

Universidade Federal do ABC
Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais
Aplicadas
Curso de Engenharia de Informação

Jaqueline Lopes de Brito

Julio Neri Soares

**Simulação de desempenho dos padrões DVB-T e
DTMB de TV digital**

Trabalho de Graduação III



Universidade Federal do ABC

Santo André - SP
Agosto de 2017

Simulação de desempenho dos padrões DVB-T e DTMB de TV digital

Jaqueline Lopes de Brito

Julio Neri Soares

Relatório submetido como requisito parcial para obtenção do
grau de bacharel em Engenharia de Informação

Orientado por Prof. Dr. Cláudio José Bordin Júnior



Universidade Federal do ABC

Santo André - SP

Agosto de 2017

Resumo

Com o avanço das tecnologias de sistemas eletrônicos, os sistemas analógicos de transmissão de televisão foram substituídos por padrões digitais. O primeiro a ser divulgado foi o padrão digital europeu, o DVB, na década de 1990, e a primeira versão do padrão de TV digital do sistema chinês, o DTMB, foi um dos últimos de destaque a serem lançados, mais de 10 anos depois.

Os sistemas de TV Digital vêm se desenvolvendo para fornecer uma experiência cada vez mais realista ao usuário final. Para tanto, é necessário conhecer as fraquezas dos sistemas atuais para que sejam superadas e desenvolver tecnologias de correção de erros.

Neste trabalho, foi feita a simulação desses dois padrões, com o objetivo de comparar o desempenho de ambos os sistemas nos seguintes pontos: código corretor de erros sob a influência de ruído AWGN ou desvanecimento Rayleigh, equalização do sinal depois de ser transmitido por um canal seletivo em frequência e utilização do ruído pseudoaleatório como cabeçalho no sistema DTMB.

Ao final da análise, são apresentadas as conclusões sobre as simulações, evidenciando quais são os melhores aspectos de cada sistema.

Abstract

With the advance of the electronic systems technologies, analog television transmission systems have been replaced by digital standards. The first digital standard introduced was the European DVB, during the 1990's, and the first version of the Chinese digital television standard, DTMB, was launched about ten years later.

Over the years, digital TV systems keep evolving to give the more authentic possible user experience. To follow that, it is necessary to be familiar with the weaknesses of the current standards to overcome them and to develop better error correction technologies.

This work presents simulations of the two aforementioned standards aiming to compare their behavior by evaluating the following features: error correction codes under the influence of AWGN or Rayleigh fading, signal equalization after the transmission through a frequency selective channel and the usage of a pseudo-noise sequence as frame header in DTMB system.

At the end of this analysis, the conclusions about the simulations are shown, exposing the best features of each system.

Abreviaturas

ATSC	<i>Advanced Television System Committee</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
BA	<i>Belief propagation</i>
BCH	<i>Bose, Chaudhuri and Hocquenghem</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase-Shift Keying</i>
COFDM	<i>Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
CP	<i>Cyclic Prefix, Prefixo Cíclico</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DTMB	<i>Digital Terrestrial Television Multimedia Broadcast</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
FIR	<i>Finite Impulse Respose</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GF	<i>Galois Field</i>
GT	<i>Grafo de Tanner</i>
HDTV	<i>High Definition Television</i>
ISDB	<i>Integrated Services Digital Broadcasting</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
ISI	<i>Interferência Intersimbólica</i>

ISDTV	<i>International System for Digital Television</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
LDPC	<i>Low Density Parity Check</i>
LMS	<i>Least Mean Squares</i>
MMC	<i>Mínimo Multiplo Comum</i>
MPA	<i>Message Passing Algorithm</i>
NTSC	<i>National Television Systems Committee</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
PAL	<i>Phase Alternating Line</i>
PN	<i>Pseudo Noise</i>
PSK	<i>Phase-Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QAM-NR	<i>Quadrature Amplitude Modulation Nordstrom Robinson</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase-Shift Keying</i>
RLS	<i>Recursive Least Squares</i>
RS	<i>Reed-Solomon</i>
SDTV	<i>Standard Television</i>
SECAM	<i>Séquentiel Couleur à Mémoire</i>
SPA	<i>Sum-Product Algorithm</i>
TDS-OFDM	<i>Time-Domain Synchronous Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
TPS	<i>Transmission Parameter Signals</i>
TS	<i>Transport Stream</i>
TV	<i>Televisão</i>
ZP-OFDM	<i>Zero Padded Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Padrão DVB-T	3
1.2	Padrão DTMB	5
1.3	Motivação e Objetivos	7
2	Codificação	8
2.1	Códigos BCH	8
2.2	Código Reed-Solomon	9
2.3	Códigos Convolucionais	10
2.4	Códigos LDPC - Low Density Parity Check	13
3	OFDM Clássico x TDS OFDM	15
3.1	OFDM	15
3.2	TDS-OFDM	19
4	Simulações Computacionais	21
4.1	Resultados e Discussão	23
5	Conclusões	31

Capítulo 1

Introdução

A televisão é, provavelmente, a forma mais efetiva e de melhor custo-benefício para entreter e informar. Em 2011, a União Internacional de Telecomunicações (em inglês: *International Telecommunications Union*, ITU) estimava que o número de casas com televisão era de, aproximadamente 1,4 bilhões. Ainda hoje, a televisão desempenha um papel importante na divulgação de informação em lugares onde poucas pessoas possuem acesso à internet [1].

As primeiras gerações de TV eram baseadas em sistemas eletromecânicos, nos quais a tela possuía um motor giratório e uma lâmpada neon. Muitos sistemas foram desenvolvidos na Europa na primeira metade do século 20, onde os primeiros padrões de transmissão completamente eletrônicos começaram a ser usados já em meados de 1950. Simultaneamente, nos Estados Unidos, muitos sistemas mecânicos e eletrônicos foram desenvolvidos e, em 1942, a Comissão Federal de Comunicações (*Federal Communications Commission*, FCC) adotou a recomendação do Comitê Nacional de Sistemas de Televisão (ou *National Television System Committee*, comumente conhecida pela sigla NTSC).

Com o avanço das tecnologias digitais, os benefícios de trocar os padrões analógicos por um sistema digital foram se tornando mais evidentes. Além do sistema digital prover maior eficiência em termos de largura de banda e a possibilidade de correção de erros mais efetiva que o sistema analógico, a qualidade da imagem e do som oferecidos ao consumidor final sofreria melhora significativa e, com o excesso de frequências disponíveis, poderiam ser oferecidos mais canais ou outros serviços, como comunicação via telefone celular [1].

No início da década de 1990, foram desenvolvidos os primeiros sistemas de televisão digital. O primeiro a ser desenvolvido foi criado por um consórcio de empresas

Tabela 1.1: Principais Acontecimentos na História da Televisão [1].

Ano	Contribuição
Antes de 1900	<ul style="list-style-type: none"> • Inúmeras invenções desenvolvidas levaram aos projetos de televisão.
1900 - 1930	<ul style="list-style-type: none"> • A palavra "televisão" foi apresentada na Feira Mundial da França, onde o primeiro Congresso Internacional de Eletricidade foi cediado. • Inventores seguiram dois caminhos no desenvolvimento da TV: sistemas mecânicos e sistemas eletrônicos. • As televisões de sistemas mecânicos foram desenvolvidas e comercializadas. • Neste período, foi desenvolvido o tubo de raios catódicos, que forma a base de todo o sistema eletrônico das TVs que são utilizadas atualmente.
1931 - 1960	<ul style="list-style-type: none"> • Os primeiros sistemas eletrônicos de televisão foram introduzidos e surgiram os primeiros estúdios de TV. • Muitas emissoras iniciaram a transmissão de programação de TV regularmente. • O padrão NTSC para TV em preto e branco foi aprovado pelo FCC. • A TV a cores foi inventada. • A TV a cabo foi divulgada. • A FCC aprovou o padrão NTSC para a TV a cores.
1961 - 1990	<ul style="list-style-type: none"> • O primeiro satélite usado para transmissões de TV foi lançado e pôde transmissões internacionais. • PAL e SECAM foram aprovados na Europa como padrões de TV a cores. • Maior parte das TVs domésticas já eram coloridas. • Transmissão de Neil Armstrong dando os primeiros passos na lua. • Regulação sobre tecnologias e conteúdos de transmissão são criadas e difundidas ao redor do mundo. • TV a cabo torna-se comumente um serviço pago de TV.
1993	<ul style="list-style-type: none"> • O DVB-S, sistema de TV digital europeu para transmissão via satélite (do inglês <i>Digital Video Broadcasting for Satellite transmission</i>), foi desenvolvido.
1994	<ul style="list-style-type: none"> • O DVB-C, sistema de TV digital europeu para transmissão via cabo (do inglês <i>Digital Video Broadcasting for Cable transmission</i>), foi desenvolvido.
1996	<ul style="list-style-type: none"> • O FCC adotou o padrão da ATSC (Comissão de Sistemas Avançados de Televisão, ou em inglês <i>Advanced Television System Committee</i>) e tornou-o obrigatório para transmissão terrestre nos Estados Unidos.
1997	<ul style="list-style-type: none"> • Foram aprovados os sistemas de TV Digital do Japão, o ISDB (<i>The Integrated Services Digital Broadcasting</i>) para transmissão terrestre (ISDB-T) e via satélite (ISDB-S).
2000	<ul style="list-style-type: none"> • O sistema europeu para transmissão terrestre, DVB-T (<i>Digital Video Broadcasting for terrestrial transmission</i>), foi desenvolvido.
2004	<ul style="list-style-type: none"> • A versão do DVB para receptores móveis, DVB-H (Digital Video Broadcasting for Hand-held) foi desenvolvida.
2005	<ul style="list-style-type: none"> • A segunda geração do sistema DVB-S, o DVB-S2, foi desenvolvida.
2006	<ul style="list-style-type: none"> • O sistema de TV digital chinês DTMB (<i>Digital Terrestrial television Multimedia Broadcast</i>) foi aprovado na China. • O sistema de TV digital brasileiro ISDTV (<i>International System for Digital Television</i>), baseado na tecnologia de transmissão do sistema japonês, foi publicado .
2008	<ul style="list-style-type: none"> • A segunda geração do DVB-T (conhecido popularmente como DVB-T2), foi desenvolvido.
2010	<ul style="list-style-type: none"> • A segunda geração do DVB-C (conhecido como DVB-C2) foi desenvolvido.

europeias e, em 1993, o sistema de TV digital europeu, o *Digital Video Broadcasting* (DVB), foi desenvolvido para transmissão via satélite (DVB-S) e, no ano seguinte, foi lançada sua versão de transmissão via cabo (DVB-C). Seis anos depois, o padrão de transmissão terrestre (DVB-T) foi lançado [1].

Mais de 10 anos depois, em 2006, o padrão chinês de transmissão de TV digital terrestre, conhecido pela sigla DTMB (do inglês, *Digital Terrestrial television Multimedia Broadcast*), foi aprovado [1] e pouco estudo foi realizado sobre o DTMB desde então.

A Tabela 1.1, retirada de [1], resume os principais acontecimentos na história da televisão, desde antes da sua invenção até desenvolvimento de alguns dos padrões mais atuais, em 2010.

1.1 Padrão DVB-T

O padrão DVB teve seus estudos iniciados em 1993 e foi publicado em 1997 [2]. É o resultado de um consórcio entre diversas empresas de 35 países com o objetivo de criar um padrão global de transmissão de mídia digital [3].

De todas as vertentes do DVB, o DVB-T é o mais utilizado ao redor do mundo. Grande parte dos países da Europa, da África e da Ásia adotaram esse padrão [4].

Seu sistema de transmissão utiliza COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) e as subportadoras podem ser moduladas em QPSK, 16-QAM ou 64-QAM e codificação de canal utiliza codificação externa com RS, entrelaçador externo, codificador interno convolucional e entrelaçador interno [5].

A Figura 1.1 traz o diagrama em blocos da sequência de operações de codificação para transmissão do sistema DVB-T, do qual são apresentados os principais pontos abaixo:

Signal splitter No DVB-T, o sinal de entrada é dividido em dois fluxos de dados que carregam diferentes tipos de informação (por exemplo, o sinal da televisão e o outro pode ser usado para transmitir outro sinal multimídia).

O bloco *signal splitter* é responsável pela divisão do sinal original nesses dois fluxos.

Multiplex adaptation and energy dispersion Neste bloco, com o objetivo de obter densidade espectral de potência plana, os dados em banda base do sinal de TV são combinados com uma sequência pseudoaleatória. Depois disso,

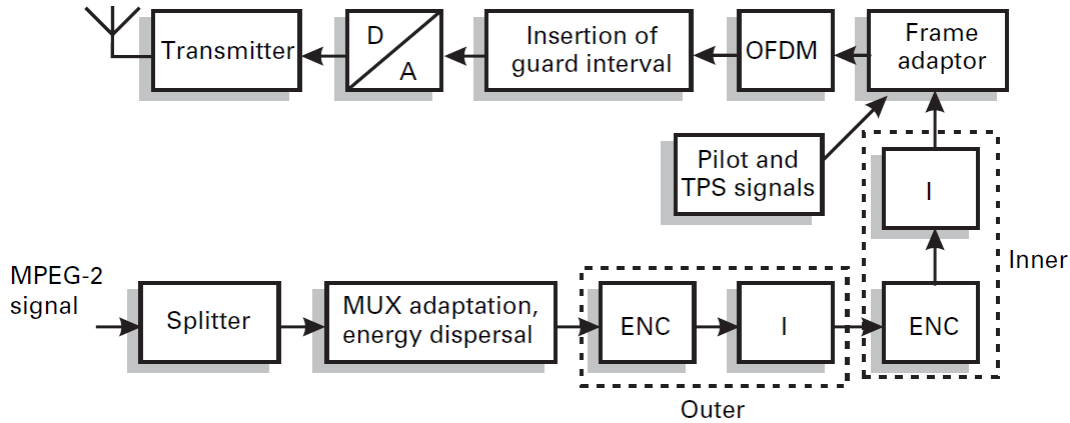


Figura 1.1: Diagrama em blocos de um transmissor DVB-T [4].

os pacotes são organizados de forma a manter uma parte inalterada dos dados originais, que servirão como referência na sincronização, e inseridos no bloco de codificação externa.

Codificação externa permite que o receptor detecte e corrija erros que eventualmente aconteçam na demodulação do sinal digital recuperado.

Entrelaçador externo reorganiza os dados para facilitar a correção de erros.

Codificador interno complementa o codificador externo na detecção e correção de erros que serão causados pelo canal de transmissão.

Entrelaçador interno Bloco similar ao entrelaçador externo, tem como função lidar com o efeito de seletividade em frequência que ocorre devido aos multipercursos do canal de transmissão.

Mapeamento de símbolos transforma o sinal de entrada em um conjunto de quadros e neles insere os sinais que transmitirão a configuração do receptor (ou, em inglês, *Transmission Parameter Signals*, TPS) e os pilotos, que ajudarão realizar a sincronização, estimação do canal e identificação do modo de transmissão.

Transmissão COFDM é a técnica de multiplexação utilizada para alocar os fluxos de dados em frequências individuais. A letra *C* antecedendo a sigla OFDM indica que cada portadora pode possuir uma codificação diferente.

Conversor digital - analógico converte o sinal digital para analógico para que possa ser transmitido na frequência apropriada e utilizado pelos serviços de

TV.

Transmissor composto por um up-converter e um amplificador de potência, é responsável pela transmissão do sinal de TV, na frequência do canal requerido pelo usuário, através do meio de transmissão.

Para a análise apresentada neste relatório, será dado enfoque às codificações externa e interna. A Tabela 1.2 traz os principais parâmetros disponíveis para o sistema DVB-T.

Tabela 1.2: Principais parâmetros do DVB-T

Número de subportadoras ativas	1705 (modo 2K), 6817 (modo 8K)
Comprimento do intervalo de guarda (GI) (Fração do comprimento de dados úteis)	1/4, 1/8, 1/16, 1/32
Modulação	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Codificação externa	Reed-Solomon RS (204,188)
Codificação interna	Convolutacional com taxas: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8
Entrelaçador externo	Convolutacional
Entrelaçador interno	Bitwise + símbolo

1.2 Padrão DTMB

O padrão de TV digital chinês DTMB, adotado como padrão oficialmente em 2006, tem como principais características o uso de sequências pseudoaleatórias no domínio do tempo (PN, *Pseudo Noise*) como cabeçalho de quadros, codificação interna LDPC e codificação externa com código BCH. A Figura 1.2 mostra os principais componentes do sistema de transmissão DTMB.

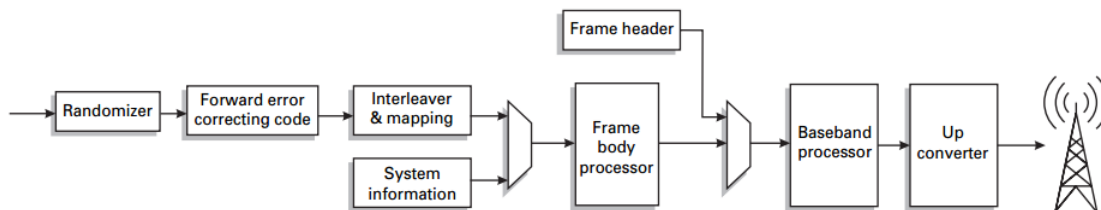


Figura 1.2: Diagrama em blocos de um transmissor DTMB [4].

Os principais blocos do sistema de transmissão são destacados a seguir:

Randomizer esse bloco embaralha as sequências de dados do sinal de entrada para evitar concentração espectral antes da codificação, que podem acarretar problemas de sincronismo na recepção do sinal.

FEC é utilizado para detectar e corrigir erros na recuperação do sinal.

Informação do sistema fornece um frame que tem um tamanho fixo e contém informações sobre o sistema como o modo de entrelaçamento ou a taxa de código LDPC que serão utilizados, por exemplo.

Entrelaçamento e mapeamento converte o sinal de saída do bloco anterior em um fluxo de dados utilizando modulação m-ária de amplitude em quadratura (m-QAM) para então rearranjar os dados (entrelaçamento).

Estrutura dos quadros O cabeçalho é formado por uma sequência pseudoaleatória, analogamente ao DVB-T, enquanto o corpo do quadro carrega as informações a serem transmitidas.

TDS-OFDM foi mais uma inovação do sistema DTMB, que utiliza uma sequência pseudoaleatória conhecida como o preâmbulo do OFDM para fins de estimação e sincronização, dispensando o uso de símbolos piloto adicionais.

Processador banda base cumpre a função de um filtro pra limitar a banda do sinal a ser transmitido em torno de 8 MHz.

Transmissor faz uso de um up-converter, assim como no DVB-T, para que a transmissão do sinal seja na frequência adequada.

A Tabela 1.3 traz os principais parâmetros do sistema DTMB.

Tabela 1.3: Principais parâmetros do DTMB [6]

	Portadora Única	Multiportadora
Número de subportadoras	1	3780
Modulação	4-QAM-NR, 4-QAM, 16-QAM, 32-QAM ou 64-QAM	
Entrelaçamento	Tempo	Frequência e tempo
Codificação externa	BCH (762, 752)	
Codificação interna	LDPC (7493,3048), (7493,4572), (7493,6096)	
Taxa de código	0,4 (7488, 3008), 0,6 (7488, 4512), 0,8 (7488, 4512)	
Intervalo de Guarda	1/9, 1/6 ou 1/4 do quadro OFDM	

1.3 Motivação e Objetivos

Neste trabalho, será avaliado o desempenho dos sistemas de transmissão utilizados nos padrões de televisão digital DVB-T e DTMB, adotados na Europa e na China, respectivamente. Especificamente, será avaliada a taxa de erros de bits (Bit Error Rate, BER), em função da energia de bit normalizada (E_b/N_0) em diferentes situações de canal.

Dado que o padrão chinês de televisão digital foi o último dos principais que estão em operação, existe ainda pouco estudo comparativo entre este e o padrão europeu. O padrão europeu, por ter se consolidado em diversos continentes, acabou se tornando a referência para os estudos em televisão digital, ainda assim, dada a importância e influência da China, principalmente entre os emergentes, torna-se importante levantar mais dados para avaliação das qualidades e fragilidades de cada sistema para colaborar com o desenvolvimento futuro das tecnologias nesta área.

Com isso, o objetivo deste trabalho é obter curvas de desempenho dos sistemas DVB-T e DTMB para diferentes taxas de código, ordem de modulação e modelos de canais.

Capítulo 2

Codificação

Neste capítulo serão descritos os tipos de códigos utilizados pelos padrões de TV estudados neste trabalho.

2.1 Códigos BCH

Os códigos BCH são os mais importantes dos códigos cíclicos e estão entre os melhores códigos de comprimento moderado [7]. Sua maior vantagem é a existência de métodos de decodificação eficientes devido à estrutura algébrica especial. Os dois principais tipos de códigos BCH são o binário e o não-binário, sendo o segundo conhecido por códigos Reed-Solomon.

Como os códigos BCH são códigos cíclicos, pode-se defini-los a partir de seu polinômio gerador $g(X)$. Para quaisquer dois inteiros positivos $m \geq 3$ e $t \leq 2^{m-1}$, pode-se gerar um código BCH cujos parâmetros satisfazem as relações abaixo [8]:

$$n = 2^m - 1, \quad (2.1)$$

$$n - k \leq mt, \quad (2.2)$$

$$d_{min} \geq 2t + 1, \quad (2.3)$$

onde n é o comprimento da palavra de código, $n - k$ é o número de bits de paridade, k é o número de bits da mensagem e t é a capacidade de correção de erros do código.

Um código BCH binário de comprimento dado por (2.1) é definido como um código cíclico cujos polinômios de código tem $\alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2t}$ como suas raízes e α é um elemento primitivo de $GF(2^m)$ e $t < 2^{m-1}$ [9]. O polinômio gerador de um código

BCH é definido como o mínimo múltiplo comum (MMC) dos mínimos polinômios $\phi_i(X)$ de $\alpha_i (i = 1, 2, \dots, 2t)$:

$$g(X) = \text{MMC}[\phi_1(X), \phi_2(X), \phi_3(X), \dots, \phi_{2t}(X)]. \quad (2.4)$$

Os mínimos polinômios apresentam uma propriedade que simplifica a expressão acima. Para todo $\phi_i(X)$, com i par, existe $\phi_i(X) = \phi_{i'}(X)$, com i' ímpar, portanto pode-se usar apenas os índices ímpares de (2.4).

$$g(X) = \text{MMC}[\phi_1(X), \phi_3(X), \phi_5(X), \dots, \phi_{2t-1}(X)]. \quad (2.5)$$

Por ser um código cíclico, o BCH pode ser decodificado por qualquer algoritmo para códigos cíclicos, porém sua estrutura permite o uso de algoritmos mais eficientes. A decodificação do BCH envolve os seguintes passos: cálculo da síndrome, determinação do polinômio de localização dos erros, encontrar as raízes desse polinômio e determinar a posição dos erros e corrigí-los [10].

Observando tabelas de coeficientes de polinômios geradores, nota-se que conforme o tamanho do bloco aumenta, a fração de erros corrigíveis vai diminuindo. De fato o código BCH é assintoticamente ruim e seu poder de correção de erros diminui para comprimentos muito grandes [8].

2.2 Código Reed-Solomon

Códigos BCH não-binários diferem dos binários por seus símbolos não estarem mais em $GF(2)$ e sim em $GF(2^m)$. Portanto suas operações não são mais as operações binárias XOR e AND, mas as demais propriedades são aplicáveis.

Um código BCH não binário de comprimento dado por (2.8) tem raízes $\alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2t}$, em que α é um único elemento primitivo de $GF(q^2)$. O polinômio gerador é dado por [9]:

$$g(X) = g_0 + g_1X + g_2X^2 + \dots + g_{k-1}X^{k-1} = \text{MMC}[\phi_1(X), \phi_2(X), \dots, \phi_{2t}(X)], \quad (2.6)$$

onde $g_i \in GF(2^m)$ e $\phi_i(X)$ é o mínimo polinômio de α . A distância mínima é dada por (2.7) e t significa número de símbolos que podem ser corrigidos.

$$d_{min} \geq 2t + 1. \quad (2.7)$$

O processo de codificação é o mesmo para BCH binário, exceto que as operações são em $GF(2^m)$. O processo de decodificação envolve um passo extra. Antes de corrigir os erros, deve-se avaliar a magnitude do erro

$$n = q^z - 1, \quad (2.8)$$

onde $q = 2^m$ e $z \geq 3$.

Os códigos Reed-Solomon (RS) são um caso especial de código BCH não-binário em que na expressão (2.8) $z = 1$ e, portanto, as raízes do polinômio gerador também estão em $GF(2^m)$. O polinômio gerador fica:

$$g(X) = (X + \alpha)(X + \alpha^2)\dots(X + \alpha^{2t}). \quad (2.9)$$

Como $g(x)$ tem grau exatamente $2t$, todos códigos RS (n, k) satisfazem (2.10). Então podem corrigir pelo menos t erros de símbolo.

$$n - k = 2t. \quad (2.10)$$

Como o código RS utiliza símbolos m-ários, rajadas de erros podem ficar contidas dentro de um único símbolo e isso aumenta o poder de correção em canais com desvanecimento que estão sujeitos a erros em rajadas [9].

2.3 Códigos Convolucionais

Os códigos convolucionais são códigos com memória, isto é, utilizam a informação da mensagem atual e anteriores para formar uma palavra código [7]. São especificados por 3 parâmetros: (n, k, ν) , onde n é o comprimento da palavra código, k é o comprimento da mensagem e ν é a quantidade de espaços de memória utilizados, incluindo a mensagem atual.

A Figura 2.1 traz a estrutura de um codificador convolucional e verifica-se que mensagens anteriores são utilizadas em uma lógica para produzir a palavra de código.

Os códigos convolucionais podem ser representados de diversas formas. Dentre elas, por circuito lógico e sua tabela verdade, diagramas em árvore e diagramas de treliça.

O papel do codificador é atravessar um caminho específico, ditado pela sequência de bits, no diagrama de treliça, por exemplo, como mostrado na Figura 2.2. O

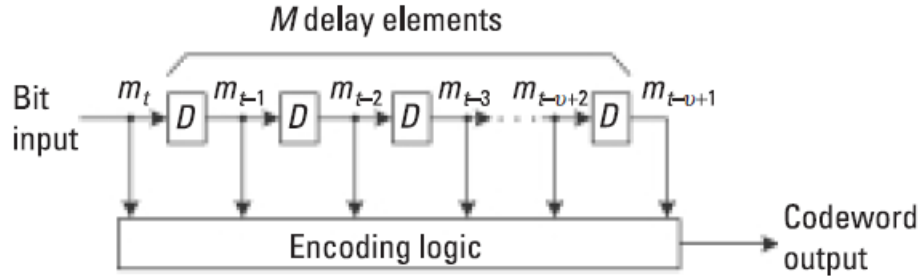


Figura 2.1: Estrutura de um codificador convolucional.

decodificador procura por um caminho que o codificador tenha realizado.

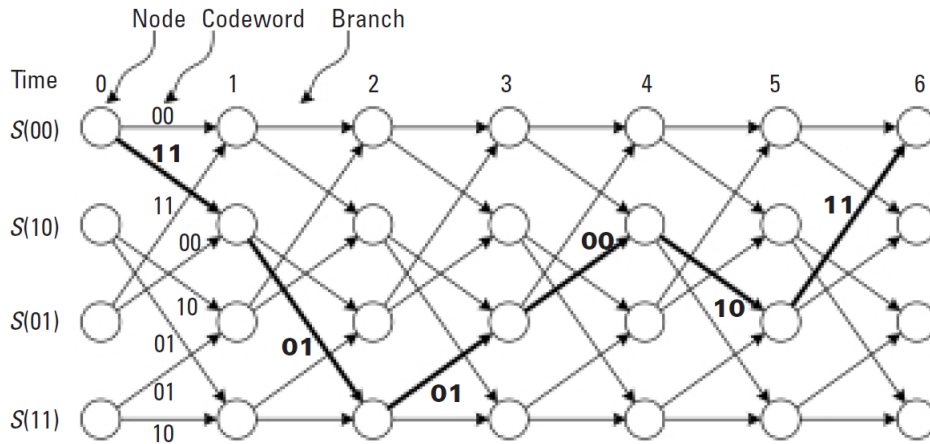


Figura 2.2: Diagrama de treliça de um codificador convolucional.

Como no caso dos códigos de bloco, a capacidade de correção de erros está relacionada a distância mínima, que neste caso é chamada de distância livre. É definida como a menor distância de Hamming de uma sequência não nula de palavras de código [7].

O decodificador mais utilizado atualmente é o decodificador de Viterbi, que utiliza o conceito de máxima verossimilhança, descrito pela Equação (2.11):

$$P(\vec{r}|\vec{c}^*) = \arg \max_{\{\vec{c}\}} P(\vec{r}|\vec{c}), \quad (2.11)$$

onde $\vec{c} = c_1, c_2, \dots, c_L$ é a sequência de bits codificados, $\vec{r} = r_1, r_2, \dots, r_L$ é a sequência de bits recebidos, L é o comprimento da sequência e \vec{c}^* é a sequência decodificada.

Para um canal sem memória, a função de verossimilhança pode ser expressa por

(2.12):

$$P(\vec{r}|\vec{c}) = P(r_1|c_1)P(r_2|c_2)\dots P(r_L|c_L) = \prod_{i=1}^L P(r_i|c_i) \quad (2.12)$$

Maximizar a função de verossimilhança significa minimizar a distância de Hamming entre a palavra recebida e a codificada. Esta distância pode ser descrita em termos de distância de hamming para *hard decision* e distância euclidiana para *soft decision*.

A decodificação por verossimilhança parece impraticável inicialmente, pois deveria-se examinar cada possível sequência de código dentre $2L$ possibilidades. O algoritmo proposto por Viterbi, no entanto, tem complexidade proporcional ao comprimento L .

Se um nó arbitrário de uma treliça for escolhido e forem observados todos os possíveis caminhos que levam a ele, sempre existe um cuja distância entre a sequência recebida e a sequência codificada é mínima. Este caminho é ótimo, pelo menos neste instante de observação, e é ótimo em termos da verossimilhança. Viterbi notou que os caminhos que não são ótimos neste instante não se tornarão no futuro, então apenas este caminho, dito *sobrevivente*, deve ser retido durante todo o processo de decodificação [10].

O processo de determinação de caminhos sobreviventes é mostrado na Figura 2.3 e o caminho sobrevivente ao final é mostrado na Figura 2.4.

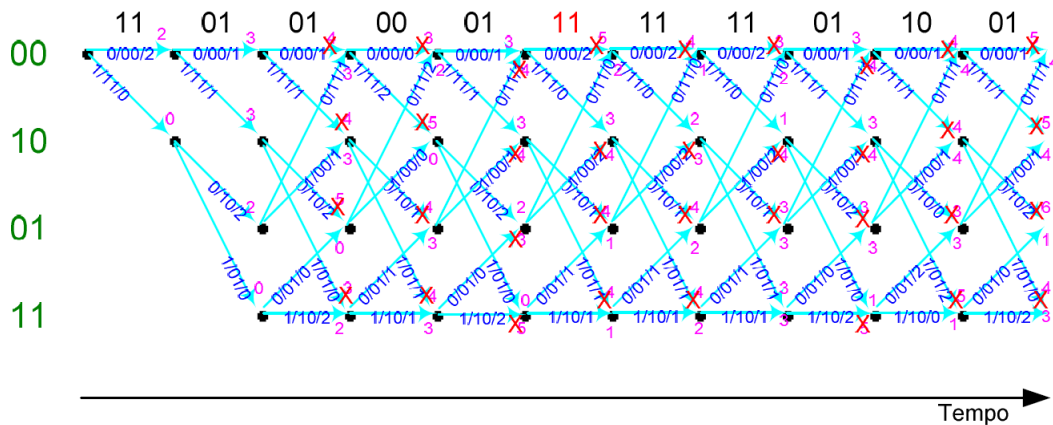


Figura 2.3: Diagrama de treliça mostrando a sequência de dados.

Terminada a sequência executa-se o *traceback*, efetuando a leitura dos bits correspondentes a cada transição do caminho sobrevivente [11].

Na decodificação *soft*, a informação de distância passa a ser a distância euclidiana e passa estimar a confiabilidade daquela informação. De fato, a distância está relacio-

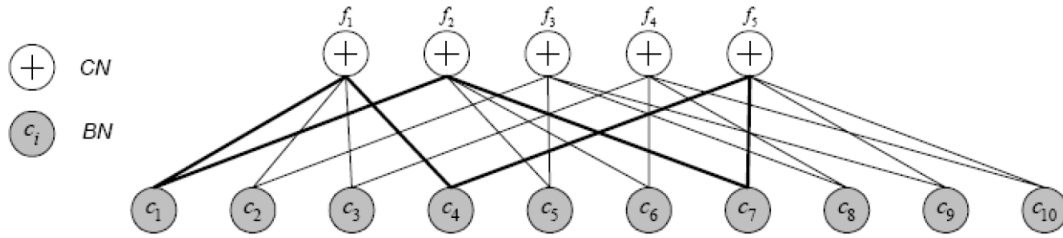


Figura 2.5: Grafo de Tanner para um código LDPC regular.

giros tem papel importante no desempenho dos códigos LDPC.

A forma mais simples de projetar um código LDPC consiste na construção da matriz de verificação de paridade que cumpra um conjunto de requisitos pretendidos, tais como, definir um código regular (caracterizado por um dado peso para cada coluna e linha) ou irregular (podendo ser especificado o grau de cada BN e CN), ou ainda garantir um dado giro mínimo. Este projeto também pode ser feito a partir do GT que a matriz de verificação de paridade irá representar [12].

Existem muitas estratégias para a construção da matriz de paridade propostas por Gallager, Makay e Neal. De modo geral, são construídas aleatoriamente buscando atender aos requisitos desejados para o código.

Uma das principais vantagens dos códigos LDPC é o fato de poder serem decodificados usando algoritmos iterativos, que tem a complexidade linear com o tamanho do código. O algoritmo usado para decodificar os códigos LDPC foi descoberto independentemente várias vezes e aparece com diferentes nomes. Os mais comuns são “*belief propagation*” (BA), “*message passing algorithm*” (MPA) e “*sum-product algorithm*” (SPA), que é o mais utilizado em teoria de comunicação.

Um modo simples de pensar em como funciona a decodificação é um processo em que os BN’s enviam para os CN’s mensagens contendo a informação de qual a decisão atual para o bit recebido. Os CN’s recebem a informação e, para cada um dos BN’s, calculam o bit que satisfaz as equações de paridade baseado na informação dos demais BN’s. Os BN’s recebem os cálculos dos CN’s e decidem se o valor original do bit está correto. Este processo é iterativo e pode parar quando todas as equações de paridade são satisfeitas ou quando um número de iterações é atingido. As informações trocadas podem ser do tipo *hard* ou *soft decoding*, sendo que no caso *soft* as informações tratam de probabilidades [12].

Capítulo 3

OFDM Clássico x TDS OFDM

3.1 OFDM

Em geral, para se combater a interferência intersimbólica (ISI) gerada pelo canal seletivo em frequência, técnicas de equalização são utilizadas nos receptores. Entretanto, quando a taxa de transmissão é muito alta, esses equalizadores se tornam complicados e inviáveis [13]. Uma maneira de mitigar os efeitos da ISI é utilizar sistemas multiportadoras, onde cada subportadora transmite em uma taxa menor. Os sistemas *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* são um tipo de sistema multiportadora, que tem o espectro de suas subportadoras sobrepostos, obtendo uma maior eficiência espectral [13], como mostra a Figura 3.1

Na prática, a transformada discreta de Fourier (DFT) e a transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) são utilizadas para gerar o símbolo OFDM, garantindo a ortogonalidade entre as subportadoras.

Especificamente no transmissor, é calculada a IDFT. Dessa forma, o símbolo, em banda-base, da k -ésima subportadora do i -ésimo símbolo OFDM de N subportadoras é dado por:

$$s_i[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_i[n] e^{j2\pi kn/N}, \quad 0 \leq k \leq N-1, \quad (3.1)$$

onde $S_i[n]$ corresponde a um símbolo mapeado em uma modulação banda-base (BPSK, QPSK, M -QAM).

Após o cálculo do símbolo OFDM no transmissor é efetuada uma conversão paralelo/serial e, em seguida, é inserido o prefixo cíclico (CP), correspondente às últimas N_C amostras do símbolo OFDM. Dado um canal com L coeficientes, é necessário

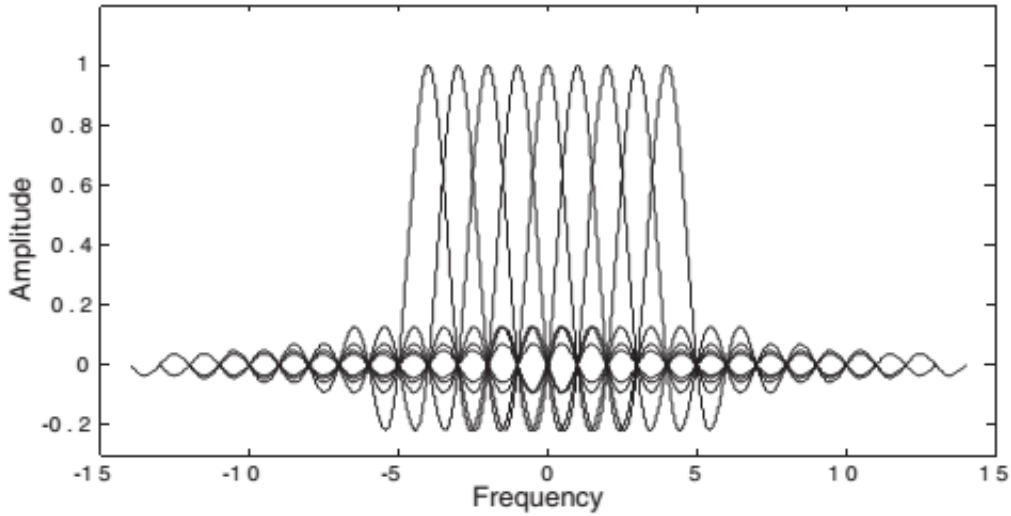


Figura 3.1: Espectro das subportadoras de um sinal OFDM [13].

que o comprimento mínimo do CP seja $N_C \geq L$. Caso contrário, a interferência intersimbólica não é completamente eliminada.

Supondo que o sinal transmitido se propague por um canal seletivo em frequência, o mesmo será convolvido com a resposta ao impulso do canal. Na recepção, o sinal recebido passa por uma conversão paralelo/serial e tem o CP removido. Em seguida, é calculada a DFT do símbolo OFDM recebido (sem o CP). Os símbolos resultantes podem ser equalizados e são convertidos para um fluxo serial, a partir do qual serão demodulados, obtendo-se uma sequência de bits.

Após a remoção do CP (grande o suficiente para mitigar os efeitos do multipercurso), o símbolo da k -ésima amostra do i -ésimo símbolo OFDM, no receptor, pode ser escrito como:

$$y_i[k] = s_i[k] \otimes h[k] + n[k], \quad (3.2)$$

onde \otimes denota a convolução circular de tamanho N , $h[k]$ é a resposta ao impulso do canal e $w[k]$ é AWGN (ruído aditivo Gaussiano branco).

Considerando as propriedades da DFT, o sinal resultante do seu cálculo no receptor pode ser escrito como:

$$R_i[n] = S_i[n] H[n] + N[n], \quad (3.3)$$

onde $H[n]$ corresponde à DFT de $h[k]$ e $N[n]$ corresponde à DFT de $w[k]$.

Como pode ser observado na Equação (3.3), apesar de robusto em relação a ISI

ocasionada pelo canal, cada subportadora do sistema OFDM sofre o efeito de um canal plano [13]. Porém, é mais simples realizar a equalização deste tipo de canal. Assim, o sinal pode ser equalizado dividindo o sinal recebido, no domínio da frequência, pela resposta em frequência do canal:

$$\begin{aligned}
 \hat{S}_i[n] &= \frac{R_i[n]}{H[n]} \\
 &= \frac{S_i[n]H[n]}{H[n]} + \frac{W[n]}{H[n]} \\
 &= S_i[n] + \frac{W[n]}{H[n]}.
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

Portanto, o símbolo detectado corresponderá ao símbolo transmitido somado em uma parcela de ruído dada por $W[n]/H[n]$. No entanto, para que essa equalização, conhecida como *one-tap*, possa ser realizada, é necessário que o receptor conheça a resposta ao impulso $h[k]$, ou a resposta em frequência $H[n]$, do canal.

Em sistemas OFDM, existem duas principais formas de realizar a estimação de canal com o auxílio de símbolos piloto, correspondentes a duas principais maneiras de se arranjar os símbolos pilotos no interior dos símbolos OFDM. A primeira é o arranjo do tipo bloco, mostrado na Figura 3.2.

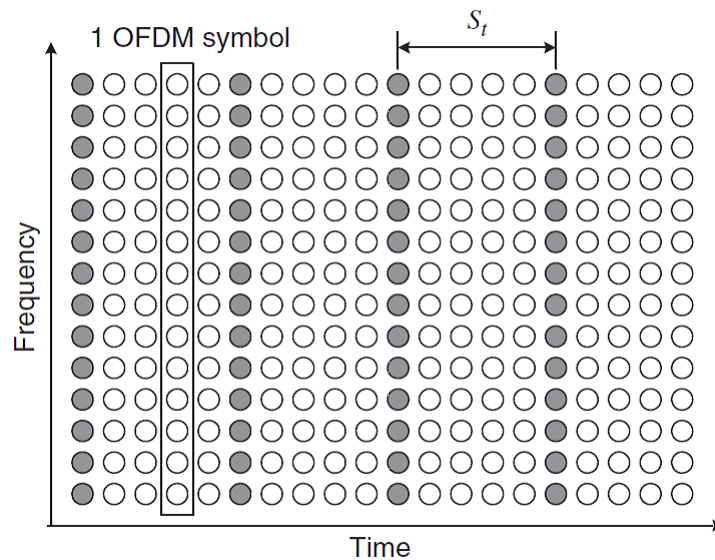


Figura 3.2: Arranjo de símbolos piloto em blocos [13].

Esta estrutura permite que a estimação do canal seja feita em todas as subporta-

doras através de:

$$\hat{H}[n] = \frac{R_P[n]}{S_P[n]}, \quad (3.5)$$

onde $S_P[n]$ corresponde ao símbolo OFDM que contém símbolos piloto e $Y_P[n]$ o sinal recebido. Com esta técnica, é possível determinar a resposta do canal em cada uma das subportadoras. No entanto, se o canal variar muito rápido com o tempo, a equalização utilizando a resposta estimada do canal pode ser prejudicada e, portanto, faz-se necessário o reenvio de um símbolo OFDM piloto.

O segundo esquema bastante utilizado é reservar subportadoras para a transmissão de símbolos pilotos, como mostrado na Figura 3.3.

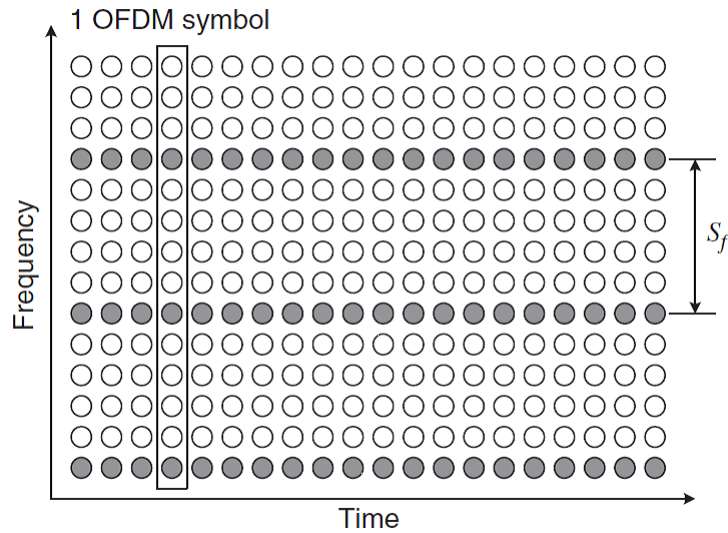


Figura 3.3: Arranjo de símbolos piloto em subportadoras [13].

Apesar deste arranjo ser bom para quando o canal varia rapidamente no tempo, a estimação não pode ser feita em todas as subportadoras. A resposta do canal nas subportadoras que contêm informação precisa ser obtida através de técnicas de interpolação, e o desempenho será afetado pelo espaçamento entre as subportadoras piloto [14].

Para canais em que o efeito do multipercurso é muito grande, ou seja, altos índices de seletividade em frequência, ou em casos em que existe muito ruído na recepção, pode-se utilizar códigos corretores de erro adicionalmente ao sistema OFDM, dando origem ao Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM). Essa combinação resulta em um sistema com alta robustez e com grande eficiência espectral.

3.2 TDS-OFDM

O padrão chinês utiliza uma variação do OFDM, o TDS-OFDM (*Time-Domain Synchronous Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Ao contrário do que é utilizado no padrão DVB-T, sequências conhecidas são transmitidas no intervalo de guarda e usadas como símbolos de treinamento com o objetivo de tornar a sincronização e estimação, em tese, mais simples. Com essa modificação, é dispensada a utilização de símbolos piloto [4].

Assim, uma sequência PN, representada aqui por $c_i[k]$, onde $k = 0, 1, \dots, M - 1$, é inserida antes da saída da IDFT na Equação 3.1. As sequências que são utilizadas pelo TDS-OFDM são definidas como um conjunto de m sequências deslocadas. A ortogonalidade deve ser garantida para que o identificador do quadro seja dado pela convolução de duas sequências PN, conforme a seguir:

$$c_i[k] * c_j[k] = \delta[i - j], \quad (3.6)$$

onde o operador $*$ representa a convolução das duas sequências e o $\delta[i - j]$ representa o impulso unitário [4].

Sejam $y_i[k]$ a convolução linear entre a sequência PN e a resposta ao impulso do canal h_i , e $x_i[k]$ a convolução linear entre a sequência que contém a informação a ser transmitida e a resposta ao impulso do canal h_i , conforme abaixo:

$$y_i[k] = c_i * h_i = \sum_{l=0}^{L-1} c_i[k - l]h_i[l], 0 \leq k \leq M + L - 1, \quad (3.7)$$

$$x_i[k] = s_i * h_i = \sum_{l=0}^{L-1} s_i[k - l]h_i[l], 0 \leq k \leq N + L - 1. \quad (3.8)$$

Considerando o efeito do ruído branco, $n_i[k]$, o sinal recebido $r_i[k]$ será:

$$r_i[k] = u_i[k] + n_i[k], 0 \leq k \leq M + N + L - 1 \quad (3.9)$$

com $u_i[k]$ igual a:

$$\begin{cases} x_{i-1}[k+N] + y_i[k], & \text{se } 0 \leq k < L-1 \\ y_i[k], & \text{se } L-1 \leq k < M \\ x_i[k-M] + y_i[k], & \text{se } M \leq k < M+L-1 \\ x_i[k-M], & \text{se } M+L-1 \leq k < N+M \\ x_i[k-M] + y_{i+1}[k-N-M], & \text{se } N+M \leq k < N+M+L-1. \end{cases} \quad (3.10)$$

Ao subtrair $y_i[k]$ do sinal recebido $r_i[k]$, o sinal $x_i[k]$ resultante será equivalente ao sinal OFDM *zero-padded* (ZP-OFDM) e, portanto, as regras e métodos que são aplicáveis ao ZP-OFDM também serão ao TDS-OFDM, ou seja, independente da localização dos zeros do canal e sem consumo extra de banda, é possível, utilizando equalização FIR (Finite Impulse Response), garantir a regeneração da informação enviada [4].

Por outro lado, a complexidade do receptor aumenta significativamente, fazendo-se necessário o uso de um filtro FIR das DFTs, utilizadas no OFDM tradicional [4].

Capítulo 4

Simulações Computacionais

Para comparar o desempenho da codificação destes padrões, foi utilizado o software MATLAB para criar programas que simulam parte das operações que estes padrões utilizam.

Para cada padrão foram criadas quatro rotinas, sendo dois destes programas para avaliar o desempenho apenas do FEC (Forward Error Correction) de cada padrão, transmitindo em banda-base através de um canal com modelo AWGN ou Rayleigh. As principais operações destes códigos são mostradas na figura 4.1.

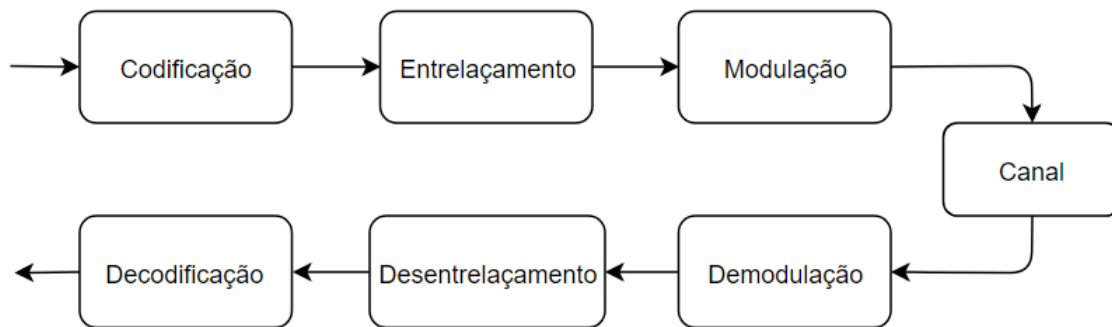


Figura 4.1: Principais operações para o desempenho do FEC.

Os outros dois programas adicionam a modulação OFDM de acordo com o utilizado por cada padrão e avaliam o desempenho da equalização do sinal recebido de um canal seletivo em frequência; um dos programas realiza a equalização utilizando a resposta conhecida do canal e o outro utiliza um algoritmo adaptativo para estimar esta resposta. Adicionalmente, foi criado um quinto programa para o padrão DTMB que avalia a eficácia da utilização do ruído pseudo-aleatório, do inglês *Pseudo-Noise* (PN), na estimação da resposta do canal. Foi escolhido um canal com resposta de

comprimento equivalente a 50 amostras do sinal, gerado aleatoriamente com distribuição Rayleigh. O número de 50 amostras foi escolhido como um compromisso entre o tempo de simulação e o desempenho do estimador. As principais operações são apresentadas na Figura 4.2.

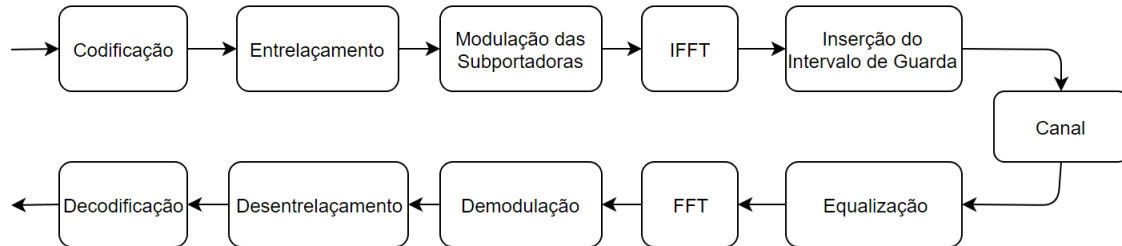


Figura 4.2: Principais operações para o desempenho do FEC + OFDM + Equalização.

A codificação e decodificação foram implementadas utilizando as funções específicas do MATLAB para os códigos RS, BCH e Convolutacional e as especificações dadas pelos respectivos padrões. Já para o código LDPC, a função que constrói a matriz de paridade fornece um tamanho de bloco de 64800 bits, o que implicará em um ganho de desempenho em relação ao bloco especificado pelo padrão DTMB. As taxas de código foram selecionadas dentre as prescritas no padrão de forma que as taxas efetivas de cada padrão fossem comparáveis. Assim, o DVB-T utilizou as taxas 1/2, 2/3 e 7/8 para o código convolutacional e 188/204 para o RS, enquanto o DTMB utilizou as taxas 2/5, 3/5 e 4/5 para o LDPC e 752/762 para o BCH. As taxas efetivas são dadas pelo produto das taxas de ambos os códigos de cada padrão e são mostradas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Taxas de código utilizadas nas simulações.

DVB-T			DTMB		
RS	Convolutacional	Efetiva	BCH	LDPC	Efetiva
188/204	1/2	0,46	752/762	2/5	0,39
	2/3	0,61		3/5	0,59
	7/8	0,81		4/5	0,79

Os entrelaçamentos tem como objetivo evitar que grandes sequências de bits sucessivos estejam sujeitas a erros simultaneamente. Embora os padrões especifiquem entrelaçamentos convolutacionais, por simplicidade, foram realizados entrelaçamentos aleatórios, pois a simulação pode armazenar a sequência aleatória utilizada para desentrelaçar os dados.

A modulação tem como função gerar as constelações de símbolos que serão transmitidos para o caso de portadora única ou em cada uma das subportadoras no OFDM. Foram utilizadas as modulações QPSK, 16QAM e 64QAM em ambos os padrões. A demodulação é feita com a representação do sinal na forma LLR (*Log-Likelihood Ratio*) [8] que permite realizar soft-decoding, cujo desempenho é superior ao hard-decoding [15].

O intervalo de guarda para o DVB-T é preenchido pelo prefixo cíclico, que é a repetição da porção final do símbolo OFDM no início do quadro. Já no DTMB, o intervalo de guarda é preenchido pelo PN e utilizado como sequência de treinamento. Para ambos, o intervalo de guarda foi selecionado como 1/4 do quadro OFDM. Para o DVB-T foi selecionado o modo 8K com 6817 subportadoras e para o DTMB foi selecionado o modo Multiportadoras com 3780 subportadoras. Dada essa diferença da técnica OFDM utilizada, cada padrão utilizará um algoritmo adaptativo para estimação do canal, que para o DVB-T será o RLS (Recursive Least-Squares) e para o DTMB será o LMS (Least Mean Squares) no domínio do tempo. A utilização do LMS no último caso se fez necessária porque a duração do canal no domínio do tempo envolve a utilização de muitos *taps* e a complexidade computacional do algoritmo RLS cresce com o quadrado deste número, enquanto cresce linearmente para o LMS. Porém, o LMS converge mais lentamente e tem pior desempenho [16].

As simulações foram realizadas para cada código, utilizando cada modulação e cada taxa de código dos dois padrões. Para estimar a curva de desempenho através da BER, foram tomados valores de E_b/N_0 que definissem bem o formato da curva, normalmente entre 9 e 12 pontos, e permitindo verificar o valor em que não ocorrem mais erros. Para cada um destes valores foram transmitidos 10^7 bits. A Tabela 4.2 apresenta, de forma sucinta, as variações dos parâmetros em cada código.

4.1 Resultados e Discussão

As simulações mostraram, para todos os casos estudados, uma grande superioridade no desempenho do padrão DTMB em relação ao padrão DVB-T, embora o tempo de processamento das simulações fossem bastante superiores.

As Figuras 4.3 a 4.7 apresentam todos os resultados obtidos em diferentes comparações. A Figura 4.3 compara os dois padrões em canal AWGN e Rayleigh, a Figura 4.4 compara o desempenho da equalização com canal exato e canal estimado, as Figuras 4.5 a 4.7 mostram gráficos para as diferentes situações de canal para os

Tabela 4.2: Resumo dos parâmetros modificados nas simulações

Implementações sem OFDM			
Padrão	Canal	Taxa de Código	Modulação
DVB-T	AWGN	0,4	QPSK
DTMB	Rayleigh	0,6	16-QAM
		0,8	64-QAM
Implementações com OFDM			
Padrão	Resposta do Canal	Taxa de Código	Modulação
DVB-T	Exata	0,4	QPSK
DTMB	Estimada	0,6	16-QAM
	Remoção do PN*	0,8	64-QAM

mesmos parâmetros, fazendo a comparação lado a lado entre os padrões. As legendas das Figuras 4.3 e 4.4 fazem referência a taxa do código interno. Os valores de E_b/N_0 são mostrados em dB.

As simulações para o DTMB utilizaram um comprimento de bloco de 64800 bits contra um comprimento de 7493 definido pelo padrão. De acordo com o trabalho realizado em [17], o desempenho de códigos lineares mais longos podem ter ganhos de até 1dB para esta diferença de comprimento em um canal AWGN. Ainda assim, comprimentos acima de 1000 bits de comprimento apresentam seu desempenho próximo ao limite para um bloco de tamanho infinito, portanto grandes diferenças nos comprimentos nestes valores não irão refletir uma grande diferença de desempenho.

Como esperado para ambos os padrões, os desempenhos pioraram conforme o aumento da taxa de código, da ordem de modulação ou da severidade do canal, ou seja, as curvas obtidas deslocavam-se para direita, aumentando os limiares de E_b/N_0 para a situação livre de erros.

Na Figura 4.3, que faz a comparação entre os FEC's de cada padrão, observa-se que em canal AWGN, a perda de desempenho a cada aumento da modulação é praticamente igual, porém em canal Rayleigh a perda de desempenho para o padrão DTMB é consideravelmente menor. Enquanto a diferença entre as curvas de desempenho do DTMB dos Gráficos 4.3b, 4.3d e 4.3f é de cerca de 2dB, para as curvas do DVB-T é de 3dB. Além disso, esses gráficos evidenciam, de forma relativa, a diferença de desempenho e superioridade do DTMB que utiliza o código LDPC. Embora o BCH faça parte deste esquema de codificação, a forma que é implementado agrega pouca redundância a informação, de modo que as curvas obtidas podem ser creditadas ao LDPC.

Os programas que simularam o sistema OFDM com equalização exibiram pouca perda de desempenho em relação ao caso em que o canal é conhecido em ambos os padrões. Estas curvas são mostradas na Figura 4.4. Também, observa-se nestes casos em que o canal é seletivo em frequência que o padrão DTMB apresentou uma perda de desempenho menor em relação às situações da Figura 4.3, mostrando que o DTMB é mais robusto em relação ao aumento da severidade do canal.

Esse resultado ficou mais evidente nas Figuras 4.5 a 4.7, em que para cada padrão e combinação da taxa de código e ordem de modulação, foram traçadas as curvas no mesmo gráfico para os diferentes programas simulados. Em todas as situações, os desempenhos ficaram na ordem do melhor para o pior: Canal AWGN, Canal Rayleigh, Canal Seletivo em Frequência Conhecido (Exato) e Canal Estimado. Também verifica-se que o resultado da simulação que obtinha a resposta do canal a partir da remoção do PN no DTMB se aproximou bastante do desempenho obtido para o canal exato, e, portanto, é uma forma eficiente de se obter a resposta do canal.

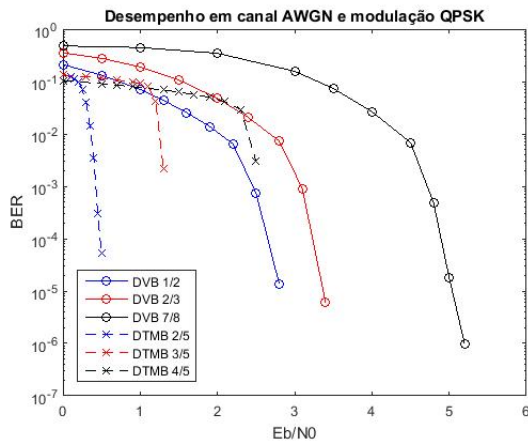
Nestas figuras observa-se como os resultados com estimação do canal se aproximaram bastante do desempenho com a resposta exata. Para o DTMB, no entanto, fica evidente que o desempenho sofreu uma perda relevante com o aumento da ordem de modulação. Neste caso, o COFDM com portadoras piloto para estimação do canal do DVB-T com algoritmo RLS é mais robusto que o TDS-OFDM com PN e algoritmo LMS, embora este tenha maior eficiência espectral.

O tempo para realizar as simulações de cada programa permite comparar a complexidade computacional de cada um. A Tabela 4.3 mostra valores para o tempo de simulação para obter a BER em um ponto do gráfico para cada programa.

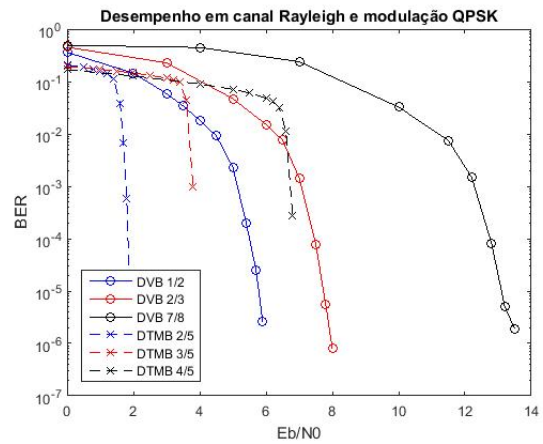
Tabela 4.3: Tempos [min] de simulação para obtenção da BER em um ponto de cada curva

	DVB-T	DTMB
Canal AWGN sem OFDM	1	6,5
Canal Rayleigh sem OFDM	1,25	8,75
OFDM + Equalização (canal exato)	2,5	9,5
OFDM + Equalização (canal estimado)	5	16

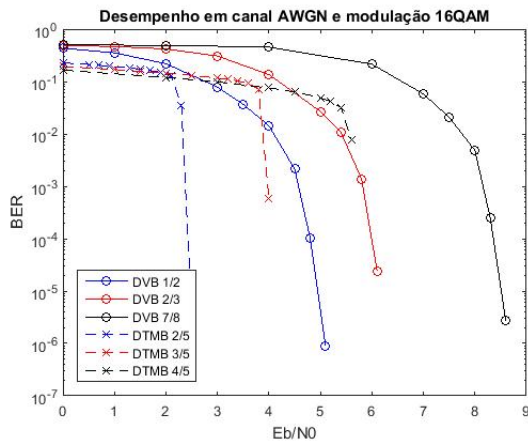
Primeiramente, nota-se que o tempo para o canal AWGN, que era o programa com a implementação menos exigente, é muito maior para o DTMB, demonstrando como a decodificação do código LDPC possui complexidade muito maior que o código convolucional. Porém, com o aumento da severidade do canal, esse tempo é pouco afetado se comparado com o desempenho do DVB-T.



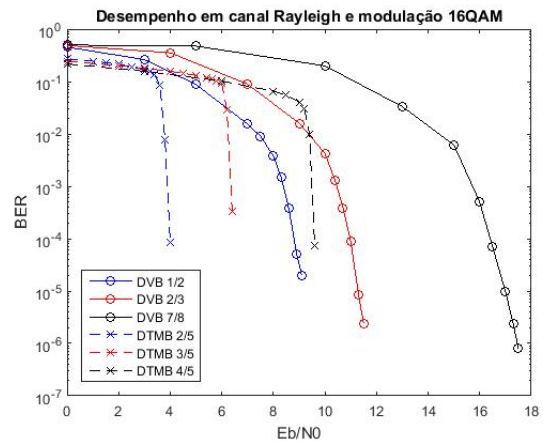
(a) Canal AWGN e Modulação QPSK



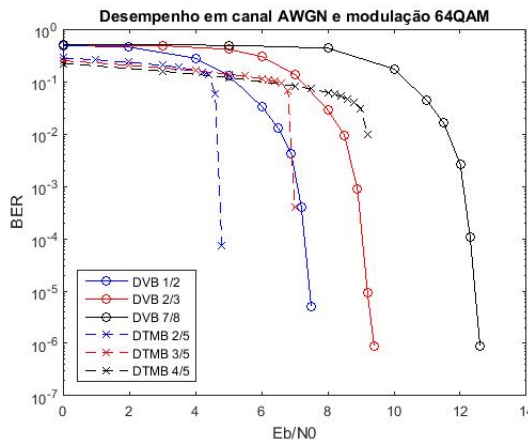
(b) Canal Rayleigh e Modulação QPSK



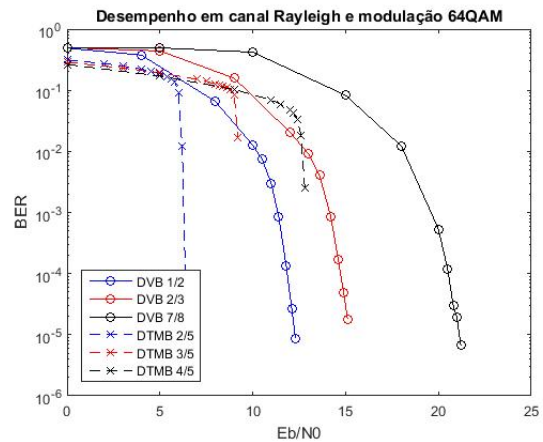
(c) Canal AWGN e Modulação 16QAM



(d) Canal Rayleigh e Modulação 16QAM

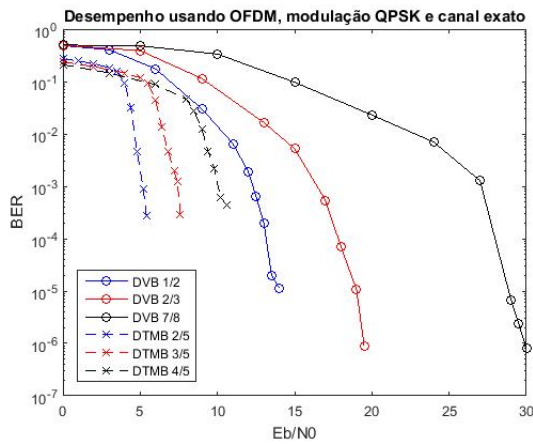


(e) Canal AWGN e Modulação 64QAM

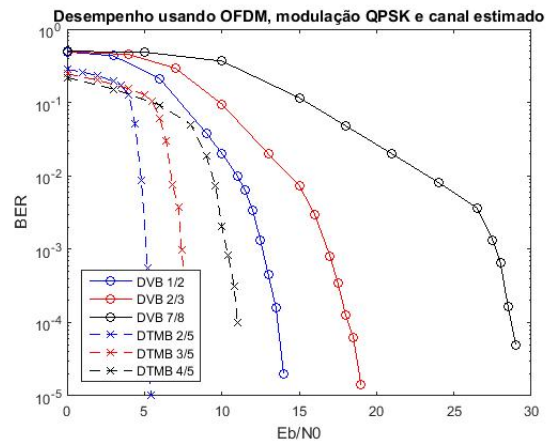


(f) Canal Rayleigh e Modulação 64QAM

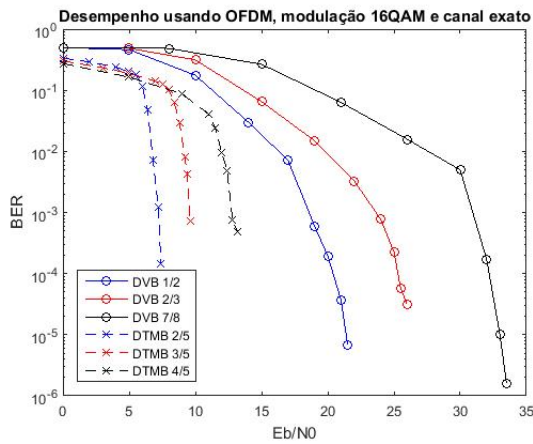
Figura 4.3: Resultado das simulações para canal AWGN e Rayleigh sem OFDM



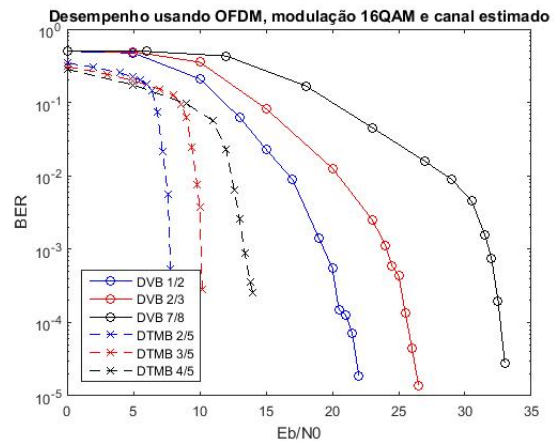
(a) Canal exato e Modulação QPSK



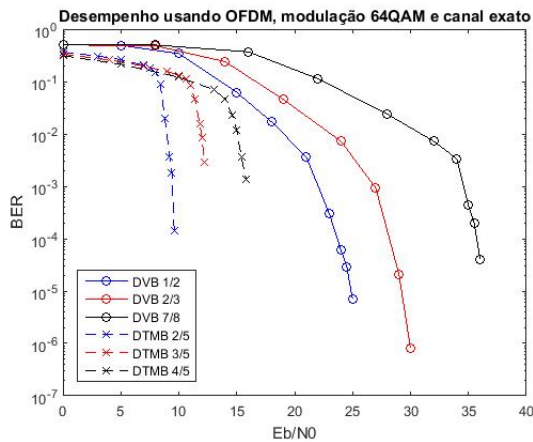
(b) Canal estimado e Modulação QPSK



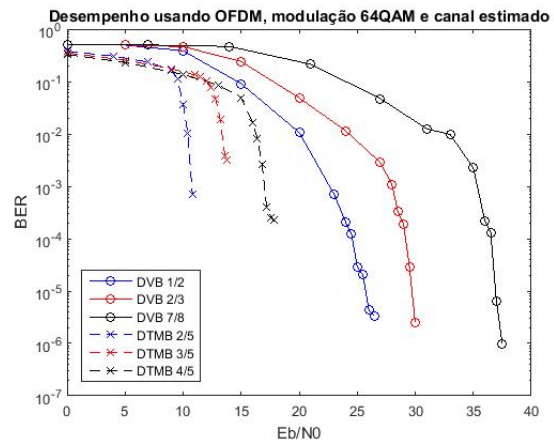
(c) Canal exato e Modulação 16QAM



(d) Canal estimado e Modulação 16QAM

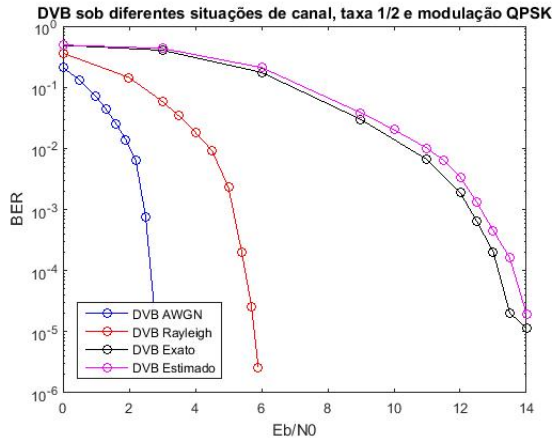


(e) Canal exato e Modulação 64QAM

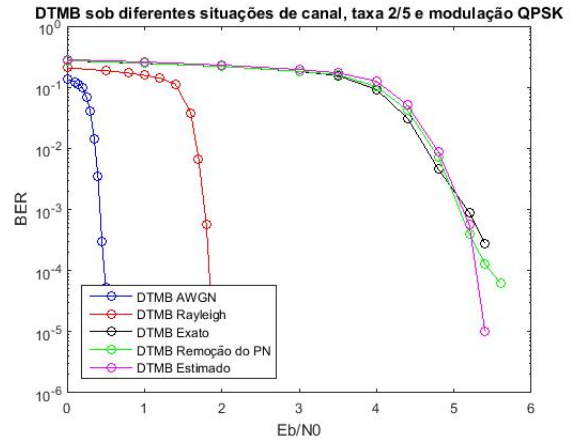


(f) Canal estimado e Modulação 64QAM

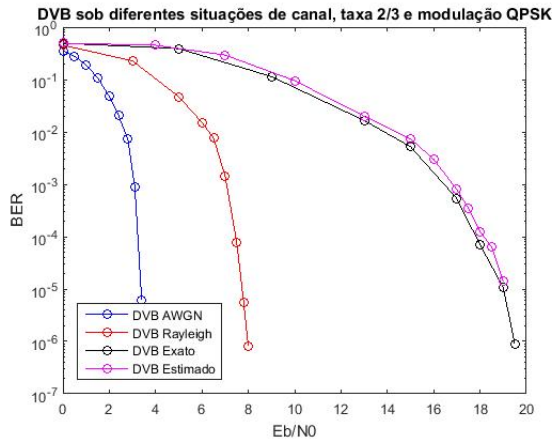
Figura 4.4: Resultado das simulações com OFDM e equalização



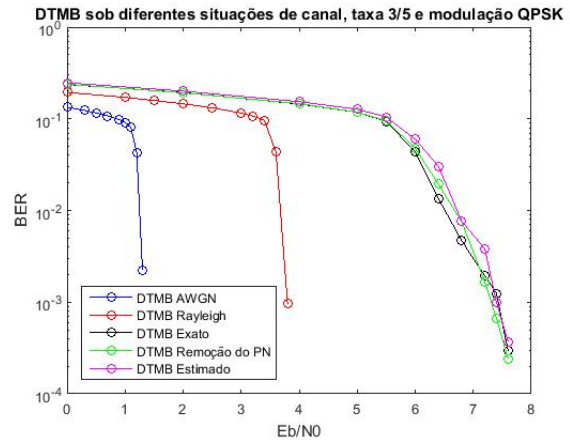
(a) Padrão DVB-T com taxa 0.4



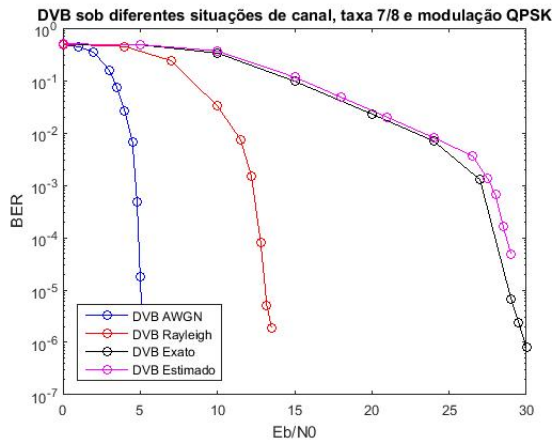
(b) Padrão DTMB com taxa 0.4



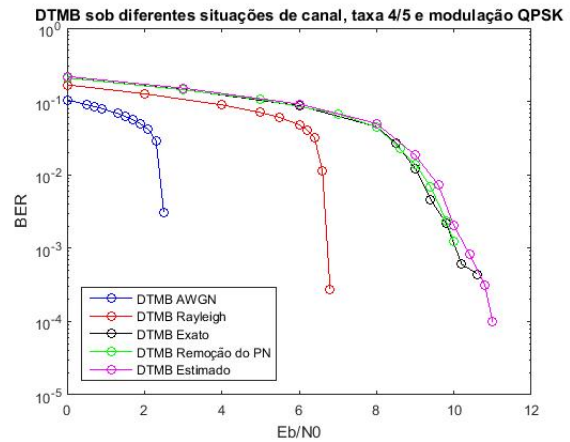
(c) Padrão DVB-T com taxa 0.6



(d) Padrão DTMB com taxa 0.6

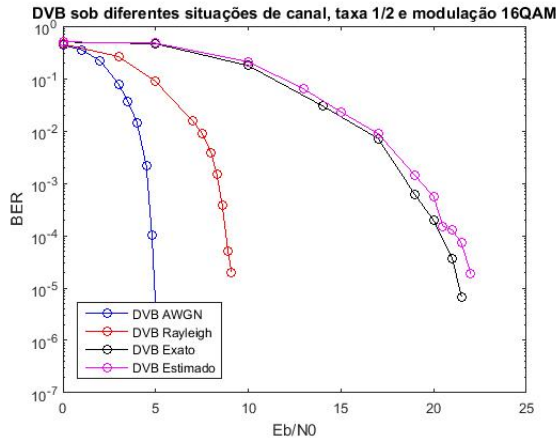


(e) Padrão DVB-T com taxa 0.8

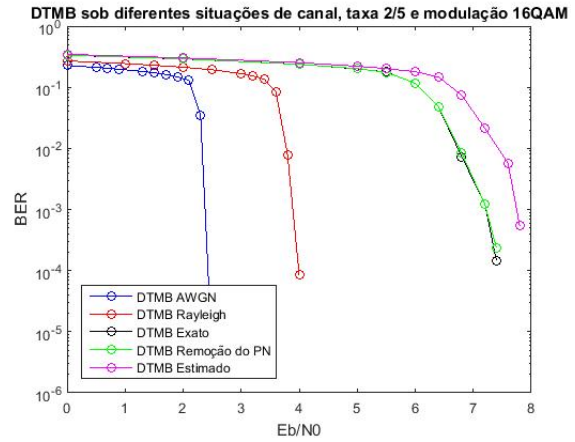


(f) Padrão DTMB com taxa 0.8

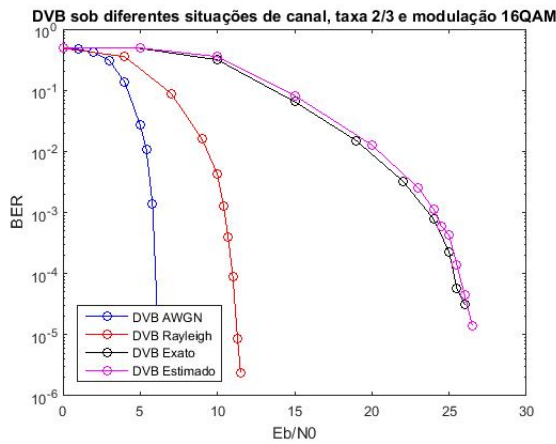
Figura 4.5: Comparação de desempenho nas diferentes situações de canal com modulação QPSK



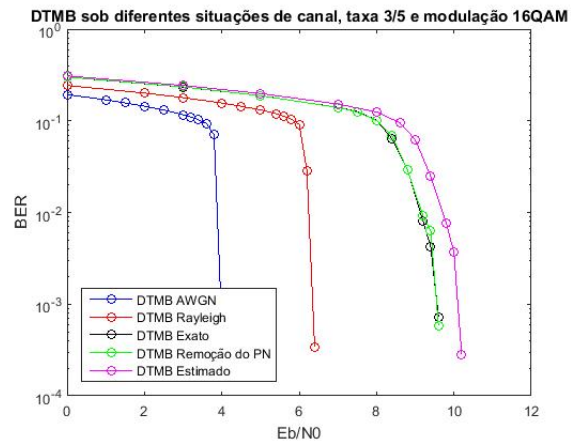
(a) Padrão DVB-T com taxa 0.4



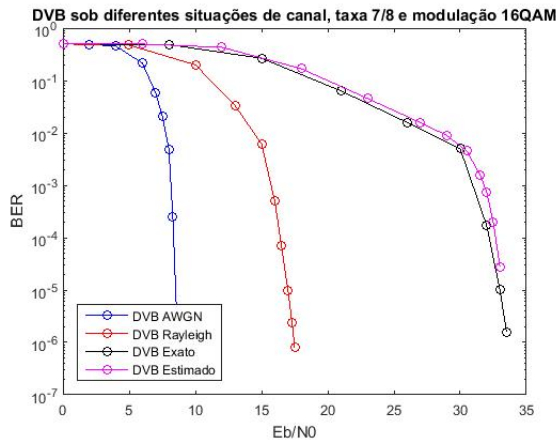
(b) Padrão DTMB com taxa 0.4



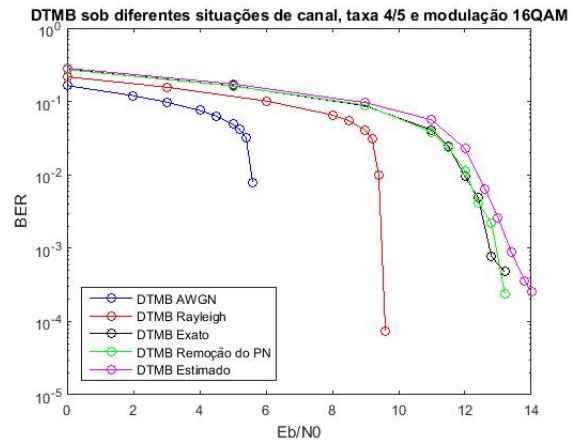
(c) Padrão DVB-T com taxa 0.6



(d) Padrão DTMB com taxa 0.6

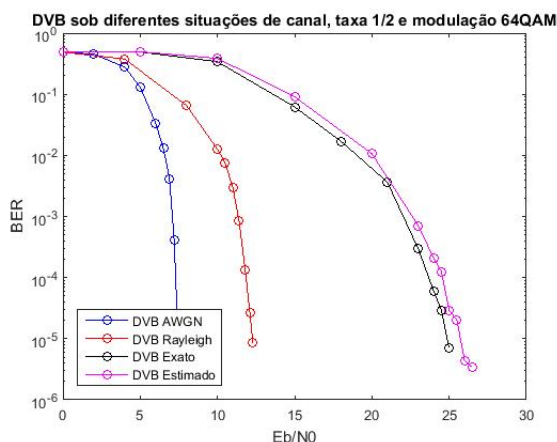


(e) Padrão DVB-T com taxa 0.8

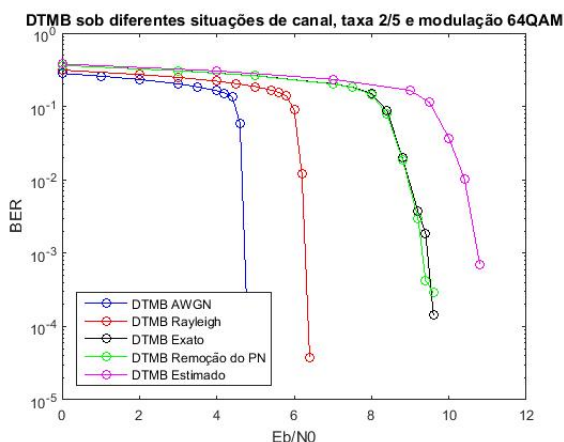


(f) Padrão DTMB com taxa 0.8

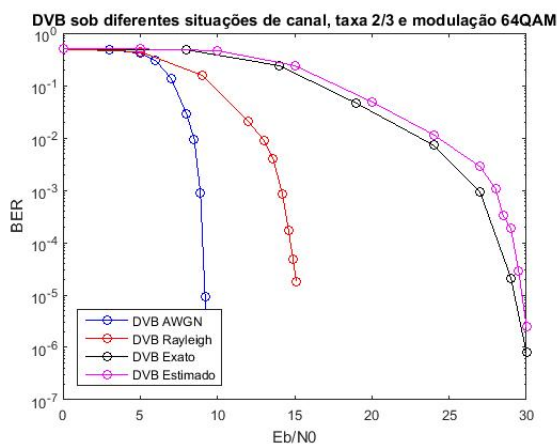
Figura 4.6: Comparação de desempenho nas diferentes situações de canal com modulação 16QAM



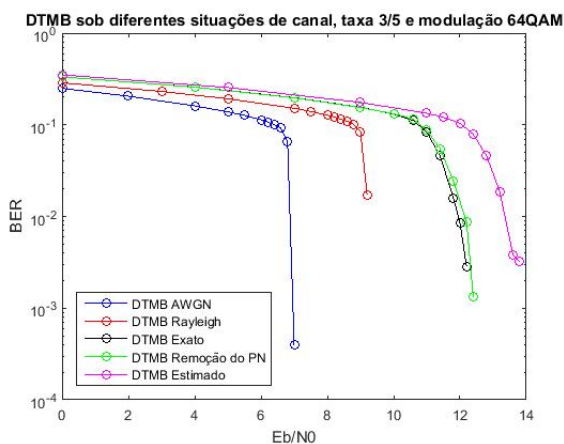
(a) Padrão DVB-T com taxa 0.4



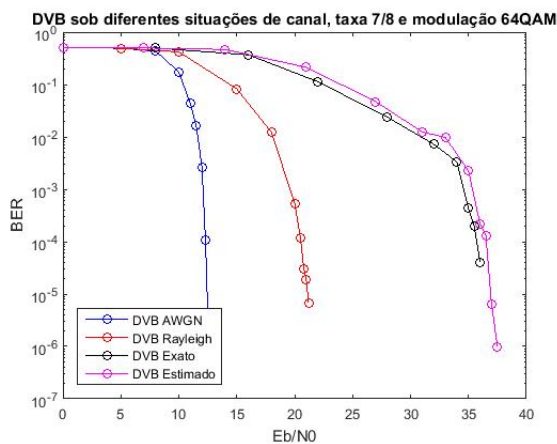
(b) Padrão DTMB com taxa 0.4



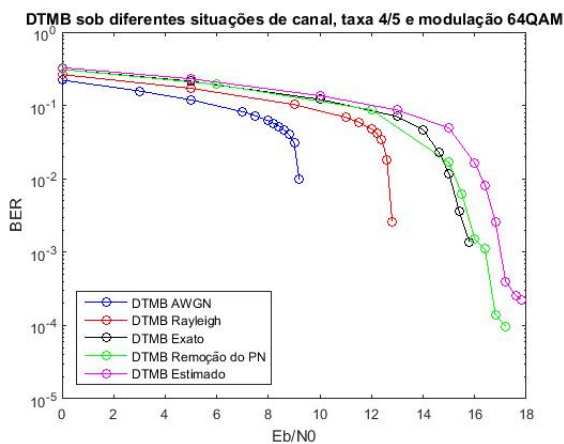
(c) Padrão DVB-T com taxa 0.6



(d) Padrão DTMB com taxa 0.6



(e) Padrão DVB-T com taxa 0.8



(f) Padrão DTMB com taxa 0.8

Figura 4.7: Comparação de desempenho nas diferentes situações de canal com modulação 64QAM

Capítulo 5

Conclusões

O padrão DVB-T foi um dos primeiros padrões para TV Digital terrestre. Embora na época de seu desenvolvimento, o desempenho computacional dos equipamentos não permitissem a utilização de códigos como LDPC, este padrão consolidou-se como referência para o desenvolvimento dos futuros padrões, como o DTMB.

O desenvolvimento tardio do padrão chinês permitiu a utilização do código LDPC, cujo desempenho é bastante superior para canais com maior severidade, como um canal com multipercurso. Esta inovação permitiu um desempenho bastante superior do padrão DTMB.

A implementação do TDS-OFDM, apesar do aumento da eficiência espectral, não se mostrou vantajoso, dado que a estimação do canal do domínio do tempo implica no uso do algoritmo LMS, dada a taxa de dados e o comprimento do canal, que não exhibe a mesma robustez do algoritmo RLS utilizado para estimação do canal no domínio da frequência para o padrão DVB-T, que utiliza COFDM.

Assim, uma implementação utilizando o código LDPC e o COFDM deve alcançar desempenhos melhores, o que foi feito no padrão DVB-T2.

Referências Bibliográficas

- [1] M. El-Hajjar and L. Hanzo, “A survey of digital television broadcast transmission techniques,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 15, no. 4, pp. 1924–1949, April 2013.
- [2] F. N. H. Mvungi, J. Anatory, “Digital terrestrial broadcasting technologies and implementation status,” *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, vol. 7, no. 3, 2013.
- [3] T. Kratochvil, “From analog to digital television - the common way how to digitize european broadcasting,” in *2008 IEEE History of Telecommunications Conference*, Sept 2008, pp. 164–169.
- [4] M. S. Alencar, *Digital Television Systems*. Cambridge University Press, 2009.
- [5] M. S. Alencar, *Televisão Digital*. Érica, 2007.
- [6] J. Song, Z. Yang, and J. Wang, *Digital Terrestrial Television Broadcasting: Technology and System*, ser. IEEE Press. Wiley, 2015.
- [7] W. Ryan and S. Lin, *Channel Codes: Classical and Modern*. Cambridge University Press, 2009.
- [8] J. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2008.
- [9] S. Lin and D. Costello, *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. Pearson-Prentice Hall, 2004.
- [10] Y. Jiang, *A Practical Guide to Error-Control Coding Using MATLAB*. Artech House, 2010.

- [11] D. V. Loss, “Decodificador convolucional de viterbi com soft-decision e bit interleaver,” Master’s thesis, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, 2008.
- [12] F. J. F. Nazareth, “Estudo de códigos ldpc (low-density parity check): Matrizes regulares e irregulares,” Master’s thesis, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2010.
- [13] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. Wiley Publishing, 2010.
- [14] M. S. Akram, “Pilot-based channel estimation in ofdm systems,” Master’s thesis, Nokia, 2007.
- [15] R. Yazdani and M. Ardakani, “Efficient llr calculation for non-binary modulations over fading channels,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 5, pp. 1236–1241, May 2011.
- [16] M. M. S. Haykin, *Introducao aos sistemas de comunicação*. Bookman, 2008.
- [17] F. P. DS. Dolinar, D. Divsalar, “Code performance as a function of block size,” Consultative Committee for Space Data Systems, CCSDS, Tech. Rep., 1998.