

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES**

GABRIEL OLIVEIRA MACHADO

**ANÁLISE DO SINAL DE TELEVISÃO DIGITAL EM
PATOS DE MINAS UTILIZANDO GNU RADIO E USRP**

PATOS DE MINAS
2018

GABRIEL OLIVEIRA MACHADO

ANÁLISE DO SINAL DE TELEVISÃO DIGITAL EM PATOS DE MINAS UTILIZANDO GNU RADIO E USRP

Trabalho de conclusão de curso apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia – Campus Patos de Minas como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Ms. Gustavo Nozella Rocha

PATOS DE MINAS
2018

GABRIEL OLIVEIRA MACHADO

ANÁLISE DO SINAL DE TELEVISÃO DIGITAL EM PATOS DE MINAS UTILIZANDO GNU RADIO E USRP

Trabalho de conclusão de curso apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Faculdade Federal de Uberlândia Campus Patos de Minas como requisito para obtenção do título de bacharel em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações. a

Aprovado em 10, de agosto de 2018.

COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Ms. Gustavo Nozella Rocha
Universidade Federal de Uberlândia
Orientador

Prof. Dr. Pedro Luiz Lima Bertarini
Universidade Federal de Uberlândia
Membro 1

Prof. Ms. Alexander Bento Melo
Universidade Federal de Uberlândia
Membro 2

PATOS DE MINAS
2018

RESUMO

Neste trabalho são abordados os conceitos teóricos dos Sistemas de Televisão Digital existentes, com foco no Sistema Brasileiro de Televisão Digital (SBTVD ou ISDB-T_B). Inicialmente é apresentada a evolução histórica dos padrões de televisão digital mostrando as principais características dos padrões americano, europeu, japonês e, por fim, o brasileiro. O sistema brasileiro de televisão digital é baseado no sistema de televisão japonês, sendo o primeiro sistema digital de alta definição no país. O transmissor do sistema brasileiro ISDB-T_B é composto por três macroblocos sendo eles: remultiplexador, codificador de canal e modulador. Já o receptor é composto pelo sintonizador, demodulador, decodificador e demultiplexador. Neste trabalho é feita uma abordagem individual dos principais blocos do transmissor e do receptor *One-Seg*, especificando suas funções e seu funcionamento. Posteriormente, são apresentados os principais problemas que afetam a recepção do sinal de televisão digital terrestre, as medidas de qualidade utilizadas para analisar e comparar os sinais, e ainda, são apresentados os conceitos referentes ao Rádio Definido por Software (SDR). Por fim, é realizado um estudo prático no qual é utilizado o USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) para a obtenção dos sinais de televisão digital terrestre existentes na cidade de Patos de Minas. Por meio dos conceitos abordados neste trabalho, é possível então analisar os resultados obtidos, fazendo uma análise detalhada e comparando os sinais encontrados.

Palavras-chaves: ISDB-T_B, Rádio Definido por Software – SDR, Televisão Digital, USRP.

ABSTRACT

In this work, the theoretical concepts of the existing Digital Television Systems are approached, with focus on the Brazilian Digital Television System (SBTVD or ISDB-T_B). Initially, the historical evolution of digital television standards is presented, showing the main characteristics of the American, European, Japanese, and, finally, Brazilian standards. The Brazilian digital television system is based on the Japanese television system, and it is the first digital high definition system in the country. The ISDB-T_B Brazilian system transmitter consists of three macroblocks: remultiplexer, channel encoder and modulator. The receiver is composed of the tuner, demodulator, decoder and demultiplexer. An individual approach is made to the main transmitter blocks and the One-Seg receiver, specifying their functions and their operation. Subsequently, the main problems that affect the reception of digital terrestrial television signal, the quality measures used to analyze and compare the signals, and the concepts related to Software Defined Radio (SDR) are presented. Finally, a practical study is made, in which the USRP (Universal Software Radio Peripheral) is used to obtain digital terrestrial television signals in the city of Patos de Minas. Through the concepts discussed in this work, it is possible to analyze the results obtained, making a detailed analysis and comparing the signs found.

Keywords: ISDB-T_B, *Software Defined Radio* – SDR, *Digital Television*, USRP.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Diagrama do Modulador 8VSB.	6
Figura 2 - Modulador COFDM - DVB-T.	8
Figura 3 - Diagrama básico do modulador ISDB-T.....	10
Figura 4 – Diagrama de Blocos do Transmissor ISDB-T _B	11
Figura 5 – Circuito Entrelaçador de <i>Byte</i>	14
Figura 6 – Circuito do Codificador Convolutacional.....	15
Figura 7 – Diagrama do Mapeador.....	16
Figura 8 – Constelação DQPSK.....	17
Figura 9 – Diagrama do Sistema de Modulação DQPSK.....	18
Figura 10 – Constelação QPSK	18
Figura 11 - Diagrama do Sistema de Modulação	19
Figura 12 – Constelação 16-QAM	19
Figura 13 – Constelação do 64-QAM	20
Figura 14 – Diagrama do Sistema de Modulação 64-QAM	20
Figura 15 – Processo de Entrelaçamento Temporal	22
Figura 16 – Diagrama de Entrelaçamento na Frequência.....	23
Figura 17 – Segmento OFDM para Modulação Diferencial.....	24
Figura 18 - Segmento OFDM para Modulação Síncrona	25
Figura 19 – Inserção do Intervalo de Guarda.....	26
Figura 20 – Máscara do Espectro de Transmissão de Televisão Digital.....	26
Figura 21 - Diagrama de Blocos do Receptor ISDB-T _B One-seg	27
Figura 22 – Circuito Demodulador em Quadratura.....	29
Figura 23 – Circuito do Desentrelaçador Temporal.....	31
Figura 24 – Diagrama do Desentrelaçador de bit.....	33
Figura 25 - Diagrama do Desintercalador de <i>byte</i>	34
Figura 26 - Diagrama do decodificador RS	35
Figura 27 - Efeitos observados nas constelações.....	38
Figura 28 - Pontos de medição da BER nos receptores	41
Figura 29 - Modelo Receptor One-seg no GNURadio.....	44
Figura 30 - Tipos de Variáveis GNURadio	45
Figura 31 – Sincronização OFDM receptor <i>one-seg</i>	46

Figura 32 - Informação do TMCC.....	47
Figura 33 - Interface após a execução do modelo	48
Figura 34 – Diferentes efeitos ocorridos na sintonização. (A) Canal sintonizado, (B) Canal não sintonizado devido a diferença no espaçamento temporal, (C) Canal não sintonizado devido a diferença entre o espaçamento entre portadoras.	49
Figura 35 – TMCC impressos no terminal do GNU <i>Radio</i> . (A) TMCC canal 28, (A) TMCC canal 30, (C) TMCC canal 34.....	51
Figura 36 – Gráfico da MER dos canais analisados.....	52
Figura 37 – Constelações canal 30. (A) -100dB, (B) -94dB, (C) -88dB, (D) -82dB, (E) -76dB, (F) -70dB.....	53
Figura 38 – Constelações canal 28. (A) -105dB, (B) -102dB, (C) -99dB, (D) -96dB, (E) -93dB, (F) -90dB, (G) -87dB, (H) -84dB, (I) -81dB, (J) -78dB, (K) -75dB.....	54
Figura 39 – Gráfico da SNR dos canais analisados	55
Figura 40 – Gráfico da BER de <i>Viterbi</i> dos canais analisados	56
Figura 41 – Espectro. (A) Primeiro cenário, (B) Segundo cenário.....	57
Figura 42 – MER canal 28 segundo cenário	58
Figura 43 – SNR canal 28 segundo cenário.....	58
Figura 44 – Constelações canal 28. (A) -115dB, (B) -112dB, (C) -109dB, (D) -106dB, (E) -103dB, (F) -100dB, (G) -97dB, (H) -94dB, (I) -91dB, (J) -88dB, (K) -85dB.	59
Figura 45 – BER de <i>Viterbi</i> canal 28 segundo cenário.....	60
Figura 46 – BER de RS canal 28 segundo cenário.....	61

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Códigos Convolucionais	15
Tabela 2 - Calculador de Fase	17
Tabela 3 – Fatores de Normalização	21
Tabela 4 – Valores do Comprimento Entrelaçador Temporal e Ajuste de Atraso	22
Tabela 5 – Valos de nc para os modos do <i>Time Interleaving</i>	31
Tabela 6 – Canais de televisão digital terrestre em Patos de Minas	49
Tabela 7 – Parâmetros TMCC dos canais sintonizados.....	51

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

16-QAM	<i>16-Quadrature Amplitude Modulation</i>
64-QAM	<i>64-Quadrature Amplitude Modulation</i>
ABERT	Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	<i>Auxiliary Channel</i>
AM-DSB	<i>Amplitude Modulated – Double Side Band</i>
AM-DSB-SC	<i>Amplitude Modulated – Double Side Band-Suppressed Carrier</i>
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
ATSC	<i>Advanced Television Systems Committee</i>
BCH	<i>Bose, Chaudhuri, Hocquenghein</i>
BER	<i>Bit Error Ratio</i>
COFDM	<i>Coded Orthogonal Frequency Multiplex</i>
CP	<i>Continuous Pilots</i>
CPqD	Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting — Terrestrial</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FDM	<i>Multiplexadas por Divisão de Frequência</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FI	<i>Frequência Intermediária</i>
GF	<i>Galois Field</i>
GPP	Processadores de Uso Geral
GRC	<i>GNU Radio Companion</i>
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISDB-T	<i>Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial</i>
ISDB-T_B	Sistema Brasileiro de Televisão Digital
ISI	<i>Interferência Intersimbólica</i>
MER	<i>Modulation Error Rate</i>
OFDM	<i>Orthogonal frequency-division multiplexing</i>
PRBS	<i>Pseudo Random Binary Sequence</i>

PUC-RJ	Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro
QPSK	<i>Quadrature phase shift keying</i>
RF	Radiofrequência
RS	<i>Reed Solomon</i>
SBTVD	Sistema Brasileiro De Televisão Digital
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
SET	Sociedade de Engenharia de Televisão
SNR	<i>Sinal to Noise Ratio</i>
SP	<i>Scratted Pilots</i>
TMCC	<i>Transmission and Multiplexing Configuration Control</i>
TS	<i>Transport Stream</i>
TSP	<i>Transport Stream Packet</i>
UFPB	Universidade Federal da Paraíba
USRP	<i>Universal Software Radio Peripheral</i>
VSB	<i>Vestigial Sideband</i>

SUMÁRIO

RESUMO	IV
ABSTRACT	V
LISTA DE FIGURAS	VI
LISTA DE TABELAS	VIII
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	IX
1 INTRODUÇÃO	2
2 REFERENCIAL TEÓRICO	4
2.1 Televisão Digital.....	4
2.1.1 Surgimento da Televisão Digital	4
2.1.2 Surgimento da Televisão Digital no Brasil	5
2.2 Padrões de Televisão Digital	6
2.2.1 O Padrão ATSC.....	6
2.2.2 O Padrão DVB-T.....	8
2.2.3 O Padrão ISDB-T.....	10
2.3 Transmissor ISDB-T _B	11
2.3.1 Codificação do Canal.....	12
2.3.1.1 Codificador Externo	12
2.3.1.2 Divisão do TS em Camadas Hierárquica	13
2.3.1.3 Dispersão de Energia.....	13
2.3.1.4 Entrelaçador de Byte	13
2.3.1.5 Codificador Interno.....	14
2.3.2 Modulação	16
2.3.2.1 Mapeamento	16
2.3.2.2 Entrelaçador Temporal.....	21
2.3.2.3 Entrelaçador na Frequência.....	23
2.3.2.4 Adaptação do Quadro OFDM	23
2.3.2.5 IFFT (<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>).....	25
2.3.2.6 Intervalo de Guarda	25
2.3.2.7 Filtragem	26
2.4 Receptor ISDB-T _B <i>One-Seg</i>	27
2.4.1 Sistema de Demodulação.....	28
2.4.1.1 Demodulador ortogonal.....	28

2.4.1.2	Recuperação de sincronismo.....	29
2.4.1.3	Decodificador TMCC.....	30
2.4.1.4	Desintercalador em frequência	30
2.4.1.5	Desentrelaçador no tempo.....	30
2.4.2	Sistema de decodificação.....	32
2.4.2.1	Demapeador QPSK	32
2.4.2.2	Desintercalador de Bit.....	32
2.4.2.3	Decodificador Viterbi.....	33
2.4.2.4	Desintercalador de Byte.....	33
2.4.2.5	Reversor da dispersão de energia	34
2.4.2.6	Decodificador RS	34
2.5	Problemas no Sistema ISDB-T _B	36
2.6	Medidas de qualidade para análise do sinal	39
2.7	Rádio Definido por Software (SDR)	41
3	MATERIAIS E MÉTODOS	43
3.1	Materiais	43
3.2	Metodologia	43
3.2.1	Criação do modelo no GNU Radio	44
3.2.2	Obtenção do sinal de televisão digital e análise dos parâmetros obtidos	45
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	49
5	CONCLUSÃO.....	62
	REFERÊNCIAS.....	63
	APÊNDICE A	66

1 INTRODUÇÃO

Embora os japoneses tenham sido os precursores da televisão digital com estudos na década de 70, somente na década de 80 foi iniciado o desenvolvimento do primeiro sistema de televisão digital pelos americanos. No Brasil, as primeiras discussões sobre implantação de um sistema de televisão digital sugeriram na década de 90, entretanto somente no ano de 2003, que ele foi efetivamente instaurado [1-2].

Dentre os padrões existentes, estão o ATSC (*Advanced Television Systems Committee*), DVB (*Digital Video Broadcasting*), ISDB (*Integrated Services Digital Broadcasting*) e o padrão desenvolvido no Brasil SBTVD (Sistema Brasileiro de Televisão Digital), sendo que o último foi criado a partir dos padrões já existentes. Por meio de pesquisas e testes, constatou-se que o padrão japonês era o que mais atendia às pretensões do grupo de desenvolvimento do padrão brasileiro [1-2].

Com o surgimento da televisão de alta definição, cada vez mais é necessário que se tenha formas de compressão de vídeo e de áudio mais eficientes e com altas taxas de compressão. O sistema brasileiro utiliza dois tipos de compressão de vídeo em uma mesma transmissão e duas configurações de áudio diferentes. O surgimento da ferramenta de Rádio Definido Software (SDR – *Software Defined Radio*) possibilitou que sistemas de alta complexibilidade de prototipagem em circuitos digitais fossem feitos via software, gerando assim grande flexibilidade e tornando mais fácil criar tecnologias de comunicação digital, e testar tanto as novas quanto as já existentes.

O USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) juntamente com o SDR possibilitou a realização de testes para análise dos parâmetros que caracterizam o sinal digital de televisão terrestre de forma menos onerosa, visto que o software é gratuito e o aparelho pode ser configurado de acordo com a necessidade para a transmissão e a recepção de dados. Sendo assim, o USRP foi utilizado para a recepção do sinal dos canais de televisão digital, e a partir dos parâmetros obtidos foi possível determinar dentre eles qual possuía melhor qualidade do sinal.

Na atualidade, uma parcela significativa da população utiliza a televisão como forma de entretenimento e/ou informação. Dito isso, é perceptível a importância de obter-se canais com boa qualidade, a fim de satisfazer as necessidades dos usuários.

Este trabalho tem como objetivo fazer um breve estudo teórico das principais características dos padrões de televisão digital, focando no sistema brasileiro de transmissão e recepção. Utiliza-se o software livre GNU Radio juntamente com o USRP para recepção do sinal de televisão digital na cidade de Patos de Minas, com o intuito de verificar os parâmetros de qualidade dos canais disponíveis com a finalidade de compará-los entre si.

Na primeira seção é feita uma introdução do trabalho e os objetivos, na segunda é apresentada uma revisão de literatura, na terceira são apresentados materiais e métodos, na quarta seção são apresentados os resultados e, por fim, na última seção é feita uma conclusão.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Nesta seção será feita uma breve introdução sobre a história do surgimento da televisão digital no Brasil e no mundo, serão descritas as principais características dos padrões de televisão digital terrestre com aprofundamento no padrão Brasileiro, descrendo as principais características do transmissor *Full-Seg* e receptor *One-Seg*. Por fim serão apresentados os principais problemas existente no sistema brasileiro e as medidas de qualidade utilizadas para análise dos sinais.

2.1 Televisão Digital

2.1.1 Surgimento da Televisão Digital

Um grupo de pesquisadores japoneses desenvolveram na década de 70 um novo sistema de televisão analógico com o dobro de linhas (525 para 1125), marcando o início da evolução da televisão de alta definição. Os resultados foram apresentados somente na década de 80, pois inicialmente o foco da pesquisa era o padrão de produção de estúdio derivando dele um padrão para transmissão via satélite, sistema de cabo e difusão terrestre. O MUSE (*Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding*) criado pelos japoneses foi o primeiro sistema de alta definição comercial existente. Esse sistema operava com mais de 1 Gbps de informação codificados em um canal de 27 MHz de largura de banda [3].

Embora os japoneses tenham sido os precursores da televisão digital, foram os americanos, em 1987, que começaram a desenvolver o primeiro sistema de televisão digital, chamado *Advanced Television Systems Committee* (ATSC). Esse sistema começou a funcionar em 1998 e é utilizado até hoje. Na Europa também surgiu a necessidade de pesquisas para o desenvolvimento de um padrão de televisão digital. Com a colaboração de diversas emissoras de televisão, instituições públicas e privadas e órgãos do setor de pesquisa e desenvolvimento, surgiram debates sobre a formação de um sistema de televisão digital. A união dos membros contribuiu para que a padronização ocorresse, levando o nome de *Digital Video Broadcasting* (DVB) [1].

Em 1999, os japoneses criaram um grupo de pesquisa para o desenvolvimento do seu padrão de televisão digital chamado *Integrated Services Digital Broadcasting* (ISDB), que teve sua primeira transmissão em dezembro de 2003 em Tóquio. O sistema japonês teve sua base de desenvolvimento no sistema europeu, corrigindo problemas que prejudicariam as pretensões do padrão. Foi inserido um intervalo de guarda para melhorar a recepção em dispositivos móveis e segmentou-se a banda de transmissão possibilitando transmitir até três programas simultâneos [1].

2.1.2 Surgimento da Televisão Digital no Brasil

No Brasil, as primeiras discussões sobre a televisão digital surgiram em 1991. Três anos depois foi criado um grupo técnico formado pela Sociedade de Engenharia de Televisão (SET) e pela Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão (ABERT), com o objetivo inicial de estudar a implantação da televisão digital no país e preparar as empresas para lidar com essa nova tecnologia. Em 1998, o grupo técnico foi extinto pela criação da Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) que no mesmo ano iniciou o processo de seleção do padrão de televisão digital a ser utilizado no Brasil [4].

Os primeiros testes foram realizados pelo Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD) em parceria com a Anatel e tinham o intuito de avaliar a viabilidade dos padrões já existentes. Os resultados obtidos nos estudos não satisfizeram os requisitos propostos pelo grupo de pesquisa. O padrão americano, por exemplo, não atendeu aos requisitos no que diz respeito à modulação, devido à sua deficiência na transmissão móvel e péssimo desempenho quando utilizado em conjunto com antenas internas, que representavam na época, cerca de 22% dos pontos receptores no país [1,4].

Em 2003, optou-se por desenvolver um sistema nacional de televisão digital. Tendo como base as pesquisas e discussões já realizadas, foi elaborado o Decreto Presidencial 4.901, em 26 de novembro de 2003, que instaurou o Sistema Brasileiro de Televisão Digital (SBTVD) ficando a cargo de um Comitê de Desenvolvimento a configuração do padrão brasileiro. O Comitê com base nos testes realizados nos padrões existentes determinou que o padrão japonês apresentou melhor desempenho

em áreas com alta densidade populacional e sistemas com antenas internas, sendo assim usado como modelo para a criação do padrão brasileiro [2-3].

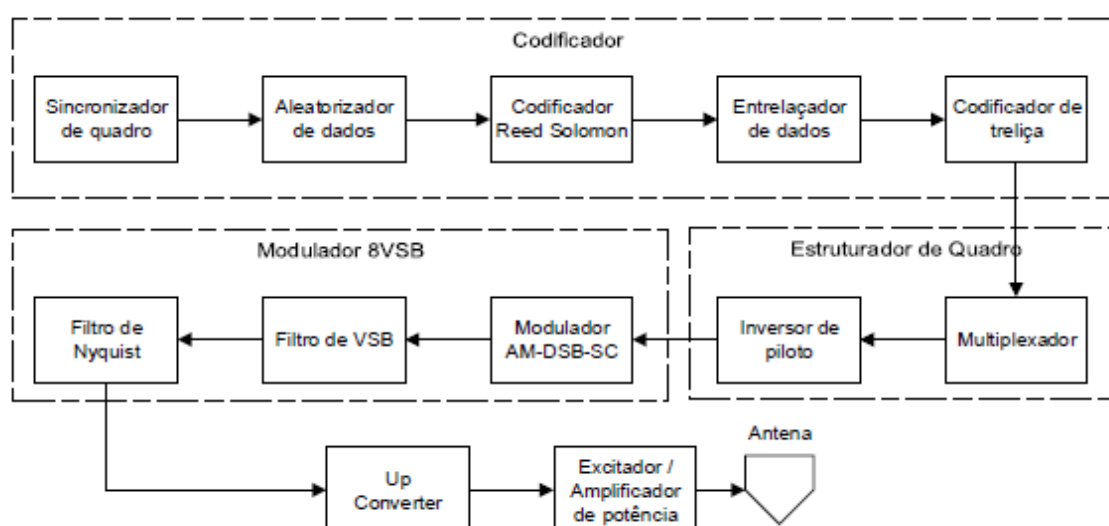
Um acordo com o governo japonês foi realizado em 2006 para a criação de um sistema híbrido. Esse sistema seria uma junção do sistema japonês e aprimoramento de serviços existentes e novidades criadas por pesquisadores brasileiros, como a interatividade (middleware), desenvolvido pela Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-RJ) e pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB) [1].

2.2 Padrões de Televisão Digital

2.2.1 O Padrão ATSC

O padrão ATSC possui modulação de amplitude de 8 níveis (*8 Vestigial Sideband 8VSB*) e ocupa a mesma banda de 6MHz do sistema analógico, tendo como codificador de vídeo o MPEG-2. O sistema do transmissor ATSC é formado por três partes: Codificador, estruturador de quadro e modulador 8VSB, como pode visto na Figura 1 [5].

Figura 1 - Diagrama do Modulador 8VSB



Fonte: Adaptado de [5].

O codificador é formado por diversas partes, sendo elas:

- Sincronizador de Quadro: é criado um bloco de tamanho fixo que identifica os pontos de início e fim de cada pacote, removendo o byte de sincronismo que não tem mais utilidade, para depois injetá-lo no próximo bloco;
- Aleatorizador de Dados: Esse segundo bloco é responsável por distribuir a energia uniformemente pelo espectro, pois onde se tem repetições de padrões de dados há grande concentração de energia, o que pode interferir em canais vizinhos.
- Codificador: nada mais é do que um código de bloco do tipo cíclico conhecido como *Reed Solomon* que tem como função permitir ao receptor detectar e corrigir até 10 bytes errados em cada segmento de dados.
- Entrelaçador de Dados: tem como objetivo evitar erros em rajadas, embaralhando os bytes do canal de entrada.
- Codificador Convolutacional: que detecta e corrige erros vindos das interferências no canal de televisão. Só é diferente do *Reed Solomon* no que se refere à forma de correção dos erros, tendo seu funcionamento da seguinte forma: A cada 2 bytes na entrada são gerados 3 bytes na saída, sendo assim um codificador de razão 2/3 [5].

O estruturador de quadro tem em seu primeiro bloco o Multiplexador que recebe os segmentos de dados do codificador e monta-os dentro de uma estrutura de quadros composta por dois campos, cada um contendo 313 segmentos de dados. Cada segmento contém uma Figura de sincronismo usada para identificar no receptor os campos em que cada um foi agrupado e a sequência utilizada pelo equalizador. O bloco inspetor de piloto converte o sinal, símbolo por símbolo, em oito níveis de tensão diferentes de acordo com sua equivalência e adiciona a cada nível um sinal de tensão contínua (nível DC) do qual é gerado um piloto em fase e na mesma frequência da portadora suprimida pelo modulador [5].

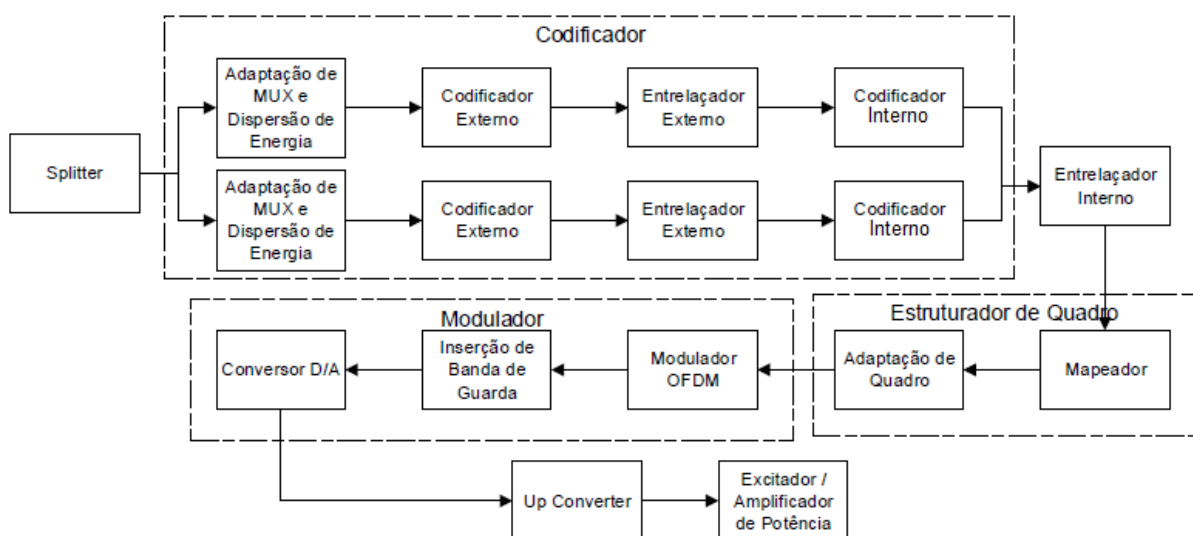
No modulador 8VSB, o primeiro bloco Modulador AM-DSB-SC (*Amplitude Modulated – Double Side Band-Suppressed Carrier*) gera a modulação com uma portadora em formato de onda senoidal na Frequência Intermediária (FI), possuindo oito estados de amplitude mais um componente DC do piloto de entrada, onde essa modulação tem portadora suprimida e banda lateral dupla. O Filtro de VBS (*Vestigial*

Side Band) tem como função reduzir a banda do sinal, filtrando a banda lateral inferior do AM-DSB em quase sua totalidade, restando assim, a banda lateral superior e uma pequena parte da banda inferior. No último bloco o Filtro de *Nyquist* tem como função a redução da banda pela metade confinando-a na banda de televisão (6MHz) sem provocar Interferência Intersimbólica (ISI). O sinal de saída do modulador passa por um conversor de frequência que leva a informação para o canal de televisão regulamentado de acordo com a legislação vigente e posteriormente por um amplificador de potência [5].

2.2.2 O Padrão DVB-T

O padrão europeu emprega um método de modulação diferente do padrão ATSC, em vez de monoportadora, esse sistema usa modulação de multiportadoras moduladas em QPSK, 16-QAM ou 64-QAM e Multiplexadas por Divisão de Frequência (FDM). Esse sistema é conhecido por COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Multiplex*). Nessa modulação o sinal passa primeiramente por um código corretor de erro aumentando sua robustez e diminuindo significativamente os erros causados pelo meio de transmissão. Como visto no ATSC, o sistema também pode ser dividido em três macroblocos. Como pode ser visto na Figura 2. [5]

Figura 2 - Modulador COFDM - DVB-T



Fonte: Adaptado de [5].

No primeiro macrobloco chamado de Codificador, o sinal de entrada é composto por um vídeo no formato MPEG-2, podendo ser separado em dois tipos de canais com diferentes finalidades. Este sinal de entrada tem uma taxa de bits variável, diferente do sistema ATSC onde a taxa é fixa. A variação da taxa depende do tipo de modulação empregada e do codificador interno. O próximo bloco, Adaptação de Mux e dispersão de energia, recebe os *payload* (carga útil) contendo 187 *bytes* mais 1 de sincronismo, como no ATSC o bloco executa um processo de aleatorização dos *payloads*. O bloco Codificador Externo e Entrelaçador Externo tem a mesma função do ATSC, diferenciando-se somente no codificador, que muda a quantidade de *bytes* de redundância, passando de 20 *bytes* para 16 *bytes*. O Codificador Interno é um codificador de treliça semelhante ao usado no ATSC, mas possui um processo de puncionamento que possibilita o Codificador Interno trabalhar com diferentes configurações de *code rate*: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 e 7/8. O Entrelaçador Interno tem a mesma função do Entrelaçador Externo, trabalha para evitar que aconteçam erros em rajadas provocados pelo meio de transmissão [5].

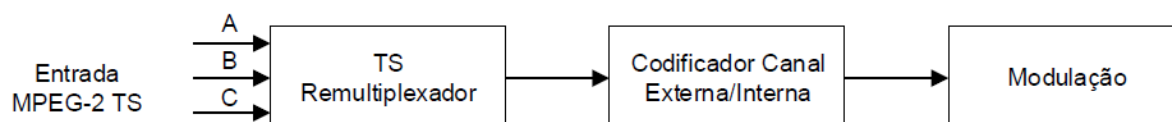
O Estruturador de Quadro recebe o sinal do codificador passando-o por um processo de mapeamento e estruturando-o no quadro, adequando de acordo com o tipo de modulação empregada, exercendo a função de enviar as configurações para o receptor, como sincronismo de frequência e quadro, identificação de canal e modo de transmissão [5].

O Modulador é constituído por três blocos, o primeiro sendo o Modulador OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*), em que um conjunto de subportadoras ortogonais garante que a ISI seja nula nas frequências das subportadoras. O segundo bloco, Intervalo de Guarda tem a funcionalidade de evitar interferência entre símbolos por meio da inserção de um intervalo de tempo entre eles. Como o processo de modulação nos blocos anteriores é feito no domínio digital, o bloco Conversor D/A (digital/analógico) tem a função de transformar esse sinal para o domínio analógico, sendo assim possível confiná-lo na banda de 6MHz e transferi-lo para a FI. O sinal de saída do modulador passa pelo circuito de transmissão onde é levado para a frequência do canal a ser transmitido e por um processo de amplificação para a antena de transmissão de TV *Broadcasting* [5].

2.2.3 O Padrão ISDB-T

O padrão ISDB-T, também conhecido como padrão japonês, nada mais é que uma evolução do padrão DVB-T, tendo como uma de suas inovações a segmentação da banda de 6MHz. Essa banda é dividida em 13 segmentos de acordo com a transmissão, podendo ter um ou mais segmentos por camada, e transmitir com modulações diferentes, três feixes de informação. O sistema pode ser dividido de forma básica, como pode ser visto na Figura 3, em três blocos: remultiplexador, codificação de canal e modulação [6].

Figura 3 - Diagrama básico do modulador ISDB-T



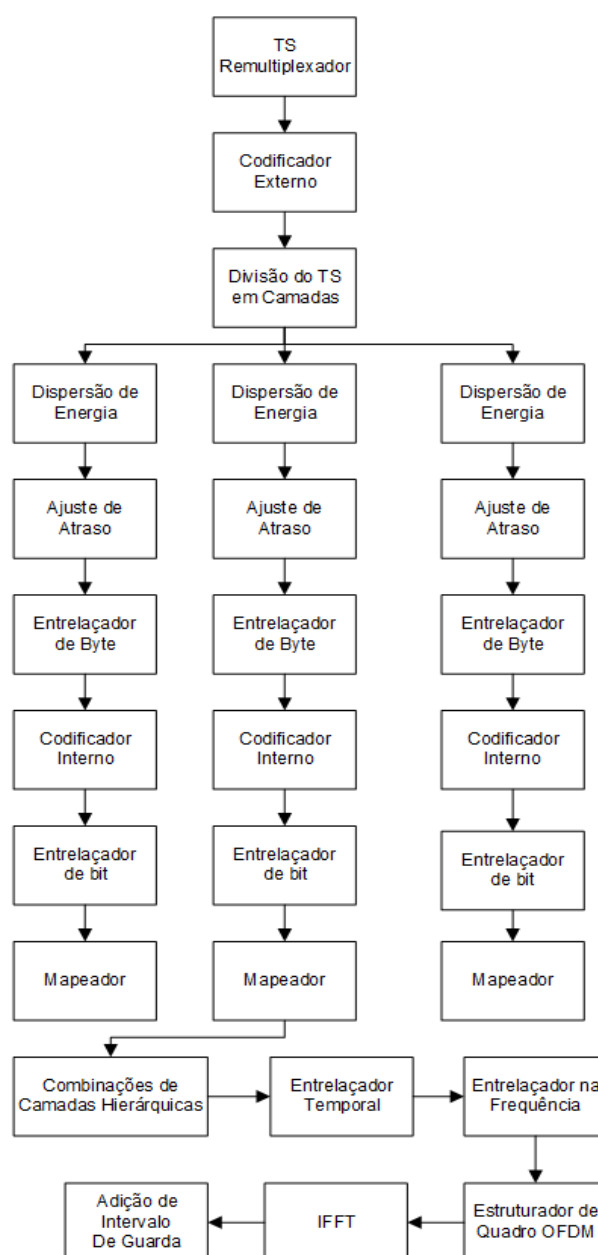
Fonte: Adaptado de [6].

O primeiro bloco, TS Remultiplexador, recebe o sinal em três sequências de pacotes de dados TS (*Transport Stream*), que contém informações comprimidas de vídeo, áudio e dados. O Codificador possui dois estágios denominados codificação externa e codificação interna, no primeiro têm-se três partes: Aleatorizador de dados, *Reed Solomon* e Entrelaçador de *bytes*; o segundo é composto por Codificador Convolutivo que tem seu funcionamento igual ao do padrão DVB-T com entrelaçamento de bits e de símbolos. O último bloco, assim como no codificador, pode ser dividido em dois estágios: o primeiro começa com a escolha do tipo de modulação a ser empregada, seguida por combinações e entrelaçamentos no tempo e na frequência das três camadas, em que um algoritmo aleatorizador é responsável por essa tarefa, e por último, uma estrutura de sincronismo é inserida por pilotos de referências, sinalização e controle. A segunda parte é composta pelo modulador OFDM e na sua saída coloca-se um prefixo cíclico com função de aumentar a robustez do sistema [5].

2.3 Transmissor ISDB-T_B

O sistema brasileiro de televisão opera em três modos diferentes, cada modo possui uma quantidade de portadoras OFDM e são obrigatoriamente espaçados de 4 kHz, 2 kHz e/ou 1 kHz. Esses modos garantem que o canal não sofra o efeito *Doppler*. Na Figura 4 observa-se o sistema de transmissão do padrão brasileiro de forma simplificada. [7]

Figura 4 – Diagrama de Blocos do Transmissor ISDB-T_B



Fonte: Adaptado de [7].

2.3.1 Codificação do Canal

2.3.1.1 Codificador Externo

O codificador externo é um codificador RS (*Reed Solomon*), considerado como uma subclasse do código BCH (*Bose, Chaudhuri, Hocquenghein*) para símbolos que não sejam binários. O RS é um código corretor muito eficiente para executar correções de erros aleatórios e em rajadas, como os provocados pelo ruído impulsivo, por exemplo [8,9].

No ISDBT-T_B é utilizado o código RS encurtado (204,188,8), aplicado a cada pacote TS. Na entrada do codificador externo tem-se a adição de 51 *bytes* transformando o código RS ($n = 255, k = 239, t = 8$), no qual n corresponde ao número de símbolos que saem do codificador, k representa o número de símbolos que entram e t a capacidade de correção do código. Os 51 *bytes* adicionados são removidos após o processo de codificação [8,9].

O RS utiliza uma álgebra conhecida como *Galois Field* – GF, que faz operações de soma, subtração, divisão e multiplicação. A equação 1 representa o polinômio $p(x)$ de ordem oito gerado por um GF(2⁸) [8,9].

$$p(x) = x^0 + x^2 + x^3 + x^4 + x^8 \quad (1)$$

Na equação 2 tem-se o polinômio $g(x)$, definido pela norma ABNT 15601-2007, sendo assim possível calcular o polinômio gerador da equação 3 [8-9].

$$g(x) = (x + \alpha^0)(x + \alpha^1)(x + \alpha^2) \dots (x + \alpha^{2^t-1}) \quad (2)$$

sendo que $\alpha = 02_{\text{HEX}}$.

$$g(x) = x^{16} + 59x^{15} + 13x^{14} + 104x^{13} + 189x^{12} + 68x^{11} + 209x^{10} + 30x^9 \quad (3) \\ + 8x^8 + 163x^7 + 65x^6 + 41x^5 + 229x^4 + 98x^3 + 50x^2 + 36x^1 + 59$$

Considerando uma mensagem $m(x)$ que será codificada, pode se obter o resultado da codificação $y(x)$ utilizando as equações 4 e 5, em que $r(x)$ é o resto da divisão e $q(x)$ o quociente [8,9].

$$\frac{m(x) \times x^{n-k}}{g(x)} = q(x) + \frac{r(x)}{g(x)} \quad (4)$$

$$y(x) = m(x) \times x^{n-k} + r(x) \quad (5)$$

2.3.1.2 Divisão do TS em Camadas Hierárquica

O fluxo hierárquico possui um total de três camadas, com função de dividir o TS remultiplexador e destiná-lo à camada hierárquica específica removendo os pacotes nulos. A camada hierárquica é especificada com base em sua organização [7].

2.3.1.3 Dispersão de Energia

Os dados na mensagem transmitida podem ser informações úteis ou nulas. Os dados nulos são constituídos geralmente por sequências de zeros e causam problemas como ISI e surgimento de níveis DC na modulação. É utilizado um circuito dispersor de energia para resolver esses problemas [7].

O sistema dispersor de energia utilizado pelo padrão brasileiro é o PRBS (*Pseudo Random Binary Sequence*). Este sistema de dispersão é constituído de quinze registradores de deslocamento, que tem seu funcionamento formado por dois elementos, *flip-flop* do tipo D, capaz de armazenar um único bit e porta lógica XOR (ou-exclusivo) [7].

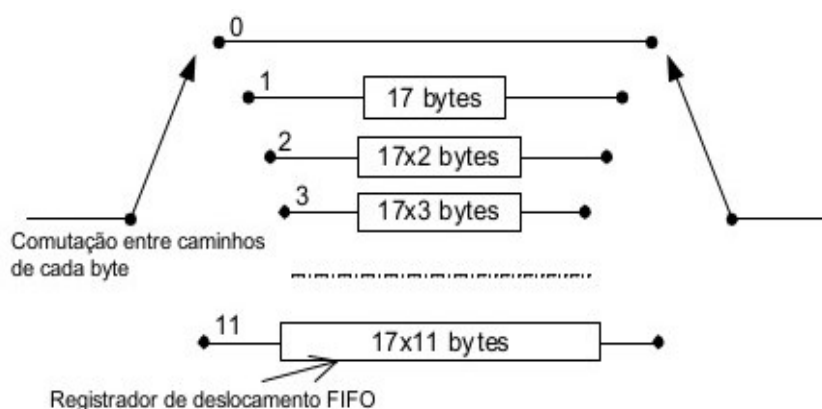
2.3.1.4 Entrelaçador de Byte

Em função de sua arquitetura, o bloco entrelaçador de *byte* possui um atraso de onze TSPs (Transport Stream Packet), sendo necessário aplicar ajuste de atraso. A combinação dos dois atrasos gera um quadro OFDM. A associação do entrelaçador

de *byte* com o ajuste de atraso promove um tempo de atraso idêntico para a transmissão e recepção das camadas hierárquicas [7,8].

Na Figura 5, observa-se o circuito do entrelaçador de *byte*. Ele precede o bloco de codificação convolucional e tem seu circuito constituído de 12 *bytes*, um para cada caminho, em que o *byte* posterior ao de sincronismo tem que passar por um caminho sem atraso [8].

Figura 5 – Circuito Entrelaçador de *Byte*



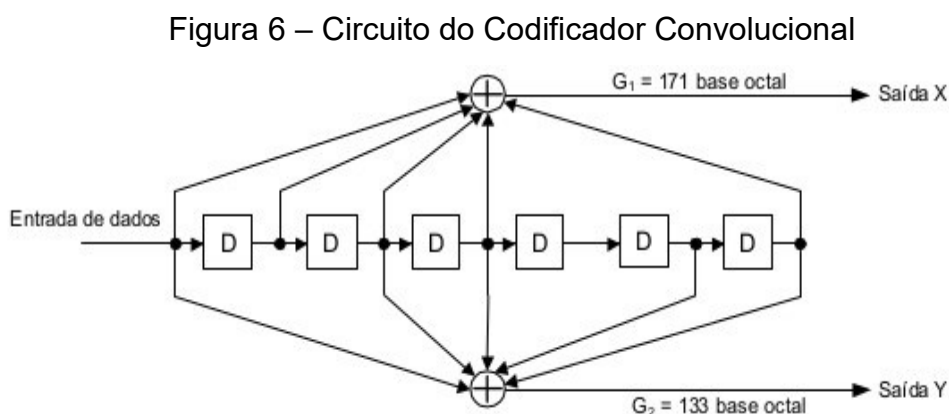
Fonte: [7].

Os caminhos dos circuitos têm tamanhos de memória diferentes e suas entradas e saídas tem que ser comutadas de forma cíclica para caminhos diferentes a cada *byte*, começando no caminho 0 e terminando no caminho 11. O caminho 1 possui tamanho de 17 *bytes*, o caminho 2 tem um tamanho $2 \times 17 = 34$ *bytes*, e assim sucessivamente até o caminho 11. O primeiro caminho não possui nenhum atraso [8].

2.3.1.5 Codificador Interno

O codificador interno é um codificador convolucional conhecido como *Viterbi*, que possui como principal diferença de um codificador de blocos a utilização de memórias. Este codificador possui uma saída dependente das entradas no mesmo instante de tempo, bem como as entradas em tempos anteriores. A implantação deste tipo de codificador pode ser feita utilizando um circuito combinacional, composto de registradores, *flip-flops*, somadores módulo-2 e multiplexadores/demultiplexadores [7,9].

No ISDB-T_B, deve ser utilizado um codificador convolucional com puncionamento, com o código mãe de profundidade $k = 7$ e taxa de codificação de $1/2$. O codificador utiliza um sistema de treliça para inserir os bits de redundância a partir de um polinômio gerador, sendo eles $G_1 = 171_{OCT}$ e $G_2 = 133_{OCT}$. Na Figura 6 pode ser observado o esquema do circuito de codificação [7-9].



Fonte: [7].

Na Tabela 1 tem-se os diferentes esquemas de geração de códigos convolucionais com taxas de $2/3$, $3/4$, $5/6$, e $7/8$, para o sistema de televisão digital brasileiro. [8]

Tabela 1 – Códigos Convolucionais

Taxa de Codificação	Curva de Puncionamento	Sequência de Transmissão do Sinal
$1/2$	X:1 Y:1	X1,Y1
$2/3$	X:10 Y:11	X1,Y1,Y2
$3/4$	X:101 Y:110	X1,Y1,Y2,X3
$5/6$	X:10101 Y:11010	X1,Y1,Y2,X3,Y4,X5
$7/8$	X:10000101 Y:1111010	X1,Y1,Y2,X3,Y4,X5,Y6,X7

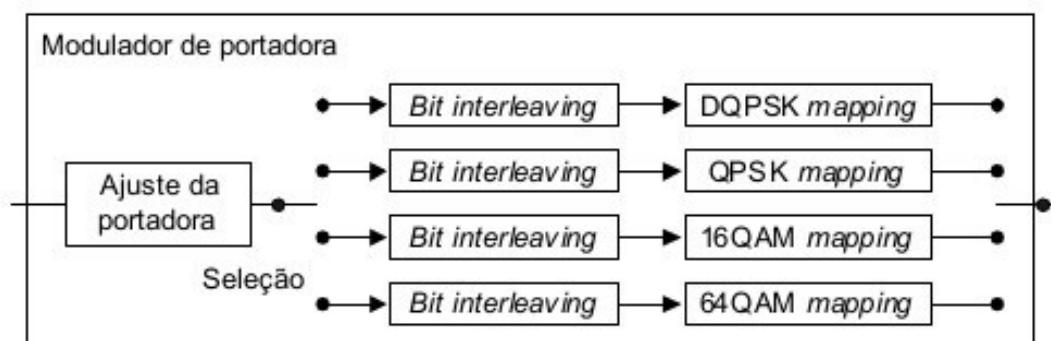
Fonte: Adaptado de [7].

2.3.2 Modulação

2.3.2.1 Mapeamento

O processo de mapeamento é composto por dois blocos, suas funções são de entrelaçar os bits e mapeá-los nas suas constelações digitais. Seu primeiro bloco, Entrelaçador, pega os bits provenientes da saída do codificador convolucional e os levam para um processo de entrelaçamento de acordo com a modulação do sistema e camada hierárquica na qual eles pertencem. Esse processo necessita da inserção de um atraso aplicado antes de serem entrelaçados. O segundo bloco, Mapeamento, utiliza as constelações presentes no sistema ISDB-T_B em conjunto com seus respectivos blocos entrelaçadores. O diagrama da Figura 7 apresenta este esquema [6,7].

Figura 7 – Diagrama do Mapeador

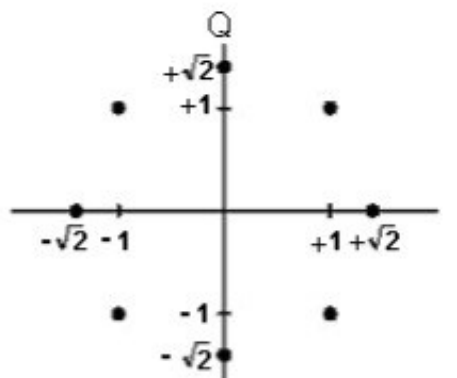


Fonte: [7].

Differential Quadrature Phase Shift Keying (DQPSK)

A modulação DQPSK é a única não coerente empregada nos dados. É caracterizada por transmitir suas informações na diferença de fase entre o símbolo atual e o símbolo anterior. O mapeamento empregado na modulação utiliza oito símbolos possíveis para cada 2 bits de informação. No processo de transmissão, somente quatro deles são utilizados e os quatro restantes são utilizados na transmissão seguinte. Como pode ser visto na Figura 8, os 2 bits por símbolo são mapeados de acordo com o mapa da modulação DQPSK com deslocamento de fase $\pi/4$ [6,7].

Figura 8 – Constelação DQPSK



Fonte: [7].

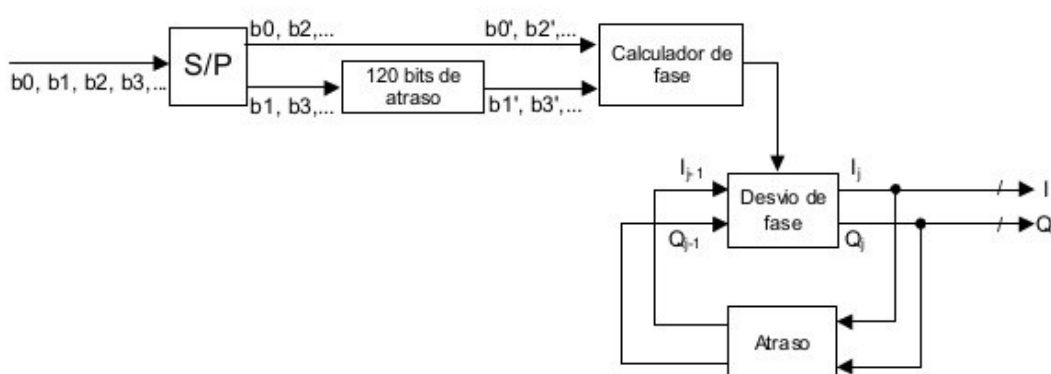
Na Figura 9 é mostrado o diagrama do sistema de modulação DQPSK. Primeiramente, a sequência serial de bits de informação é dividida em dois fluxos diferentes, sendo eles canal de fase (I) e canal de quadratura (Q). Em seguida, é introduzido um atraso de 120 bits no canal Q em relação ao canal I, os dois canais são inseridos na entrada do calculador de fase. O calculador de fase converte os dois bits dos canais I e Q em uma fase de acordo com a Tabela 2. São inseridos deslocadores de fase que tem como função somar a fase atual com a anterior, resultando em diferentes fases no tempo. Após todo esse processo, podem ser encaminhados para o próximo bloco da modulação [6,7].

Tabela 2 - Calculador de Fase

Entrada $b_0' b_1'$	Saída θ_j
00	$\frac{\pi}{4}$
01	$\frac{-\pi}{4}$
10	$\frac{3\pi}{4}$
11	$\frac{-3\pi}{4}$

Fonte: Adaptado de [7].

Figura 9 – Diagrama do Sistema de Modulação DQPSK

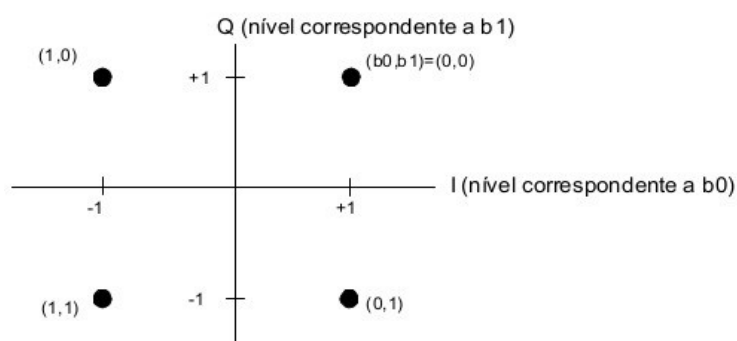


Fonte: [7].

Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

O QPSK é uma derivação da modulação DQPSK. A diferença entre os dois consiste no fato de que no QPSK os bits são codificados com referência na fase 0. Ele é um esquema coerente, pois codifica seus símbolos a partir da mesma fase. Sua constelação pode ser vista na Figura 10 [8,10].

Figura 10 – Constelação QPSK



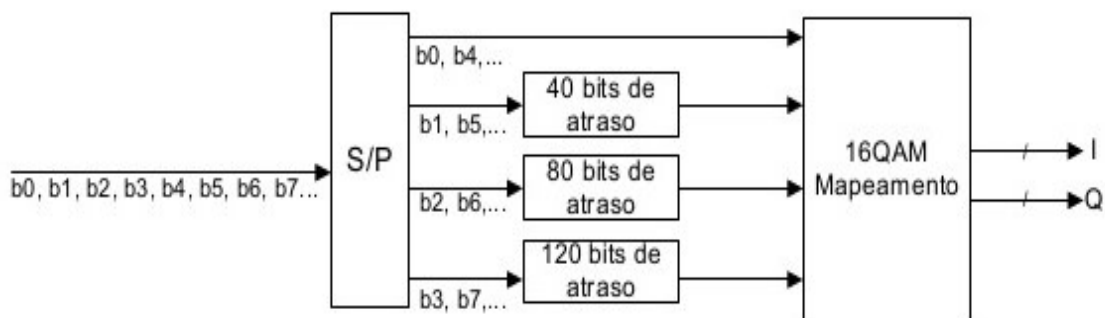
Fonte: [7].

16 – Quadrature Amplitude Modulation (16-QAM)

O 16-QAM, tem um processo semelhante aos anteriores na separação da sequência de bits da entrada. Os bits são separados em quatro fluxos diferentes, pois os símbolos que formam sua constelação são compostos por 4 bits. Como visto

no esquema abaixo da Figura 11, entre o processo de entrelaçamento e o de mapeamento cada fluxo possui diferentes atrasos [6].

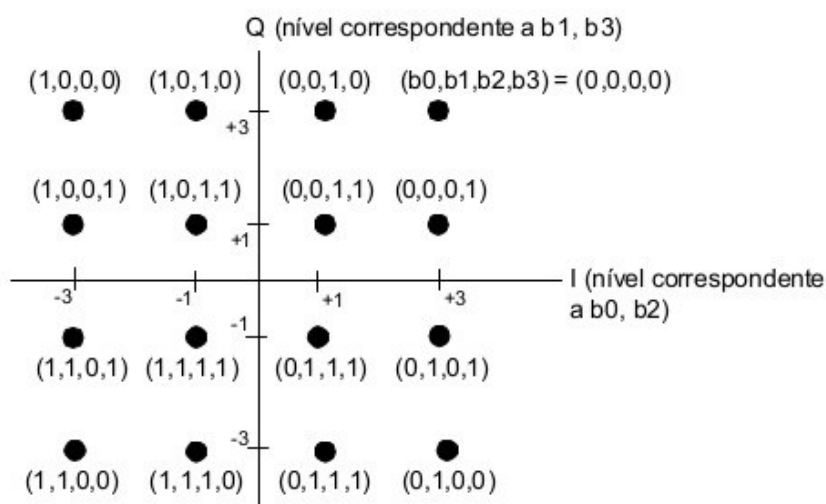
Figura 11 - Diagrama do Sistema de Modulação 16-QAM



Fonte: [7].

Como no QPSK, o 16-QAM também é coerente, tendo sua constelação formada por 16 símbolos. Os símbolos no 16-QAM armazenam informações de fase e amplitude, como pode ser visto na Figura 12. Na constelação, observa-se que existem símbolos com mesma amplitude e fases distintas, como também símbolos de fases iguais e amplitudes distintas [6].

Figura 12 – Constelação 16-QAM

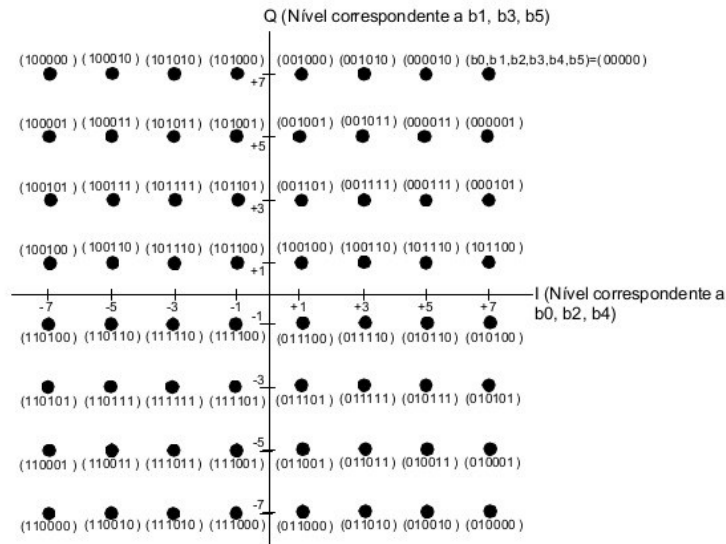


Fonte: [7].

64 – Quadrature Amplitude Modulation (64-QAM)

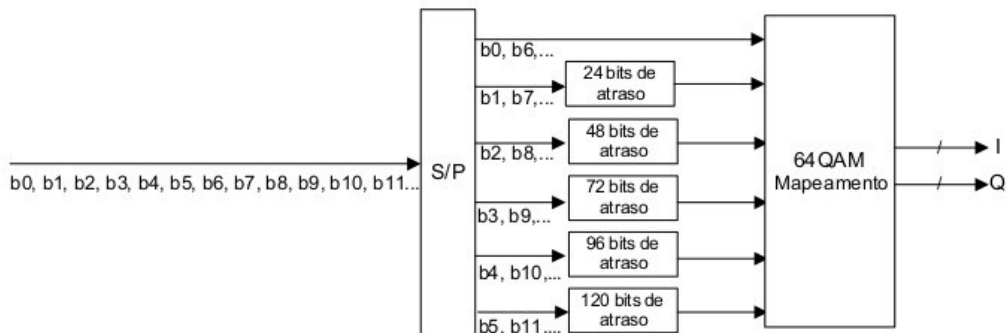
A modulação 64-QAM é praticamente igual à 16-QAM. Tem como diferença a quantidade de fluxos presentes entre o entrelaçador e o mapeador e o número de símbolos, por consequência tem um número maior de bits por símbolo. No 64-QAM são necessários 6 bits por símbolo para formar sua constelação de 64 símbolos. Cada fluxo possui um atraso diferente e proporcional entre si, nas Figuras 13 e 14 podem ser observados, o esquemático da modulação e sua constelação [6].

Figura 13 – Constelação do 64-QAM



Fonte: [7].

Figura 14 – Diagrama do Sistema de Modulação 64-QAM



Fonte: [7].

Normalização do Nível de Modulação

Os níveis dos sinais de transmissão das constelações vistos anteriormente nas modulações precisam passar por um processo de normalização. Os pontos alocados nas constelações são expressos por $Z = (I + jQ)$, cada um desses pontos é multiplicado por um fator de normalização observados na Tabela 3. O resultado dessa normalização é que a potência média dos símbolos OFDM é igual a 1 para todas as modulações [7].

Tabela 3 – Fatores de Normalização

Esquema de Modulação	Fator de Normalização
DPQSK deslocado $\pi/4$	$\frac{z}{\sqrt{2}}$
QPSK	$\frac{z}{\sqrt{2}}$
16QAM	$\frac{z}{\sqrt{10}}$
64QAM	$\frac{z}{\sqrt{42}}$

Fonte: Adaptado de [7].

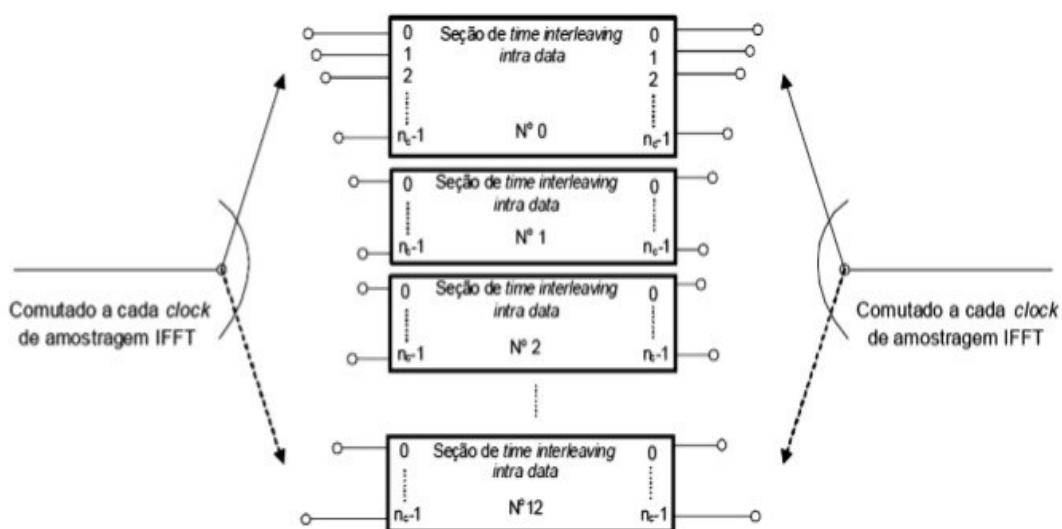
2.3.2.2 Entrelaçador Temporal

O entrelaçador temporal tem como função inserir atrasos no tempo entre as portadoras dos segmentos. Os atrasos são inseridos de forma que não seja transmitida mais de uma sequência de dados [8]. Os comprimentos de entrelaçamento são independentes entre as camadas dos níveis hierárquicos e por isso podem ser ajustados de maneira ótima para o canal de transmissão. O processo de entrelaçamento gera robustez contra o processo de desvanecimento (ruído impulsivo), quanto maior seu comprimento maior é a sua robustez [8].

De forma sequencial o entrelaçador no tempo insere atrasos nas portadoras para cada segmento. Na Figura 15 tem-se o processo de entrelaçamento no tempo, bem

como a ordem de inserção dos atrasos. Para cada novo segmento a sequência é reiniciada. Os diferentes atrasos pré-definidos no processo de entrelaçamento no tempo são representados por l , como pode ser visto na Tabela 4 [6].

Figura 15 – Processo de Entrelaçamento Temporal



Fonte: [7].

Tabela 4 – Valores do Comprimento Entrelaçador Temporal e Ajuste de Atraso

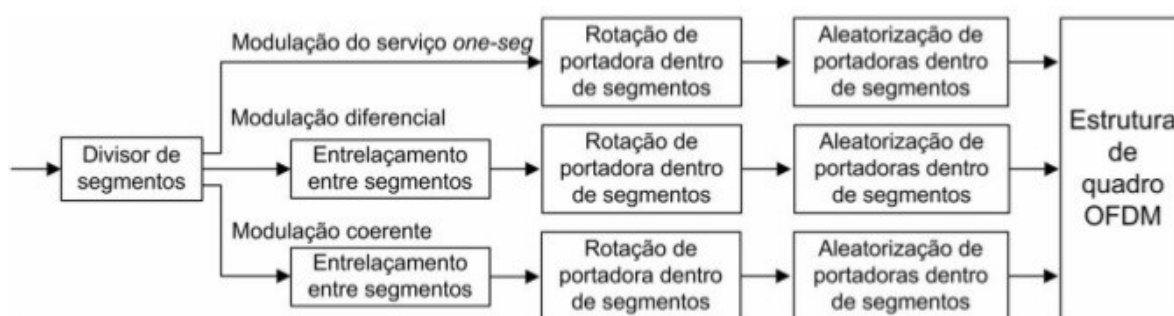
Modo 1			Modo 2			Modo 3		
Comprimento (l)	Nº de símbolos de	Nº de quadros atrasados na	Comprimento (l)	Nº de símbolos de	Nº de quadros atrasados na	Comprimento (l)	Nº de símbolos de	Nº de quadros atrasados na
0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	28	2	2	14	1	1	109	1
8	56	4	4	24	2	2	14	1
16	112	8	8	56	4	4	24	2

Fonte: Adaptado de [7].

2.3.2.3 Entrelaçador na Frequência

O entrelaçador na frequência é responsável por dar um aspecto de embaralhamento nas portadoras de um mesmo segmento. Este processo ajuda a prevenir problemas destrutivos do sinal transmitido pelo ruído com memória. Na Figura 16, tem-se os blocos presentes dentro do bloco de entrelaçamento na frequência, eles têm como função: entrelaçamento dos dados, embaralhamento das frequências e rotação das portadoras de um mesmo segmento [6].

Figura 16 – Diagrama de Entrelaçamento na Frequência



Fonte: [7].

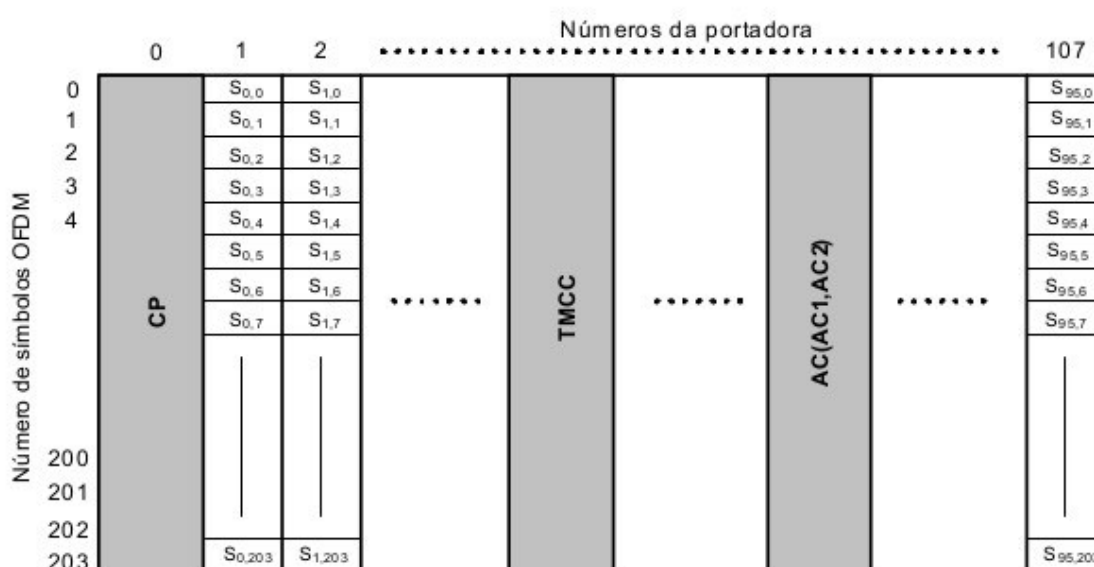
Algumas características podem ser notadas na Figura 16, uma delas é o entrelaçamento entre segmentos que não ocorre para a modulação do serviço *One-Seg*, mas é realizado para o serviço *Full-Seg*. Como existem dois tipos de modulações utilizadas para o sistema *Full-Seg*, sendo elas, modulação coerente e modulação diferencial, o processo de entrelaçamento de segmentos não pode ocorrer em conjunto sendo necessário a separação das mesmas [6].

2.3.2.4 Adaptação do Quadro OFDM

Este bloco especifica o padrão de agrupamento das portadoras e dos símbolos. O padrão é formado de acordo com a modulação (síncrona ou diferencial) e modo de transmissão, independente desses fatores, o quadro OFDM tem tamanho fixo de 204 símbolos [8].

No processo de adaptação de quadro são inseridos sinais pilotos no segmento OFDM. Os sinais pilotos contínuos para a modulação diferencial são: *Continuous Pilots* (CP), *Auxiliary Channel* (AC) e *Transmission and Multiplexing Configuration Control* (TMCC). São sinais para informação de controle e de informações adicionais de transporte. O segmento OFDM para modulação diferencial (DQPSK) é observado na Figura 17 [7].

Figura 17 – Segmento OFDM para Modulação Diferencial



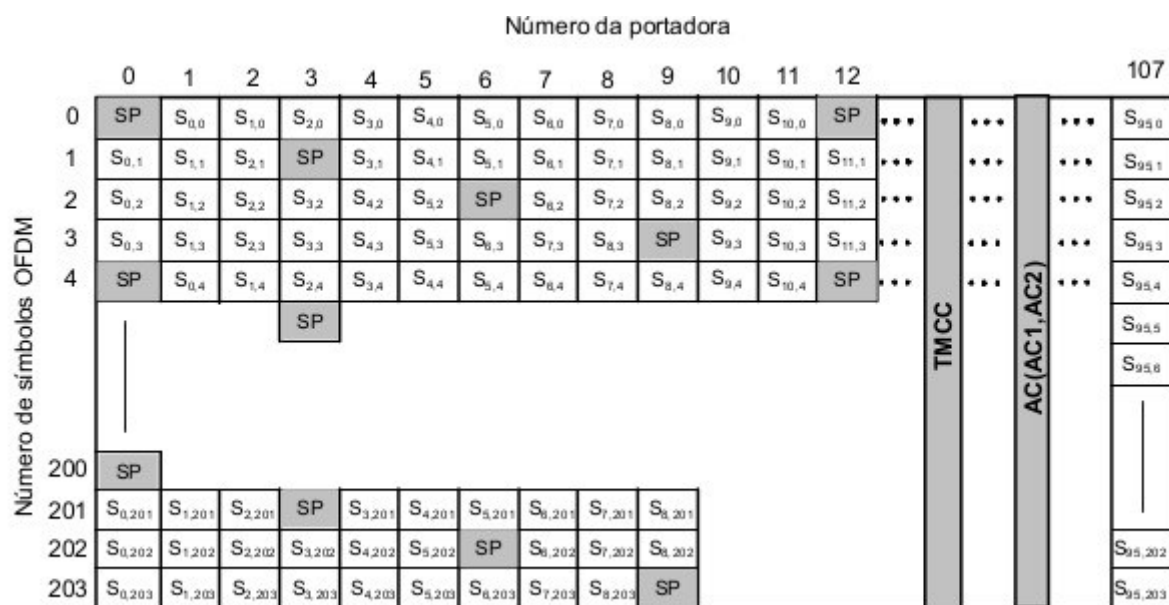
Fonte: [7].

As portadoras TMCC e AC (AC1 e AC2) são arranjadas de forma aleatória na frequência, para reduzir os problemas causados no canal por um ambiente de transmissão multipercurso. O TMCC transporta as informações das configurações de modulação, hierarquia e os parâmetros do segmento OFDM. O AC além de servir como sinal de piloto também pode transmitir informações adicionais de configuração. A CP é a portadora piloto que é utilizada para sintonizar o sinal [7].

Na configuração do segmento OFDM para modulação síncrona são inseridos os sinais pilotos: *Scattered Pilots* SP, TMCC e AC. O sinal piloto SP, tem mesma função que o CP, sendo inserido uma vez a cada 12 portadoras, e uma vez a cada 4 símbolos. A configuração do segmento OFDM síncrona, pode ser vista na Figura 18. As

portadoras TMCC e AC1 tem a mesma função descrita no segmento OFDM diferencial [7].

Figura 18 - Segmento OFDM para Modulação Síncrona



Fonte: [7].

2.3.2.5 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)

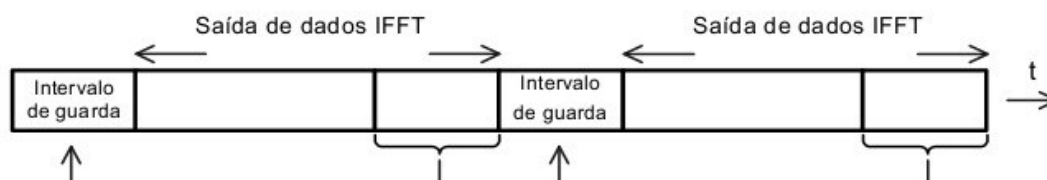
A IFFT é aplicada aos dados da saída do Estruturador de Quadro para formar a modulação OFDM. Os símbolos dessa saída são compostos por inúmeras portadoras, por exemplo, o modo 3 do ISDB-T_B é formado por 384 portadoras. Grandes vantagens são obtidas quando os coeficientes de *Fourier* estão agrupados em vetores de tamanho 2^N . Como os símbolos OFDM dos três modos presentes no ISDB-T_B não são de tamanho 2^N , usa-se uma técnica chamada de *Zero Padding* que insere zeros nos quadros OFDM até que se tenha tamanho de 2^N , e assim compatibiliza-o com as taxas de amostragem da IFFT [8].

2.3.2.6 Intervalo de Guarda

Na parte final da saída dos dados do bloco IFFT é adicionado um intervalo de guarda sem modificar o começo efetivo do símbolo. Este processo evita que se tenha

ISI no sinal de transmissão OFDM. Na Figura 19, tem-se a inserção do intervalo de guarda [7].

Figura 19 – Inserção do Intervalo de Guarda

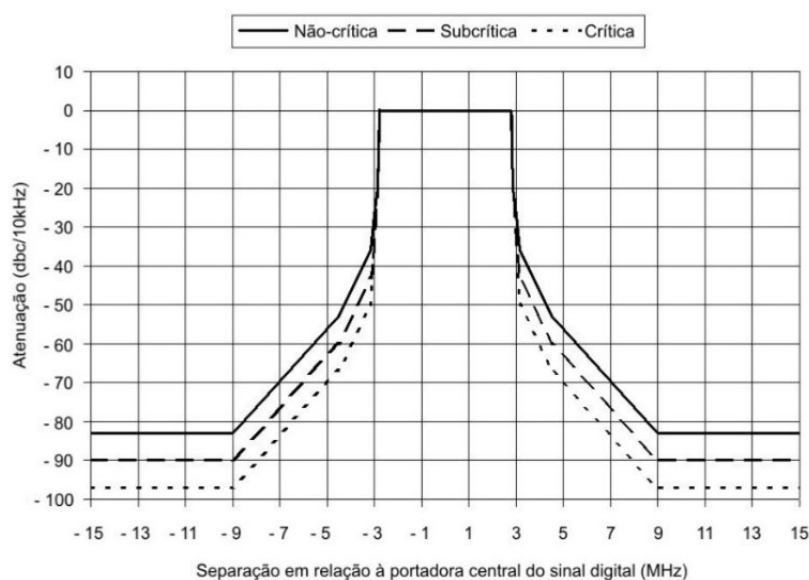


Fonte: [7].

2.3.2.7 Filtragem

Neste bloco, o sinal OFDM com inserção do intervalo de guarda, passa por um processo de filtragem, para que não tenha nenhuma componente espectral fora da banda de transmissão da televisão digital. Como pode ser visto na Figura 20, são utilizados três níveis máximos de potência medidos no canal para as componentes espectrais fora da banda de transmissão. Os três critérios são: não crítico, subcrítico e crítico [7,8].

Figura 20 – Máscara do Espectro de Transmissão de Televisão Digital

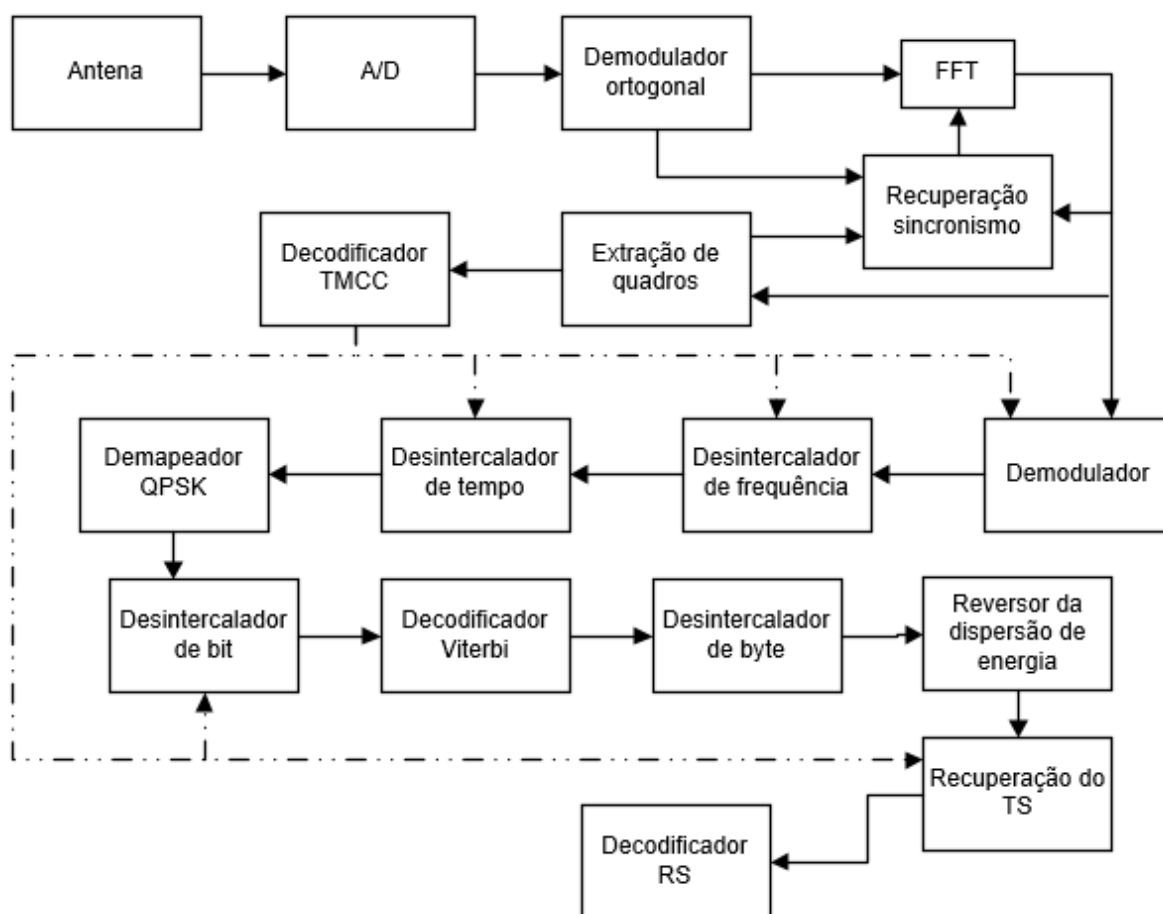


Fonte: [7].

2.4 Receptor ISDB-T_B One-Seg

O receptor ISDB-T_B é basicamente o oposto do transmissor, diferenciando-se apenas na parte de sintonização, que consiste na determinação do modo de operação do sinal recebido. Na Figura 21, pode-se observar o diagrama de bloco do receptor *One-seg*.

Figura 21 - Diagrama de Blocos do Receptor ISDB-T_B *One-seg*



Fonte: Adaptado de [10].

Inicialmente, o sinal recebido passa por um processo de sintonização para garantir que as informações necessárias ao bom desempenho dos blocos seguintes sejam corretamente recebidas e interpretadas. Neste processo de sintonização o sinal é recebido através de uma antena, passando em seguida por um conversor A/D (Analógico/Digital) e é encaminhado ao processo de FFT (*Fast Fourier Transform*). Esse processo é feito para cada símbolo OFDM, devendo ser executado em período

apropriado, a fim de evitar problemas como ruído de multipercurso. Uma amostra da FFT é retirada para ser repassada para os blocos de recuperação de sincronismos e extração de quadros, que tem como objetivo determinar o intervalo correto do símbolo OFDM recebido pelo receptor [10].

Antes de iniciar os processos de demodulação o decodificador TMCC retira as informações de camada, esquema de modulação, taxa do codificador convolucional e o intervalo de guarda. Essas informações são repassadas para os blocos subsequentes [10].

2.4.1 Sistema de Demodulação

Após a realização de todo o processo descrito acima, o sinal passa, então, para o processo de demodulação onde, primeiramente é removido o intervalo de guarda inserido no início da parte efetiva do símbolo OFDM no processo de transmissão do sinal. Em seguida, é aplicada a FFT ao símbolo OFDM, com a função de transformar as amostras para o domínio da frequência. Após esse processo, o bloco demodulação da portadora faz a separação das informações do sinal piloto, do TMCC e dos dados do quadro OFDM. Posteriormente o sinal passa por dois processos de desintercalação, na frequência desfaz a aleatorização das portadoras e no tempo faz o desembaralhamento dos símbolos. Em seguida, o bloco demapeador QPSK compara o sinal com um símbolo pré-definido do mapeamento QPSK, para determinar qual foi o símbolo recebido [10].

A seguir, será feito um estudo mais aprofundado de cada um dos blocos pertencentes ao sistema de demodulação.

2.4.1.1 Demodulador ortogonal

A principal função desse bloco é converter o sinal recebido para a banda base, ou seja, transformar o sinal em fase e quadratura – I/Q. A partir da equação 6 é possível obter as amostras em quadratura.

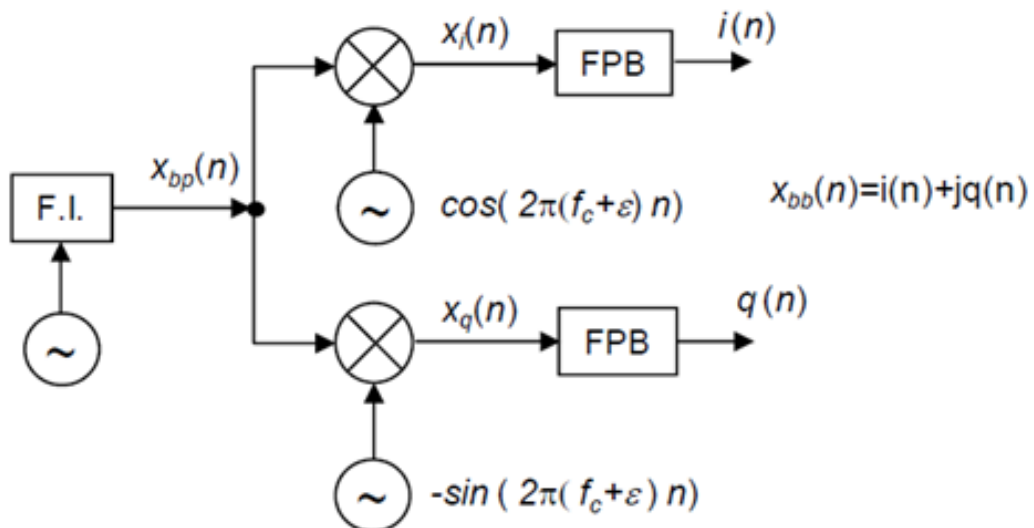
$$x_{iq}(n) = x(n)e^{-j2\pi fc n} \quad (6)$$

Essa equação é utilizada para transferir a frequência central para a frequência conhecida como banda base.

A partir da equação 6 e utilizando as propriedades de Euler para obter a equação 7, é possível obter a Figura 22, na qual tem-se a representação do circuito que realiza o processo de demodulação em quadratura.

$$x_{iq}(n) = x(n) \cos(2\pi f_c n) - x(n)j\sin(2\pi f_c n) \quad (7)$$

Figura 22 – Circuito Demodulador em Quadratura



Fonte: [9].

Como pode ser observado na Figura 22, tem-se um filtro passa baixa que tem como função eliminar as réplicas espectrais e interferências de canais adjacentes.

2.4.1.2 Recuperação de sincronismo

O objetivo deste bloco é determinar o instante ótimo do símbolo OFDM. Neste processo são realizados quatro estágios diferentes, que são: Sincronismo temporal, de frequência, amostragem e quadro OFDM.

O sincronismo temporal tem a função de determinar onde se inicia e termina o símbolo OFDM, minimizando os efeitos da ICI – *Inter Carrier Interference*

(Interferência entre portadoras adjacentes) e ISI – *inter-symbol interference* (Interferência Intersimbólica). Já o sincronismo de frequência estima o desvio de frequência entre transmissor e receptor das portadoras do símbolo OFDM recebido que podem gerar o efeito Doppler. O sincronismo de amostragem tem como função sincronizar a janela da FFT com as amostras do conversor A/D. Por fim, o sincronismo de quadro OFDM realiza a detecção da posição das portadoras pilotos e início do quadro OFDM [9].

2.4.1.3 Decodificador TMCC

As portadoras piloto TMCC são responsáveis pela configuração e controle de todos os estágios de codificação e modulação. Tem como objetivo informar ao receptor os parâmetros de transmissão e informações auxiliares. O número de portadoras piloto TMCC depende de cada modo e ocupam uma posição fixa em todos os símbolos OFDM. Elas devem ser demoduladas para que seja possível detectar o início do quadro OFDM e conseqüentemente o número do símbolo OFDM [9].

2.4.1.4 Desintercalador em frequência

O bloco tem como função reverter o processo descrito na seção 2.3.2.2. No receptor One-Seg são desfeitos os processos de rotação de portadora e de aleatorização da portadora dentro de um mesmo segmento. O processo de aleatorização entre segmentos só acontece no caso do receptor *Full-Seg* [9,11].

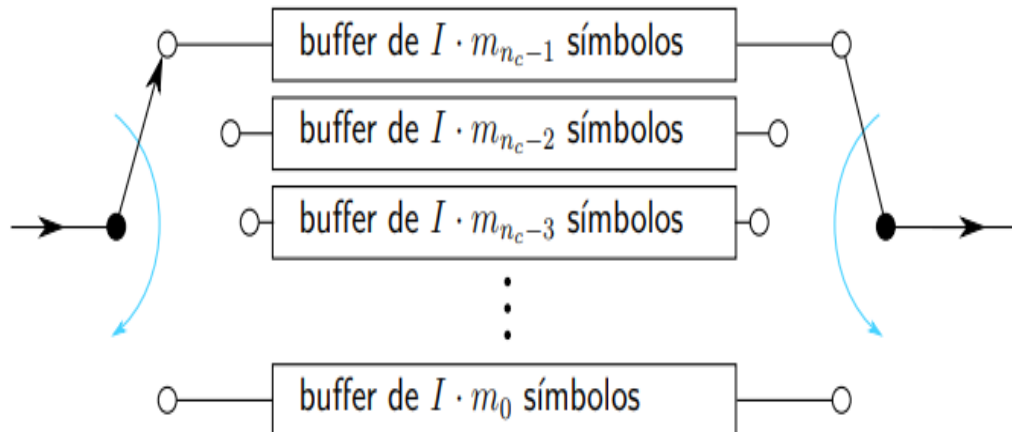
2.4.1.5 Desentrelaçador no tempo

Este bloco tem a função de reverter o processo da seção 2.3.2.2, que consiste em desfazer o processo de embaralhamento de símbolos, diferenciando-se pelo fato de não haver a necessidade do ajuste de atraso, pois foi compensado no transmissor [9,11].

Antes que seja feito o processo de desembaralhamento temporal, o bloco é configurado de acordo com as informações recebidas pelo sinal piloto TMCC. Na

Figura 23 pode-se observar o funcionamento do desentrelaçador, que é composto por *buffers* com comprimentos variáveis e chaveamento sincronizado tanto na entrada como na saída [9,11].

Figura 23 – Circuito do Desentrelaçador Temporal



Fonte: [11].

A equação 8 é utilizada para determinar o valor de atraso por ramo, sendo i o número de cada ramo, mod a função que retorna o resto da divisão e n_c representa a quantidade de *buffers*, tendo valores fixos de acordo com cada modo, conforme Tabela 5 [9,11].

$$m_i = i \cdot 5 \text{ mod } 96, \quad 0 \leq i \leq n_c - 1 \quad (8)$$

Tabela 5 – Valores de n_c para os modos do *Time Interleaving*

Modo	Nc
1	96
2	192
3	384

Fonte: Adaptado de [7];

2.4.2 Sistema de decodificação

Após o processo de demodulação, os bits obtidos pelo bloco demapeador QPSK passam por um processo de desintercalação de bit e são encaminhados para o decodificador convolucional, também conhecido como decodificador *Viterbi* no qual é utilizado um algoritmo de decisão para melhorar seu desempenho. Em seguida, os bits são convertidos para *bytes* e passam pelo processo de desintercalação de *byte* que desfaz o processo de intercalação feito no transmissor. No próximo bloco, conhecido como reversor de dispersão de energia é desfeito o processo de dispersão de energia descrito no item 3.3.1.3. Por fim, o bloco regenerador TS forma os pacotes *Transport Stream*, ordenando-os. Esses pacotes passam pelo decodificador de *Reed Solomon*, sendo possível gerar a imagem recebida [10].

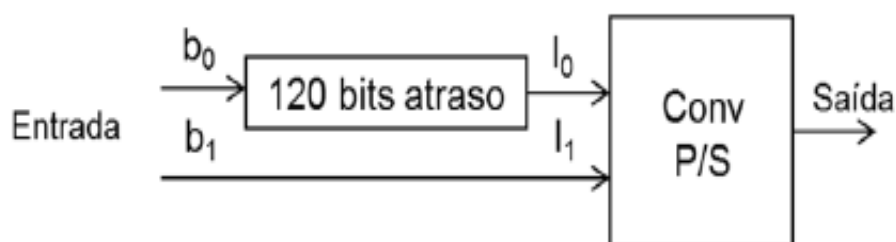
2.4.2.1 Demapeador QPSK

O demapeador QPSK utiliza um algoritmo de máxima verossimilhança como regra de decisão. Este decodificador calcula a função logarítmica de verossimilhança para todos os valores igualmente, faz a comparação e a partir daí decide em favor do máximo valor. No receptor *one-seg* a quantidade de mensagens possíveis é sempre representada por um valor limitado, não gerando então, problemas decorrentes de grandes quantidades de mensagens, como é visto no *full-seg* [9,11].

2.4.2.2 Desintercalador de Bit

Esse bloco realiza o processo inverso ao entrelaçador, exceto pelo ajuste de atrasos, tendo sido este já compensado no transmissor. De acordo com o método de modulação tem-se diferentes números de ramos e conversor paralelo/serial de tamanhos variáveis. Na Figura 24 é apresentado o diagrama do desentrelaçador de bits da modulação QPSK [9,11].

Figura 24 – Diagrama do Desentrelaçador de bit



Fonte: [9].

2.4.2.3 Decodificador Viterbi

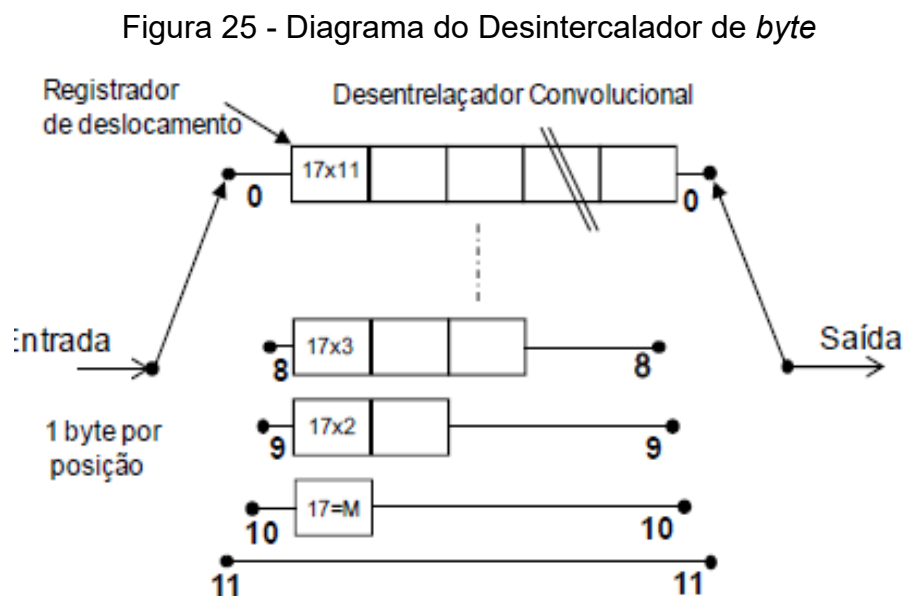
O bloco utiliza o algoritmo de Viterbi para a decodificação, este algoritmo é muito utilizado em sistemas de telecomunicações digitais. Suas principais características quando é aplicado para correção de erros são seu elevado desempenho, baixo consumo computacional e baixo consumo de hardware para execução de suas rotinas de decodificação. A decodificação baseia-se no algoritmo de máxima verossimilhança com a utilização de diagramas de treliça, nas quais todas as transições entre todos os estados possíveis presentes no codificador convolucional do transmissor possam ser representadas ao longo do tempo, com o intuito de localizar a sequência de estados finitos mais provável com uma sequência de estados finitos do sinal recebido [9,11].

A implementação do algoritmo de Viterbi pode ser feita por duas técnicas diferentes, conhecidas como decodificação por decisão abrupta e decodificação por decisão suave. A decisão abrupta utiliza a distância de *hamming* como métrica de ramo e a decisão suave utiliza a distância euclidiana como métrica de ramo. A decodificação por decisão suave é a mais recomendada devido ao fato de ter um ganho assintótico maior que a decisão abrupta. Este ganho está em torno de 2dB [9,11].

2.4.2.4 Desintercalador de Byte

Este bloco realiza o processo inverso ao do entrelaçador de byte, e assim como no desintercalador de bit, não há a necessidade do ajuste de atraso, visto que o mesmo já foi compensado no transmissor. Entretanto, há a necessidade de

sincronizá-lo com o quadro OFDM [9]. Na Figura 25 é mostrado o diagrama do desintercalador de byte.



Fonte: [9].

2.4.2.5 Reversor da dispersão de energia

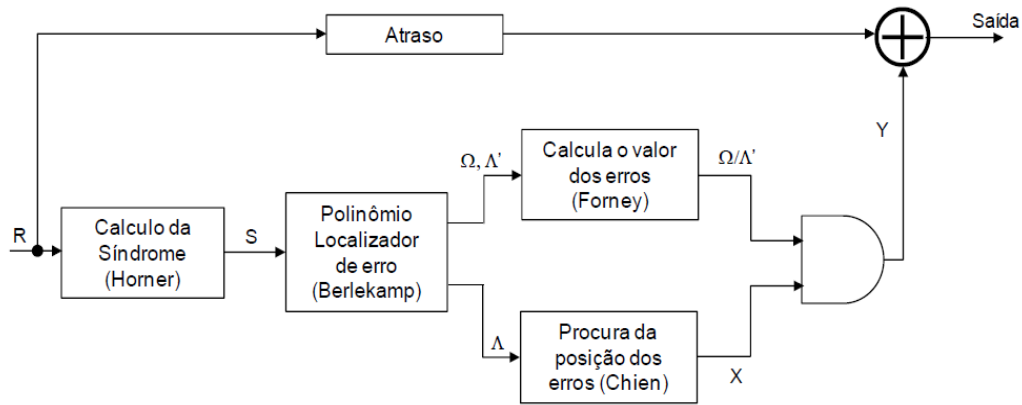
O reversor da dispersão de energia realiza o processo inverso ao realizado pelo dispersor de energia. Tem como objetivo a recuperação dos dados originais, a partir da concentração da informação dispersada e, para isso, é necessário que esse bloco esteja sincronizado com o quadro OFDM [9,11].

2.4.2.6 Decodificador RS

Após o processo realizado no bloco anterior, erros podem ter sido adicionados à mensagem, sendo assim através do polinômio $M(x)$ que representa a mensagem mais os erros decorrentes do processo anterior representado pelo polinômio $E(x)$, obtém-se o polinômio $R(x)$ observado na equação 9. A decodificação RS é dividida em quatro etapas como é visto na Figura 26, tendo como objetivo tanto a decodificação como também a detecção de erros e correção dos mesmos [9].

$$R(X) = M(x) + E(x) \quad (9)$$

Figura 26 - Diagrama do decodificador RS



Fonte: [9].

Na primeira etapa é utilizado o cálculo da síndrome para detecção dos erros, utilizando o algoritmo de *Honer* que equivale na substituição de $X = \alpha^i$ no polinômio recebido $R(x)$. Este processo é visto na equação 10, em que $n = 255$ e $t = 8$. Na equação 11 temos o polinômio da síndrome [9].

$$S_i = \sum_{j=0}^n R(\alpha^i)^j \text{ para } 0 \leq i \leq 2t \quad (10)$$

$$S(x) = S_{2t-1}x^{2t-1} + \dots + S_1x + S_0 \quad (11)$$

A síndrome depende apenas do padrão do erro, não sendo afetada pela mensagem, por esse fator o valor da síndrome será zero caso não exista erros. Sua capacidade para detectar erros é de $2t$ bytes e a correção de até t bytes.

Na próxima etapa é feito o cálculo do localizador de erros $\Lambda(X)$ e da magnitude do erro $\Omega(X)$. Nas equações 12, 13 e 14, foi reescrito o polinômio $E(X)$ com termos que correspondem somente aos erros, tendo que assumir que $v \leq t$ [9].

$$E(X) = Y_1x^{e_1} + Y_2x^{e_2} + \dots + Y_vx^{e_v} \quad (12)$$

$$E(\alpha^i) = Y_1\alpha^{ie_1} + Y_2\alpha^{ie_2} + \dots + Y_v\alpha^{ie_v} \quad (13)$$

$$E(\alpha^i) = Y_1 X_1^i + Y_2 X_2^i + \dots + Y_v X_v^i \quad (14)$$

Temos que e_1, \dots, e_v identificam a localização em que os erros na palavra código como potência de x , enquanto Y_1, \dots, Y_v representam os valores a localização do erro e $X_l^i = \alpha^{i e_v}$ [9].

Os coeficientes do polinômio do erro são obtidos com o algoritmo de *Euclides* e com as equações 15, 16 e 17, que consiste na divisão do polinômio da síndrome $S(X)$ por x^{2t} . Caso o resto da divisão possua um grau maior que o de t , deve ser feita uma nova divisão utilizando o divisor como dividendo, este processo é realizado até que se tenha um resto com um grau maior ou igual a t . Após satisfazer as condições, o resto da divisão será $\Omega(X)$ e $\Lambda(X)$ é a multiplicação de todos os quocientes obtidos [9].

$$\Omega(X) = [S(x)\Lambda(X)] \text{mod } x^{2t} \quad (15)$$

$$\Lambda(X) = \prod_{l=1}^v (1 + X_l x) = 1 + \Lambda_1 x + \dots + \Lambda_{v-1} x^{v-1} + \Lambda_v x^v \quad (16)$$

$$\Omega(X) = \Omega_{v-1} x^{v-1} + \dots + \Omega_1 + \Omega_0 \quad (17)$$

No terceiro passo, temos a determinação das raízes do polinômio localizador de erros, eles são encontrados pela tentativa e erro usando o algoritmo de *Chien*. Após os possíveis valores das equações serem substituídos na equação 17, os resultados são avaliados. Se a expressão se tornar zero, então o valor de x é uma raiz e identifica a posição do erro. E por fim, na quarta etapa é calculado os valores dos erros utilizando o algoritmo de *Forney*. Este método calculo os erros $Y_1 \dots Y_v$ utilizando a equação 18 [9].

$$Y_j = X_j^1 \frac{\Omega(X_j^{-1})}{\Lambda'(X_j^1)} \quad (18)$$

2.5 Problemas no Sistema ISDB-TB

O sistema pode sofrer com diversos problemas, alguns ocorrem no sistema de transmissão, outros no canal de transmissão e, ainda, existem aqueles que originam-

se no receptor. Os principais efeitos que afetam o sinal no transmissor são devido ao desbalanceamento I-Q, que podem afetar tanto a fase quanto a amplitude das constelações do sinal. Outro problema que pode ser observado é a baixa potência de transmissão e a atenuação do sinal transmitido. No canal de transmissão, os problemas mais comuns que podem ocorrer quando o sinal viaja pelo canal são devido aos seguintes fatores: ruído Gaussiano, desvanecimento, alguns tipos de interferências e o efeito Doppler. Já no receptor os efeitos negativos são geralmente oriundos de erros de sincronização temporal e erros na frequência da portadora [12,13].

O ruído Gaussiano, em sinais digitais pode modificar o nível do sinal recebido, podendo causar erro de bit. Usualmente, para evitar este tipo de problema, os padrões de televisão digital adotam um código corretor de erros. Através desse código é possível corrigir todos os erros que estejam acima de um limite preestabelecido, evitando a perda de qualidade. Por outro lado, quando o sinal é muito fraco, o código além de não recuperar a transmissão, ainda insere bits errados no sinal. É importante atentar-se ao ruído nos sinais, visto que a relação entre o mesmo e a potência do sinal interferem diretamente na queda de qualidade do mesmo, sendo essa relação também conhecida como SNR (*Signal to Noise Ratio*), ou relação sinal ruído [14]

Ainda, podem existir distorções no sinal, que são resultantes da incapacidade dos sistemas em manter suas características de amplitude em todas as faixas de frequência. As distorções chamadas de não-lineares são bastante comuns devido à saturação dos amplificadores [15].

O desvanecimento, pode ocorrer de forma rápida e de forma lenta. O desvanecimento rápido apresenta mudanças bruscas na amplitude e fase do sinal, tendo como principal causa os múltiplos caminhos que podem ser percorridos pelo sinal do transmissor ao receptor em locais onde não há visada direta entre eles. Em função disso, o sinal chega ao receptor com várias sobreposições, pois cada um dos percursos pode apresentar atenuações e atrasos diferentes, o que causa essa defasagem no recebimento. Nesse caso, ainda é preciso considerar a variação de movimento do receptor em relação ao transmissor, que pode causar perturbações aleatórias no sinal, devido a diferentes deslocamentos em frequência ocorridos em cada percurso. Esses deslocamentos são positivos quando há aproximação do

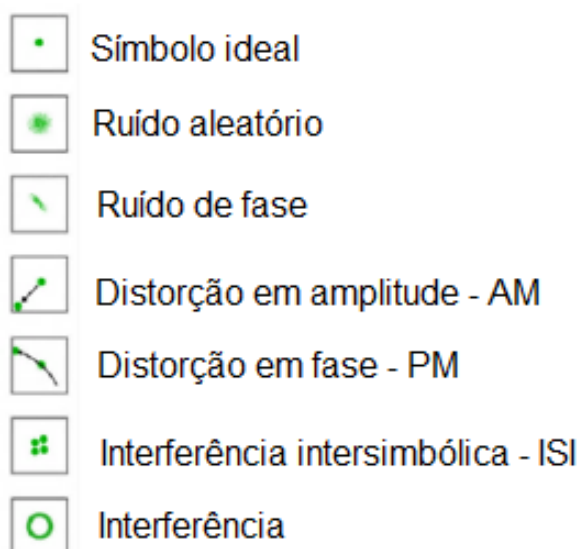
transmissor e negativos quando há o afastamento do mesmo. Já o desvanecimento lento ocorre devido ao aumento da distância entre transmissor e receptor e tem como característica a atenuação no valor médio da potência transmitida [14,16].

A ISI (Intersymbol interference), também chamada interferência intersimbólica é a deformação de um bit devido a interferência de outros bits. Essa interferência pode ser causada pelo sinal que chega no receptor juntamente com suas cópias defasadas, causadas pelo efeito multipercurso [17].

O efeito Doppler pode ser observado em todos os tipos de ondas emitidas ou refletidas por um objeto que está em movimento em relação ao seu observador. Esse efeito gera deslocamentos de frequência em ambientes móveis ISDB-Tb e sozinho não é necessariamente um problema, podendo ser facilmente corrigido. Porém quando combinado com o efeito de multipercurso pode deteriorar rapidamente a SNR, prejudicando significativamente a qualidade do sinal recebido e em alguns casos fazendo com que o receptor nem consiga reproduzir o sinal [16,18].

As constelações utilizadas no sistema ISDB-Tb apresentam um padrão pré-definido e podem sofrer influência dos problemas explicitados nesta seção. Na Figura 27 são mostrados alguns efeitos observados nas constelações.

Figura 27 - Efeitos observados nas constelações



Fonte: Adaptado de [12].

2.6 Medidas de qualidade para análise do sinal

Após ser recebido pelo USRP e encaminhado para o modelo proposto é possível retirar algumas medidas de extrema importância para avaliação do sinal digital transmitido pelas operadoras de televisão. As medidas de qualidade denominadas MER (*Modulation Error Rate*), BER (*Bit Error Rate*) e SNR serão abordadas neste trabalho.

A MER é uma ferramenta matemática que compara as constelações recebidas com as constelações consideradas ideais, para demonstrar a distância entre o símbolo real e o símbolo ideal. Através da MER é possível demonstrar em números a mesma ideia do EVM (*Error Vector Magnitude*) que é uma métrica para medição do tamanho do desvio em relação à posição ideal. A MER é calculada em escala logarítmica e usada quando os símbolos da constelação são representados por um único número. Essa medida reflete a combinação de todos os efeitos das interferências ocorridas na transmissão do sinal, e a equação 19 é utilizada para seu cálculo [15,16].

$$\text{MER}_{dB} = 10\log\left(\frac{\sum_{j=1}^N(\tilde{I}_j^2 + \tilde{Q}_j^2)}{\sum_{j=1}^N [(I_j - \tilde{I}_j)^2 + (Q_j - \tilde{Q}_j)^2]}\right) \quad (19)$$

Onde I_j e Q_j representam fase e quadratura do j -ésimos símbolos recebidos, e \tilde{I}_j e \tilde{Q}_j são os componentes em fase e quadratura ideais dos j -ésimos símbolos recebidos. Na equação 19, o numerador representa os vetores dos símbolos ideais e o denominador os vetores de erro dos símbolos recebidos. Sendo assim, o menor valor possível para a MER será 0, quando os erros estiverem tendendo ao infinito. Em consequência, quanto maior é o valor da MER, significa que a quantidade de erros é menor, resultando assim em uma situação ideal [15,16].

A constelação apresenta pontos espalhados em torno de uma posição central e quanto maior for o diâmetro do ponto da constelação, menor será o valor da MER. É importante salientar que dentro de uma mesma área de medição é possível encontrar

valores diferentes para a MER, desde que seja mantida a relação SNR (*Sinal to Noise Ratio*). Isso ocorre devido a possíveis atrasos e interferências de multipercurso [19].

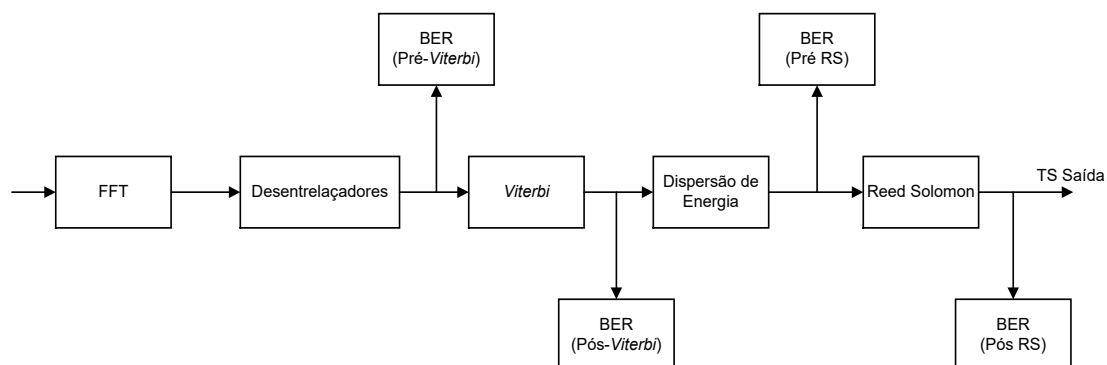
A SNR tem a função de determinar a relação de um sinal em um meio ruído, para que se tenha um parâmetro do quanto este meio ruidoso influencia no sinal. No ISDBT-T_B ela é calculada utilizando as portadoras pilotos, ou seja, vai medir o quanto as portadoras desviam do seu valor preestabelecido na constelação ideal. Na equação 20 temos a fórmula de cálculo da SNR, onde Y_p é o conjunto de portadoras pilotos, P_{max} o número de portadoras pilotos, $Y_r = \pm \frac{4}{3}$ é o valor de referências que a portadora piloto pode assumir [9].

$$SNR_{dB} = -10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{P_{max}} \sum_{p=0}^{P_{max}} \min \left(\left| Y_p \pm \frac{4}{3} \right| \right) \right) \quad (20)$$

Os pontos da constelação assemelham-se a nuvens, devido ao ruído Gaussiano e quanto maior for sua ocupação no espaço delimitado para cada ponto, maior a influência do ruído no sinal recebido. A relação sinal-ruído pode ser analisada pela função de distribuição dentro da área de cada ponto. Os efeitos do ruído Gaussiano, atingem todas as componentes do canal de transmissão ISDB-T_B [16].

A BER é medida em dois pontos distintos no ISDB-T_B, sendo a BER de *Viterbi* e a BER de *Reed Solomon* como pode ser observado na Figura 28. A BER Pré-*Viterbi* é utilizada para medir a quantidade de bits recebidos pelo sistema, já a BER Pós-*Viterbi* é usada para medir a quantidade de bits corrigidos, para a BER do *Reed Solomon* temos este mesmo processo. O valor da BER é determinado por meio deste processo, fazendo a divisão entre os bits errados sobre o total de bits recebidos [13]. A BER e a MER quando combinadas facilitam a compreensão do canal digital.

Figura 28 - Pontos de medição da BER nos receptores



Fonte: [13]

A BER relaciona a quantidade de bits errados e os bits totais recebidos. A BER pode ser medida de duas formas diferentes. Na primeira, o padrão do sinal recebido é conhecido, possibilitando a determinação dos erros no receptor devido à comparação entre o sinal recebido e o sinal padrão. Na segunda é feita a medição em tempo real, baseando-se no número de bits que foram corrigidos nos decodificadores de *Viterbi* e *Reed Solomon* [13]. A BER e a MER quando combinadas facilitam a compreensão do canal digital.

2.7 Rádio Definido por Software (SDR)

A medida em que os sistemas complexos sofrem um avanço contínuo, maior são as exigências da taxa de processamento dos dispositivos eletrônicos. Um dos grandes fatores que ajudaram o constante crescimento desses sistemas é o aumento da capacidade de processamento dos GPP (Processadores de Uso Geral). O que possibilitou a evolução dos GPP foi o aumento da densidade de transistores por unidade de área juntamente com técnicas para diminuição de capacitância parasita [8].

O surgimento de novas técnicas, algoritmos e padrões, geram constante evoluções e gera caducidade nos equipamentos, esse processo gera a substituição dos equipamentos para outros mais poderosos. Para que não ocorra esse problema é necessário que os sistemas permitam sofrer atualizações para adaptar as necessidades futuras [8].

Trabalhar com padrões de radiofrequência (RF) e ferramentas de prototipagem, tem a grande necessidade que a plataforma de trabalho seja flexível e adaptar as necessidades futuras. O SDR surge como uma ferramenta de trabalho poderosa que atende essas necessidades, pois as funções responsáveis pelo processamento de dados são fornecidas via software e seu hardware é genérico [8].

O SDR permite que desenvolvedores pensem somente no comportamento do sistema sem se preocuparem com a implantação física. Existem várias ferramentas utilizadas para desenvolvimento de aplicações no SDR, como *Simulink* e *LabVIEW*. As ferramentas permitem ao desenvolver criar aplicações utilizando blocos de ligação como um fluxograma. Porém, essas são ferramentas proprietárias, tendo um custo envolvido na sua utilização [8].

Existem ferramentas gratuitas, como *GNU Radio Companion* (GRC), que permitem que os sistemas sejam desenvolvidos como nas ferramentas citadas anteriormente. O GRC além de possuir o código fonte aberto, ele tem uma grande comunidade que compartilha recursos e novas aplicações possibilitando um progresso contínuo [8].

As aplicações desenvolvidas em SDR tem de ser feitas em uma plataforma de software em conjunto com uma de hardware. Uma das plataformas de hardware mais comuns é *Universal Software Radio Peripheral* (USRP). O USRP abrange uma faixa de RF que vai de 70 MHz a 6GHz, com banda de até 56 MHz [8].

3 MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 Materiais

Os materiais utilizados foram:

- Notebook: Processador Intel core I5-7200U, Memória 8GB, Placa de Vídeo GeForce 940MX.
- Software GNURadio;
- USRP N210 (*Universal Software Radio Peripheral*);
- Antena Tri-Band SMA-703
-

3.2 Metodologia

Inicialmente foi realizado um trabalho teórico, apresentando os conceitos necessários para o entendimento do trabalho prático.

Como dito anteriormente, este trabalho tem como objetivo verificar os parâmetros de qualidade dos canais de televisão digital disponíveis na cidade de Patos de Minas e em função disso foram utilizadas implementações do sistema de recepção ISDB-Tb já prontas para a realização do trabalho prático. Essas implementações podem ser encontradas nos seguintes domínios:

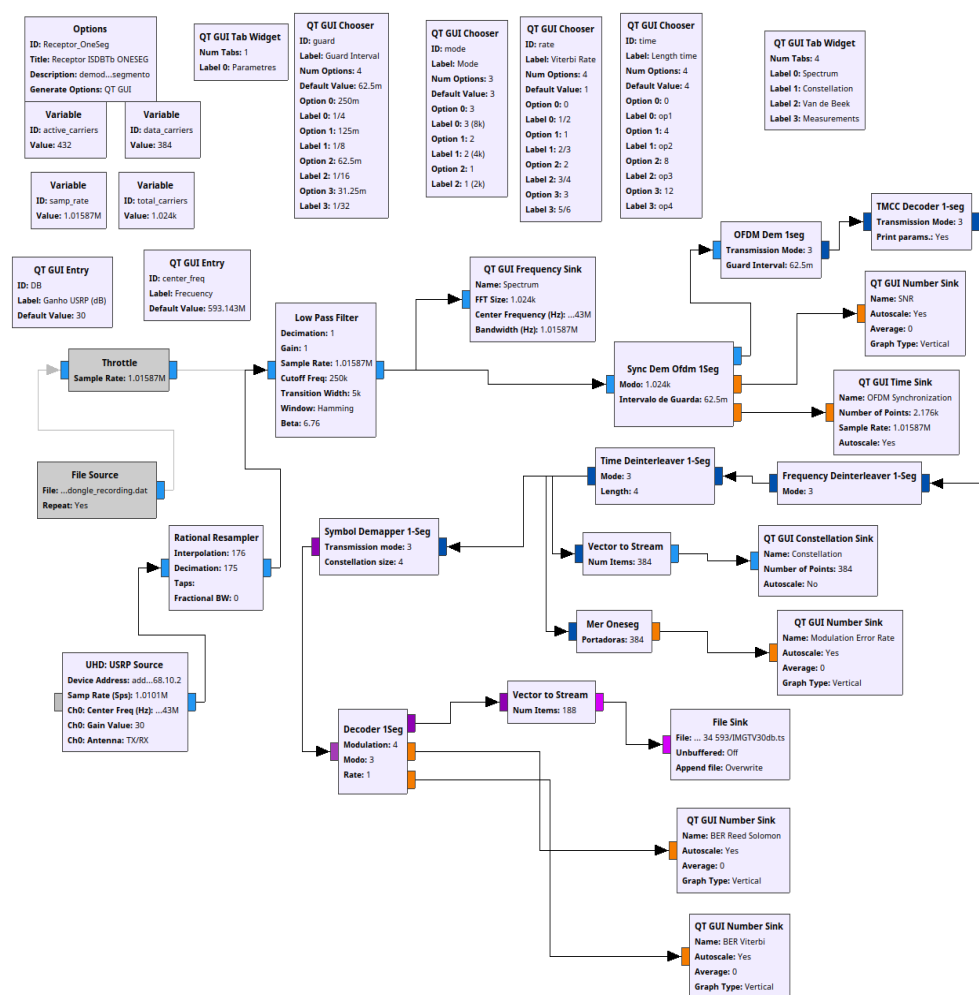
- <https://github.com/git-artes/gr-isdbt> [23]
- <https://github.com/Jordyggg/gr-oneseg> [24]
- <https://github.com/git-artes/gr-mer> [25]

A partir de um dos exemplos disponíveis nos links acima foi possível criar um modelo para análise do sinal de televisão digital. A partir desse modelo juntamente com o USRP foi possível obter resultados que determinam a qualidade do sinal transmitido pelas estações de televisão digital na região. O USRP foi a ferramenta utilizada para a recepção do sinal, direcionando-o para o software GNU Radio para ser analisado pelo modelo criado.

3.2.1 Criação do modelo no GNU Radio

Inicialmente foi feita a instalação dos blocos presentes nas referências citadas no item 4.2. O primeiro passo foi o download dos arquivos compactados e conseqüentemente sua extração em uma pasta pré-definida. Em seguida foi aberto o terminal do Linux nessa mesma pasta e executada uma seqüência de comandos para realizar a instalação dos blocos. Após esse processo foi criado o modelo mostrado na Figura 29, disponível também no apêndice A.

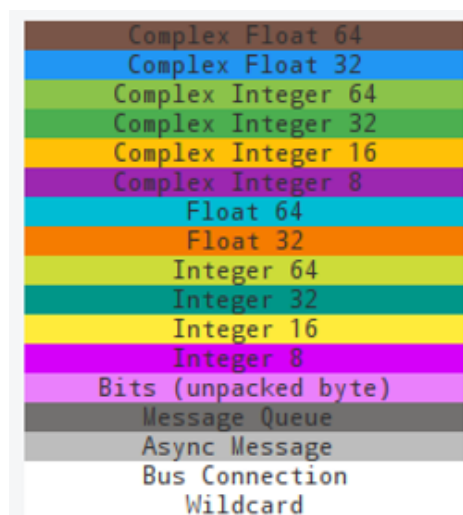
Figura 29 - Modelo Receptor One-seg no GNURadio



Fonte Próprio autor.

Nesse modelo as entradas e saídas dos blocos são representadas por diversas cores, que representam os tipos de variáveis, conforme mostrado na Figura 30.

Figura 30 - Tipos de Variáveis GNURadio



Fonte Próprio autor.

3.2.2 Obtenção do sinal de televisão digital e análise dos parâmetros obtidos

A partir do site portalbsd.com.br [21] foi possível identificar os canais de televisão digital terrestre presentes em Patos de Minas. Após a identificação dos mesmos, foi realizada uma consulta ao site da Anatel para verificar em qual frequência encontravam-se esses canais [20,21].

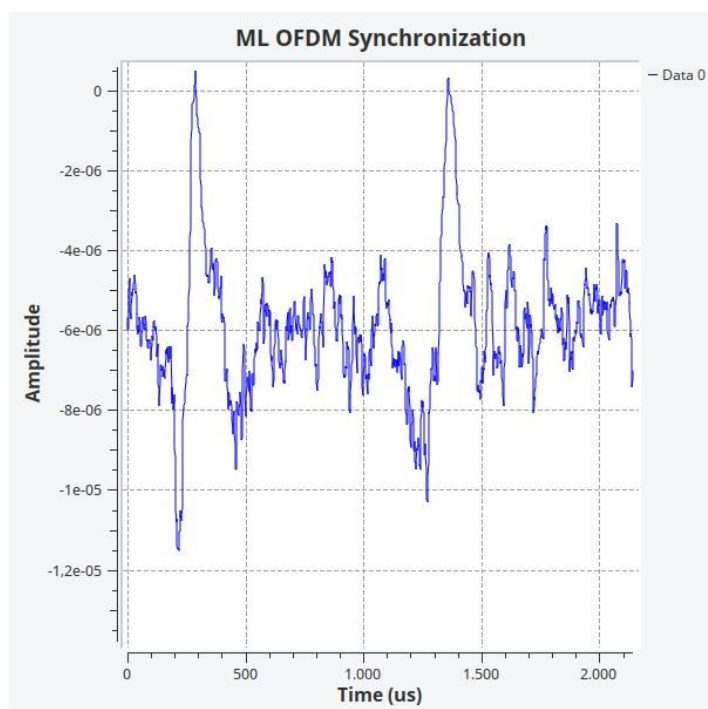
O sinal digital foi recebido a partir de uma unidade USRP modelo do receptor One-seg que estava ligada ao notebook para que fosse diretamente para o modelo implementado. Sempre que há o recebimento de um sinal de televisão digital terrestre no modelo, é necessário verificar a sintonização do canal e seu modo de operação. Essas verificações foram realizadas a partir do bloco '*Sync Dem Ofdm 1Seg*'.

Em 1997 Van de Beek [26] propôs um algoritmo que tem como objetivo encontrar os valores de espaçamento entre os símbolos OFDM e o espaçamento entre as portadoras, que indicam a magnitude do erro do sincronismo temporal e da portadora a nível de frequência, respectivamente. Quando existem valores iguais de quantidade de amostras de um símbolo e espaçamentos fixos entre eles, tem-se picos bem

definidos, cada um destes picos representando o início de um símbolo OFDM recebido.

A não sincronização do sinal recebido pode ser ocasionado por dois tipos de problemas. Um destes é devido ao fato do espaçamento entre símbolos ser diferente entre o sinal recebido e o estabelecido no receptor, que resulta em um gráfico com formato de ruído gaussiano branco. O outro acontece quando os espaçamentos entre portadoras estão diferentes entre o sinal recebido e o receptor, resultando em um achatamento do pico, sendo que nos dois casos, não é possível detectar o início do símbolo OFDM. Na Figura 31 pode ser observado um canal que se encontra sincronizado tanto no espaçamento temporal como também no espaçamento entre as portadoras.

Figura 31 – Sincronização OFDM receptor *one-seg*



Fonte: Próprio autor

Foi possível verificar o modo de operação do canal recebido através do terminal do GNU *Radio* no qual é impressa a estrutura do TMCC, como pode ser visualizado na Figura 32.

Os *layers* representam as camadas, onde são modulados os 13 segmentos. Cada uma delas pode conter vários vídeos, permitindo assim a multiprogramação em

um único canal, um ou dois vídeos em alta definição e um serviço para recepção em terminais portáteis ou telefone celulares [22]. No exemplo da Figura 32, a camada A representa o receptor *One-Seg* conforme mostrado que o número de segmentos da camada (*number of segments for this layer*) é igual a 1 e a camada B representa o receptor *Full-Seg*, visto que o número de segmentos da camada é igual a 12.

O *Carrier Modulation Scheme* nada mais é do que o esquema de modulação das portadoras. Como pode ser observado no exemplo da Figura 32 na camada A, é utilizado o esquema QPSK e na camada B 16-QAM. A *Convolutional code rate* representa a taxa de código convolucional, que é igual a 2/3 para as duas camadas do exemplo.

O *time interleaving length* representa o tamanho do intervalo de guarda e comparando os valores apresentados no exemplo com os valores de ajuste de atraso mostrados na Tabela 4 é possível observar que a camada A corresponde ao Modo 1 e a camada B corresponde ao modo 2. É possível observar ainda, que nesse exemplo a camada C não está sendo utilizada.

Figura 32 - Informação do TMCC

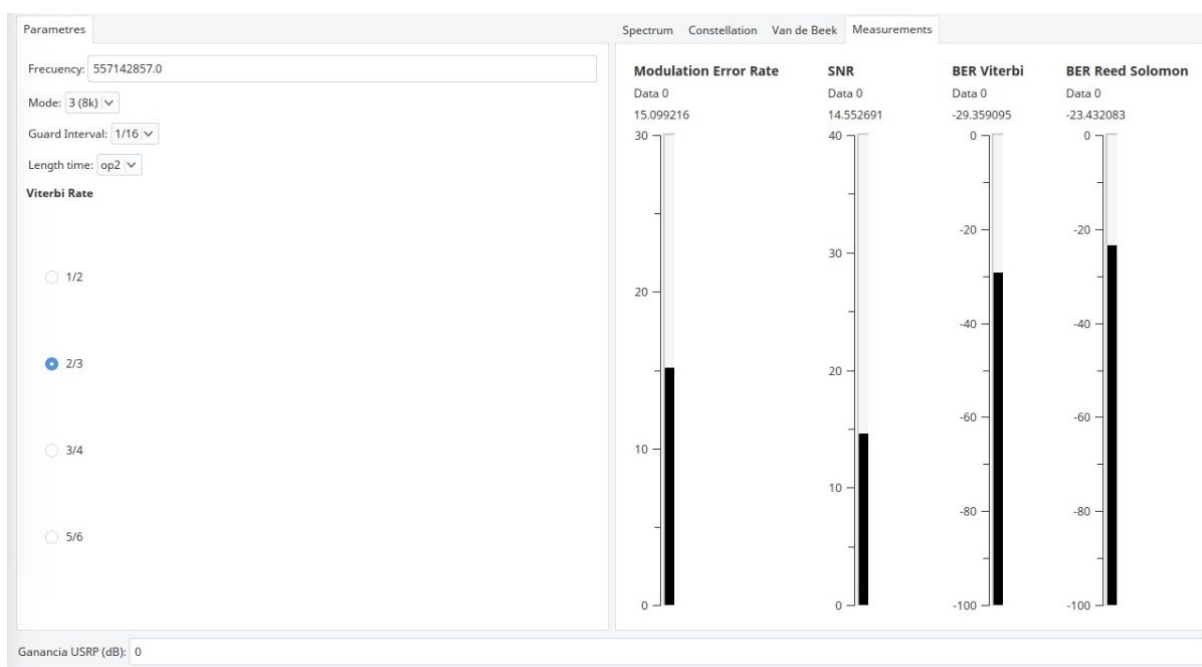
TMCC ANALYSIS	
Layer	: A
Carrier Modulation Scheme	: QPSK
Convolutional Code Rate	: 2/3
Time Interleaving Length	: 16(mode 1), 8(mode 2), 4(mode 3)
Number of segments for this layer	: 1
Layer	: B
Carrier Modulation Scheme	: 16QAM
Convolutional Code Rate	: 2/3
Time Interleaving Length	: 8(mode 1), 4(mode 2), 2(mode 3)
Number of segments for this layer	: 12
Layer	: C
Carrier Modulation Scheme	: UNUSED
Convolutional Code Rate	: UNUSED
Time Interleaving Length	: UNUSED
Number of segments for this layer	: UNUSED
TMCC OK	

Fonte: Próprio autor.

Para cada canal sintonizado foram retirados parâmetros para diferentes valores de ganho do USRP. Os valores de ganho utilizados foram de 0 dB a 30 dB, variando de 3 em 3 dB. Foram retirados os dados de MER, BER de *Viterbi* e de *Reed Solomon* e SNR, assim como as imagens do espectro, das constelações e sintonização.

Após a execução do modelo é aberta uma interface, onde é possível observar o espectro, a sintonização do sinal, a constelação e as medidas de qualidade especificadas anteriormente, como pode ser visto na Figura 33.

Figura 33 - Interface após a execução do modelo



Fonte: Próprio autor.

Para a obtenção dos resultados, a antena foi colocada em duas posições diferentes, para analisar qual a influência dessa mudança na qualidade do sinal recebido. Durante os testes foram identificadas as posições nas quais eram obtidos os melhores e os piores sinais e estas foram utilizadas para a obtenção dos parâmetros necessários. Após a obtenção destes parâmetros, foi possível fazer uma comparação entre todos os canais utilizados para a realização desse trabalho.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Através do portal BSD foram encontrados seis canais de televisão digital terrestre, e a partir do site da Anatel foi possível determinar as características de cada canal, que são mostradas na Tabela 6.

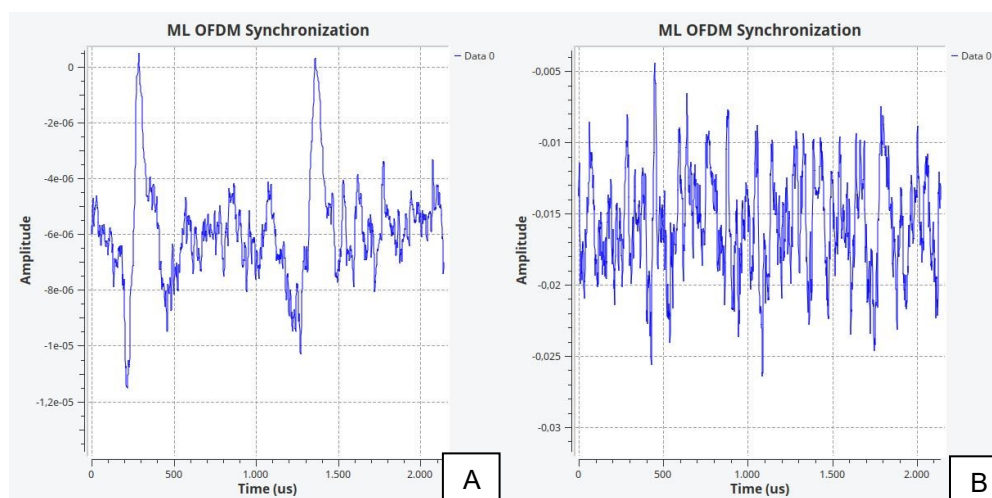
Tabela 6 – Canais de televisão digital terrestre em Patos de Minas

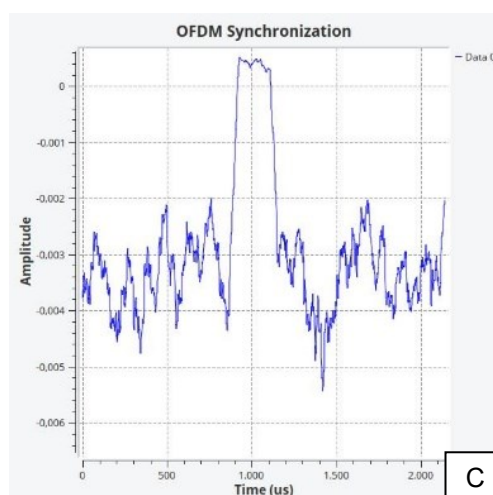
Número do Canal	Emissora	Frequência (MHz)
17	TV Regional (Band)	491
23	Rede Vida	527
28	TV Paranaíba (Record)	557
30	Tv Integração Uberlândia (Globo)	569
34	RCI Minas (TV Mundial)	593
42	TV Canção Nova	641

Fonte: Próprio autor.

Foi possível sintonizar apenas três dos canais existentes, são eles: Canal 28, canal 30 e canal 34. Como explicado anteriormente, quando o canal está sintonizado existem picos bem definidos no gráfico de sincronização OFDM, como pode se observar na Figura 34.

Figura 34 – Diferentes efeitos ocorridos na sintonização. (A) Canal sintonizado, (B) Canal não sintonizado devido a diferença no espaçamento temporal, (C) Canal não sintonizado devido a diferença entre o espaçamento entre portadoras.





Fonte: Próprio autor.

Na Figura 34 (A) é possível observar que os picos estão bem definidos, devido ao fato do espaçamento entre símbolos e o espaçamento entre portadoras OFDM do sinal recebido com o receptor estar sincronizados, resultando na sintonização do canal. Na Figura 34 (B) e (C) o canal não está sintonizado, visto que pode ser observado em (B) uma imagem que se assemelha a de um ruído gaussiano branco, e em (C) um pico bem achatado. No caso da Figura 34 (C) não foi possível sincronizar o canal, devido ao espaçamento entre as portadoras OFDM ser diferente entre o sinal recebido e o receptor, já em (B) o problema se encontra na diferença entre espaçamento temporal.

Após a sintonização dos canais, foi feita a verificação do TMCC no terminal do GNU *Radio* de cada canal, essa verificação pode ser observada na Figura 35. Analisando esta figura, é possível observar que todos os três canais transmitem o sinal *One-Seg*, utilizando os mesmos parâmetros. Para o sinal *Full-seg* os parâmetros são diferentes dos observados. Na Tabela 7 podem ser vistos os parâmetros obtidos no TMCC.

Figura 35 – TMCC impressos no terminal do GNU *Radio*. (A) TMCC canal 28, (A) TMCC canal 30, (C) TMCC canal 34

TMCC ANALYSIS		TMCC ANALYSIS	
Layer	: A	Layer	: A
Carrier Modulation Scheme	: QPSK	Carrier Modulation Scheme	: QPSK
Convolutional Code Rate	: 2/3	Convolutional Code Rate	: 2/3
Time Interleaving Length	: 16(mode 1), 8(mode 2), 4(mode 3)	Time Interleaving Length	: 16(mode 1), 8(mode 2), 4(mode 3)
Number of segments for this layer	: 1	Number of segments for this layer	: 1
Layer	: B	Layer	: B
Carrier Modulation Scheme	: 16QAM	Carrier Modulation Scheme	: 64QAM
Convolutional Code Rate	: 2/3	Convolutional Code Rate	: 3/4
Time Interleaving Length	: 8(mode 1), 4(mode 2), 2(mode 3)	Time Interleaving Length	: 8(mode 1), 4(mode 2), 2(mode 3)
Number of segments for this layer	: 12	Number of segments for this layer	: 12
Layer	: C	Layer	: C
Carrier Modulation Scheme	: UNUSED	Carrier Modulation Scheme	: UNUSED
Convolutional Code Rate	: UNUSED	Convolutional Code Rate	: UNUSED
Time Interleaving Length	: UNUSED	Time Interleaving Length	: UNUSED
Number of segments for this layer	: UNUSED	Number of segments for this layer	: UNUSED

A

B

TMCC ANALYSIS	
Layer	: A
Carrier Modulation Scheme	: QPSK
Convolutional Code Rate	: 2/3
Time Interleaving Length	: 16(mode 1), 8(mode 2), 4(mode 3)
Number of segments for this layer	: 1
Layer	: B
Carrier Modulation Scheme	: 16QAM
Convolutional Code Rate	: 3/4
Time Interleaving Length	: 4(mode 1), 2(mode 2), 1(mode 3)
Number of segments for this layer	: 12
Layer	: C
Carrier Modulation Scheme	: UNUSED
Convolutional Code Rate	: UNUSED
Time Interleaving Length	: UNUSED
Number of segments for this layer	: UNUSED

C

Fonte: Próprio autor.

Tabela 7 – Parâmetros TMCC dos canais sintonizados.

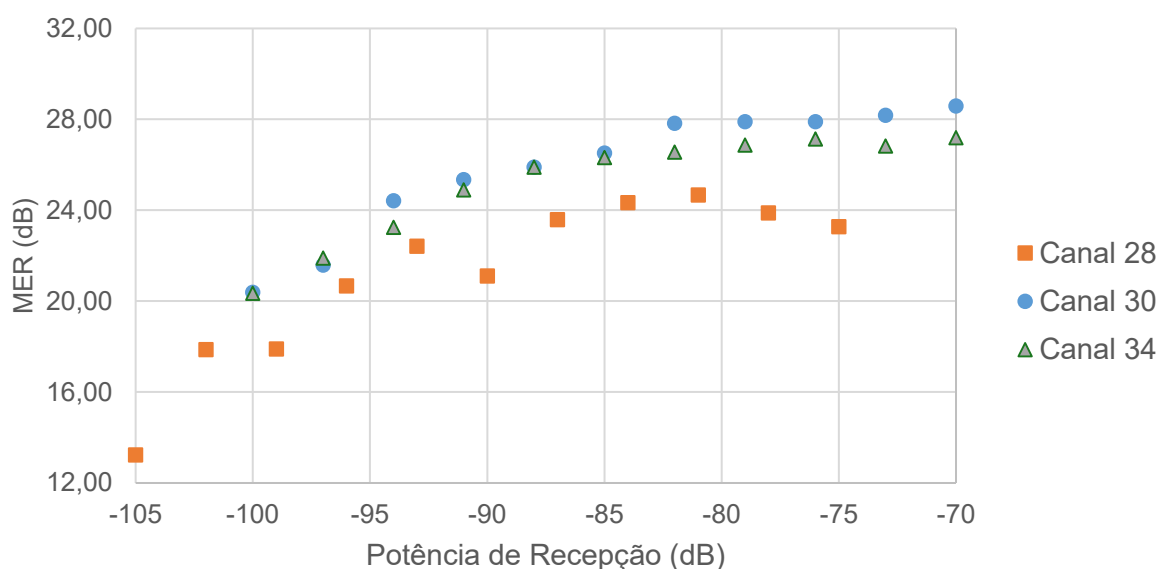
	Camada A				Camada B			
	Tipo de Modulação	Taxa do Codificador Convolucional	Modo do Time Interleaving	Número de Segmentos	Tipo de Modulação	Taxa do Codificador Convolucional	Modo do Time Interleaving	Número de Segmentos
Canal 28	QPSK	2/3	Modo 1	1	16-QAM	2/3	Modo 2	12
Canal 30	QPSK	2/3	Modo 1	1	64-QAM	3/4	Modo 2	12
Canal 34	QPSK	2/3	Modo 1	1	16-QAm	3/4	Modo 3	12

Fonte: Próprio autor.

Com a verificação das sintonizações dos canais e das informações contidas no TMCC, foram feitos testes para determinar as posições da antena que seriam utilizadas para a obtenção das medidas de qualidade. Foram escolhidos dois cenários diferentes. No primeiro a antena ficou na posição vertical apontada para cima, e no segundo ela ficou posicionada na posição horizontal, a fim de obter-se uma qualidade de recepção inferior à do primeiro cenário.

No primeiro cenário foram feitas medidas para os três canais sintonizados. Na Figura 36, tem-se os valores medidos para MER *versus* potência de recepção do sinal dos três canais.

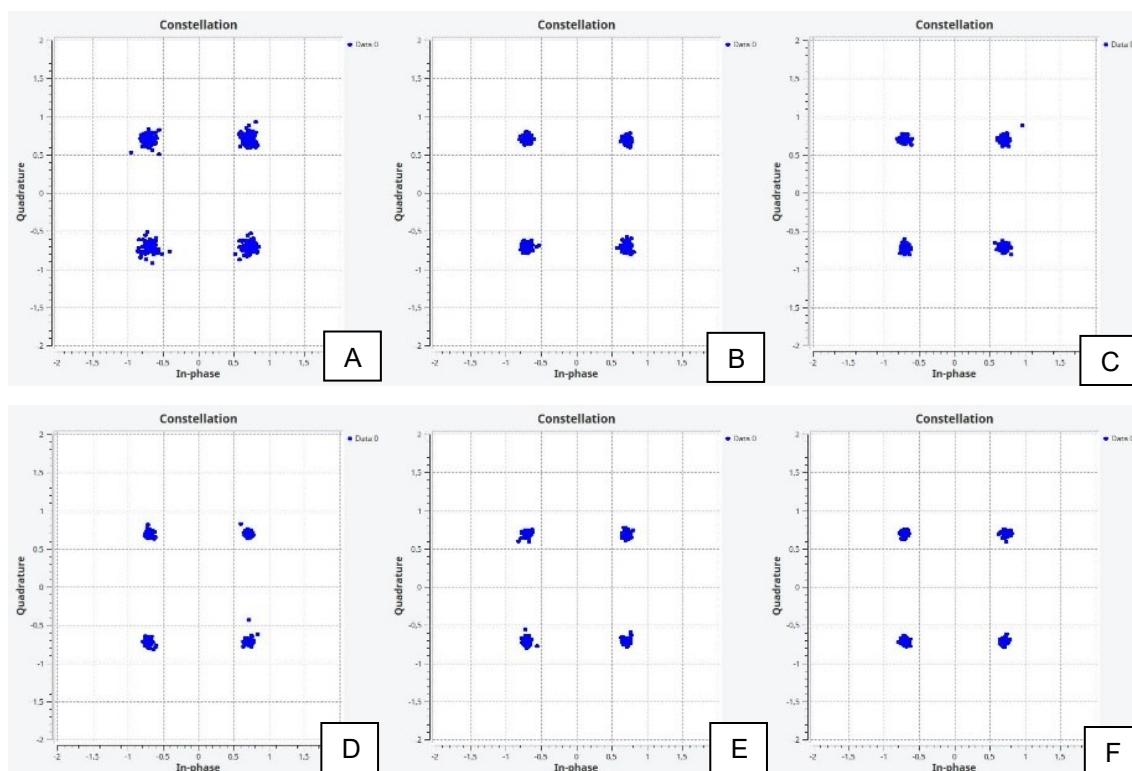
Figura 36 – Gráfico da MER dos canais analisados



Fonte: Próprio autor.

Observando o comportamento dos valores do gráfico, nota-se que a MER tende a se manter em torno de um mesmo valor para os canais 30 e 34 após -85 dB. Já no canal 28 o valor teve uma tendência de aumento até -81dB e depois apresentou uma leve queda. Como a MER determina o quanto os símbolos recebidos estão afastados do ideal, a melhor forma de visualizar este comportamento está na análise conjunta do gráfico com as constelações dos canais. As constelações do canal 30 podem ser observadas na Figura 37.

Figura 37 – Constelações canal 30. (A) -100dB, (B) -94dB, (C) -88dB, (D) -82dB, (E) -76dB, (F) -70dB.



Fonte: Próprio autor

Avaliando as constelações do canal 30, observa-se que os pontos que compõem a constelação nas potências menores estão muito dispersos, e a medida que a potência aumenta devido ao ganho, eles tendem a ficar mais próximos, como o que ocorreu com os valores da MER para este canal.

No canal 28, o comportamento da MER diferencia-se dos outros dois canais que tiveram comportamento semelhantes entre si, como pode ser visto no gráfico da Figura 36. Nesse canal há a diminuição da MER para os maiores valores de potência de recepção. Na Figura 38 observa-se as constelações do canal 28. Como pode ser visto, assim como nos outros canais, há uma diminuição da dispersão dos pontos, porém nas potências maiores acontece um aumento na dispersão.

Figura 38 – Constelações canal 28. (A) -105dB, (B) -102dB, (C) -99dB, (D) -96dB, (E) -93dB, (F) -90dB, (G) -87dB, (H) -84dB, (I) -81dB, (J) -78dB, (K) -75dB.



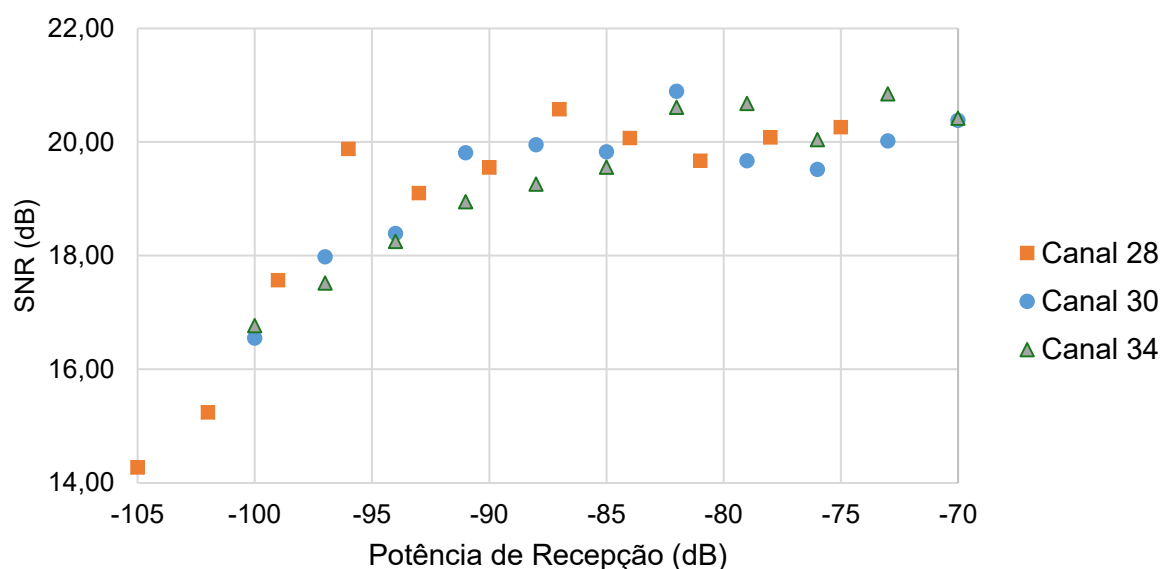
Fonte: Próprio autor

Observando os valores da MER e as constelações, é muito nítida a influência que esse parâmetro de qualidade tem sobre o sinal. Vale salientar que às vezes o

aumento do ganho torna-se prejudicial, pois ele amplifica tanto o ruído como o sinal, o que pode ser observado, por exemplo, para o canal 28.

Os valores da relação sinal ruído para os três canais se comportaram de forma bem semelhante à MER, ou seja, a medida que ocorre o aumento do ganho, e por consequência o aumento da potência de recepção, os valores crescem rapidamente até certo ponto e depois se mantêm estabilizados. Na Figura 39 observa-se estes valores. Como pode ser notado há um aumento da SNR dos canais até a potência de recepção -90dB, logo após os valores da SRN começam a ficar em torno de 20dB para os três canais.

Figura 39 – Gráfico da SNR dos canais analisados

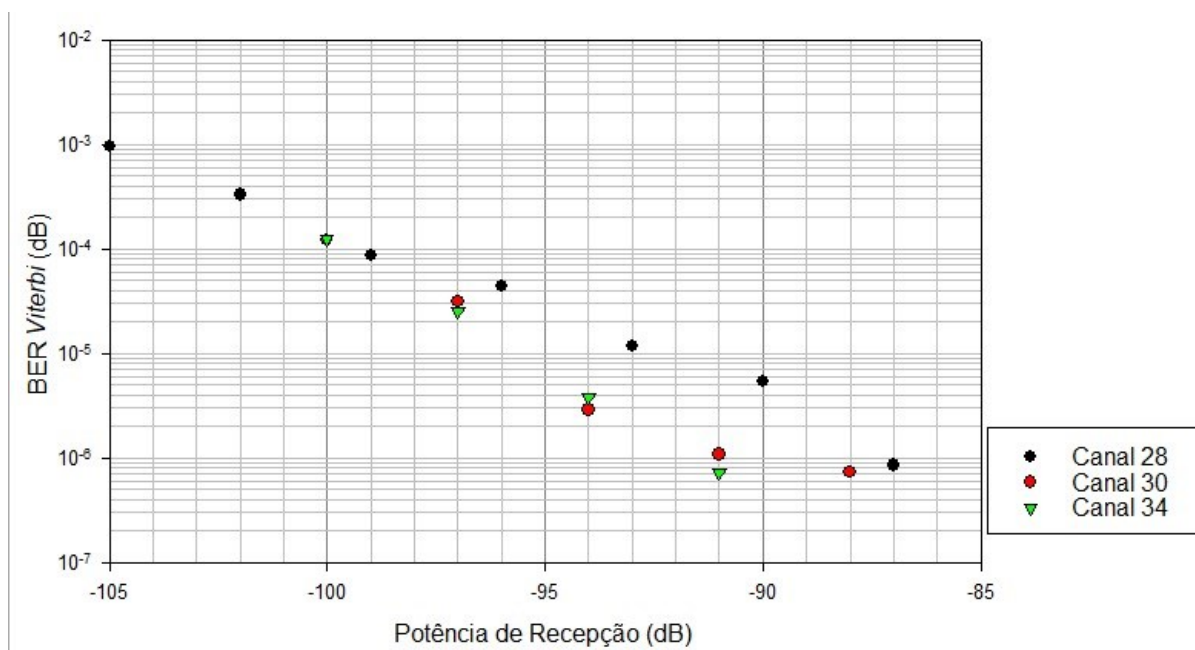


Fonte: Próprio autor

Por fim, é avaliado como se comportam a BER de *Virterbi* e a BER de RS. Neste primeiro cenário é encontrado uma dificuldade na obtenção destes parâmetros de qualidade. Isso ocorre porque os sinais pertencentes aos canais analisados tem uma qualidade muito boa, o que gera valores de BER abaixo de 10^{-7} . Estes valores baixos da BER não podem ser obtidos com o modelo. Isso tem seu lado negativo, por não possibilitar a obtenção destes valores para análise, mas por outro é muito bom, pois quer dizer que o sinal está sendo recebido com uma qualidade tão boa que quase não existem erros de bits.

No primeiro cenário só foram encontrados valores de BER de *Viterbi* para potência de recepção menores que -85dB para os três canais. Já para a BER de RS não foi possível obter nenhum valor. Os valores encontrados da BER de *Viterbi* podem ser observados na Figura 40. Fazendo a comparação do seu comportamento com os demais parâmetros de qualidade analisados, é possível perceber que os erros de bit acontecem quando os parâmetros da MER e da SNR estão em uma crescente. Nota-se que logo após os outros parâmetros se estabilizarem em torno de um valor, os erros se tornam tão pequenos que o modelo não consegue obter mais taxas de erros de bit.

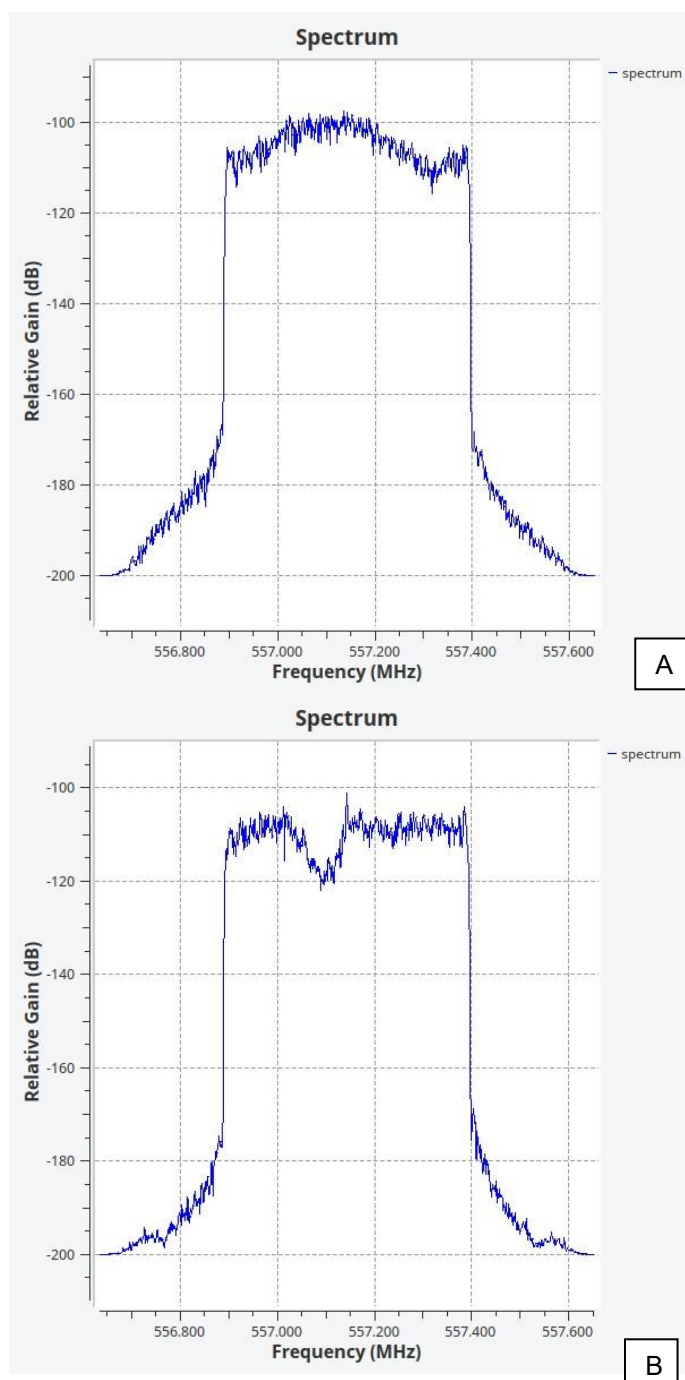
Figura 40 – Gráfico da BER de *Viterbi* dos canais analisados



Fonte: Próprio autor

Visto que não foram obtidos valores para a BER de RS no primeiro cenário, foi realizado o teste para o novo cenário. Neste cenário a antena foi colocada em uma posição na qual tinha-se uma qualidade muito ruim de sinal, sendo utilizado o canal 28 para realização dos testes. O espectro do sinal do canal 28 neste cenário pode ser visto juntamente com o espectro do mesmo canal do cenário anterior, na Figura 41. Como pode ser observado, o espectro do segundo cenário apresenta uma deformação no espectro e menor potência de recepção para o ganho de 0dB.

Figura 41 – Espectro. (A) Primeiro cenário, (B) Segundo cenário.

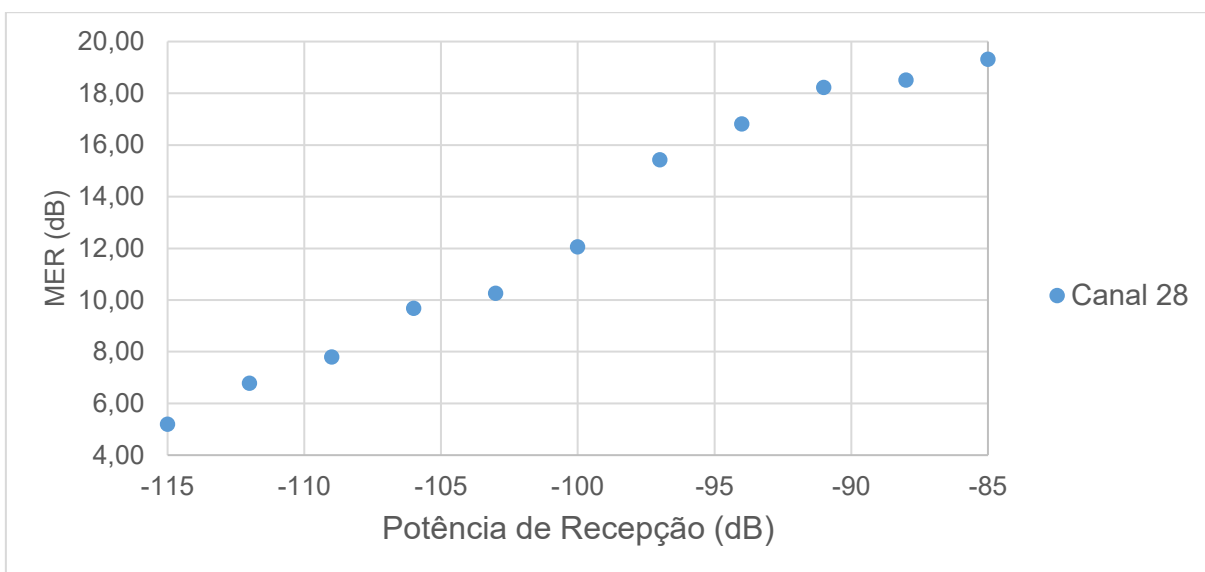


Fonte: Próprio autor

Nas figuras 42 e 43 são apresentados os gráficos da MER e da SNR respectivamente, para o canal 28 no segundo cenário. Observando os gráficos da MER e da SNR, percebe-se que à medida que a potência de recepção aumenta devido à variação do ganho, os valores encontram-se sempre em uma crescente, diferentemente do cenário anterior, no qual os valores tendiam a se estabilizar para

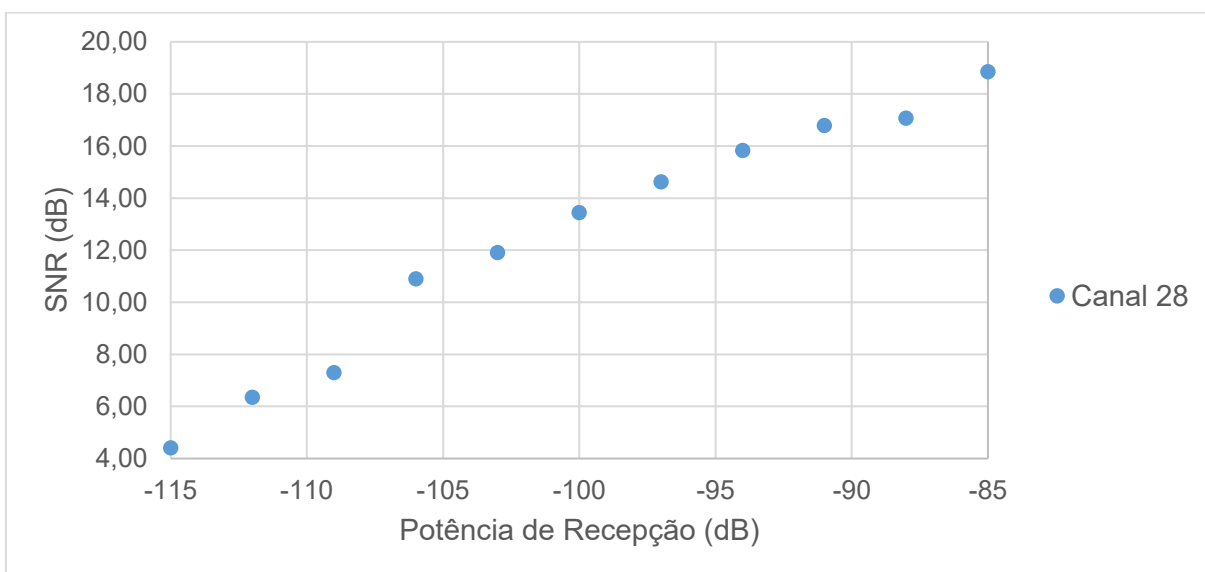
ganhos mais elevados. Outra diferença vista nesse cenário foi a ocorrência de valores muito baixos para as potências de recepção menores, prejudicando muito a qualidade da imagem recebida. Também é importante notar que os valores de potência de recepção começam em -115dB (-10dB do cenário anterior) e tem seu valor máximo em -85dB.

Figura 42 – MER canal 28 segundo cenário



Fonte: Próprio autor.

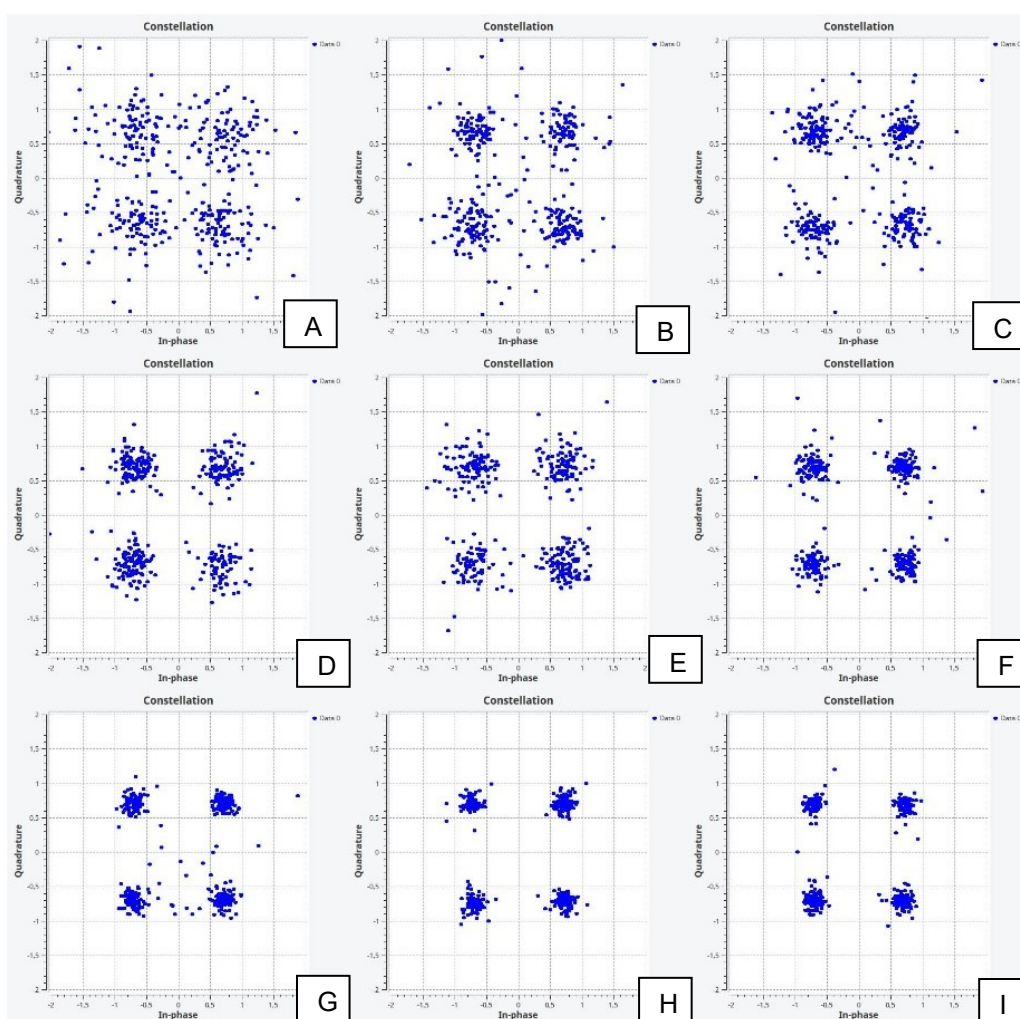
Figura 43 – SNR canal 28 segundo cenário.

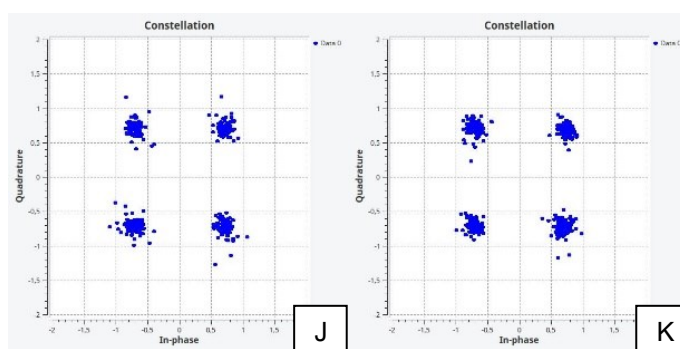


Fonte: Próprio autor

Observando as constelações da Figura 44, percebe-se que neste cenário há uma dispersão muito maior nos pontos para as potências menores, e à medida que se tem um aumento dessa potência a dispersão dos pontos da constelação vai diminuindo cada vez mais. No primeiro cenário isso não ocorreu no canal 28, pois para os maiores valores de potência de recepção houve um aumento na dispersão dos pontos da constelação.

Figura 44 – Constelações canal 28. (A) -115dB, (B) -112dB, (C) -109dB, (D) -106dB, (E) -103dB, (F) -100dB, (G) -97dB, (H) -94dB, (I) -91dB, (J) -88dB, (K) -85dB.

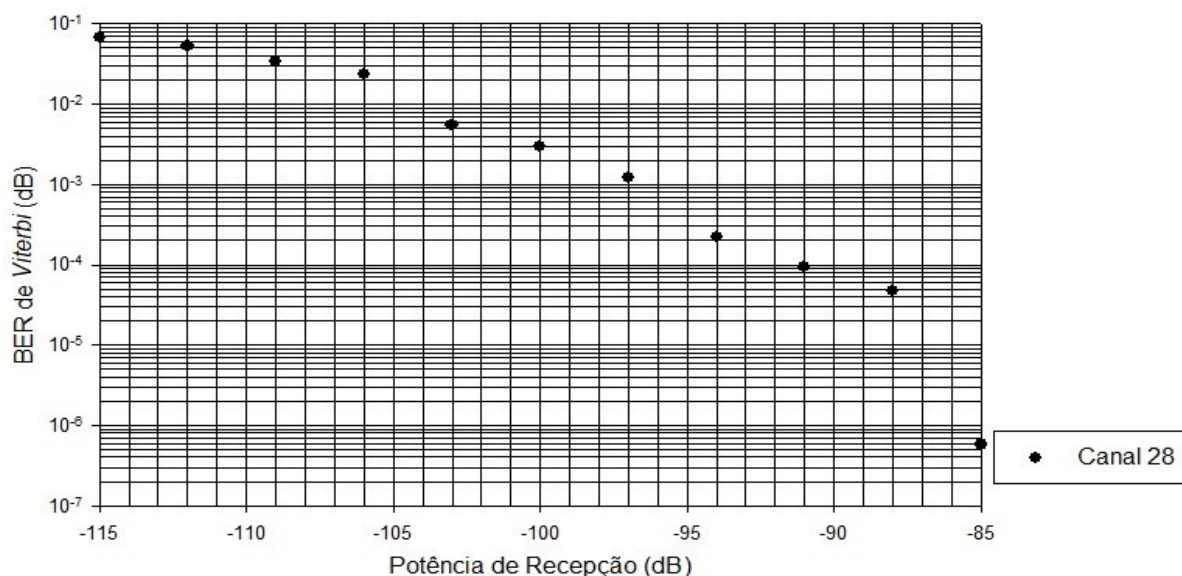




Fonte: Próprio autor

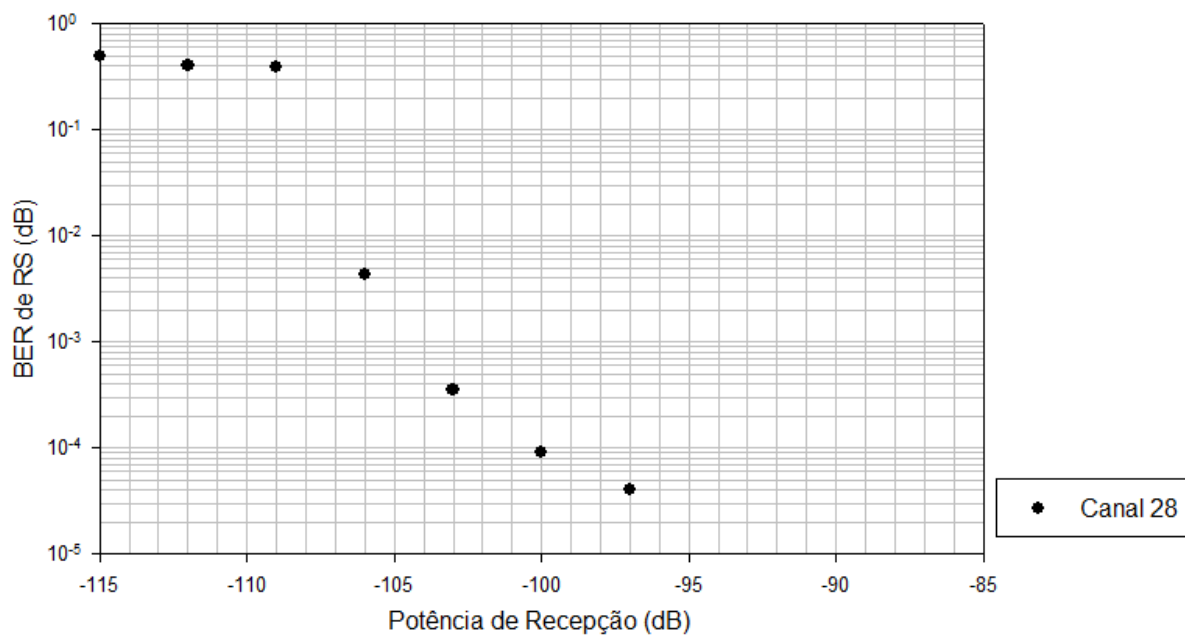
Analisando os gráficos das figuras 45 e 46, nos quais estão os valores obtidos para a BER de *Viterbi* e da BER de RS do canal 28 no segundo cenário, é possível ver que a taxa de erros de bit para ambas foi muito alta para as potências de recepção menores, isso é devido à fatos citados anteriormente, como alta dispersão na constelação e baixo valor de MER e SNR. À medida em que a potência é aumentada, todos os parâmetros de qualidade apresentam melhoras, e por consequência, as taxas de erro de bit tendem a diminuir até o ponto em que nem se consiga obter mais valores medidos pelo modelo, como pode ser visto no caso da BER de RS, que não possui mais valores a partir de -95dB de potência de recepção. Já para a BER de *Viterbi* foram medidos valores para todas as potências.

Figura 45 – BER de *Viterbi* canal 28 segundo cenário



Fonte: Próprio autor.

Figura 46 – BER de RS canal 28 segundo cenário.



Fonte: Próprio autor.

Pode ser notado que os parâmetros de qualidade seguiram a linha de melhorias na qualidade à medida que foi acrescido o ganho no USRP, exceto no canal 28 do primeiro cenário, no qual ocorreu piora. Este fato, porém, mostrou-se pouco significativo, visto que não influenciou na imagem de televisão recebida pelo modelo. Já no segundo cenário ao utilizar um sinal com uma péssima qualidade, quando não se tinha ganho no USRP, a imagem de televisão ficava fugindo e voltando, mas ao acrescentar o ganho não observou-se mais este problema.

5 CONCLUSÃO

O padrão brasileiro de televisão teve como base o padrão japonês, e a partir dele, através de muito estudo, foi possível adaptá-lo conforme as necessidades no país.

O estudo realizado mostrou as características dos sistemas de televisão digital, facilitando o entendimento do sistema de transmissão e recepção do padrão brasileiro, tornando possível notar as principais funcionalidades de cada bloco que compõe o sistema. A implementação do sistema não foi objeto de estudo deste trabalho, tendo sido feita a partir de modelos já existentes.

A partir do modelo implementado foi possível receber o sinal de televisão digital terrestre dos canais disponíveis na cidade de Patos de Minas, viabilizando assim, uma análise mais detalhada dos mesmos. A partir dos resultados obtidos, foi possível determinar que a os canais disponíveis na cidade de Patos de Minas apresentaram bons resultados para os parâmetros de qualidade analisados e mesmo com os testes realizados indoor foi possível receber uma imagem de qualidade.

A posição em que a antena é colocada exerce uma influência significativa na qualidade do sinal recebido, mas a posição utilizada que ocasionou maiores problemas na recepção, é pouco convencional e raramente é utilizada em um cenário real. Contudo, mesmo na utilização destas posições, ainda sim era possível receber as imagens de televisão digital.

Em função dos testes não terem sido realizados em diferentes localidades, sugere-se que seja feito como trabalhos futuros a obtenção do sinal em locais diferentes para uma comparação e análise mais completa do comportamento do sinal na cidade, bem como determinar a distância entre o receptor e as antenas transmissoras.

REFERÊNCIAS

- [1] DE AZEVÊDO PEREIRA, Livia Cirne; BEZERRA, Ed Pôrto. **Televisão digital: do Japão ao Brasil**. Culturas Midiáticas, v. 1, n. 1, 2011.
- [2] CARVALHO ALVES, Kellyanne; FERNANDA FEITOSA, Deisy. **TV digital: surgimento e perspectivas**. Jornada de Iniciação Científica em Comunicação, do XXIX Congresso Brasileiro de Ciência da Comunicação, 2006.
- [3] FERNANDES, Jorge; LEMOS, Guido; SILVEIRA, Gledson. **Introdução à televisão digital interativa: arquitetura, protocolos, padrões e práticas**. In: Jornada de Atualização em Informática do Congresso da Sociedade Brasileira de Computação. 2004. p. 1-56.
- [4] BOLAÑO, César; VIEIRA, Vinícius Rodrigues. TV digital no Brasil e no mundo: estado da arte. **Revista de Economía Política de las Tecnologías de la Información y Comunicación**, v. 6, n. 2, p. 109, 2004.
- [5] YAMADA, Fujio et al. Parte I-Sistemas De Tv Digital. **Revista Mackenzie de Engenharia e Computação**, v. 5, n. 5, 2010
- [6] ALENCAR, Marcelo Sampaio de. **Televisão digital**. Érica, 2007.
- [7] ABNT, NBR. 15601. **Televisão digital terrestre — Sistema de transmissão**, 2008.
- [8] MACIEL, Yuri Pontes et al. **Modulador 1-seg para SBTVD usando GNU Radio**. Dissertação de Mestrado.
- [9] AKAMINE, Cristiano et al. **Contribuições para distribuição, modulação e demodulação do sistema de TV Digital ISDB-TB**. 2011. Tese de Doutorado.

- [10] ABNT, NBR. 15604. **Norma Brasileira: Televisão digital terrestre-Recepto**, 2007.
- [11] MUTTONI, Leonardo et al. **Desenvolvimento de um Receptor ISDB-T 1-Seg através de Rádio Definido por Software**. 2017. Dissertação de Mestrado.
- [12] BALZARENA, P. et al. **Mediciones en receptor ISDB-T**. 2015.
- [13] GARZÓN GAONA, Jordy Gabriel. **Implementación de un receptor ONE SEG utilizando la plataforma de radio definido por software USRP para el estándar ISDB-Tb**. 2018. Trabalho de Conclusão de Curso. Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE. Carrera de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones.
- [14] BRACKMANN, Christian Puhlmann. **Sistema Brasileiro de TV digital**. Universidade Católica de Pelotas, Pelotas, 2008.
- [15] STORI, Newton Martins; REHME, José Frederico. **Influência da MER vs. Área de Cobertura**. STORI, Newton Martins; REHME, José Frederico. Influência da MER vs. Área de Cobertura.
- [16] DE OLIVEIRA, Jean Felipe Fonseca. **Avaliação Experimental do Desempenho do Canal Móvel do Sistema Brasileiro de Televisão Digital**. UFCG. Campina Grande–Brasil–2008, 2008.
- [17] ASSUNÇÃO, Pedro A. Amado. **Sistema DVB para Transmissão de Televisão digital**. Artigo, Instituto Politécnico de Leiria, 2009.
- [18] NOVICKI, A.; LATOSINSKI, E. da S.; POGLIA, R. **Determinação da velocidade de uma fonte sonora através da aquisição automática de dados, baseada no efeito Doppler-Fizeau**. Física na Escola, v. 12, n. 1, p. 04-07, 2011.

[19] HARO BÁEZ, Raúl Vinicio. **Evaluación del desempeño y optimización del Sistema de Televisión Digital Terrestre ISDB-Tb e IPTV de la ESPE**. 2012. Dissertação de Mestrado. Sangolquí/Espe/2012.

[20] ANATEL. **SISCOM - Sistema de Informação dos Serviços de Comunicação de Massa**. Acessado em 06/2018. Disponível em: < <http://sistemas.anatel.gov.br/se/public/view/b/srd.php>>

[21] Portal BSD. **Listando canais de Patos de Minas – MG**. Acessado em 06/2018. Disponível em: < http://www.portalbsd.com.br/terrestres_channels.php?channels=205 >

[22] PERES, Francisco de Assis Campos. **Estudo de modelos de radiopropagação para recepção fixa de TV digital na faixa de UHF**. Master's thesis, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2011.

[23] GITHUB. ISDB-T receiver in GNU Radio. <<https://github.com/git-artes/gr-isdbt>> acessado em 06/2018.

[24] GITHUB. **gr-oneseg: Partial ISDB-Tb Receiver Implemented on a Software Defined Radio Platform**.<<https://github.com/Jordyggg/gr-oneseg>>, acessado em 06/2018

[25] GITHUB. **MER, QAM Modulation Error Measurements**. <<https://github.com/git-artes/gr-mer>>, acessado em 06/2018

[26]VAN DE BEEK, Jan-Jaap; SANDELL, Magnus; BORJESSON, Per Ola. **ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems**. IEEE transactions on signal processing, v. 45, n. 7, p. 1800-1805, 1997.

APÊNDICE A - MODELO RECEPTOR ONE-SEG

