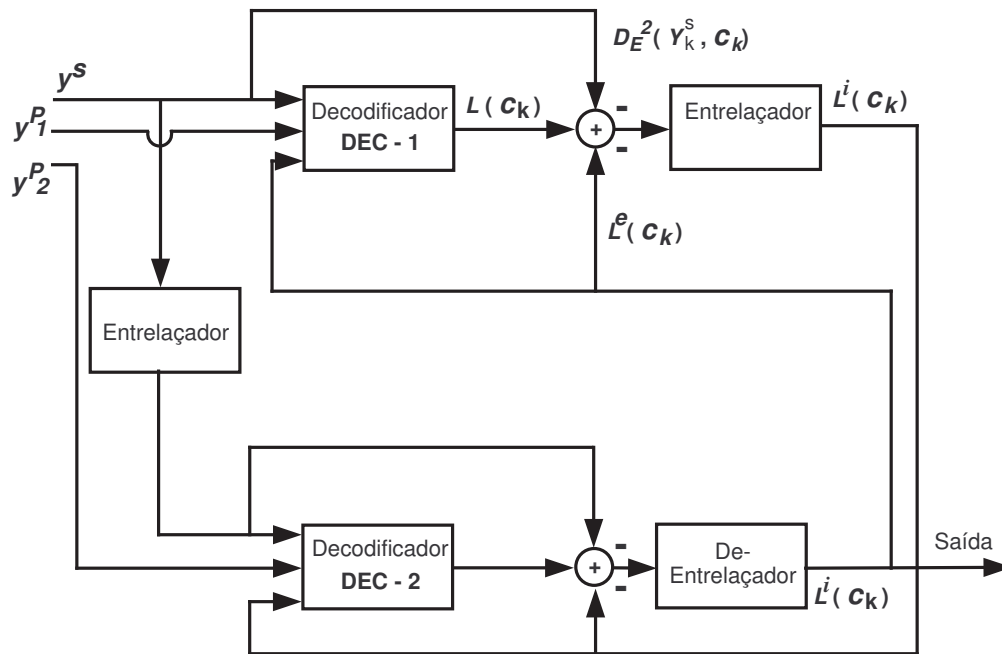


Figura 3.4: Decodificação iterativa turbo

- Informação *a priori* ou informação intrínseca: é a informação conhecida antes da decodificação da sequência de símbolos recebida na entrada do decodificador;
- Informação extrínseca: é a informação retirada de um decodificador, levando em consideração a sequência de símbolos recebida e a informação *a priori*;
- Informação *a posteriori*: é a informação extraída de um decodificador, baseada em toda informação que entra no decodificador sobre o símbolo c_k .

3.2.1 Algoritmo MAP

Bahl e outros propuseram em 1974 o algoritmo de decodificação *a posteriori* MAP [24]. Este algoritmo foi desenvolvido para estimar os estados ou saídas de um processo Markoviano, discreto no tempo, com o número de estados finitos e na presença de ruído. Por sua complexidade, já que analisa todos os possíveis caminhos da treliça, o algoritmo MAP não era muito utilizado até 1993 quando foram desenvolvidos os códigos turbo. Este algoritmo faz a decisão símbolo-a-símbolo e fornece uma probabilidade de certeza sobre a decisão, o que é necessário para a decodificação iterativa.

Como a saída dos codificadores convolucionais ao passarem por canais discretos (tais como aqueles derivados de um canal AWGN (Additive White Gaussian Noise - Ruído Aditivo Gaussiano Branco)) correspondem a uma cadeia de Markov, o algoritmo MAP pode ser utilizado na decodificação.

Sua finalidade é fornecer a informação *a posteriori* $L(c_k)$ definida por:

$$L(c_k) = \ln(p(c_k = \theta | y)). \quad (3.7)$$

ou seja, a informação *a posteriori* é dada pelo valor natural da probabilidade de um símbolo decodificado ser $c_k = \theta \in \{0, 1, 2, 3\}$, dado que a sequência de símbolos recebida é:

$$y = y_1 y_2 \dots y_{k-1} y_k y_{k+1} \dots y_N.$$

Portanto, pode-se expressar a probabilidade *a posteriori* $p(c_k = \theta | y)$ em função de probabilidades conhecidas como a probabilidade *a priori* $p(c_k)$ e a probabilidade de transição da métrica do ramo $p(y_k | x_k)$, sendo:

$$\begin{aligned} x_k &= x_k^s x_k^p, \\ y_k &= y_k^s y_k^p. \end{aligned}$$

onde x_k é a palavra código transmitida referente ao símbolo de informação c_k e y_k é a palavra código recebida referente a palavra código transmitida x_k .

Para associar o símbolo transmitido com a transição entre os estados da treliça basta conhecer o estado anterior $S_{k-1} = s'$ e o estado presente $S_k = s$. Assim é possível saber qual símbolo causou a transição entre estes estados. Sabendo qual símbolo causou a transição e aplicando o Teorema de Bayes é possível reescrever $L(c_k)$ como:

$$L(c_k) = \ln \left(\frac{\sum_{(s', s)} p(S_{k-1} = s', S_k = s, y)}{p(y)} \right) \quad (3.8)$$

onde (s', s) é o conjunto de transições do estado anterior, $S_{k-1} = s'$ é o conjunto de transições do estado presente, $S_k = s$ pode ocorrer se o símbolo de entrada c_k for igual a θ .

Por motivos de simplicidade a probabilidade $p(S_{k-1} = s', S_k = s, y)$ será denotada como $P(s', s, y)$.

Considerando a probabilidade do numerador da expressão 3.8 e que cada termo da sequência recebida y são independentes entre si. A sequência recebida pode ser dividida em três partes:

- Sequência recebida antes da transição presente $y_1^{k-1} = y_1 y_2 \dots y_{k-1}$;

- A palavra código transmitida associada a transição presente $y_k^k = y_k$;
- Sequência recebida depois da transição presente $y_{k+1}^N = y_{k+1} y_{k+2} \dots y_N$.

Assim é possível escrever:

$$p(s', s, y) = p(s', s, y_1^{k-1}, y_k, y_{k+1}^N). \quad (3.9)$$

Usando a regra de *Bayes* para um canal sem memória a probabilidade $P(s', s, y)$ pode ser dividida em três termos:

$$p(s', s, y) = p(s', y_1^{k-1}) \cdot p(\{y_k, s\} | s') \cdot p(y_{k+1}^N | s), \quad (3.10)$$

$$p(s', s, y) = \bar{\alpha}_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \bar{\beta}_k(s), \quad (3.11)$$

onde:

$$\bar{\alpha}_{k-1}(s') = p(s', y_1^{k-1}), \quad (3.12)$$

é a probabilidade da treliça estar no estado prévio s' no instante $k - 1$ e a sequência recebida até este instante ser y_1^{k-1} .

$$\gamma_k(s', s) = p(\{y_k, s\} | s'), \quad (3.13)$$

é a probabilidade de que, dado que a treliça estava no estado prévio s' , esta irá para o estado presente s e a sequência recebida para esta transição é y_k .

$$\bar{\beta}_k(s) = p(y_{k+1}^N | s), \quad (3.14)$$

é a probabilidade de que, dado que a treliça está no estado presente s no instante k , a sequência recebida futuramente será y_{k+1}^N .

Com estes três termos a equação 3.8 pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$L(c_k) = \ln \left(\frac{\sum_{(s, s')} \bar{\alpha}_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \bar{\beta}_k(s)}{p(y)} \right). \quad (3.15)$$

A Figura 3.5 mostra a divisão da sequência recebida do canal y e a localização da probabilidade dos três termos $\bar{\alpha}_{k-1}(s')$, $\gamma_k(s', s)$ e $\bar{\beta}_k(s)$ para a transição de um estado para outro representada pela linha em destaque. Isto para um codificador CRS de matriz geradora $G(D) = [1 \quad \frac{2+D}{1+3D}]$.

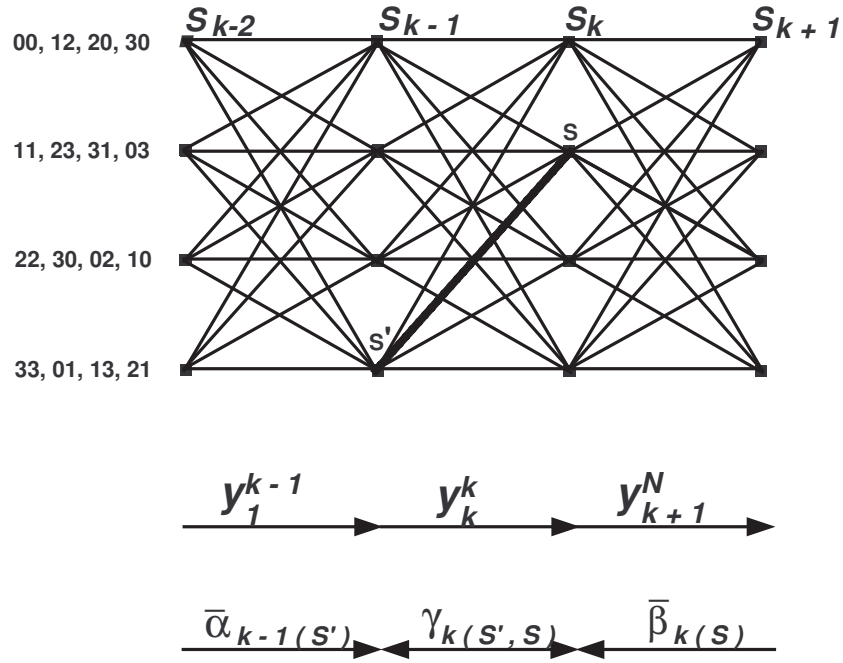


Figura 3.5: Treliça do decodificador MAP

O algoritmo MAP calcula $\bar{\alpha}_{k-1}(s')$ e $\bar{\beta}_k(s)$ recursivamente para todos os estados da treliça.

Cálculo de $\bar{\alpha}_k(s)$

Sendo o canal sem memória e os símbolos da sequência recebida y independentes entre si, com o auxílio da regra de *Bayes*, $\bar{\alpha}_k(s)$ pode ser calculado por:

$$\begin{aligned}
 \bar{\alpha}_k(s) &= p(s, y_1^k) \\
 &= \sum_{\text{todo } s'} p(s, s', y_1^{k-1}, y^k) \\
 &= \sum_{\text{todo } s'} p(\{s, y^k\} | s') \cdot p(s', y_1^{k-1}) \\
 &= \sum_{\text{todo } s'} \bar{\alpha}_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s).
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Assumindo que a treliça parte do estado S_0 , a condição inicial para o cálculo recursivo de $\bar{\alpha}_k(s)$ é dada por:

$$\bar{\alpha}(S_0 = s) = \begin{cases} 1 & \text{para } s = 0 \\ 0 & \text{para } s \neq 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

Cálculo de $\bar{\beta}_k(s)$

Sendo o canal sem memória e os símbolos da sequência recebida y independentes entre si, tem-se

$$\begin{aligned} \bar{\beta}_{k-1}(s') &= p(y_k^N, s'), \\ \bar{\beta}_{k-1}(s') &= \sum_{\text{todo } s} \bar{\beta}_k(s) \cdot \gamma_k(s', s). \end{aligned} \quad (3.18)$$

Pressupondo que o codificador sempre volta ao estado inicial $S_N = 0$, a condição inicial é:

$$\bar{\beta}_N(S_N = s) = \begin{cases} 1 & \text{para } s = 0 \\ 0 & \text{para } s \neq 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

Cálculo de $\gamma_k(s', s)$

O cálculo de $\gamma_k(s', s)$ deve ser feito para toda transição entre os estados s' e s da treliça, observando a sequência recebida e a informação *a priori*. Sendo o canal sem memória e os símbolos da sequência recebida y independentes entre si, obtem-se utilizando Bayes:

$$\begin{aligned} \gamma_k(s', s) &= p(s, y_k | s') \\ &= \frac{p(y_k | s, s') \cdot p(s', s)}{p(s')} \\ &= \frac{p(y_k | s, s') \cdot p(s | s') \cdot p(s')}{p(s')} \\ &= p(y_k | x_k) \cdot p(c_k). \end{aligned} \quad (3.20)$$

sendo:

c_k os símbolos de entrada necessários para ocorrer a transição na treliça do estado prévio para o estado presente;

x_k a palavra código transmitida associada com a transição;

y_k a palavra código recebida associada com a palavra código transmitida.

Portanto, a probabilidade de transição $\gamma_k(s', s)$, é o produto entre a probabilidade *a priori* do símbolo de entrada obtida do decodificador anterior através do processo iterativo e a probabilidade de receber a sequência y_k dado que a palavra código x_k foi transmitida.

Expressões Finais para $\alpha_k(s)$ $\beta_k(s)$

Observando a equação 3.15 com o divisor $p(y)$, o algoritmo não converge para o limitante de Shannon [8]. Pois, um decodificador recebe informação do outro decodificador a cada estágio da decodificação para a formação da informação *a priori*. Portanto, é usado o mecanismo de retirar da sequência recebida y o elemento de ordem k . Assim $p(y)$ é substituído por $p(y)/p(y_k)$. Os símbolos da sequência recebida y devem ser independentes entre si.

$$\begin{aligned} \frac{p(y)}{p(y_k)} &= \frac{p(y_1^k \cdot y_{k+1}^N)}{p(y_k)} \\ &= \frac{p(y_{k+1}^N | y_1^k) \cdot p(y_1^k)}{p(y_k)} \\ &= p(y_1^{k-1}) \cdot p(y_{k+1}^N | y_1^k), \end{aligned}$$

Substituindo $p(y)$ por $\frac{p(y)}{p(y_k)}$ em 3.15, tem-se:

$$L(c_k) = \ln \left(\sum_{(s, s')} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s) \right). \quad (3.21)$$

sendo as probabilidades $\alpha_k(s)$ e $\beta_k(s)$ dadas por:

$$\alpha_k(s) = \frac{\bar{\alpha}_k(s)}{p(y_1^k)}, \quad (3.22)$$

$$\beta_k(s) = \frac{\bar{\beta}_k(s)}{p(y_{k+1}^N | y_1^k)}, \quad (3.23)$$

Se o canal for sem memória utilizando:

$$p(y_1^k) = \sum_{\text{todo } s} \bar{\alpha}_k(s), \quad (3.24)$$

a expressão de $\alpha_k(s)$ é dada por:

$$\alpha_k(s) = \frac{\sum_{\text{todo } s'} \bar{\alpha}_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s)}{\sum_{\text{todo } s} \sum_{\text{todo } s'} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s)}. \quad (3.25)$$

Utilizando a expressão:

$$p(y_k^N | y_1^{k-1}) = \frac{p(y_1^k) \cdot p(y_{k+1}^N | y_1^k)}{p(y_1^{k-1})}, \quad (3.26)$$

obtem-se $\beta_k(s)$:

$$\beta_{k-1}(s) = \frac{\sum_{\text{todo } s'} \beta_k(s') \cdot \gamma_k(s', s)}{\sum_{\text{todo } s} \sum_{\text{todo } s'} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s)}. \quad (3.27)$$

3.2.2 Decodificação Iterativa Turbo M-ária

O objetivo da decodificação iterativa é calcular a informação extrínseca na saída de um decodificador e utilizar esta informação como informação *a priori* no outro decodificador constituinte, buscando sempre diminuir a probabilidade de erro a cada iteração. O esquema da decodificação iterativa utilizado está na Figura 3.4.

Para o melhor entendimento do processo de decodificação a seguir é descrito um estágio de decodificação iterativa.

Um estágio da decodificação

A palavra código recebida é formada por uma componente relacionada ao símbolo sistemático, informação transmitida, e por uma componente referente ao símbolo de paridade transmitido.

Se o canal é sem memória e gaussiano a palavra código recebida também é gaussiana e com probabilidade condicional calculada da seguinte maneira:

$$p(y_k | x_k) = p(y_k^s | x_k^s) \cdot p(y_k^p | x_k^p), \quad (3.28)$$

Assim a função densidade de probabilidade da expressão 3.28 é:

$$\begin{aligned}
p(y_k | x_k) &= p(y_k^s | x_k^s) \cdot p(y_k^p | x_k^p) \\
&= \frac{1}{\pi N_0} \cdot \exp\left(-\frac{\|y_k^s - x_k^s\|^2}{N_0}\right) \cdot \exp\left(-\frac{\|y_k^p - x_k^p\|^2}{N_0}\right) \\
&= \frac{1}{\pi N_0} \cdot \exp\left(-\frac{(y_{kA}^s - x_{kA}^s)^2 + (y_{kB}^s - x_{kB}^s)^2}{N_0}\right) \cdot \\
&\quad \exp\left(-\frac{(y_{kA}^p - x_{kA}^p)^2 + (y_{kB}^p - x_{kB}^p)^2}{N_0}\right).
\end{aligned}$$

onde N_0 é a densidade espectral de potência unilateral do ruído.

Utilizando a distância euclidiana ao quadrado entre símbolos, $D_E^2(\cdot, \cdot)$, pode-se reescrever a equação 3.28 como:

$$p(y_k | x_k) = \frac{1}{\pi N_0} \cdot \exp(L_c \cdot D_E^2(y_k^s, x_k^s)) \cdot \exp(L_c \cdot D_E^2(y_k^p, x_k^p)). \quad (3.29)$$

onde $L_c = -\frac{1}{N_0}$.

A palavra código decodificada deve ser a de menor distância euclidiana ao quadrado em relação ao vetor recebido que é similar a decidir pela maior probabilidade *a posteriori* $L(c_k)$. Esta informação *a posteriori* calculada pelo algoritmo MAP é dividida em 3 termos segundo [3]:

- $L^i(c_k)$: informação intrínseca;
- $L_c \cdot D_E^2(y_k^s, c_k)$: informação sistemática;
- $L^e(c_k)$: informação extrínseca.

Se os símbolos da sequência recebida y são independentes entre si, o canal é gaussiano, sem memória e com modulação 4-PSK, então,

$$\gamma_k(s, s') = \exp(L_c \cdot D_E^2(y_k^s, u_k)) \cdot \gamma_k^e(s, s') \cdot p(c_k), \quad (3.30)$$

sendo:

$$\gamma_k^e(s, s') = \frac{1}{\pi N_0} \cdot \exp(L_c \cdot D_E^2(y_k^p, x_k^p)),$$

Assim $L(c_k)$ pode ser escrito, como:

$$L(c_k) = L^i(c_k) + L_c \cdot D_E^2(y_k^s, c_k) + L^e(c_k), \quad (3.31)$$

sendo:

$$L^i(c_k) = \ln(p(c_k)),$$

onde $L^i(c_k)$ é a informação intrínseca. A informação extrínseca $L^e(c_k)$ é dada por:

$$L^e(c_k) = \ln \left(\sum_{(s, s')} \alpha_{k-1}(s') \cdot \beta_k(s) \cdot \gamma_k^e(s, s') \right).$$

Por fim, reescrevendo a equação 3.21 tem-se:

$$\begin{aligned} L(c_k) &= \ln \left(\sum_{(s, s')} \alpha_{k-1}(s') \cdot \gamma_k(s', s) \cdot \beta_k(s) \right) \\ &= \ln \left(\sum_{(s, s')} \alpha_{k-1}(s') \cdot \beta_k(s) \cdot \exp(L_c \cdot D_E^2(y_k^s, u_k)) \cdot \gamma_k^e(s, s') \cdot p(c_k) \right) \\ &= L_e(c_k) + L_c \cdot D_E^2(y_k^s, c_k) + L^i(c_k). \end{aligned} \quad (3.32)$$

A informação extrínseca obtida através da expressão 3.31 é utilizada no próximo estágio de decodificação.

A Figura 3.4 mostra o decodificador turbo iterativo. Vale ressaltar que cada decodificador constituinte possui três entradas, a primeira entrada y^s é referente aos símbolos sistemáticos da saída do canal (y^{s1} para os símbolos recebidos e y^{s2} para os símbolos recebidos entrelaçados), a segunda y^{p1} referente a sequência recebida do primeiro codificador para o primeiro decodificador e y^{p2} referente a sequência recebida proveniente do segundo codificador para o segundo decodificador, a terceira e última entrada é referente a informação do decodificador anterior. Sendo organizados em duas partes para efeito de demonstração nos próximos passos, onde y^1 representa (y^{s1} e y^{p1}) e y^2 representa (y^{s2} e y^{p2}).

Considere primeiramente o primeiro decodificador na primeira iteração. O decodificador recebe a sequência do canal y^1 e produz uma estimativa da informação *a posteriori* $L_{11}(c_k)$ - os subscritos representam a primeira iteração e o primeiro decodificador, respectivamente. Como na primeira iteração não há ainda uma informação extrínseca vinda de um estágio anterior do outro decodificador, o primeiro decodificador recebe como informação *a priori* $\ln(p(c_k = \theta)) = \ln(1/4)$.

O segundo codificador recebe a sequência y^2 junto com a informação extrínseca do primeiro decodificador e produz uma estimativa da informação *a posteriori* $L_{12}(c_k)$. Esta informação extrínseca é

composta pela informação *a posteriori* $L_{11}(c_k)$, a informação *a priori* $\ln(p(c_k = \theta))$ e a informação sistemática $L_c \cdot D_E^2(y_k^s, c_k)$ provenientes do primeiro decodificador, obtendo:

$$L^i(c_k) = L_{11}(c_k) - \ln(1/4) - L_c \cdot D_E^2(y_k^s, c_k).$$

Esta informação extrínseca entrelaçada é a própria informação *a priori* do primeiro decodificador que é calculada através da expressão 3.31 na saída do primeiro decodificador, ou seja, a informação extrínseca calculada na saída do primeiro decodificador, após ser entrelaçada, é utilizada como informação *a priori* na entrada do segundo decodificador. A informação extrínseca calculada na saída do segundo decodificador, após ser desentrelaçada é utilizada como a informação *a priori* na entrada do primeiro decodificador e assim sucessivamente.

Agora considerando a próxima iteração, a segunda, o primeiro decodificador utiliza a sequência recebida y^1 com a informação *a priori* $L^i(c_k)$ vinda do segundo decodificador da primeira iteração. Assim ele pode fornecer uma informação *a posteriori* $L_{21}(c_k)$ mais precisa.

Já o segundo decodificador utiliza a sequência recebida y^2 junto com a informação *a posteriori* $L_{21}(c_k)$ para, através da equação 3.31, gerar a informação $L_{22}(c_k)$ que é mais precisa. Este processo iterativo se repete, cada vez produzindo uma informação melhorada e por consequência uma probabilidade de erro de símbolo menor para uma mesma relação sinal ruído - SNR (*Signal to Noise Ratio* - Relação Sinal Ruído). Mas isto não é indefinidamente, pois existe um limite prático, para que o ganho proporcionado seja relevante perante ao tempo despendido no processo de decodificação.

Capítulo 4

Resultados

Neste capítulo, é realizada uma análise de desempenho do esquema de codificação turbo não binário proposto, associado a técnica OFDM. Os canais considerados foram com ruído AWGN, desvanecimento plano e seletivo. As curvas de desempenho resultantes relacionam a taxa de erro de símbolo *versus* E_b/N_0 (relação entre energia de bit por densidade espectral de potência do ruído unilateral).

4.1 Modelos de Canal

Em um sistema de radiopropagação móvel ocorrem três fenômenos que interferem no sinal transmitido: a atenuação sofrida com a distância, o desvanecimento de larga escala, gerados pelo sombreamento causados, por exemplo, por prédios e o desvanecimento de pequena escala causados pelos múltiplos percursos. A atenuação e o sombreamento podem ser solucionados conjuntamente e vistos como variação no nível médio do sinal. O desvanecimento em pequena escala caracteriza-se por variações rápidas da amplitude do sinal com o tempo [15]. Associado a estes três fenômenos encontra-se sempre presente o ruído AWGN.

4.1.1 Canal com ruído AWGN

O ruído gaussiano aditivo branco é modulado como tendo uma densidade espectral de potência bilateral constante para todas as frequências igual a $\frac{N_0}{2}$ [W/Hz] e caracteriza-se pela *PDF* (*Probability Density Function* - Função Densidade de Probabilidade) dada por:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} \exp - \frac{(x - m_x)^2}{2\sigma_x^2} \quad (4.1)$$

em que m_x é a média da variável aleatória gaussiana x e σ_x^2 é a variância.

Este tipo de interferência é independente do sinal transmitido no qual é adicionado. O ruído AWGN é causado por várias fontes naturais, tais como a vibração térmica dos átomos nas antenas, radiação de corpo escuro da terra e de outros objetos aquecidos e de fontes celestes como o sol.

O ruído AWGN é comumente usado para simular ruído de fundo em um canal terrestre sob estudo, somando-se aos efetivos de multipercurso, sombreamento, desvanecimento, etc.

Em estudos encontrados na literatura [25] para que um sistema simule sofrer distorções, o canal é representado como um filtro. O ruído é adicionado ao sinal no momento da transmissão através do canal. O sinal recebido é formado pela convolução do sinal transmitido e da resposta ao impulso do canal.

4.1.2 Canal com Desvanecimento

O sinal transmitido sofre os efeitos da reflexão em prédios, superfícies, montanhas e carros ocasionando desvanecimento (*fading*) no sinal. Portanto, o sinal chega ao receptor por diferentes caminhos e com diferentes atenuações e atrasos de forma aleatória. Esse fenômeno é classificado em dois tipos: desvanecimento plano e desvanecimento seletivo em frequência.

Banda de coerência é a faixa de frequências onde todas as componentes em frequência são atingidas igualmente por desvanecimento. Esta depende do canal de propagação e é dada por:

$$B_c = \frac{1}{2\pi t} \quad [Hz] \quad (4.2)$$

em que t [s] é o intervalo de tempo entre o primeiro e o último percurso que chegam no receptor.

O desvanecimento também pode ser caracterizado por desvanecimento lento ou desvanecimento rápido. O desvanecimento lento é quando o tempo de coerência do canal é maior que os atrasos produzidos pelo canal, assim pode-se considerar a amplitude e a fase impostas pelo canal como constantes. O desvanecimento rápido é quando o tempo de coerência do canal é menor que os atrasos do canal, assim considera-se que a fase e a amplitude variam no período que estão em uso.

Desvanecimento Plano

Se o canal possui banda de coerência maior do que a banda de frequência do sinal transmitido, ao passar pelo canal este sinal sofrerá desvanecimento plano, assim todas as componentes de frequência serão corrompidas pela mesma atenuação. Nesse caso o sinal recebido em faixa estreita pode ser escrito como:

$$d(t) = i(t) \cos\omega_c t - q(t) \sin\omega_c t \quad (4.3)$$

onde $i(t)$ e $q(t)$ são respectivamente as componentes em fase e quadratura do sinal recebido. Estas componentes podem ser representadas como variáveis aleatórias gaussianas com média zero e variância σ^2 . A envoltória do sinal é, então dado por $A = \sqrt{i(t)^2 + q(t)^2}$.

A energia média da envoltória do desvanecimento está relacionada com a variância em fase e quadratura:

$$E[A^2] = 2\sigma^2 \quad (4.4)$$

Este tipo de desvanecimento plano é caracterizado pela distribuição de Rayleigh cuja função densidade de probabilidade é dada por:

$$P(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2} \quad (4.5)$$

Desvanecimento Seletivo em Frequência

Se o canal possui banda de coerência menor do que a banda de frequência do sinal transmitido, ao passar pelo canal este sinal sofrerá desvanecimento seletivo em frequência, onde as componentes de frequência sofrerão desvanecimentos descorrelacionados. Em sistemas de faixa larga ou em altas taxas de transmissão as atenuações sofridas têm comportamento de filtros rejeita-faixa, apresentando um vale (notch) na resposta de frequência do sinal transmitido. Sua PDF é a mesma mostrada na equação 4.5.

Tempo de coerência é o tempo mínimo para que a atenuação provocada pelo canal transforme-se descorrelacionada de seu valor anterior, é dado por:

$$T_c = \frac{1}{2f_m} \quad [s] \quad (4.6)$$

onde $f_m [Hz]$ é o deslocamento Doppler máximo.

De outra forma pode se dizer que o desvanecimento é plano quando a atenuação espectral ocorre de maneira uniforme e em toda faixa de frequência do sinal transmitido e que o desvanecimento é seletivo quando a atenuação afeta somente uma faixa de frequência menor que a faixa de frequência do sinal transmitido. Os dois tipos de desvanecimentos são multiplicados ao sinal durante a transmissão pelo canal de propagação.

A Figura 4.1 representa um modelo de canal que adiciona o ruído AWGN e multiplica o sinal m_k por um fator para reproduzir a atenuação.

Onde d representa o desvanecimento, n_k o ruído AWGN e m_k a informação.

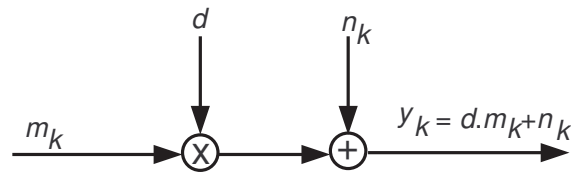


Figura 4.1: Canal com ruído e desvanecimento

4.2 Parâmetros para Simulação

A Figura 4.2 traz o diagrama de blocos do sistema implementado. Sendo observado que os dados binários após passarem por um código de Gray quaternário são entregues ao codificador turbo na forma de símbolos $\{0, 1, 2, 3\}$. Na saída do codificador tem-se o dobro de símbolos do que na entrada, devido a taxa de codificação utilizada, $R = 1/2$. Os símbolos são entregues ao modulador 4-PSK, que por sua vez entrega ao conversor série/paralelo a sequência modulada em termos de $(\pm \frac{1}{\sqrt{2}}, \pm \frac{1}{\sqrt{2}})$, este conversor tem como finalidade somente inverter a série de símbolos para paralelo. Assim, os símbolos atingem o estágio onde são transformados em subportadoras através da função IFFT. Neste ponto, a parte de geração do sinal está concluída, portanto, o sinal é transmitido através do canal de propagação onde as interferências (desvanecimento seletivo e plano e ruído AWGN) são introduzidas.

Ao chegar na recepção o sinal passa por um processo inverso ao que foi utilizado para a geração. Primeiramente é aplicada a FFT para a estimativa dos símbolos, que entregues ao conversor paralelo/série chegam ao demodulador 4-PSK já na forma de uma sequência em série, após a realização da demodulação a sequência é decodificada através do decodificador turbo iterativo, assim os símbolos estimados possuem uma menor probabilidade de erros de bits.

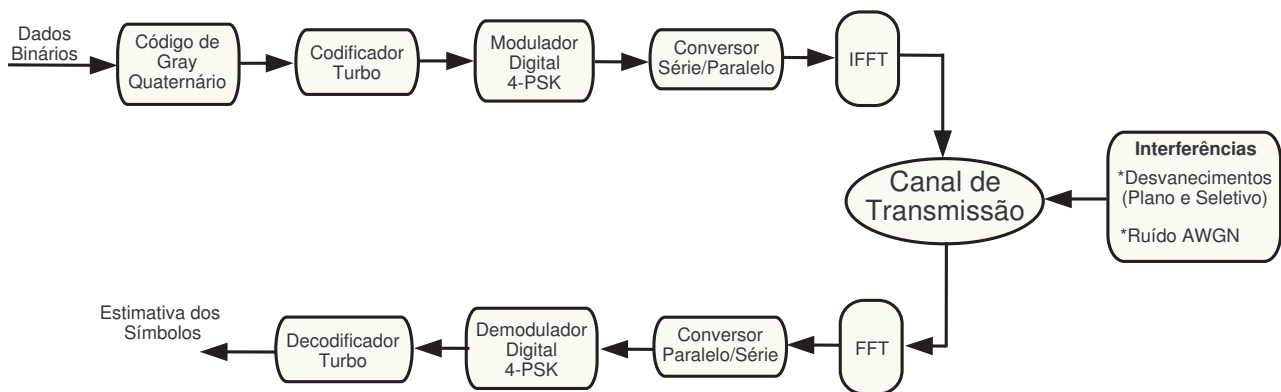


Figura 4.2: Sistema Proposto

Para a codificação turbo quaternária são utilizados dois codificadores convolucionais idênticos definidos sobre \mathbb{Z}_4 , que tem a função de inserir símbolos de redundância na informação a ser transmitida, para o processo de correção de erros na decodificação. A taxa de codificação é 1/2 para cada CRS e sua matriz geradora é:

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{2 + D + 2D^2}{1 + D + 3D^2} \end{bmatrix}$$

Os esquemas de codificação e de decodificação são mostrados na Figura 4.3 e na Figura 4.4 respectivamente.

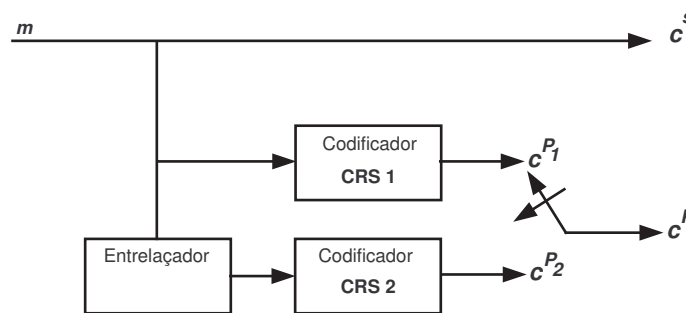


Figura 4.3: Codificador turbo quaternário

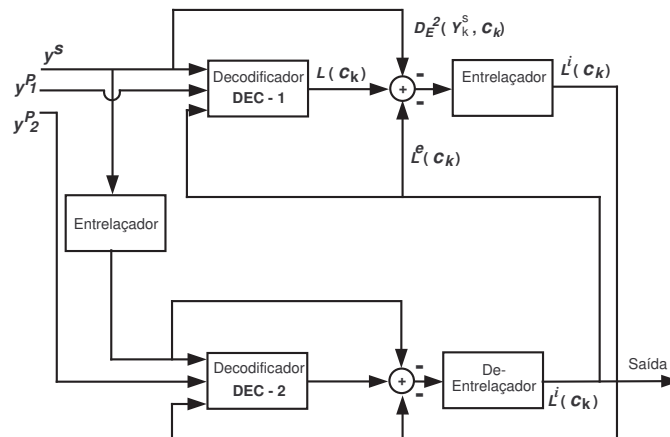


Figura 4.4: Decodificação iterativa turbo

O entrelaçador é utilizado com o propósito de entrelaçar os símbolos de informação, dispersando os erros em surto antes do processo de decodificação. Neste trabalho foi utilizado o entrelaçador do tipo *s*-aleatório que apresenta melhores propriedades de entrelaçamento que os outros entrelaçadores.

O puncionador (chave na Figura 4.3) seleciona ora um símbolo da saída do CRS 1 ora um símbolo da saída do CRS 2, apagando portanto de forma alternada um símbolo de redundância de cada codificador convolucional, visando o aumento da taxa de codificação para $1/2$. A modulação utilizada para a transmissão é a QPSK.

A decodificação utilizada foi do tipo log - MAP. Assim, a informação extrínseca produzida no primeiro decodificador é utilizada pelo segundo decodificador no seu processo de decodificação que, por sua vez, produz também em sua saída uma informação extrínseca que é utilizada pelo primeiro decodificador e assim sucessivamente, estabelecendo um processo iterativo de decodificação.

A técnica OFDM foi implementada no momento da transmissão do sinal, devido a sua robustez aos efeitos do desvanecimento. Esta técnica consiste na paralelização do sinal transmitindo em forma de subportadoras, onde cada subportadora carrega a informação de um símbolo com modulação QPSK.

Sem perda de generalidade todo o processo de transmissão e recepção foi considerado em sincronismo perfeito.

Os parâmetros utilizados na simulação são os indicados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Características do sistema

Codificadores constituintes	Dois codificadores CRS idênticos
Matriz geradora (\mathbb{Z}_4)	[7,5]
Taxa de codificação	$1/2$
Número de símbolos (N)	256, 512, 1024 ou 2048
Puncionador	Utiliza metade dos bits de paridade de cada codificador para transmitir, resultando na taxa total de codificação $1/2$
Entrelaçador	Aleatório de mesmo comprimento da sequência de informação
Comprimento da IFFT	Duas vezes o comprimento da sequência de informação
Número de iterações (I)	1, 3, 5, 8 ou 15
Decodificador turbo	Utiliza o algoritmo Log-MAP

Todas as curvas de desempenho apresentadas são com ruído AWGN, inclusive as que possuem

desvanecimento. Para o processo de decodificação do sinal transmitido é utilizado o algoritmo Log-MAP [26], por este ter uma menor complexidade de implementação.

4.3 Desempenho do Código Turbo Quaternário com OFDM

A Figura 4.5 apresenta o desempenho, em termos de taxa de erro de bit *versus* energia de bit por densidade espectral de potência, do código turbo quaternário com portadora única e modulação QPSK e o desempenho deste código com OFDM para $N = 2048$ e $I = 3$.

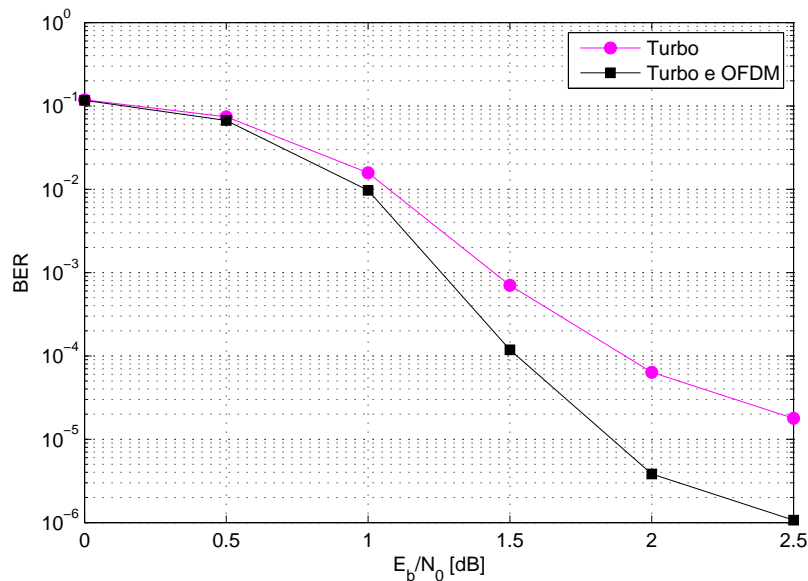


Figura 4.5: Análise do uso do OFDM

Para uma taxa de erro de bit de 10^{-4} o valor obtido para E_b/N_0 na curva com a codificação turbo quaternária e portadora única é de aproximadamente 1.95 dB e na curva com mesma codificação mais OFDM o valor é de aproximadamente 1.55 dB, sob ruído AWGN, representando um ganho aproximado de 0.40 dB para o sistema que utiliza a junção da codificação turbo quaternária e OFDM. Nota-se também pela Figura 4.5 que a saturação existente no código turbo quaternário mais OFDM quando o valor de E_b/N_0 aumenta acontece com uma BER mais de uma década menor que no caso onde é utilizada codificação turbo quaternária e portadora única. Assim, como esperado o uso da técnica OFDM em conjunto com a codificação turbo quaternária aumenta o desempenho do sistema devido a sua robustez a interferências.

Análise do Comprimento da Sequência de Informação

A Figura 4.6 mostra como o aumento do número de símbolos que compõe o sinal OFDM melhora o desempenho do sistema com o sinal transmitido sobre o efeito apenas do ruído AWGN, $I = 3$.

Observe que para uma taxa de erro de bit de 10^{-4} as curvas referentes ao comprimento da sequência alcançam valores de E_b/N_0 , em dB , de aproximadamente:

- 1.55 para 2048 símbolos de informação;
- 1.70 para 1024 símbolos de informação;
- 1.85 para 512 símbolos de informação;
- 2.05 para 256 símbolos de informação.

A curva referente ao comprimento $N = 2048$ símbolos apresenta um ganho de aproximadamente 0.15 dB em relação a curva referente ao comprimento $N = 1024$ símbolos, um ganho de aproximadamente 0.30 dB em relação a curva referente ao comprimento de $N = 512$ símbolos e um ganho de aproximadamente 0.50 dB em relação a curva referente ao comprimento de $N = 256$ símbolos.

Os valores obtidos mostram que, com o aumento do comprimento da sequência de símbolos OFDM tem-se um ganho em termos de E_b/N_0 . Note também que, à medida que o número de símbolos aumenta menor vai sendo o ganho entre as curvas, evidenciando que existe um limite prático para o número de símbolos utilizados no sinal OFDM.

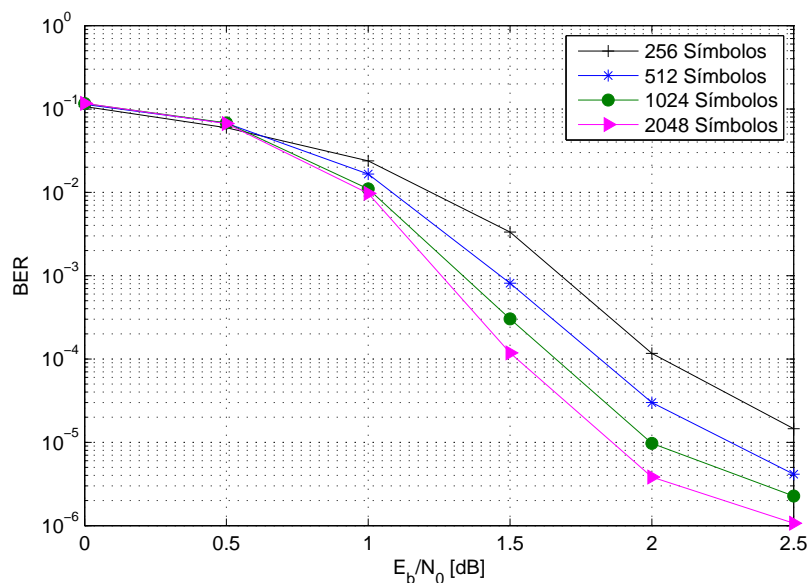


Figura 4.6: Comparação entre comprimentos da sequência de informação

Análise do Número de Iterações

A Figura 4.7 apresenta o desempenho do código turbo mais OFDM parametrizado no número de iterações, sob o efeito do ruído AWGN, com $N = 512$ símbolos.

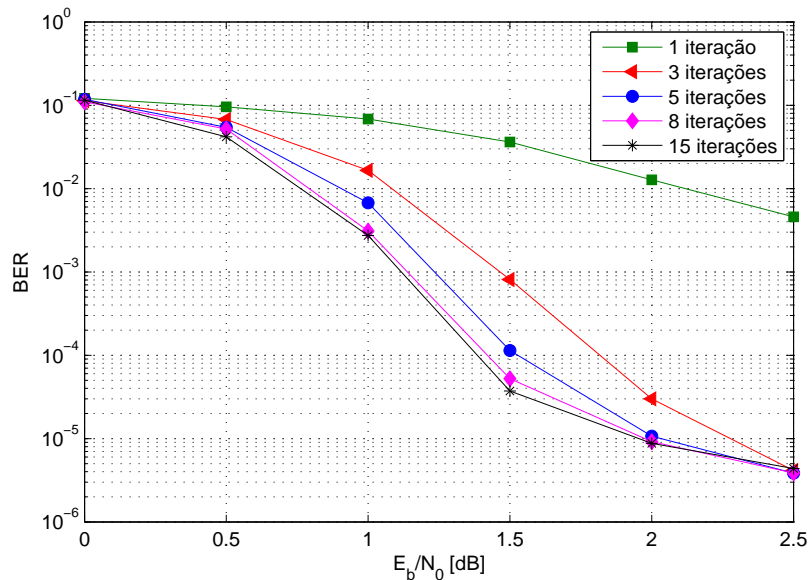


Figura 4.7: Comparação entre o número de iterações

Observando os pontos das curvas relacionadas a terceira, quinta, oitava e décima quinta iteração, onde o valor da taxa de erro de bit é igual a 10^{-4} , tem-se:

- 3 iterações - $E_b/N_0 \cong 1.85 \text{ dB}$;
- 5 iterações - $E_b/N_0 \cong 1.55 \text{ dB}$;
- 8 iterações - $E_b/N_0 \cong 1.45 \text{ dB}$;
- 15 iterações - $E_b/N_0 \cong 1.40 \text{ dB}$.

A curva para 15 iterações apresenta um ganho de 0.05 dB em relação a curva para 8 iterações, um ganho de 0.15 dB em relação a curva com 5 iterações e um ganho de 0.45 dB em relação a curva de 3 iterações.

Deste modo, nota-se que com o processo iterativo de decodificação o sistema teve um ganho alto de 1 para 3 iterações, um ganho pouco menor de 3 para 8 iterações e um ganho menor ainda de 8

para 15 iterações. De modo similar ao caso anterior, à medida que o número de iterações aumenta o ganho em termos de E_b/N_0 também aumenta, mas também existe um limite prático para o número de iterações no processo de decodificação iterativa, onde o ganho não é mais significativo.

É observado também que com o aumento da E_b/N_0 os valores da taxa de erro de bit tornam-se cada vez mais próximos, este fato se dá devido a saturação que acontece para valores altos de E_b/N_0 .

Análise do Efeito do Desvanecimento Plano

A Figura 4.8 apresenta o desempenho, em termos de BER X E_b/N_0 [dB], para o sistema com codificação turbo quaternário mais OFDM sob o efeito do desvanecimento plano e ruído AWGN, $N = 2048$ e $I = 3$.

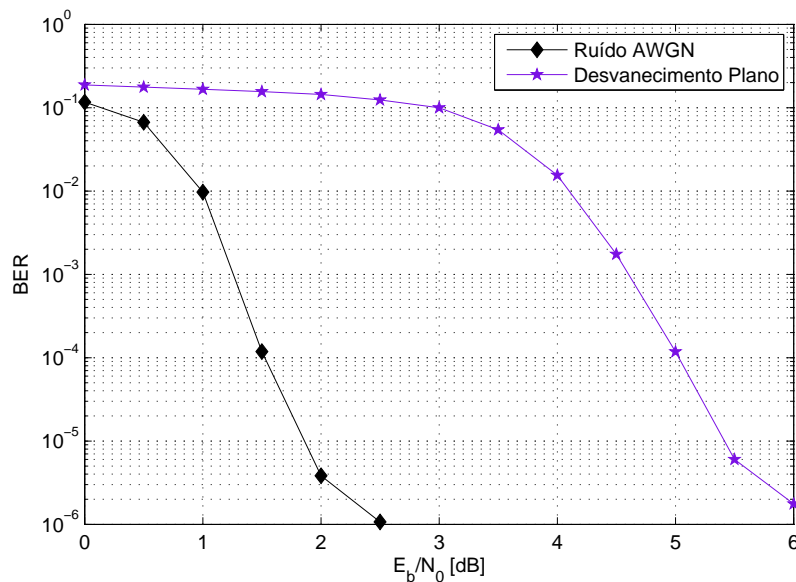


Figura 4.8: Efeito provocado pelo desvanecimento plano

Na curva correspondente ao caso com somente ruído AWGN, para atingir uma taxa de erro de bit de 10^{-4} tem-se $E_b/N_0 \cong 1.55$ dB e na curva onde além do ruído AWGN é inserido desvanecimento plano para a mesma BER de 10^{-4} , o valor encontrado é de $E_b/N_0 \cong 5.05$ dB, representando uma perda de aproximadamente 3.50 dB sob a presença do desvanecimento plano.

O desvanecimento plano, aplicado as subportadoras, segue uma distribuição Rayleigh com variância de $\sqrt{1/2}$. Note que o desvanecimento plano produz mais erros devido a atenuação constante sofrida pelo sinal em toda sua banda de frequência. Neste tipo de desvanecimento as vantagens do OFDM são minimizadas.

Análise do Efeito Provocado pelo Desvanecimento Seletivo em Frequência

A Figura 4.9 apresenta o desempenho do código turbo mais OFDM sob desvanecimento seletivo em frequência e ruído AWGN, onde $N = 2048$ e $I = 3$.

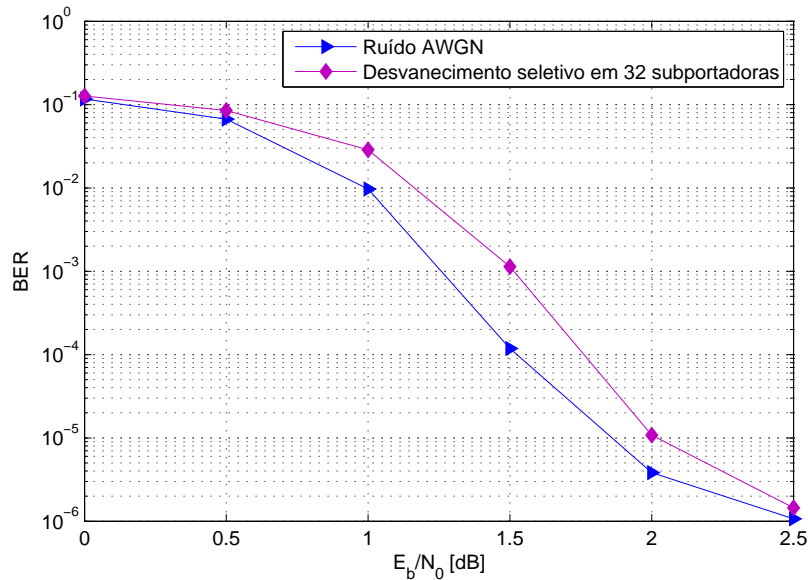


Figura 4.9: Efeito provocado pelo desvanecimento seletivo

A Figura 4.9 mostra a diferença de desempenho do sistema quando há ou não a presença de desvanecimento seletivo aplicado sobre 32 subportadoras. A curva onde somente o ruído AWGN é adicionado, para a BER de 10^{-4} o valor de $E_b/N_0 \cong 1.55$ dB é encontrado e para a curva que além do ruído AWGN há também desvanecimento seletivo em frequência o valor encontrado é de $E_b/N_0 \cong 1.80$ dB. A curva com o desvanecimento seletivo apresenta uma perda de aproximadamente de 0.25 dB em relação a curva só com AWGN.

A Figura 4.10 mostra os efeitos causados no sinal em função do número de subportadoras atingidas pelo desvanecimento seletivo. Para a obtenção do número de portadoras que sofreram desvanecimento na Figura 4.10, foram considerados os valores determinados pelo padrão SBTVD entre estes: largura de banda ($B_{TV\ Digital} = 6\text{MHz}$), período do símbolo OFDM ($T_{Símb. OFDM} = 341\mu\text{s}$) e número de subportadoras ($N = 1024$).

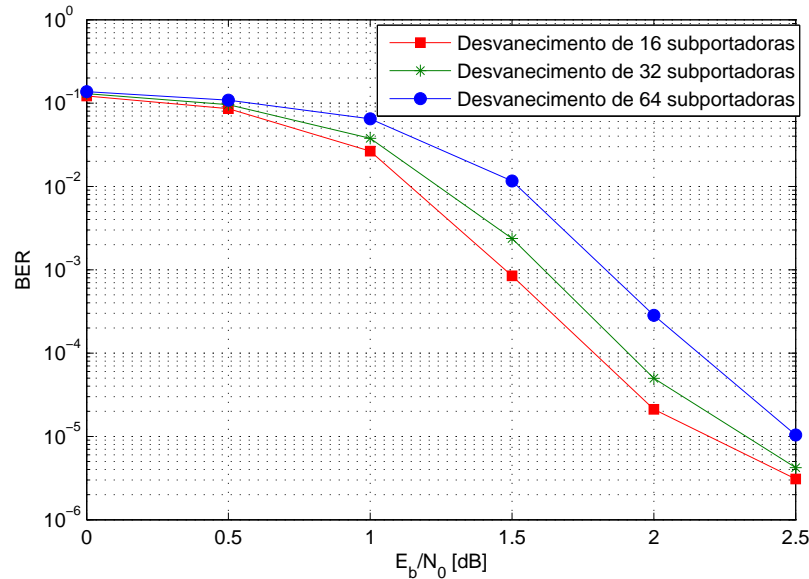


Figura 4.10: Análise dos danos causados pelo desvanecimento seletivo

Note que como esperado, o número de subportadoras afetadas pelo desvanecimento seletivo influencia no desempenho do sistema. Para uma $BER = 10^{-4}$ os valores de E_b/N_0 são de aproximadamente 1.70, 1.90, 2.20 dB para 16, 32 e 64 subportadoras afetadas, respectivamente. Representando uma perda de 0.20 dB para 32 subportadoras atingidas pelo desvanecimento em relação a 16 subportadoras e de 0.50 dB para 64 subportadoras atingidas em relação a 16 subportadoras.

Análise com Código LDPC e Código Convolutional

O desempenho do código turbo quaternário pode ser comparado com sistemas práticos já existentes. Assim, utilizando os parâmetros do Sistema Brasileiro de TV Digital para o código convolutacional [27] e parâmetros obtidos em [28] para o código LDPC, mostrados na Tabela 4.2, são obtidas as curvas da Figura 4.11.

Tabela 4.2: Parâmetros utilizados na Figura 4.11

	Código Turbo e OFDM	Código LDPC
N	2048 símbolos	4896 bits
Taxa	1/2	1/2
Modulação	QPSK	BPSK
Canal	AWGN	AWGN
Computação da BER	100 palavras-código erradas	50 palavras-código erradas
Iterações	3	50

O código convolucional utilizado é o empregado nos sistemas DVB-T e ISDB-T com os mesmos critérios definidos para o código LDPC da Tabela 4.2 [27].

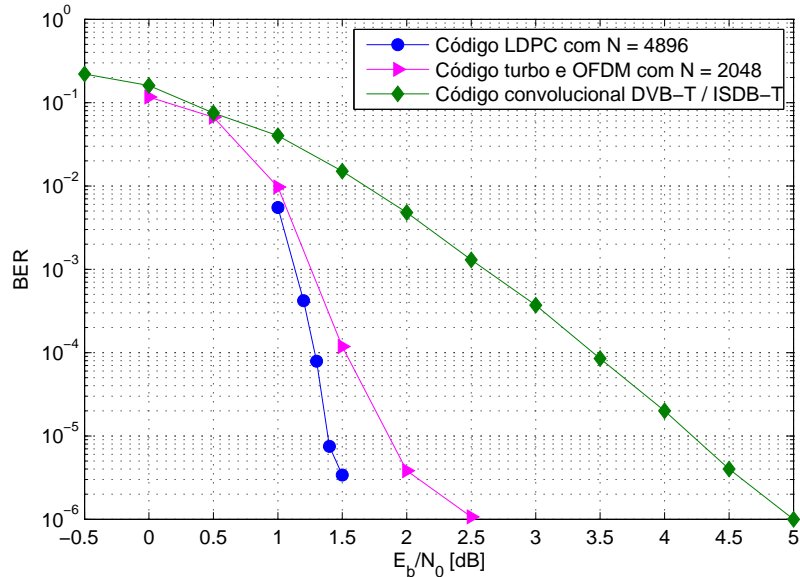


Figura 4.11: Análise com código LDPC e código convolucional

Na análise entre o sistema proposto e o código LDPC, é visto que o sistema proposto tem uma performance cerca de 0.45 dB inferior ao código LDPC para uma $BER = 10^{-5}$, mas como visto na Tabela 4.2 o tamanho da palavra-código e o número de iterações para o código LDPC são maiores que os utilizados para o código quaternário.

É observado também que o código convolucional, mesmo que com palavra-código e número de iterações maiores, tem um desempenho inferior ao sistema proposto, este com um ganho de aproximadamente 3.0 dB em relação ao código convolucional.

Como observado na Figura 4.11, a partir de aproximadamente 2.0 dB há uma saturação na capacidade de correção de erro do código turbo quaternário, entretanto, o sistema SBTVD possui como código externo um Reed Solomon (204, 188) que é concatenado aos códigos internos analisados. Assim, o patamar de erro (*error floor*) apresentado pelo código turbo é levado a um nível mais baixo de BER. Esta concatenação deve fazer com que a taxa de erro de bit, atinja a estipulada pelo padrão SBTVD de 10^{-11} a 10^{-12} .

Esta baixa taxa de erro de bit é necessária devido ao processo de descompressão que o sinal transmitido sofre na recepção, com isso os erros se propagam pela informação contida no sinal transmitido. Após a descompressão a BER aceitável é na faixa de 10^{-6} a 10^{-8} . O uso do Reed-Solomon não foi feito nesta dissertação devido ao tempo elevado necessário para as simulações.

Baseado nesses resultados implementados neste trabalho, pode-se concluir que, quanto maior for a sequência de informação e maior for o número de iteração, melhor será o desempenho do sistema com codificação turbo e OFDM. Ressaltando que acima de um número de iterações, o ganho proporcionado não é significativo diante do aumento do tempo de simulação gasto para o processo de decodificação.

Capítulo 5

Conclusões

Neste trabalho foi avaliado o desempenho do código turbo quaternário constituído de dois códigos convolucionais recursivos idênticos definidos sobre o anel de inteiros módulo - 4 (\mathbb{Z}_4), em um sistema de transmissão OFDM. A matriz geradora dos códigos convolucionais é $G = [7, 5]$. O desempenho do código turbo, em termos de BER *versus* E_b/N_0 , foi obtido por simulação computacional em canais com ruído AWGN, desvanecimento plano e seletivo em frequência. Os resultados obtidos foram comparados com dados de desempenho do padrão SBTVD.

Os resultados obtidos para o código turbo quaternário aplicados em um sistema OFDM mostram que seu desempenho é melhor que o do código convolucional binário e que está muito próximo do desempenho da codificação LDPC binária utilizada em [28], mesmo estando em desvantagem nesta segunda comparação devido aos comprimentos diferentes dos códigos.

A análise de desempenho do sistema de codificação levando-se em conta a concatenação com o código (204, 188, 21) de Reed Solomon não foi realizada devido ao excessivo tempo de processamento envolvido na simulação. Entretanto, é esperado que esta concatenação produza resultados semelhantes, em termos de ganho de codificação, para todos os códigos internos analisados. Espera-se também que o patamar de erro (*error floor*), típico dos códigos turbo, seja levado para níveis muito menores de BER com a concatenação.

O Código LDPC utilizado como referência para a comparação com o código turbo quaternário trabalha com um bloco de dados codificado de comprimento igual a 4896 bits e com 50 iterações no processo de decodificação iterativa, enquanto que estes valores para o código turbo são 2048 símbolos (4096 bits) e 3 iterações, respectivamente.

De modo geral, a codificação turbo quaternária associada ao OFDM mostrou ser uma boa alternativa de codificação interna para esquema de transmissão do padrão de TV digital brasileira, pelo seu bom desempenho em situações típicas de transmissão do sinal por via terrestre, que apresentam desvanecimento plano e/ou seletivo em frequência.

5.1 Trabalhos Futuros

Muito ainda pode ser realizado para melhorar o desempenho de sistemas de transmissão baseado em OFDM e codificação turbo quaternária. Entre estes trabalhos pode-se citar:

- Sistema utilizando além da codificação turbo quaternária, a codificação de Reed-Solomon;
- Uso do código com diferentes taxas de codificação e diferentes tipos de modulação, como por exemplo, 16-QAM ;
- Busca de códigos turbo quaternários mais adequados e eficientes para compor o sistema SBTVD;
- Busca de códigos turbo assimétricos binários e não binários;
- Busca de códigos LDPC não binários;
- Análise de esquemas de proteção hierarquizada ou desigual contra erros para aumentar a eficiência de codificação.

Referências Bibliográficas

- [1] Luciano Leonel Mendes. "Modelos Matemáticos para a Estimação do Desempenho de Sistemas de Multiplexação por Divisão em Frequências Ortogonais". Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, 2007.
- [2] José da Silva Barros. "Códigos Turbo Híbridos Multiníveis". Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, Novembro 2007.
- [3] Berrou, C., Glavieux A. e Thitimajshima P. "Near Shannon limit error – correcting coding and decoding: turbo-codes". In Proc. IEEE Int. Conf. Communications. pp. 1064-1070, Maio 1993.
- [4] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima. "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo Codes" Proc. Int. Conf. Comm., pp. 1064-1070, May 1993.
- [5] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke. "Iterative decoding of binary block and convolutional codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 42, pp. 429-445, Mar. 1996.
- [6] P. Robertson. "Illuminating the structure of code and decoder of parallel concatenated recursive systematic (turbo) codes," Proc. Globecom. pp. 1298-1303, 1994.
- [7] D. Divsalar and F. Pollara. "Turbo codes for PCS application," Proc. 1995 Int. Conf. Comm., pp. 54-59.
- [8] W. E. Ryan, "A Turbo Code Tutorial. " Proc. IEEE Globecom'98, 1998.
- [9] Angelo Pinelli Martins Samia. "Códigos de Bloco com Decodificação Turbo Adaptados as Especificações do Padrão DVB-RCT". Dissertação de Mestrado, Departamento de Telecomunicações do Instituto Nacional de Telecomunicações, INATEL, 2004.
- [10] Revista Mackenzie de Engenharia e Computação, Ano 5, número 5, p. 13-96.
- [11] Luís Eduardo Antunes de Resende. "Desenvolvimento de uma ferramenta de análise de desempenho para o padrão de TV Digital ISDB-T ". Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-RIO, Julho 2004.

- [12] ABNT NBR 15601:2007, "Televisão Digital Terrestre - Sistema de Transmissão", 2007.
- [13] Ernesto L. Pinto e Cláudio P. de Albuquerque. "A Técnica de Transmissão OFDM". Revista Científica Periódica- Telecomunicações, vol.05, nº 01, Junho de 2002.
- [13] Ricardo Gonçalves Trentin. "Técnicas de Processamento MIMO-OFDM Aplicadas a Radiodifusão de Televisão Digital Terrestre". Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2006.
- [14] A. R. Bahai e B. R. Saltzberg. "Multi-Carrier Digital Communications - Theory and Applications of OFDM" Kluwer Academic, 1999.
- [15] Rodrigo Pereira David. "Técnica de Estimação de Canal Utilizando Símbolos Pilotos em Sistemas OFDM". Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica PUC-RIO, Maio 2007.
- [16] R. W. Chang e R. A. Gibby. "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme". IEEE Transactions on Communication Technology, pp. 529-540, Agosto 1968.
- [17] S. B. Wicker. "Error Control Systems for Digital Communications and Storage". Prentice-Hall, 1995.
- [18] R. Prasad e R. Van Nee. "OFDM for Wireless Multimedia Communications". Artech House, 2002.
- [19] Gonzalo Fernando Olmedo Cifuentes. "Desempenho do protocolo TCP em sistemas de comunicação sem fio CDMA usando estratégias de correção de erro FEC e RLP". Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, Julho 2003.
- [20] José da Silva Barros. "Códigos Turbo Quaternários". Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, Julho 2003.
- [21] Chris Heegard and Stephen B. Wicker. "Turbo Coding," Kluwer Academic Publishers pp. 10-63.
- [22] S. Benedetto and G. Montorsi, "Unveiling turbo-codes: Some results on parallel concatenated coding schemes". IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 42 ,pp. 409-429, March 1996.
- [23] S. Benedetto, R. Garello and G. Montorsi. "A Search for Good Convolutional Codes to be Used in the Construction of Turbo Codes,"IEEE Trans. Commun, vol. 46, no. 9, pp. 1101-1105, September 1998.

- [24] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek e J. Raviv. "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate". IEEE Trans. Inform. Theory, pp. 284-287, Março 1974.
- [25] John G. Proakis. "Digital Communications". Mc Graw Hill, 2001.
- [26] R. A. Carrasco e M. Johnston. "Non-Binary Error Control Coding for Wireless Communication and Data Storage". John Wiley & Sons, Ltd, pp. 292-318, 1ª edição, 2008.
- [27] Tarciano F. Pegoraro et. al. "Codificação LDPC em Sistemas de Televisão Digital". Revista Científica Periódica- Telecomunicações, vol.09, nº 02, Julho de 2007.
- [28] Fábio Lumertz Garcia. "Implementação de um Codificador LDPC para um sistema de TV Digital usando Ferramentas de Prototipagem Rápida". Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, Julho 2006.