

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE CÓDIGOS
CONCATENADOS EM CANAIS AWGN E
COM MULTIPERCURSOS: UMA
ABORDAGEM BASEADA EM TRANSMISSÃO
DE VÍDEO EM 4K CODIFICADO EM H.264**

THIAGO DE ARAÚJO COSTA

DM 12/2017

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2017

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

THIAGO DE ARAÚJO COSTA

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE CÓDIGOS
CONCATENADOS EM CANAIS AWGN E
COM MULTIPERCURSOS: UMA
ABORDAGEM BASEADA EM TRANSMISSÃO
DE VÍDEO EM 4K CODIFICADO EM H.264**

DM 12/2017

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2017

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

THIAGO DE ARAÚJO COSTA

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE CÓDIGOS
CONCATENADOS EM CANAIS AWGN E COM
MULTIPERCURSOS: UMA ABORDAGEM BASEADA
EM TRANSMISSÃO DE VÍDEO EM 4K CODIFICADO
EM H.264**

Dissertação submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações.

Orientador: Evaldo Gonçalves Pelaes

UFPA / ITEC / PPGEE
Campus Universitário do Guamá
Belém-Pará-Brasil

2017

Dados Internacionais de Catalogação - na - Publicação (CIP) Sistema de Bibliotecas da UFPA

Costa, Thiago de Araújo , 1989 -

Análise de desempenho de códigos concatenados em canais AWGN e com multipercursos : uma abordagem baseada em transmissão de vídeo em 4K codificado em H.264 / Thiago de Araújo Costa. – 2017.

Orientador: Evaldo Gonçalves Pelaes

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica , Belém, 2017.

1. Comunicações digitais. 2. Vídeo digital. 3. Códigos corretores de erro (teoria da informação). I. Título.

CDD 23. ed. 621.382

**“ANÁLISE DE DESEMPENHO DE CÓDIGOS CONCATENADOS EM
CANAIS AWGN E COM MULTIPERCURSOS: UMA ABORDAGEM
BASEADA EM TRANSMISSÃO DE VÍDEO EM 4K CODIFICADO EM
H.264”**

AUTOR: THIAGO DE ARAUJO COSTA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO
COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO
JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA
ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

APROVADA EM: 10/03/2017

BANCA EXAMINADORA:



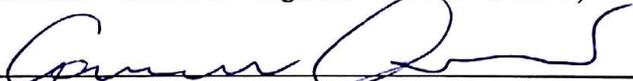
Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes

(Orientador – PPGEE/UFPA)



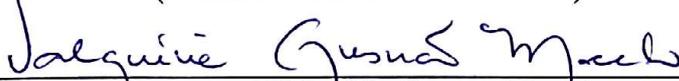
Prof. Dr. Bruno Souza Lyra Castro

(Avaliador Externo ao Programa – ICEN/FC/UFPA)



Prof. Dr. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante

(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)



Prof.ª Dr.ª Valquíria Gusmão Macedo

(Avaliadora Externa ao Programa – ITEC/UFPA)

VISTO:

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes

(Coordenador do PPGEE/ITEC/UFPA)

Agradecimentos

Primeiramente a Deus que permitiu que tudo isso acontecesse.

Aos meus pais, pelo amor, incentivo e apoio incondicional.

Ao professor Evaldo Gonçalves Pelaes, pela orientação, apoio e confiança.

Aos professores Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante e Bruno Souza Lyra Castro pela oportunidade e apoio na elaboração deste trabalho.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) por me ter proporcionado a obtenção dos conhecimentos e a aquisição das competências necessárias para a realização e concretização desta trabalho.

Aos membros do Laboratório de Computação e Telecomunicações (LCT).

Ao CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico) pelo apoio financeiro.

A todos que direta ou indiretamente contribuíram para a elaboração deste trabalho, o meu muito obrigado.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Objetivo do trabalho	2
1.2	Descrição do trabalho	2
1.3	Trabalhos correlatos	3
2	Codificação de canal	4
2.1	Considerações iniciais	4
2.2	Conceituação	4
2.3	Códigos de blocos lineares	9
2.3.1	Códigos cíclicos	12
2.3.2	LDPC	15
2.3.2.1	Códigos regulares e irregulares	16
2.3.3	BCH	18
2.3.4	Reed Solomon	19
2.4	Códigos convolucionais	19
2.5	Considerações finais	21
3	Sistemas OFDM	22
3.1	Considerações iniciais	22
3.2	OFDM - Orthogonal-Frequency Division Multiplexing	22
3.2.1	Transmissão OFDM	24
3.2.1.1	Intervalo de guarda	25
3.3	Modelagem de canal	27
3.3.1	Desvanecimento em pequena escala	28
3.3.1.1	Efeito Doppler	29
3.3.1.2	Desvanecimento por multipercurso	30
3.3.2	Canal AWGN	34
3.3.3	Distribuição de Rayleigh	36
3.4	Considerações finais	37
4	O padrão H.264 de compressão de vídeo digital	38
4.1	Considerações iniciais	38
4.2	H.264	38
4.3	Considerações finais	42
5	Simulações e Resultados	43

5.1	Considerações iniciais	43
5.2	Metodologia	43
5.3	Métricas utilizadas	46
5.3.1	Bit Error Rate	46
5.3.2	Relação sinal-ruído	47
5.3.3	E_b/N_0	48
5.3.4	PSNR - Peak Signal to Noise Ratio	49
5.3.5	Structural similarity index - SSIM	50
5.4	Resultados para o canal AWGN	50
5.4.1	Comparação da BER.	50
5.4.2	Análise da Qualidade do vídeo.	53
5.5	Resultados para o canal Rayleigh	58
5.5.1	Comparação da BER.	58
5.5.2	Análise da Qualidade do vídeo.	61
5.6	Considerações finais	65
6	Conclusões e Trabalhos futuros	66
6.1	Conclusões	66
6.2	Trabalhos futuros	67
	Referências	68

Lista de ilustrações

Figura 1	Modelo simplificado de sistema de comunicação digital.	5
Figura 2	Comportamento da BER de dados codificados e não-codificados.	6
Figura 3	Portadoras senoidais e suas alterações de frequência, amplitude e fase.	6
Figura 4	Constelações das modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM.	7
Figura 5	Classificação dos códigos FEC.	8
Figura 6	Codificação LDPC com várias taxas de código.	9
Figura 7	Estrutura da palavra-código.	10
Figura 8	Representação em diagrama de blocos das equações geradora e de verificação de paridade.	11
Figura 9	Arranjo-padrão de um código de bloco linear (n, k)	12
Figura 10	Codificador para um código cíclico (n, k)	15
Figura 11	Exemplo de gráfico de Tanner.	18
Figura 12	Codificador Convolutivo com comprimento de restrição 3 e taxa 1/2.	20
Figura 13	Máquina de Estados do Viterbi.	20
Figura 14	Exemplo de Treliça.	21
Figura 15	Espectros FDM convencional 15a e OFDM 15b.	23
Figura 16	BER por E_b/N_0 para OFDM Vs. Portadora única usando BPSK.	24
Figura 17	Processo de geração de um símbolo OFDM.	25
Figura 18	Subportadoras de um sinal OFDM.	25
Figura 19	Inserção de prefixo cíclico em um símbolo OFDM.	26
Figura 20	Transmissão OFDM com modulação QPSK sobre canal com multipercursos.	27
Figura 21	Diferentes mecanismos criando multipercursos.	28
Figura 22	Efeito do espalhamento Doppler sobre o sinal recebido.	30
Figura 23	Multipercursos.	30
Figura 24	Exemplo típico de perfil de retardos para uma área urbana.	31
Figura 25	Exemplo de Desvanecimento rápido e lento.	32
Figura 26	Canal com desvanecimento por multipercursos com $N = 10$	33
Figura 27	Canal AWGN.	34
Figura 28	Distribuição Gaussiana.	35
Figura 29	Canal AWGN.	36
Figura 30	Distribuição de Rayleigh.	37
Figura 31	Frame de vídeo mostrando regiões homogêneas.	39

Figura 32	Frame de vídeo com background filtrado.	40
Figura 33	Frame 2 de vídeo.	40
Figura 34	Vídeos utilizados como exemplo.	41
Figura 35	Simulação da transmissão do vídeo.	44
Figura 36	Processo de codificação RS-CONV.	44
Figura 37	Processo de codificação BCH-LDPC.	45
Figura 38	Captura de tela do vídeo “Crowd run”.	46
Figura 39	BER vs SNR para o esquema de modulação 16-QAM sobre canal AWGN.	48
Figura 40	Diferentes curvas teóricas de taxa de erro de bit por E_b/N_0	49
Figura 41	Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com modulação QPSK.	51
Figura 42	Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com 16-QAM.	52
Figura 43	Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com 64-QAM.	53
Figura 44	PSNR \times Frames para BCH-LDPC sobre canal AWGN	54
Figura 45	SSIM \times Frames para BCH-LDPC sobre canal AWGN	54
Figura 46	PSNR \times Frames para RS-CONV sobre canal AWGN	55
Figura 47	SSIM \times Frames para RS-CONV sobre canal AWGN	56
Figura 48	Representação gráfica	57
Figura 49	Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com QPSK.	59
Figura 50	Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com 16-QAM.	60
Figura 51	Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com 64-QAM.	61
Figura 52	PSNR \times Frames para BCH-LDPC sobre canal Rayleigh	62
Figura 53	SSIM \times Frames para BCH-LDPC sobre canal Rayleigh	62
Figura 54	PSNR \times Frames para RS-CONV sobre canal Rayleigh	63
Figura 55	SSIM \times Frames para RS-CONV sobre canal Rayleigh	64

Lista de tabelas

Tabela 1	Polinômios código de um código cíclico linear $C_{cyc}(7,4)$	14
Tabela 2	Perfil de retardos: Exemplo do <i>ITU-R Pedestrian A Model</i>	31
Tabela 3	Tabela contendo os tamanhos dos vídeos.	42
Tabela 4	Parâmetros das simulações	45
Tabela 5	Paramêtros do canal multipercursos Rayleigh.	45
Tabela 6	Valores de média da PSNR (dB) obtidos para o canal AWGN	56
Tabela 7	Valores de média de SSIM obtidos para o canal AWGN	56
Tabela 8	Valores de média de PSNR (dB) obtidos a partir do frame de referência para o canal AWGN	57
Tabela 9	Aumento (ganho) na média de PSNR obtido pelo BCH-LDPC em relação ao RS-CONV	58
Tabela 10	Aumento (ganho) na média de PSNR obtido pelo BCH-LDPC em relação ao RS-CONV a partir do frame de referência	58
Tabela 11	Valores de média da PSNR (dB) obtidos para o canal Rayleigh	64
Tabela 12	Valores de média de SSIM obtidos para o canal Rayleigh	64
Tabela 13	Valores de média de PSNR obtidos a partir do frame de referência para o canal Rayleigh	65
Tabela 14	Aumento (ganho) na média de PSNR obtido pelo BCH-LDPC em relação ao RS-CONV	65
Tabela 15	Aumento (ganho) na média de PSNR obtido pelo BCH-LDPC em relação ao RS-CONV a partir do frame de referência	65

Lista de abreviaturas e siglas

E_b/N_0 Energia do sinal por bit pela Densidade Espectral de Potência de Ruído

3GPP 3rd Generation Partnership Project

ADSL Asymmetric Digital Subscriber Line

ARQ Automatic Repeat Request

ASK Amplitude Shifting Keying

AWGN Additive White Gaussian Noise

BCH Codificador BCH (Bose, Chaudhuri, Hocquenghem)

BCH-LDPC Codificador BCH concatenado com LDPC

BER Bit Error Rate

CONV Codificador convolucional

DAB-T Digital Audio Broadcasting Terrestrial

DVB-T Digital Video Broadcasting Terrestrial

DVB-T2 Digital Video Broadcasting Terrestrial-2nd Generation

FDM Frequency Division Multiplexing

FEC Forward Error Correction

FSK Frequency Shifting Keying

ICI Interchannel Interference

IP Internet Protocol

ISDB-T Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting

ISI Intersymbol Interference

LDPC Low-density parity-check

LTE Long Term Evolution

MSE Mean Squared Error

OFDM Orthogonal-Frequency Division Multiplexing

PLC Power line communications

PSK Phase Shifting Keying

PSNR Peak Signal to Noise Ratio

QAM Quadrature Amplitude Modulation

QPSK Quadrature phase-shift keying

RS Codificador Reed Solomon

RS-CONV Codificador Reed-Solomon concatenado com convolucional

SPA Algoritmo Soma-Produto (Sum-Product Algorithm)

SSIM Structural Similarity Index

WiMAX Worldwide Interoperability for Microwave Access

Resumo

Dentro do processo de transmissão digital o canal de comunicação pode adicionar uma série de imperfeições na informação transmitida. A fim de melhorar a qualidade na transmissão multimídia digital, várias tecnologias, como DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) e DVB-T2 (Digital Video Broadcasting Terrestrial-2nd Generation) que empregam as técnicas de codificação de canal foram desenvolvidas. Dentro desse contexto, as técnicas de codificação de canal tem grande importância, pois minimizam a probabilidade de erro durante a transmissão da informação. Assim torna-se importante avaliar o desempenho dos codificadores de canal. Esta dissertação realiza uma análise comparativa dos codificadores concatenados RS-CONV e BCH-LDPC, implementados na TV Digital, sobre os canais AWGN e Rayleigh; tanto em termos da BER, bem como em relação a qualidade de vídeo, através das métricas PSNR e SSIM. Nas simulações sobre o canal AWGN o par concatenado BCH-LDPC obteve o melhor desempenho em conjunto com a modulação QPSK, atingindo o valor de BER igual a 0 quando E_b/N_0 é igual a 1 dB. Nas simulações sobre o canal Rayleigh, a associação BCH-LDPC com a modulação QPSK apresentou os melhores resultados, alcançando BER igual a 0 a partir de E_b/N_0 igual a 3 dB. Na avaliação de qualidade de vídeo o par concatenado BCH-LDPC demonstrou uma superioridade em relação ao RS-CONV nos canais estudados, de tal forma que conferiu um aumento (ganho) na média da PSNR em relação ao RS-CONV, que para o canal AWGN foi de aproximadamente 2,2 dB, 6,4 dB e 6,7 dB, respectivamente para QPSK, 16-QAM e 64-QAM. No canal Rayleigh os valores foram aproximadamente de 3,9 dB, 4,2 dB e 1,6 dB, respectivamente para QPSK, 16-QAM e 64-QAM. Para ratificar os resultados, outra análise é realizada para uma determinada faixa do vídeo, apresentando um aumento na média dos resultados do BCH-LDPC em relação ao RS-CONV, que para o canal AWGN foi de 15,8 dB para QPSK; 22,23 dB para 16-QAM e 14,3 dB para 64-QAM. Enquanto para canal Rayleigh o aumento foi de 16,8 dB, 10,3 dB e 1,4 db, respectivamente, para QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

Palavras-chave: Codificação de canal, BCH, LDPC, Reed Solomon, códigos convolucionais, PSNR, SSIM.

Abstract

In the process of digital transmission the communication channel inserts a series of imperfections in the information transmitted. In order to improve the quality of digital multimedia broadcasting, a number of technologies, such as DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) and DVB-T2 (Digital Video Broadcasting Terrestrial-2nd Generation) employing channel coding techniques have been developed. Within this context, channel coding techniques are of great importance because they minimize the probability of error during the transmission of the information. Thus it becomes important to evaluate the performance of the channel encoders. This dissertation performs a comparative analysis of the concatenated RS-CONV and BCH-LDPC encoders (They are implemented in Digital TV) over the AWGN and Rayleigh channels; Both in terms of BER, as well as in terms of video quality through the PSNR and SSIM metrics. In simulations over the AWGN channel the concatenated pair BCH-LDPC obtained the best performance in conjunction with the QPSK modulation, reaching the value of BER equal 0 when E_b/N_0 equals 1 dB. In the Rayleigh channel simulations, the BCH-LDPC association with the QPSK modulation presented the best results, reaching the BER equal 0 from E_b/N_0 equal 3 dB. In the video quality evaluation the BCH-LDPC concatenated pair showed a superiority over the RS-CONV in the studied channels, in such a way that it conferred an increase (gain) on the mean of the PSNR in relation to the RS-CONV, that for the channel AWGN was approximately 2.2 dB, 6.4 dB and 6.7 dB, respectively for QPSK, 16-QAM and 64-QAM. In the Rayleigh channel the values were approximately 3.9 dB, 4.2 dB and 1.6 dB, respectively for QPSK, 16-QAM and 64-QAM. To confirm the results, another analysis is performed for a given band of the video, showing an increase in the mean of the results of the BCH-LDPC in relation to the RS-CONV, which for the AWGN channel was 15.8 dB for QPSK; 22.23 dB for 16-QAM and 14.3 dB for 64-QAM. While for Rayleigh channel the increase was 16.8 dB, 10.3 dB and 1.4 db, respectively, for QPSK, 16-QAM and 64-QAM.

Keywords: channel coding, BCH, LDPC, Reed Solomon, convolutional codes, PSNR, SSIM

1 Introdução

Um canal de comunicação pode apresentar uma série de imperfeições que dificultam a correta interpretação e perfeita reprodução dos sinais transmitidos. No processo de comunicação, o canal insere ruído e promove interferência, o que resulta na degradação da informação transmitida. Assim, dentre os bits recebidos haverão alguns com erros. A quantidade de bits com erro dependerá do nível de ruído e interferência presentes na transmissão. Com o objetivo de proteger o sinal transmitido do ruído e da interferência, utilizam-se técnicas de codificação de canal.

A codificação de canal é muito importante na transmissão de dados em sistemas de comunicação digitais. Os códigos corretores de erros adicionam redundância de tal forma que se possa aumentar a probabilidade de recuperação da informação transmitida, apesar da taxa de dados aumentar, a largura de banda e a potência de transmissão podem ser mantidas pequenas, dado o aumento na confiabilidade proporcionado pela estrutura elaborada das mensagens em sistemas de comunicação e armazenamento modernos. Isto é obtido mediante um maior esforço computacional no transmissor e receptor, o que, contudo, é considerado factível com a tecnologia eletrônica moderna. A codificação de canal então permite que o receptor detecte e corrija erros de transmissão, reduzindo a relação sinal-ruído, a um custo de maior largura de banda ou complexidade de decodificação. A grande vantagem da codificação de canal é portanto melhorar o desempenho do sistema em relação a uma transmissão não codificada(ALTOÉ, 2007).

Os códigos concatenados são uma classe de códigos corretores de erros do estado da arte(SERRATO; O'FARRELL, 2004). Um código concatenado usa dois níveis de codificação, um código interior (ou interno) e um código exterior (ou externo). Existem diversas aplicações que combinam pares de códigos concatenados, como por exemplo os sistemas de TV Digital.

A necessidade de se transmitir informações digitais multimídias através dos meios sem fios tornou-se uma questão muito importante ao longo dos anos, motivada principalmente pela liberdade proporcionada pelas redes sem fio em termos de mobilidade. Várias tecnologias foram desenvolvidas para minimizar os efeitos do canal e atender as necessidades dos usuários, tais como DVB-T(ETSI, 1997) e DVB-T2(EIZMENDI et al., 2014), padrões da TV digital. Nesse contexto, é importante avaliar o desempenho dos sistemas de comunicações digitais em diferentes cenários.

1.1 Objetivo do trabalho

O trabalho visa a análise comparativa através de simulações computacionais entre os codificadores concatenados Reed-Solomon e convolucional representado pela sigla RS-CONV; e código BCH (Bose, Chaudhuri, Hocquenghem) concatenado com LDPC (Low-density parity-check code) representado pela sigla BCH-LDPC, em sistemas OFDM (Orthogonal-Frequency Division Multiplexing) através de canais AWGN (Additive White Gaussian Noise) e com multipercursos. Para isso, várias curvas de BER (taxa de erro de bit) por E_b/N_0 foram levantadas. A métrica que avalia a relação sinal-ruído de pico (PSNR: Peak Signal-to-Noise Ratio) e a que mede similaridade estrutural (SSIM: Structural SIMilarity) foram computadas, essas métricas são amplamente utilizadas na literatura para a avaliação da qualidade dos vídeos processados ou transmitidos. Esta dissertação ao contrário da maioria dos trabalhos encontrados na literatura promove uma análise temporal da qualidade de vídeo em ultra resolução (4k).

Os pares RS-CONV e BCH-LDPC são implementados, respectivamente, nas normas DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial)(ETSI, 1997) e DVB-T2 (Digital Video Broadcasting Terrestrial-2nd Generation)(EIZMENDI et al., 2014), que definem os padrões de códigos corretores de erro e modulação usados na transmissão da TV digital. O Sistema Brasileiro de Televisão Digital (conhecido também como ISDB-Tb) é baseado no padrão japonês ISDB-T, que é uma evolução do DVB-T, e portanto ainda utiliza o par RS-CONV, já substituído pelo BCH-LDPC no DVB-T2, assim futuramente esta substituição também poderá ocorrer na TV digital do Brasil.

1.2 Descrição do trabalho

Este trabalho, com exceção do Capítulo 1 que é de caráter introdutório, é organizado da seguinte maneira:

- O Capítulo 2 apresenta os conceitos de transmissão digital, codificação de canal, mais especificamente, os códigos de blocos lineares LDPC, BCH, e códigos convolucionais.
- No Capítulo 3 encontra-se os fundamentos teóricos referentes aos sistemas OFDM, bem como uma abordagem sobre os canais utilizados no trabalho.
- O Capítulo 4 é dedicado ao padrão H.264. Inicia com uma breve definição de compressão de vídeo, em seguida apresenta e conceitua o padrão H.264 de compressão de vídeo digital.
- O Capítulo 5 é composto pelas as simulações e resultados obtidos no trabalho. Com as seguintes principais Seções: A Seção 5.3 é uma pequena descrição das princi-

país métricas utilizadas. As próximas Seções 5.4 e 5.5 tratam, respectivamente, dos resultados referentes ao canal AWGN e canal com multipercursos Rayleigh

- O Capítulo 6 trata da conclusões referentes aos resultados obtidos no Capítulo 5

1.3 Trabalhos correlatos

Os sistemas de comunicações digitais possuem grande importância no cotidiano das sociedades modernas, pois são aplicados nas mais diversas áreas. Assim, promover uma análise de desempenho dos sistemas de comunicações digitais em diversas configurações e cenários tornou-se uma importante tarefa. Nesse contexto, a BER é uma métrica bastante utilizada para a avaliação de desempenho de sistemas digitais.

Muitos trabalhos têm como métrica principal a BER, tal como em (KHAN; PAL; JOSE, 2015) que avalia o desempenho de transmissão em sistemas OFDM através da BER x SNR em três canais diferentes: AWGN, canal com multipercursos Rayleigh e Rice com três esquemas de modulação diferentes: BPSK, QPSK e QAM. De forma semelhante em (SRIVASTAVA; LAL, 2017), mede o desempenho em termos da BER nos esquemas de modulação M-FSK, M-PSK and M-PAM sobre os canais AWGN e com multipercursos. Outros estudos na mesma linha de análise da BER sobre estes canais podem ser encontrados em (USHA; NATARAJ, 2015), (SANYAL, 2013), (VARADE; KULAT, 2012) e (AHMED; ALI; SARKAR, 2012).

Em relação à qualidade de vídeo provida ao usuário, Nurellari (2012) foca na análise de desempenho da BER e de PSNR nas transmissões de uma única imagem nos sistemas DVB-T2, DVB-S2 e IEEE 802.16e usando o codificador LDPC em cenários com canais AWGN e Rayleigh. Outra pesquisa focada na qualidade de vídeo entregue ao usuário encontra-se em (YIM; BOVIK, 2011), onde há uma análise de desempenho do serviço de *streaming* de vídeo em redes baseadas em IP (Internet Protocol) em diferentes cenários.

2 Codificação de canal

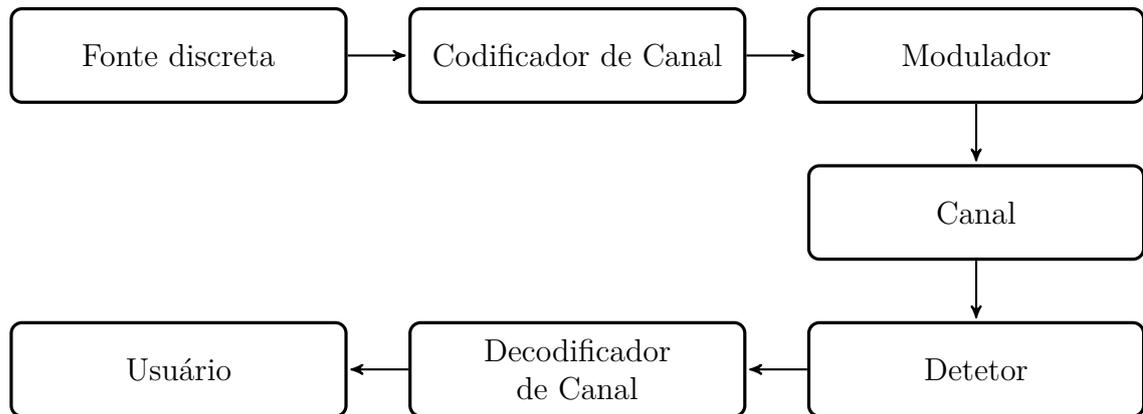
2.1 Considerações iniciais

Os Sistemas digitais estão cada vez mais disseminados na sociedade moderna, sendo utilizados em sistemas computacionais para contabilidade, na engenharia e atividades ligadas ao entretenimento, controlam chamadas telefônicas, permitem a criação de sessões de navegação web, controlam o clima e ambiente, estão envolvidos em transações comerciais, nas comunicações, nos transportes, no tratamento médico, além de diversos dispositivos eletrônicos que na sua maioria são digitais, dentre outras aplicações(DALLY; POULTON, 2008). Este Capítulo descreverá o processo de transmissão digital, dando ênfase às técnicas de codificação de canal utilizadas neste trabalho.

2.2 Conceituação

Um sistema de comunicação digital tem como objetivo transferir dados de uma fonte de informação para um determinado destino de forma confiável, permitindo que a informação original possa ser recuperada a partir da mensagem recebida. Para que a transmissão seja efetuada com alta confiabilidade, várias técnicas de processamento digital de sinais foram desenvolvidas. A Figura 1 exibe o modelo simplificado de sistema de comunicação digital que utiliza as técnicas de codificação de canal. A informação é gerada pela fonte discreta que converte uma seqüência de símbolos de informação em uma seqüência de símbolos codificados com o objetivo de reduzir a redundância contida na informação a ser transmitida, para que a transmissão possa ser eficiente é necessário uma representação binária da seqüência de símbolos da fonte com uma menor quantidade de bits possível, em outras palavras, busca-se uma representação eficiente da saída da fonte que resulte em pouca ou nenhuma redundância, assim pode-se definir que a codificação de fonte é o processo que visa reduzir o máximo possível a informação redundante da seqüência de informação em sua saída, seqüência esta obtida a partir do processamento do sinal de entrada. A seqüência de dígitos binários do codificador de fonte chamada de *seqüência de informação* é então repassada ao codificador de canal(PROAKIS, 1995).

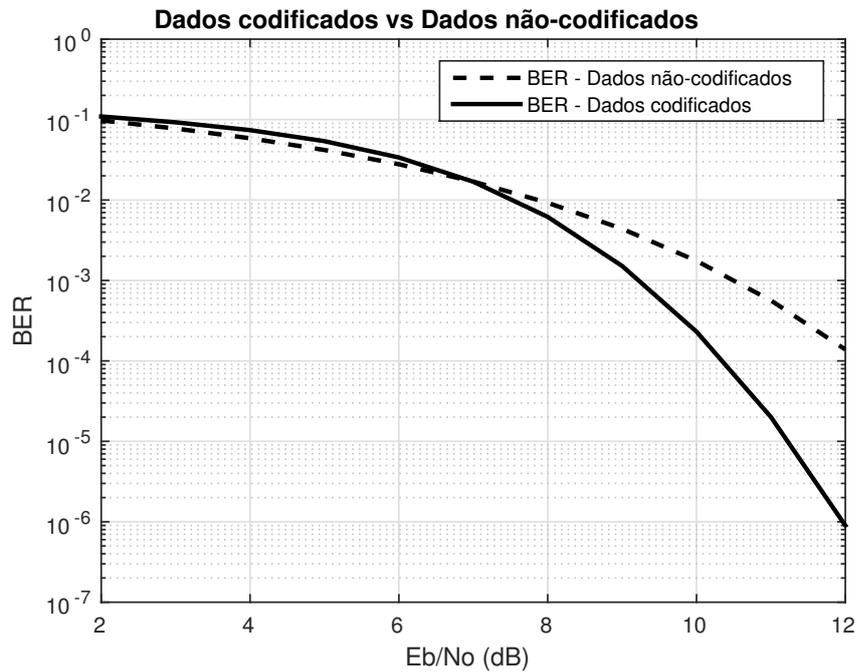
Figura 1 – Modelo simplificado de sistema de comunicação digital.



Fonte: HAYKIN (2004)

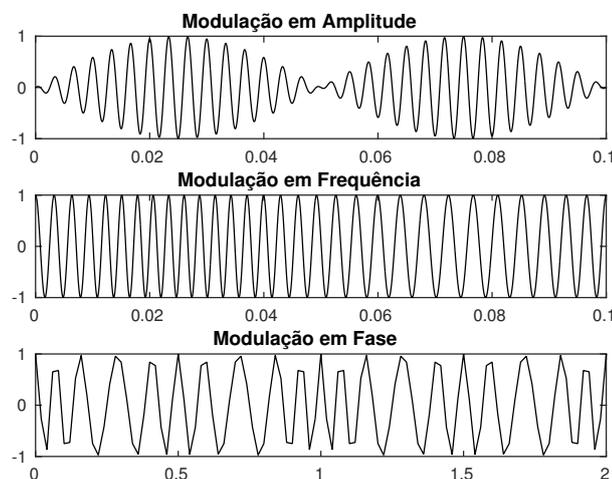
O codificador de canal recebe os bits de mensagem e adiciona redundância. O princípio básico da codificação de canal, também conhecida por codificação e controle de erros (códigos corretores de erros), é a adição de redundância à informação com o objetivo de detectar e corrigir erros que possam ocorrer no processo de gravação ou transmissão de dados. Desta forma, os códigos corretores de erros permitem a recuperação da informação original com uma probabilidade de erro pequena. A redundância será utilizada pelo decodificador de canal para verificar quais bits de mensagem foram efetivamente enviados. O efeito do ruído de canal deve ser minimizado, ou seja, diminuir o número de erros entre a entrada do codificador e a saída do decodificador de canal (HAYKIN, 2004). Como forma de ilustrar a redução do efeito do ruído promovido pelas técnicas de codificação de canal, a Figura 2 apresenta o comportamento da BER (5.3.1) para dados codificados (utilizando o codificador Reed-Solomon) e não-codificados, onde nota-se que a partir de, aproximadamente, 7 dB de E_b/N_0 (descrito na Seção 5.3.3), os valores de taxa de erro dos dados codificados são bem menores do que dos dados não-codificados.

Figura 2 – Comportamento da BER de dados codificados e não-codificados.



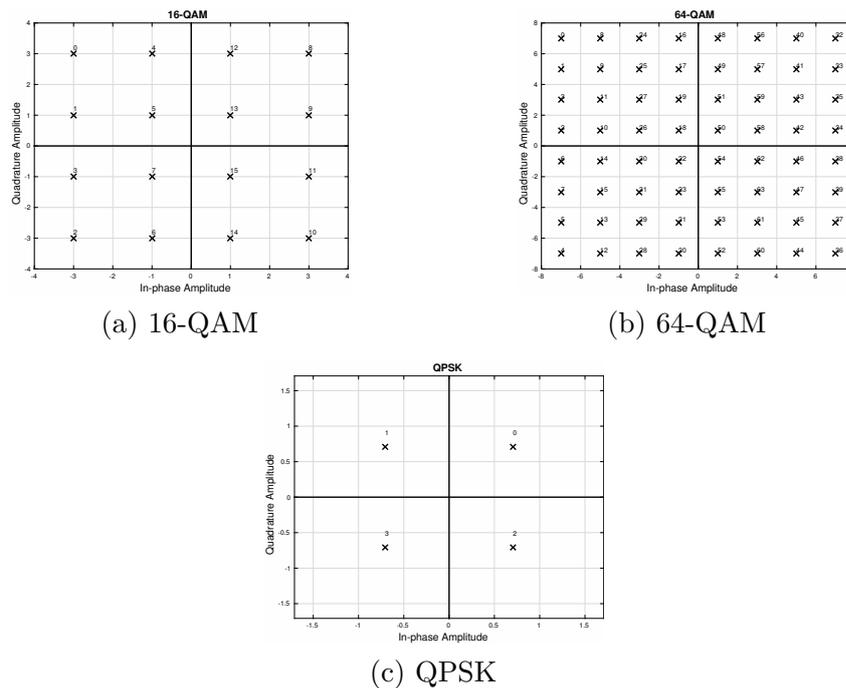
Uma outra etapa presente no processo de transmissão de um sistema digital é a modulação, realizada pelo “Modulador” da Figura 1. A modulação é a técnica onde as características da portadora (sinal que é modulado) são modificadas com a finalidade de transmitir as informações, sendo feitas as alterações combinadas de frequência, amplitude ou fase, conforme observado na Figura 3.

Figura 3 – Portadoras senoidais e suas alterações de frequência, amplitude e fase.



As principais modulações digitais utilizadas são ASK (Amplitude Shifting Keying), PSK (Phase Shifting Keying), FSK (Frequency Shifting Keying) e a QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Mais especificamente, o objetivo da modulação digital é transferir um fluxo de bits digital através de um canal analógico. A Figura 4 apresenta as constelações das modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

Figura 4 – Constelações das modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM.



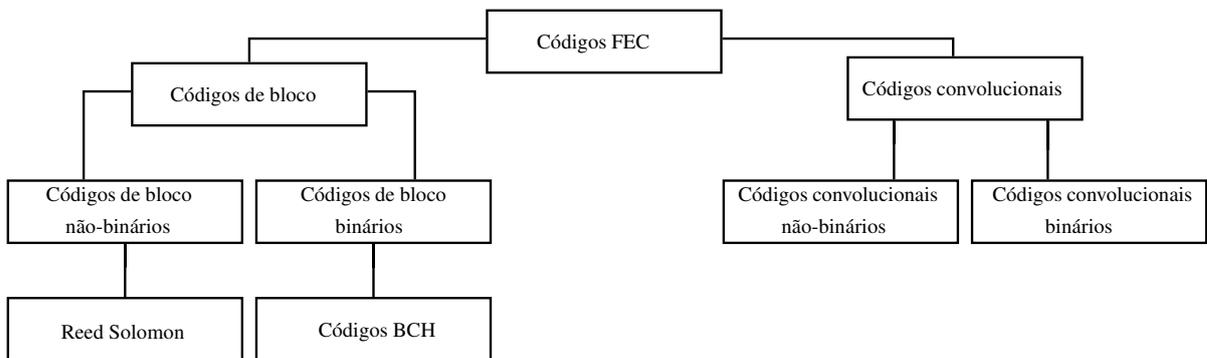
É possível encontrar os sistemas de codificação e controle de erros em qualquer sistema de comunicação digital, como na TV digital e nas comunicações móveis. Outra aplicação é nos sistemas de armazenamento em disco e em fitas magnéticas. As técnicas de codificação também são usadas nas memórias de semicondutores.

O campo da codificação de canal foi iniciado com teorema de Shannon, proposto em 1948, O que mostra que a capacidade do canal limita a quantidade de informação que pode ser transmitida de forma confiável através de um canal de comunicação com ruído. Após esses resultados, a busca por esquemas de codificação práticos que pudessem se aproximar da capacidade do canal tornou-se um dos principais objetivos dos pesquisadores. Diferentes tipos de códigos foram propostos para a melhoria de desempenho, considerando-se a relação entre a complexidade de codificação e a taxa de erro(SI et al., 2015). Primeiramente, surgiram os códigos de caráter algébrico que incluíam os códigos de Hamming(HAMMING, 1950), códigos de Golay(SI et al., 2015), códigos Reed-Muller(MULLER, 1954), códigos Reed-Solomon(WICKER; BHARGAVA,

1994) e outros(MACWILLIAMS; SLOANE, 1977). Posteriormente, surgiu a codificação probabilística, dentro dessa linha tem-se códigos convolucionais e códigos concatenados, além dos códigos turbo(BERROU; GLAVIEUX, 1996) e os códigos LDPC (Low-density parity-check)(MACKAY, 1999).

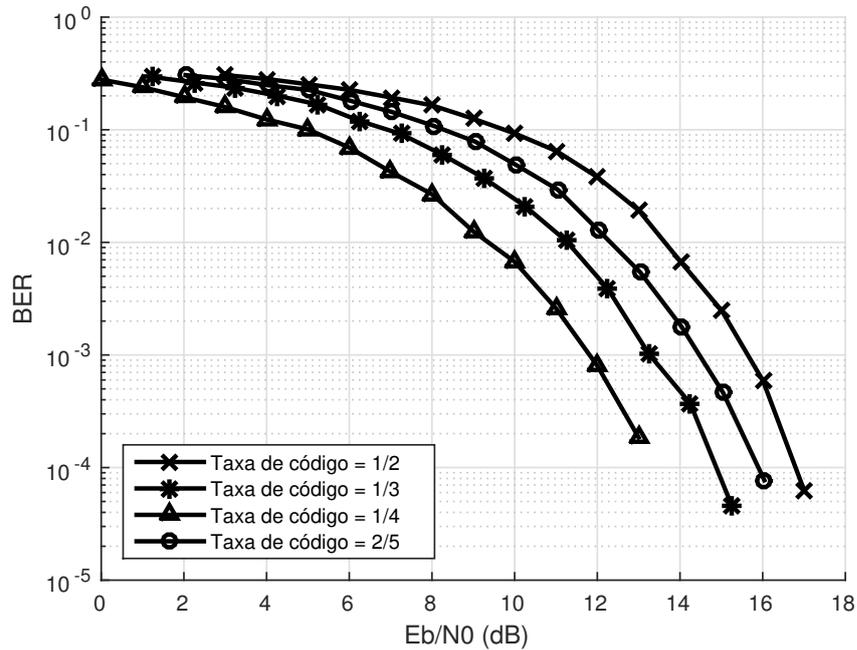
Existem dois tipos de técnicas de codificação de canal: ARQ (Automatic Repeat Request) e FEC (Forward Error Correction)(HAYKIN, 2004). As técnicas FEC utilizam a redundância para detectar e corrigir os erros que ocorreram durante a transmissão. Um dos parâmetros mais importantes dos códigos FEC é a taxa de código (ou taxa de informação), é geralmente apresentado na forma k/n , o que significa que para cada k bits de informação útil, o codificador gera n bits de informação, dos quais $n-k$ são redundantes. A Figura 5 apresenta a classificação dos códigos FEC.

Figura 5 – Classificação dos códigos FEC.



A taxa de código define a quantidade de redundância portanto interfere diretamente no desempenho do sistema, assim quanto maior for a quantidade de redundância adicionada à informação menor será a taxa de codificação. De um modo geral, quanto menor for a taxa de codificação maior será a capacidade de correção de erros do código. Logo, o aumento da capacidade de correção está diretamente relacionado com a quantidade de redundância acrescentada à informação, conforme o exemplo da Figura 6 em que vários valores de taxas de código resultam em diferentes curvas de BER por E_b/N_0 .

Figura 6 – Codificação LDPC com várias taxas de código.

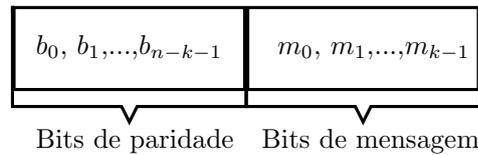


Já as técnicas do tipo ARQ também utilizam a redundância, mas apenas para a detecção de erros, assim que um erro é identificado em uma palavra-código, o receptor solicita que a mesma seja retransmitida, desta forma para este tipo de técnica há a necessidade de um canal de retorno. Dentre os diversos códigos corretores existentes podemos classificá-los como *códigos de bloco* e *códigos convolucionais* (LIN; COSTELLO, 1983).

2.3 Códigos de blocos lineares

O codificador de bloco linear divide a informação em mensagens de k bits cada. Este bloco de mensagem é representado por um vetor binário $m = (m_1, m_2, \dots, m_k)$ de k bits, chamado de *mensagem*. Assim 2^k mensagens diferentes são possíveis para um código de bloco linear. Para cada bloco de mensagem o codificador de bloco linear (n, k) adiciona $n - k$ bits de redundância relacionados algebricamente com a mensagem, ao final tem-se blocos codificados de n bits, chamados de palavras-código. O conjunto de 2^k palavras-código de tamanho n é chamado de código de bloco linear (n, k) . Os $n - k$ bits de redundância são chamados de bits de verificação de paridade. A Figura 7 representa a estrutura de uma palavra-código formada por dois vetores m e b . O vetor m contém os bits de mensagem enquanto que o b os bits de verificação de paridade.

Figura 7 – Estrutura da palavra-código.



Fonte: HAYKIN (2004)

Pode-se estabelecer então um vetor código c :

$$c = [b \ : \ m] \quad (2.1)$$

O vetor c é produzido através da equação 2.2 denominada de equação geradora.

$$c = mG \quad (2.2)$$

onde G é a matriz geradora de dimensão k por n com a seguinte definição:

$$G = [P \ : \ I_k] \quad (2.3)$$

Onde P é a matriz coeficiente k por $(n - k)$ e I_k a matriz identidade k por k . Outra expressão (equação 2.4) importante é a que define a matriz H de verificação de paridade de dimensão $(n - k)$ por n .

$$H = [I_{n-k} \ : \ P^T] \quad (2.4)$$

Realizando-se a multiplicação de H por G transposto, obtêm-se:

$$\begin{aligned}
 HG^T &= [I_{n-k} \ : \ P^T] \begin{bmatrix} P^T \\ \dots \\ I_k \end{bmatrix} \\
 &= P^T + P^T
 \end{aligned} \quad (2.5)$$

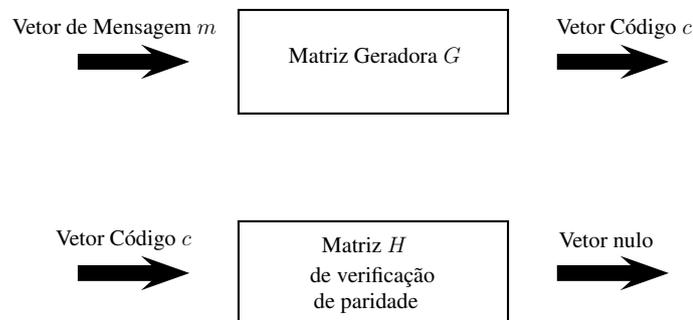
onde $P^T + P^T = 0$ em aritmética módulo 2, sendo 0 uma matriz nula. Então ao se multiplicar os dois lados da equação 2.2 por H^T , o resultado será uma matriz nula,

conforme pode ser visto na equação

$$\begin{aligned} cH^T &= mGH^T \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

A equação geradora 2.2 e a equação 2.6 de verificação de paridade são fundamentais para a descrição e operação de um código de bloco linear. Resumidamente as duas equações são representadas pela Figura 8.

Figura 8 – Representação em diagrama de blocos das equações geradora e de verificação de paridade.



Fonte: HAYKIN (2004)

Enquanto a matriz G é usada no processo de codificação no transmissor. A matriz H de verificação de paridade é usada no receptor para o processo de decodificação (Figura 8). Se considerarmos que um vetor código c foi enviado por um canal com ruído e que um vetor r seja recebido no receptor. O vetor r pode ser expresso como:

$$r = c + e \quad (2.7)$$

O vetor e é denominado de *vetor erro* ou *padrão de erro*. O receptor terá a tarefa de decodificar o vetor c a partir de r . O algoritmo responsável por essa decodificação, inicialmente calcula um vetor chamado de *vetor síndrome de erro* ou simplesmente de *síndrome* (HAYKIN, 2004).

Dado um vetor recebido r , a síndrome correspondente pode ser calculada da seguinte forma:

$$S = rH^T \quad (2.8)$$

Pode-se definir as seguintes etapas do processo de decodificação de um bloco linear:

1. Cálculo da síndrome S a partir do vetor recebido r
2. Dentro do conjunto complementar (as 2^{n-k} linhas do arranjo-padrão, exemplificado pela Figura 9) caracterizado pela síndrome S , identifica-se o conjunto complementar principal (padrão de erro com maior probabilidade de ocorrência) e denomina-se de e_0 ;
3. Cálculo do vetor código decodificado de r , como:

$$c = r + e_0 \tag{2.9}$$

Figura 9 – Arranjo-padrão de um código de bloco linear (n, k) .

$c_1 = 0$	c_2	c_3	...	c_j	...	c_{2^k}
e_2	$c_2 + e_2$	$c_3 + e_2$...	$c_j + e_2$...	$c_{2^k} + e_2$
e_3	$c_2 + e_3$	$c_3 + e_3$...	$c_j + e_3$...	$c_{2^k} + e_3$
\vdots	\vdots	\vdots		\vdots		\vdots
e_j	$c_2 + e_j$	$c_3 + e_j$...	$c_j + e_j$...	$c_{2^k} + e_j$
\vdots	\vdots	\vdots		\vdots		\vdots
$e_{2^{n-k}}$	$c_2 + e_{2^{n-k}}$	$c_3 + e_{2^{n-k}}$...	$c_j + e_{2^{n-k}}$...	$c_{2^k} + e_{2^{n-k}}$

Fonte: HAYKIN (2004)

2.3.1 Códigos cíclicos

São uma subclasse de códigos de blocos lineares. Um código binário é um código cíclico se possuir as duas propriedades fundamentais(HAYKIN, 2004):

- Propriedade da linearidade: a soma de duas palavras-código quaisquer do código também é uma palavra-código.
- Propriedade cíclica: qualquer deslocamento cíclico de uma palavra-código também é uma palavra-código

A propriedade cíclica pode ser expressa pela seguinte notação polinomial:

$$c^{(i)}(X) = X^i c(X) \text{ mod } (X^n + 1) \tag{2.10}$$

Dado que se $c(X)$ é um polinômio de código então $c^{(i)}(X)$ também é um polinômio código para qualquer deslocamento cíclico i . Onde *mod* refere-se a *módulo* que é o resto da divisão inteira por $X^n + 1$ e $c(X)$ é o polinômio código definido como:

$$c(X) = c_0 + c_1X + c_2X^2 + \dots + c_{n-1}X^{n-1} \tag{2.11}$$

c_0, c_1, \dots, c_{n-1} são os elementos de uma palavra-código. Sendo a relação entre o polinômio deslocado $c^{(i)}(X)$ e o polinômio de código original $c(X)$ definida como:

$$X^i c(X) = q(X)(X^n + 1) + c^{(i)}(X) \quad (2.12)$$

Dentre todos os polinômios código pertencente a um dado código cíclico $C_{cyc}(n, k)$ haverá um polinômio de grau mínimo r (MOREIRA, 2006). A expressão para um polinômio de grau mínimo não-nulo de um código cíclico $C_{cyc}(n, k)$ é dado por:

$$g(X) = 1 + g_1X + \dots + g_{r-1}X_{r-1} + X_r \quad (2.13)$$

Uma importante propriedade da codificação e decodificação de códigos cíclicos determina que um polinômio de código $c(X)$ é um múltiplo do polinômio de grau mínimo não-nulo $g(X)$, conforme a equação 2.14.

$$\begin{aligned} c(X) &= m_0g(X) + m_1Xg(X) + \dots + m_{n-r-1}X^{n-r-1}g(X) \\ c(X) &= (m_0 + m_1X + \dots + m_{n-r-1}X^{n-r-1})g(X) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Como o grau r de um polinômio mínimo não-nulo também representa número de bits de redundância que são adicionados à mensagem, $g(X)$ pode então ser expresso da seguinte forma:

$$g(X) = 1 + g_1X + \dots + g_{n-k-1}X^{n-k-1} + X^{n-k} \quad (2.15)$$

Dado que $r = n - k$. Em código cíclico linear $C_{cyc}(n, k)$ haverá um único polinômio de código de grau mínimo não-nulo e quaisquer outros polinômios pertencentes ao código serão múltiplos deste polinômio, conforme a equação 2.16.

$$c(X) = m(X)g(X) = (m_0 + m_1X + \dots + m_{k-1}X^{k-1})g(X) \quad (2.16)$$

Onde m_i para $i = 0, 1, 2, \dots, k - 1$, representam os bits do vetor de mensagem.

Um exemplo de código cíclico $C_{cyc}(7, 4)$ gerado pelo polinômio $g(X) = 1 + X + X^3$, tendo como vetores mensagens $m_0 = (0000)$, $m_1 = (1000)$, $m_2 = (0100)$ e $m_3 = (1100)$ é apresentado na Tabela 1.

Tabela 1 – Polinômios código de um código cíclico linear $C_{cyc}(7, 4)$

Mensagem m	Vetor código c	Polinômios código $c(X)$
0000	0000000	$0 = 0g(X)$
1000	1101000	$1 + X + X^3 = 1g(X)$
0100	0110100	$X + X^2 + X^4 = Xg(X)$
1100	1011100	$1 + X^2 + X^3 + X^4 = (1 + X)g(X)$

O vetor recebido r tem a seguinte representação polinomial:

$$r(X) = r_0 + r_1X + r_2X^2 + \cdots + r_{n-1}X^{n-1} \quad (2.17)$$

Então para se calcular a síndrome é necessário dividir o polinômio da equação 2.17 por $g(X)$, resultando na equação 2.18.

$$r(X) = q(X)g(X) + S(X) \quad (2.18)$$

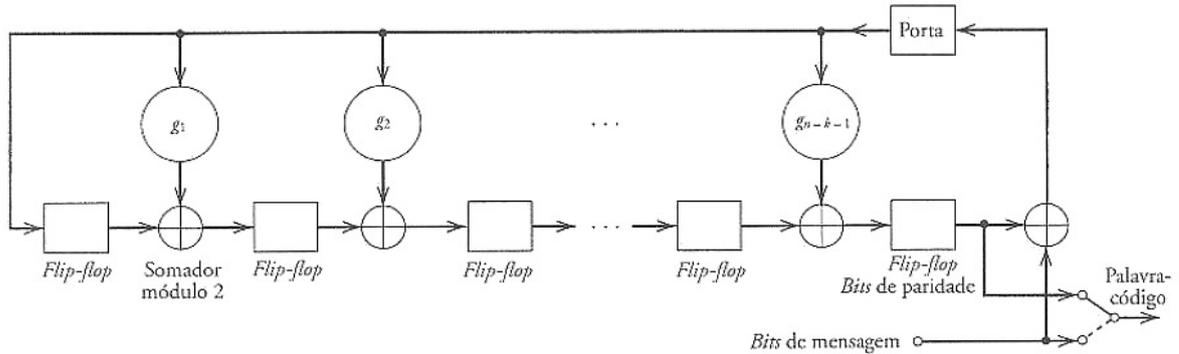
Dado que um polinômio código é múltiplo de $g(X)$ então se o resto for zero o polinômio recebido r é um polinômio código, caso contrário o polinômio recebido não pertence ao código (MOREIRA, 2006). Onde a síndrome é expressa por:

$$S(X) = s_0 + s_1X + \cdots + s_{n-k-1}X_{n-k-1} \quad (2.19)$$

Resumidamente, o procedimento de codificação para um código cíclico (n, k) envolve três passos:

- Multiplicação do polinômio mensagem $m(X)$ por X^{n-k}
- Divisão de $X^{n-k}m(X)$ pelo polinômio gerador $g(X)$ para obter $b(X)$
- Adição de $b(X)$ a $X^{n-k}m(X)$ para formar o polinômio de código desejado.

Esses três passos podem ser implementados por meio do codificador representado pela Figura 10, que consiste em um *registrador de deslocamento com realimentação linear* de $(n - k)$ etapas. As caixas na Figura 10 representam os *flip-flops*. Além dos *flip-flops* (dispositivos que armazenam os estados “0” e “1”), também há a presença de outros dispositivos, como os *somadores* (representados por círculos com o símbolo “+” em seus interiores), os quais realizam as somas módulo 2 de suas respectivas entradas. E por último, os *multiplicadores* que realizam a operação de multiplicação de suas respectivas entradas pelos os coeficientes associados.

Figura 10 – Codificador para um código cíclico (n, k) .

Fonte: HAYKIN (2004)

2.3.2 LDPC

LDPC (Low-density parity-check code ou Códigos de verificação de paridade de baixa densidade, em Português) é uma classe de códigos corretores de erros proposta por Gallager em 1962 e depois na sua tese de doutorado em 1963. O esforço computacional exigido no método iterativo de decodificação era muito grande para a tecnologia da época, entretanto com o aparecimento dos Códigos turbo em 1993 e a retomada do trabalho de Gallager por R. M. Tanner é que os códigos LDPC ganharam novo impulso (GUIMARÃES, 2013). Atualmente os códigos LDPC são, juntamente com os códigos turbo, os códigos corretores de erros com melhor desempenho (principalmente os códigos LDPC irregulares) pois se aproximam mais do limite de Shannon. A construção de código proposta por Gallager permitiu-lhe demonstrar as principais propriedades destes códigos: a probabilidade de erro diminui exponencialmente com o aumento do comprimento do bloco de código e a distância mínima do código também aumenta com o aumento do comprimento do código (MOREIRA, 2006).

Os códigos LDPC são códigos de blocos com matrizes (esparsas) de verificação de paridade que contêm um número pequeno de elementos diferentes de zero. Cada linha da matriz H de verificação de paridade corresponde a uma equação de verificação de paridade e cada coluna de H corresponde a um bit na palavra-código. A entrada (j, i) de H é 1 se i -ésimo bit da palavra-código estiver incluído na j -ésima equação de verificação de paridade. Para que um vetor c seja uma palavra-código válida em um código com uma matriz H de verificação de paridade deve satisfazer a seguinte equação (JOHNSON, 2009):

$$Hc^T = 0 \pmod{2} \quad (2.20)$$

Onde 0 é um vetor nulo e c^T transposto de c .

Baseado na distribuição dos elementos não-nulos por linha e por coluna da matriz H , pode-se classificar os códigos LDPC em dois grupos: os regulares e os irregulares (GUIMARÃES, 2013).

2.3.2.1 Códigos regulares e irregulares

Um código LDPC regular é definido como o espaço nulo de uma matriz de verificação de paridade H de dimensão $M \times N$, onde cada linha e coluna possuem valores dos pesos constantes. Os valores dos pesos W_c (coluna) e W_r (linha) são muito pequenos se comparados ao comprimento do código, por isso diz-se que a matriz de verificação de paridade é de baixa densidade, ou seja, os pesos nas linhas e colunas são bem menores que o tamanho do código N . O exemplo 2.21 apresenta uma matriz de verificação de paridade com $W_c = 2$ e $W_r = 3$. Os códigos LDPC também podem apresentar matrizes de verificação de paridade com valores variáveis dos pesos das linhas e colunas. Nestes casos os códigos são denominados de irregulares. Para códigos LDPC irregulares define-se a fração de colunas com peso i e denotada por v_i e a fração de linhas com peso i e denotada por h_i . Assim o par (v, h) onde $v = [v_1 \ v_2 \ v_3 \ \dots]$ e $h = [h_1 \ h_2 \ h_3 \ \dots]$ é chamado de grau de distribuição do código.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

A Figura 2.22 apresenta uma matriz de verificação de paridade irregular com grau de distribuição $v_1 = 1/2, v_2 = 1/3, v_3 = 1/6, h_3 = 2/3$ e $h_4 = 1/3$.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Um código LDPC regular terá:

$$MW_r = NW_c \quad (2.23)$$

A equação 2.23 expressa a quantidade de símbolos 1 que um código LDPC regular possui, ou seja, o número de elementos não-nulos presentes em H . Da mesma forma, para

um código irregular:

$$M \left(\sum_i h_i i \right) = N \left(\sum_i v_i i \right) \quad (2.24)$$

A densidade da matriz H , denotada por r , é definida como a razão entre o número de elementos não-nulos e o número total de elementos na matriz H . Como o número total de elementos na matriz H é $M \cdot N$, a densidade de H é dada por:

$$\frac{M \cdot w_r}{M \cdot N} = \frac{w_r}{N} = \frac{N \cdot w_c}{M \cdot N} = \frac{w_c}{M} \quad (2.25)$$

A taxa pode ser calculada como:

$$r = \frac{K}{N} = \frac{N - m}{N} = \frac{N - Nw_c/w_r}{N} = 1 - \frac{w_c}{w_r} \quad (2.26)$$

A equação 2.26 refere-se a taxa para códigos LDPC regulares. Para irregulares é a expressão encontrada em 2.27.

$$r = \frac{K}{N} = 1 - \frac{\sum_i v_i i}{\sum_i h_i i} \quad (2.27)$$

A taxa de código LDPC é muitas vezes dada como :

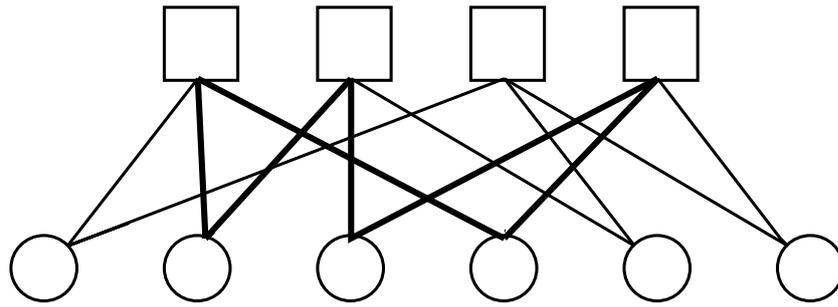
$$r \approx 1 - \frac{w_c}{w_r} \quad (2.28)$$

ou

$$r \approx 1 - \frac{\sum_i v_i i}{\sum_i h_i i} \quad (2.29)$$

Diversas classes de códigos corretores de erros podem ser representadas graficamente de forma conveniente. Muitas vezes as matrizes de verificação de paridade dos códigos LDPC são representadas por gráficos de Tanner. A Figura 11 apresenta um exemplo de gráfico de Tanner.

Figura 11 – Exemplo de gráfico de Tanner.



Fonte: Johnson (2009)

2.3.3 BCH

BCH (*Bose, Chaudhuri, Hocquenghem*) são uma classe de códigos de blocos lineares e cíclicos. Podem ser concebidos para qualquer valor de capacidade de correção t , devido a isto podem ser considerados como uma generalização dos códigos de Hamming (MOREIRA, 2006). Os códigos BCH são usados em aplicações como: transmissões via satélite, leitores de discos compactos, DVDs, unidades de disco e códigos de barras.

Os códigos BCH binários foram descobertos por Hocquenghem em 1959 e independentemente por Bose e Chaudhuri, em 1960. Os códigos BCH binários mais comuns, conhecidos como códigos *BCH primitivos*, são caracterizados por quaisquer números inteiros m positivos (iguais ou maiores do que 3) e t (menores do que $(2^m - 1)/2$) pelos seguintes parâmetros:

- Tamanho do bloco: $n = 2^m - 1$
- Número de bits de mensagem: $k \geq n - mt$
- Distância mínima: $d_{min} \geq 2t + 1$

O primeiro algoritmo de decodificação para códigos binários BCH foi desenvolvido por Peterson em 1960. Desde então, esse algoritmo foi sendo generalizado e refinado por Gorenstein e Zierler, Chien, Forney, Berlekamp, Massey e Burton. Entre todos os algoritmos decodificadores dos códigos BCH, o algoritmo iterativo de Berlekamp e o de busca de Chien são os mais eficientes. Entre os códigos BCH não-binários, a subclasse mais importante é a classe dos códigos Reed-Solomon (RS).

2.3.4 Reed Solomon

Os códigos Reed-Solomon (RS) são uma classe de códigos de blocos lineares, cíclicos não-binários (MOREIRA, 2006). São uma importante sub-classe de códigos *BCH não-binários*. Um código Reed Solomon RS(n,k) consiste da mensagem original mais os símbolos de paridade de tamanho $2t$, sendo a capacidade de correção de erros intimamente relacionada com os bits de paridade, no caso a metade desse valor, ou seja, com o valor de correção de t de erros.

Como dito anteriormente, um código Reed Solomon é um código de bloco linear, ao se adicionar duas palavras-código irá se produzir uma outra palavra-código, mas também é cíclico pois ao se deslocar ciclicamente uma palavra-código irá se produzir uma outra palavra do código (HAYKIN, 2004).

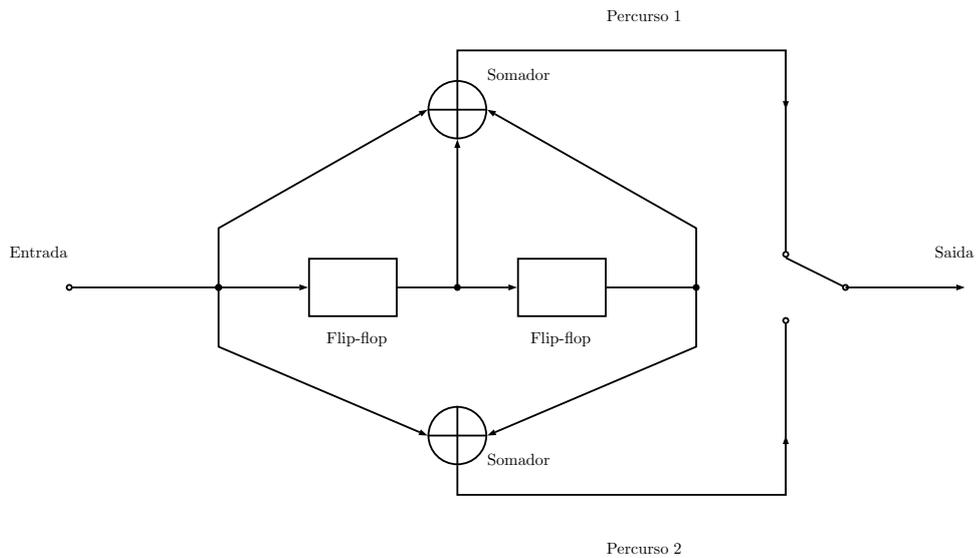
Os Códigos RS encontram-se entre os códigos mais poderosos no que diz respeito à capacidade de correção de erro, sendo largamente utilizados em muitos sistemas digitais tais como: Comunicações de missões espaciais, CDs, DVDs, aDSL, WiMAX, DVB, QRCode e sistemas RAID 6 e sistemas de telecomunicações como DWDM.

2.4 Códigos convolucionais

Diferente da codificação em bloco, a saída do codificador convolucional não está no formato de blocos, mas está na forma de uma sequência codificada gerada a partir de uma sequência de informação de entrada (MOREIRA, 2006). O codificador gera a redundância através de *convoluções*. A redundância na sequência codificada é utilizada pelo decodificador para determinar quais foram as sequências de mensagens enviadas, mediante a ação de correção de erros. Assim neste tipo de código corretor de erro, um conjunto de m símbolos são transformados em um conjunto de n símbolos.

Um código convolucional consiste de todo o conjunto de sequências codificadas, onde existe uma relação de um para um entre as sequências de mensagens e sequências codificadas. O codificador convolucional pode ser visto como uma máquina de estados possuindo registradores de deslocamento, somadores e um multiplexador. A Figura 12 exibe um codificador convolucional cuja taxa de código é igual a $1/2$.

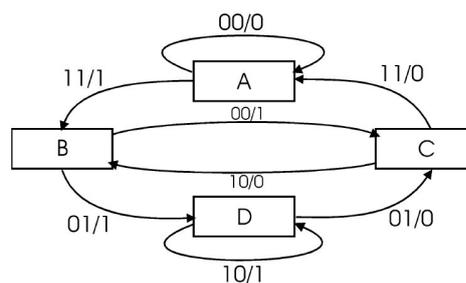
Figura 12 – Codificador Convolutacional com comprimento de restrição 3 e taxa 1/2.



Fonte: HAYKIN (2004)

Existem diversos algoritmos para a decodificação de códigos convolucionais. Para valores de k relativamente pequenos geralmente é usado o algoritmo de Viterbi, pois ele oferece a melhor performance do ponto de vista probabilístico. O algoritmo de Viterbi acha a transição entre estados mais provável em uma diagrama de estados, dada uma seqüência de símbolos. Este método de codificação é útil para a transmissão de dados em canais ruidosos. Com cada seqüência de símbolo recebida com ruído, o algoritmo de Viterbi recursivamente encontra a transição mais provável entre os estados (PACHECO, 2002). As transições de estados finitos são sinais gerados a partir de um diagrama de estados finitos, como da Figura 13. Estas transições são chamadas de x/y , onde x é um número de dois bits que representa o símbolo de saída enviado ao canal de comunicação e y representa o dígito binário (PACHECO, 2002).

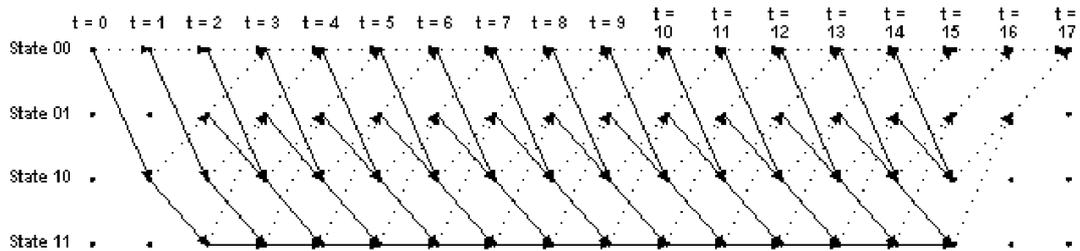
Figura 13 – Máquina de Estados do Viterbi.



Fonte: Pacheco (2002).

Para visualizar a transição de um estado para outro, um outro tipo de diagrama é frequentemente usado, este diagrama equivalente indexado pelo tempo é chamado de treliça (PACHECO, 2002). Um exemplo de treliça está presente na Figura 14.

Figura 14 – Exemplo de Treliça.



Fonte: Pacheco (2002).

O algoritmo de Viterbi utiliza um conjunto de métricas associada a cada transição de símbolo. O método usado para calcular estas distâncias locais depende da representação dos dados recebidos. Se o dado é representado através de um bit único, refere-se na literatura como *hard decision* e a distância Hamming é empregada.

Quando o dado é representado através de múltiplos bits é chamada de *soft decision* e a distância Euclidiana é usada. Ou seja, estas métricas são medidas de duas maneiras, através da distância Euclidiana e de Hamming (PACHECO, 2002). Se considerarmos dois vetores código c_1 e c_2 com mesmo número de elementos. A *distância de Hamming* $d(c_1, c_2)$ entre esse par de vetores é definido como número de localizações em que seus respectivos elementos diferem (HAYKIN, 2004).

2.5 Considerações finais

Neste capítulo, foi definido os sistemas digitais, o processo de transmissão digital, o que inclui a modulação/demodulação, as técnicas de codificação de canal, especialmente os codificadores LDPC, BCH, Reed Solomon e codificador convolucional. O capítulo a seguir trata das técnicas OFDM e da modelagem de canal empregada neste trabalho.

3 Sistemas OFDM

3.1 Considerações iniciais

Neste Capítulo serão abordadas as características referentes aos sistemas OFDM. Atualmente, diversas tecnologias de transmissão de dados sem fio utilizam as técnicas OFDM. Para que se tenha um maior entendimento sobre os canais utilizados neste trabalho, os conceitos relacionados aos modelos de canais AWGN e com multipercursos Rayleigh também são apresentados.

3.2 OFDM - Orthogonal-Frequency Division Multiplexing

OFDM (Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais, em português) é uma técnica de transmissão que surgiu da evolução de uma outra técnica denominada de FDM (Frequency Division Multiplexing, Multiplexação por Divisão de Frequência em português). No ano de 1968 um sistema OFDM foi proposto em (CHANG; GIBBY, 1968) e posteriormente em 1970 foi patenteado nos Estados Unidos. Inicialmente a tecnologia OFDM foi utilizada na faixa de HF (high frequency) em aplicações militares, dentre os trabalhos da época pode-se citar os projetos de modems de Kineplex(MOSIER; CLAUBAUGH, 1958) e Kathryn(ZIMMERMAN; KIRSCH, 1967). A tecnologia OFDM apenas começou a se tornar popular na década de 90, com o advento de processadores digitais de sinais de alta capacidade(JÚNIOR, 2014).

Uma das principais vantagens do uso da OFDM é sua grande capacidade de minimizar efeitos negativos provocados por canais com desvanecimento seletivo em frequência, oferecendo maior facilidade na equalização se comparado a um sistema de uma única portadora. A técnica OFDM se baseia na sobreposição dos espectros das subportadoras, isto sendo possível através da ortogonalidade entre as mesmas, o que de fato reduz a banda ocupada pelo sinal.

A ideia básica é a transmissão da informação digital em forma paralela, não serial, como normalmente é realizada. O objetivo desta estratégia é diminuir os efeitos de interferências, distorções e ruídos introduzidos pelo canal. Neste esquema de transmissão paralelo um fluxo de dados em série com taxa de transmissão elevada é dividido em um conjunto de sub-fluxos paralelos de taxa de transmissão baixa que podem ser modulados, cada um, por diferentes técnicas de modulação (PRASAD, 2004).

Num sistema FDM convencional, as subportadoras são espaçadas de tal forma que os sinais possam ser recuperados utilizando-se filtros e demoduladores convencionais. Entre as subportadoras são introduzidas as bandas de guarda o que resulta em uma redução da eficiência espectral, já a técnica OFDM utiliza o princípio da ortogonalidade para selecionar as subportadoras, o que permite arranjar subportadores num sinal OFDM de modo que as bandas laterais das subportadores individuais se sobreponham e não ocorra interferência entre as mesmas, resultando em uma maior eficiência espectral (PRASAD, 2004). A Figura 15 ilustra a diferença entre um sistema convencional FDM e um sistema OFDM, pode-se notar que a sobreposição espectral particular produz uma economia significativa de banda relativamente à técnica FDM tradicional.

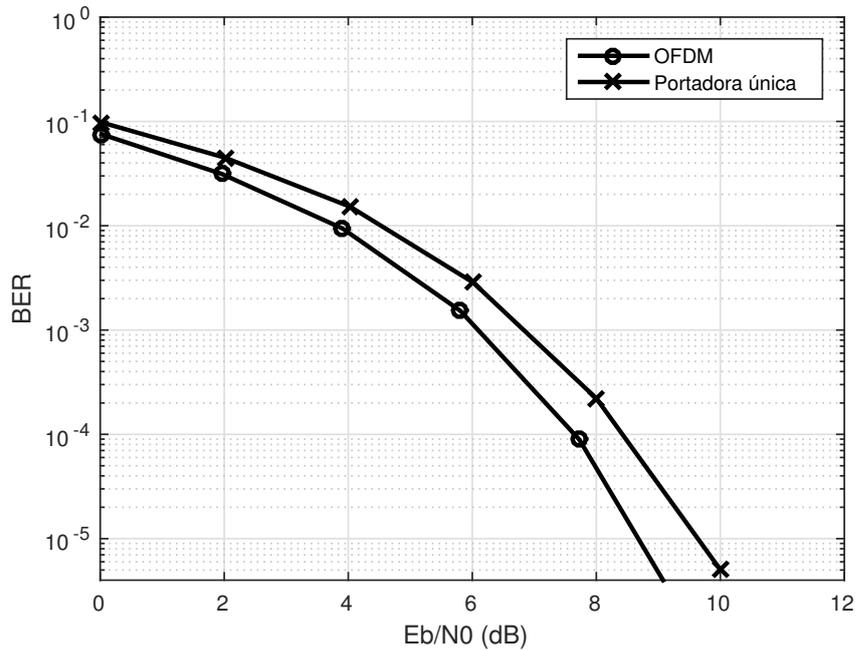
Figura 15 – Espectros FDM convencional 15a e OFDM 15b.



Fonte:Prasad (2004).

Várias normas de comunicação são baseadas em OFDM. Em particular, OFDM é utilizado em padrões para redes locais sem fios (WLAN- wireless local area network), nomeadamente, IEEE 802.11a e HIPERLAN de tipos I e II; Na Transmissão de Vídeo Digital (DVB-T); Na radiodifusão sonora digital terrestre (DAB-T, Digital Audio Broadcasting Terrestrial); E para sistemas ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line); O padrão japonês de TV digital ISDB-T (Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting) estabelecido pela ARIB (Association of Radio Industries and Businesses); As mais recentes tecnologias celulares como LTE (Long Term Evolution) do 3GPP (3rd Generation Partnership Project) e WiMAX(802.16M2011, 2011) do IEEE(SCHAFHUBER, 2004), padrões Wi-Fi (COMMITTEE et al., 1999) e também aplicações em PLC (power line munications)(JÚNIOR, 2014).

A vantagem dos sistemas OFDM sobre os de portadora única pode ser notado no gráfico da Figura 16, que apresenta uma comparação entre um sistema OFDM e de portadora única em termos de desempenho da BER em relação a E_b/N_0 . A curva em azul representa a BER para OFDM, que é menor do que a curva vermelho que representa o sistema de portadora única.

Figura 16 – BER por E_b/N_0 para OFDM Vs. Portadora única usando BPSK.

Fonte: ALBDRAN (2012)

3.2.1 Transmissão OFDM

A Figura 17 apresenta um digrama básico com as etapas necessárias para a criação dos símbolos OFDM. O primeiro passo é converter a informação binária em símbolos complexos, gerados a partir dos esquemas de modulação como PSK (Phase Shift Keying) ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Em seguida, o bloco S/P irá dividir os símbolos de dados transmitidos de forma serial em subgrupos. Esses subgrupos serão modulados nas subportadoras. A Figura 18 ilustra o espectro do sinal OFDM com os dados modulados nas subportadoras.

A equação 3.1 descreve como um símbolo OFDM com N subportadoras é gerado (CASTRO, 2014).

$$S(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a(n)\cos(2\pi f_n t) + b(n)\sin(2\pi f_n t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.1)$$

Na equação 3.1, T é o período do símbolo e a frequência f_n é definida por $f_n = f_0 + n\Delta f$ para $n = 1, 2, \dots, N - 1$.

Figura 17 – Processo de geração de um símbolo OFDM.

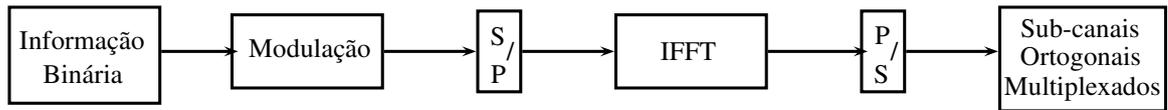
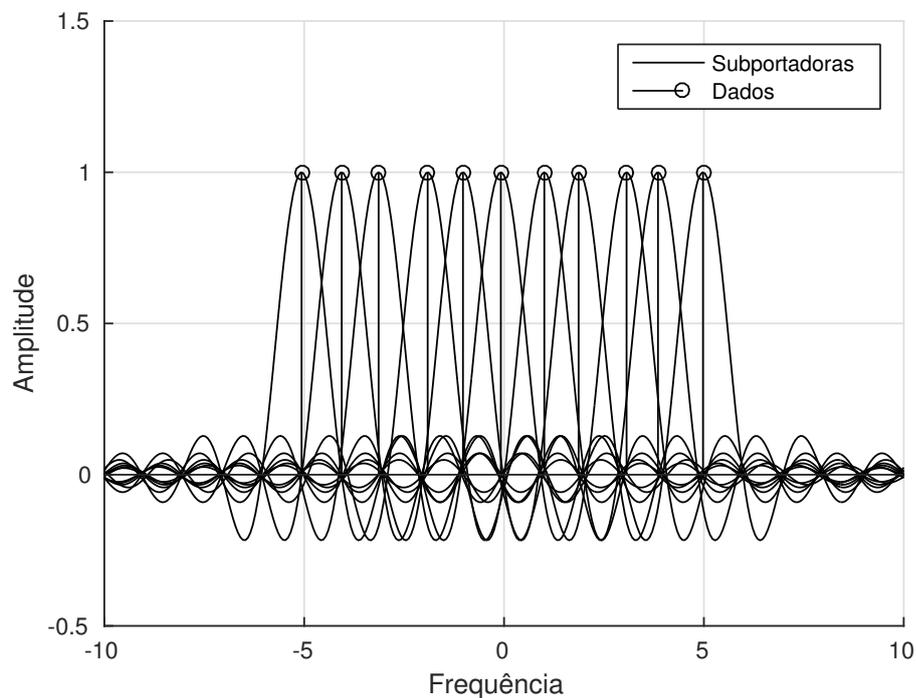


Figura 18 – Subportadoras de um sinal OFDM.

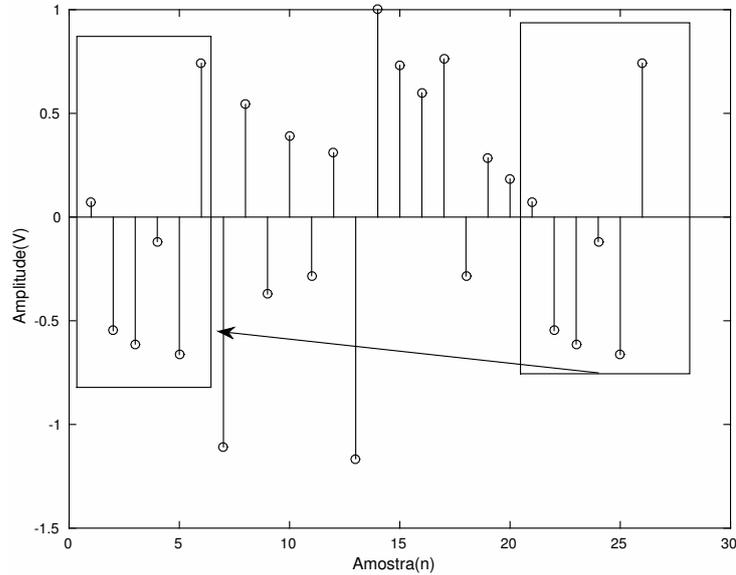


3.2.1.1 Intervalo de guarda

Com o objetivo de minimizar a ISI (Intersymbol Interference), um intervalo de guarda é inserido em cada símbolo OFDM. Para que a ISI seja totalmente eliminada o intervalo de guarda deve ser superior ao valor do espalhamento temporal imposto pelo canal. Desta forma as componentes de multipercursos de um símbolo OFDM não irão interferir na recepção do símbolo OFDM subsequente. O processo de inserção do intervalo de guarda pode ser feito com apenas a ausência do sinal (inserção de zeros), neste caso as subportadoras deixam de ser ortogonais, causando então interferência entre subportadoras (ICI, de Interchannel Interference). Uma outra forma mais robusta é estender ciclicamente

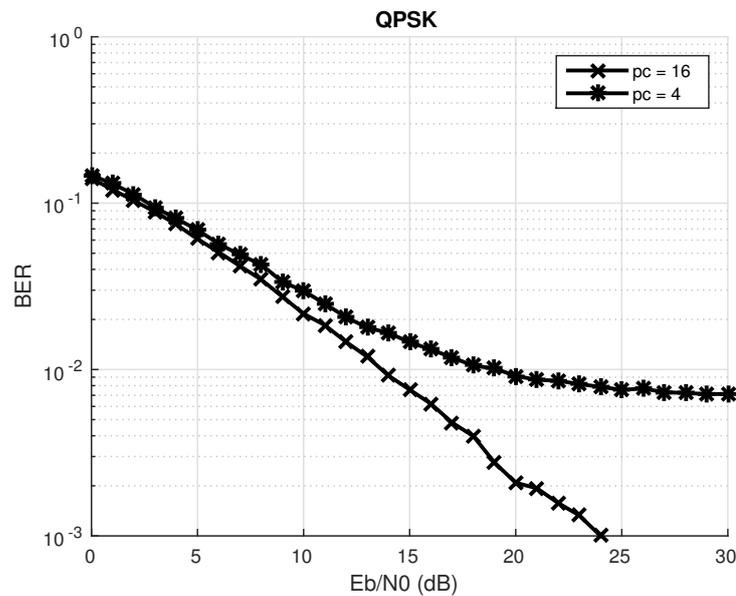
o símbolo OFDM, acrescentando-se em cada símbolo OFDM amostras da parte final do símbolo em seu início, conforme ilustrado na Figura 19.

Figura 19 – Inserção de prefixo cíclico em um símbolo OFDM.



Quanto maior for o valor do prefixo cíclico inserido mais protegido o sinal estará contra a ISI, o que pode ser visto na Figura 20 que apresenta uma simulação de transmissão OFDM com modulação QPSK sobre um canal com multipercursos, em duas situações, uma com tamanho de prefixo cíclico (denotado por pc) igual 16 e outro igual a 4, conseqüentemente, o caso $pc = 16$ obteve os menores valores de BER.

Figura 20 – Transmissão OFDM com modulação QPSK sobre canal com multipercursos.



3.3 Modelagem de canal

Os sistemas de comunicação sem fio tornam-se cada vez mais importantes e proeminentes na sociedade moderna. Nesse contexto promover simulações de canais sem fio com precisão tornou-se muito importante para avaliação de sistemas e componentes das comunicações sem fio. Em um sistema sem fio, o sinal transmitido através do canal interage com o ambiente de uma maneira complexa. Existem reflexões em objetos, difração da onda em torno do objeto e espalhamento do sinal. Essas interações complexas são responsáveis pelas variações do sinal recebido. Um importante fenômeno que se relaciona com as comunicações sem fio é o desvanecimento.

Desvanecimento é um termo usado para descrever as flutuações sofridas por um sinal transmitido, devido à propagação por múltiplos percursos diferentes. Modelos de desvanecimento foram desenvolvidos para tentar descrever os diferentes ambientes e condições (BABU; RAO, 2011). Existem vários fenômenos que podem gerar multipercursos (Figura 21). Dentre os quais (GROSS, 2005):

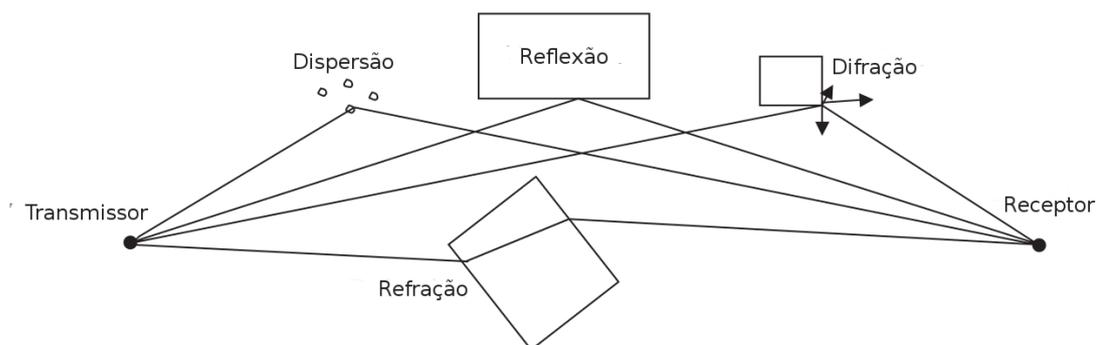
- Dispersão: A dispersão ocorre quando o sinal eletromagnético atinge objetos que são muito menores do que o comprimento de onda.
- Refração: A refração ocorre quando um sinal eletromagnético se propaga através da fronteira entre dois meios. Nesta mudança de meios a frequência da onda não é

alterada, embora sua velocidade e o seu comprimento de onda sejam.

- Reflexão: A Reflexão ocorre quando um sinal eletromagnético atinge uma superfície e volta a se propagar no meio de origem. Em condições normais o ângulo de reflexão é igual ao ângulo de incidência.
- Difração: A difração ocorre quando o sinal eletromagnético atinge uma borda ou canto de uma estrutura que é grande em termos de comprimento de onda.

O efeito do canal sobre o sinal pode ser estudado sob dois aspectos: o desvanecimento em larga escala e o desvanecimento em pequena escala. A variabilidade em larga escala refere-se às mudanças no sinal causadas por grandes distâncias entre o transmissor e o receptor. Na variabilidade em pequena escala deve-se considerar dois fenômenos, os quais são multipercursos e o efeito Doppler (BABU; RAO, 2011). Este trabalho é voltado para os fenômenos de desvanecimento em pequena escala logo não entraremos em detalhes sobre de larga escala.

Figura 21 – Diferentes mecanismos criando multipercursos.



Fonte: (GROSS, 2005)

3.3.1 Desvanecimento em pequena escala

O desvanecimento em pequena escala refere-se à rápida variação do nível do sinal devido a interferência de multipercursos quando o receptor se move dentro de pequenas distâncias (CHO et al., 2010). Essa dispersão do sinal resultará em uma distorção no espectro, assim o fenômeno do multipercurso poderá causar desvanecimento plano ou desvanecimento seletivo em frequência. Outro ponto importante é a variabilidade temporal do canal devido a mobilidade relativa entre o transmissor e o receptor, nesse aspecto o desvanecimento pode ser classificado como rápido ou lento, o que no domínio da frequência

é caracterizado pelo espalhamento do espectro, denominado de espalhamento ou desvio Doppler.

3.3.1.1 Efeito Doppler

Desvio Doppler ou frequência Doppler é o desvio na frequência que ocorre quando há um movimento relativo entre o transmissor e receptor. Pode ocorrer também quando o transmissor e o receptor estiverem parados, mas os objetos refletores ou difratores do sinal ao longo do percurso se movimentarem (NETO, 2013; QURESHI, 2008). A velocidade constante v de um terminal móvel, a velocidade da fonte v_s , a frequência observada f' e a frequência transmitida f podem ser relacionados pela equação (BABU; RAO, 2011):

$$f' = \left(\frac{v}{v \pm v_s} \right) f \quad (3.2)$$

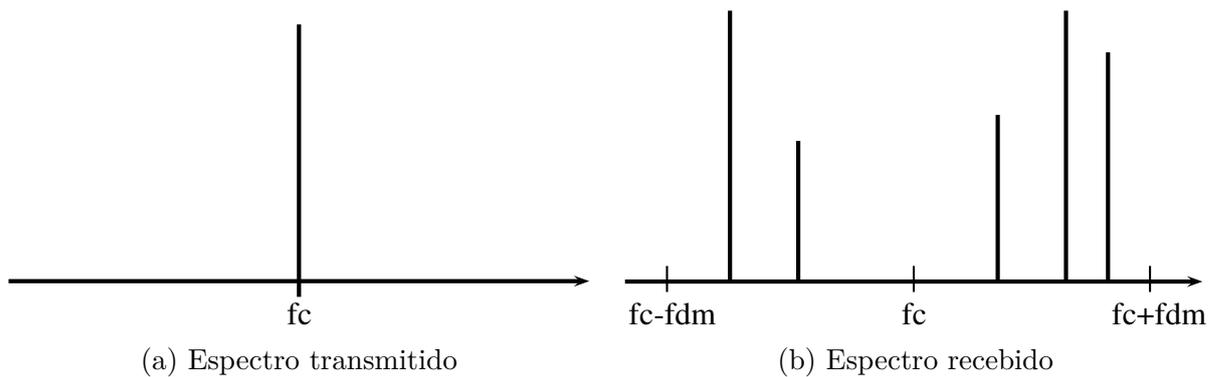
Pode-se notar pela Equação 3.2 que a frequência observada f' aumenta para objetos que se movem em direção ao observador e diminui quando se afasta, ou seja, quando o deslocamento do receptor se dá na direção do transmissor, contrária à propagação do sinal, há um aumento da frequência da portadora recebida. Caso o receptor esteja se afastando do transmissor, a frequência da portadora recebida diminui, este fenômeno é denominado de *Efeito Doppler* (NETO, 2013). Como várias réplicas do sinal percorrem diferentes caminhos (multipercursos), cada componente de multipercurso sofrerá um desvio diferente, aumentando assim a largura de faixa do sinal (BABU; RAO, 2011). O fato de cada componente do sinal sofrer um desvio diferente acarreta no domínio da frequência em um espalhamento das várias componentes em torno da frequência da portadora (JUNIOR, 2009).

Pode-se dizer que o intervalo de frequências dos sinais captados pelo móvel enquanto se movimenta em relação à estação transmissora é:

$$(fc - f_{dm}) \leq f \leq (fc + f_{dm}) \quad (3.3)$$

tal que f_{dm} é desvio Doppler (ou frequência Doppler) máximo. O efeito do espalhamento Doppler dos componentes em torno da frequência da portadora é ilustrado na Figura 22. Em 22a encontra-se a representação do espectro do sinal transmitido e em 22b, o espectro recebido o qual foi alvo do efeito do canal com multipercursos.

Figura 22 – Efeito do espalhamento Doppler sobre o sinal recebido.

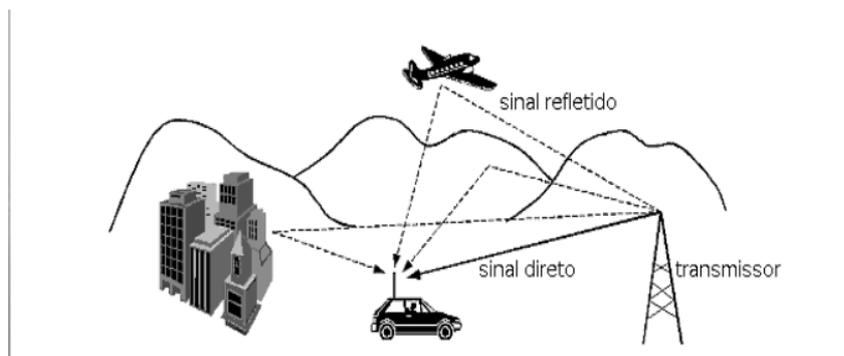


Fonte:(JUNIOR, 2009)

3.3.1.2 Desvanecimento por multipercurso

Multipercurso é uma condição em que o sinal transmitido é refletido pelas estruturas físicas do canal de propagação, criando múltiplos caminhos do sinal entre a estação base e o receptor. Um ambiente de propagação típico apresenta multipercursos, onde as ondas planas incidentes na antena do receptor chegam de muitas direções diferentes com amplitudes, freqüências e fases aleatórias(LI; STUBER, 2006). A Figura 23 apresenta um exemplo do fenômeno de multipercursos.

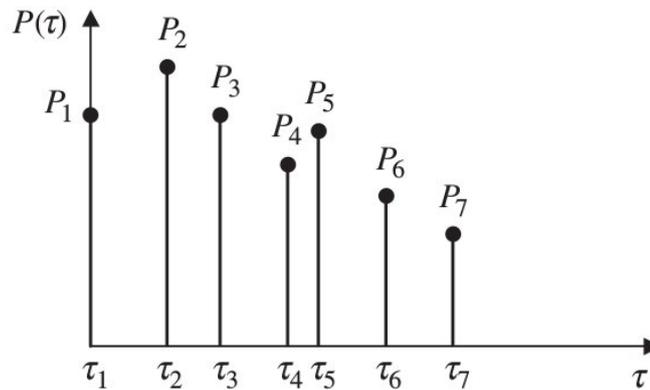
Figura 23 – Multipercurso.



As réplicas, chamadas de multipercursos, originadas pela reflexão do sinal transmitido possuem amplitudes, atrasos de propagação e direções diferentes. A interferência mútua das mesmas causam o fenômeno conhecido como desvanecimento. Dessa forma, o sinal resultante será composto por um conjunto de versões do sinal enviado, que possuem

retardos entre si. O sinal sofre espalhamento no tempo e o gráfico que mostra cada componente significativa de multipercurso, sua potência e o instante de tempo de chegada é denominado perfil de retardos (power delay profile). Um exemplo típico de perfil de retardos para uma área urbana é mostrado na Figura 24.

Figura 24 – Exemplo típico de perfil de retardos para uma área urbana.



Fonte: Gross (2005)

Em sistemas digitais, o espalhamento temporal provoca interferência intersimbólica (ISI - Inter-Symbol Interference), limitando a taxa de símbolos máxima a ser utilizada no canal temporal. A Tabela 2 apresenta um exemplo particular de perfil de retardos para um modelo específico de canal do ITU-R, no qual quatro percursos diferentes do sinal são caracterizados por seus atrasos e potência média.

Tabela 2 – Perfil de retardos: Exemplo do *ITU-R Pedestrian A Model*.

Tap	Delay (ns)	Potência média (dB)
1	0	0
2	110	-9,7
3	190	-19,2
4	410	-22,8

Fonte: Gross (2005)

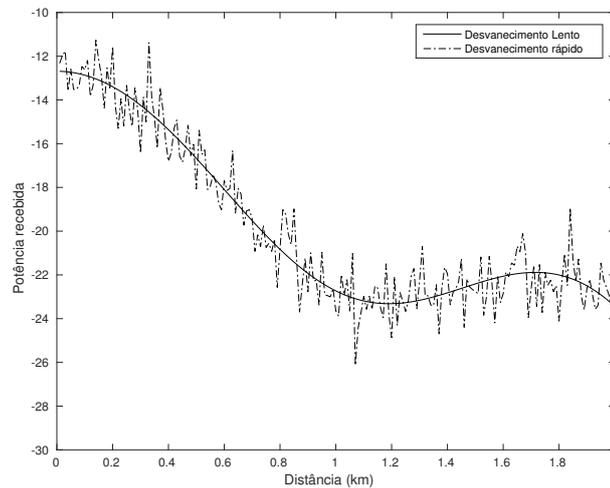
Conforme o comportamento do sinal na entrada do receptor os desvanecimentos podem ser classificados como (NETO, 2013):

- Lento ou rápido: O desvanecimento é dito lento quando a maioria dos refletores e difratores estão distantes do receptor. Desta forma o movimento relativo entre o receptor e os objetos é pequeno, o que acarreta em mudanças sentidas lentamente

pelo sinal. O desvanecimento rápido é causado por reflexões em objetos próximos e pelo movimento do receptor relativamente a esses objetos (NETO, 2013), um exemplo dos fenômenos de desvanecimento rápido e lento pode ser encontrado na Figura 25.

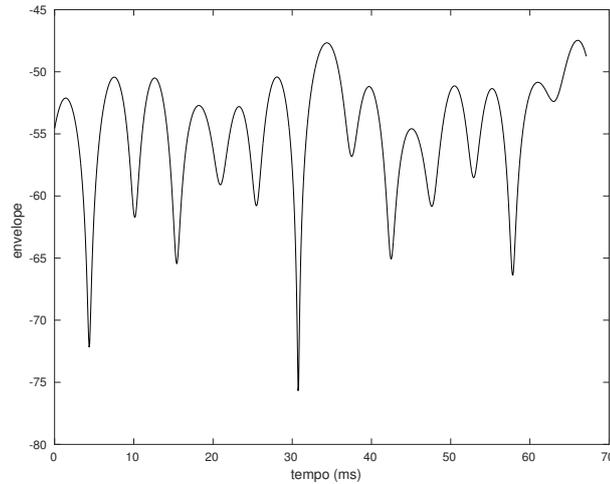
- Seletivo em frequência ou plano: Em relação ao domínio do tempo o desvanecimento é seletivo em frequência quando o espalhamento por atraso do canal é maior do que o tempo de símbolo recebido, caso contrário será desvanecimento plano. Enquanto no domínio da frequência o desvanecimento será seletivo em frequência quando a banda de coerência do canal é menor do que a largura de faixa do sinal (NETO, 2013).

Figura 25 – Exemplo de Desvanecimento rápido e lento.



Fonte: Gross (2005)

Dependendo da natureza do ambiente onde ocorre a propagação do sinal, adotam-se diferentes modelos para descrever o comportamento estatístico do desvanecimento por multipercursos (NETO, 2013). Um exemplo de canal com desvanecimento por multipercursos é exibido na Figura 26, onde o mesmo tem $N = 10$

Figura 26 – Canal com desvanecimento por multipercurso com $N = 10$.

Fonte: Gross (2005)

Um canal com multipercurso pode ser modelado como um filtro linear que tem a resposta ao impulso definido pela Equação 3.4(LI; STUBER, 2006):

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N C_n e^{j\phi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n) \quad (3.4)$$

C_n , ϕ_n e τ_n são a amplitude, a fase e o atraso no tempo, respectivamente, associados ao n -ésimo caminho, e N é o número total de componentes de multipercurso que chegam. Os valores das fases variantes de tempo são definidas pela Equação 3.5.

$$\phi_n(t) = 2\pi (f_{D,n}t + \phi_n) \quad (3.5)$$

Tal que é uma variável aleatória uniformemente distribuída no intervalo $[-\pi, \pi]$ e

$$f_{D,n} = f_m \cos \theta_n \quad (3.6)$$

é a frequência Doppler associada com o n -ésimo caminho. onde $f_d = v/\lambda_c$. λ_c é o comprimento de onda da portadora, e f_d é a frequência máxima de Doppler que ocorre quando o ângulo de chegada $\theta_n = 0$.

Tipicamente, o processo de desvanecimento é caracterizado por uma distribuição de Rayleigh para um percurso sem linha de visada direta e uma distribuição de Rice para um percurso com linha de visada direta entre a antena do transmissor e a antena do receptor.

3.3.2 Canal AWGN

O canal de comunicação é o meio que provê a conexão física entre transmissores e receptores em um sistema de comunicação. Para análise dos sistemas de comunicação é importante a construção de modelos matemáticos que reflitam as principais características desses meios e das alterações que introduzem nos sinais que por eles são transmitidos.

O ruído é um termo usualmente utilizado para se referir a um sinal indesejado, que tende a perturbar a transmissão e o processamento do sinal no sistema de comunicação. Pode-se citar diversos tipos de ruídos que podem perturbar um sinal de transmissão, como o ruído atmosférico, ruído térmico, ruído galáctico, entre outros. Este sinal indesejado é de natureza aleatória, não sendo possível prever o seu valor num dado instante de tempo futuro. Uma vez que o ruído é um processo aleatório, este deve ser descrito e tratado com recursos e métodos estatísticos e estocásticos.

Um modelo bastante utilizado em função de sua simplicidade e tratabilidade matemática, e que se aplica a um grande conjunto de canais físicos, é o modelo de canal aditivo Gaussiano branco (AWGN) (do inglês Additive White Gaussian Noise), que introduz nos sinais transmitidos um ruído modelado estatisticamente como um processo aditivo Gaussiano branco (PROAKIS, 1995). O canal AWGN é um importante modelo adotado na análise e projeto de sistemas de comunicações. Contudo, este modelo só é usado quando não há espalhamento do sinal recebido devido aos multipercursos (NETO, 2013).

Um canal AWGN tem como saída:

$$Y = X + N \quad (3.7)$$

Na Equação 3.7, X é o símbolo transmitido e N é a amostra do ruído aditivo gaussiano e branco. A Figura 27 apresenta um canal AWGN.

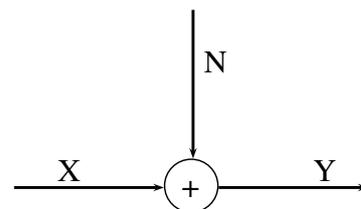


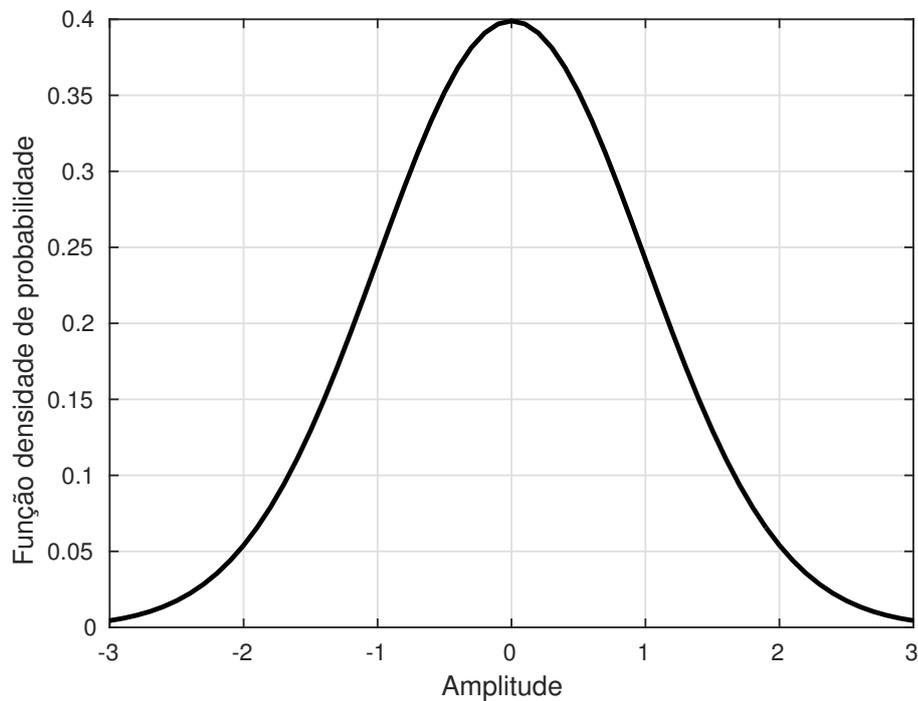
Figura 27 – Canal AWGN.

Um canal AWGN possui distribuição Gaussiana de amplitude, cuja função densidade de probabilidade é dada por:

$$f(x | \mu, \sigma^2) = \frac{1}{\sqrt{2\sigma^2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.8)$$

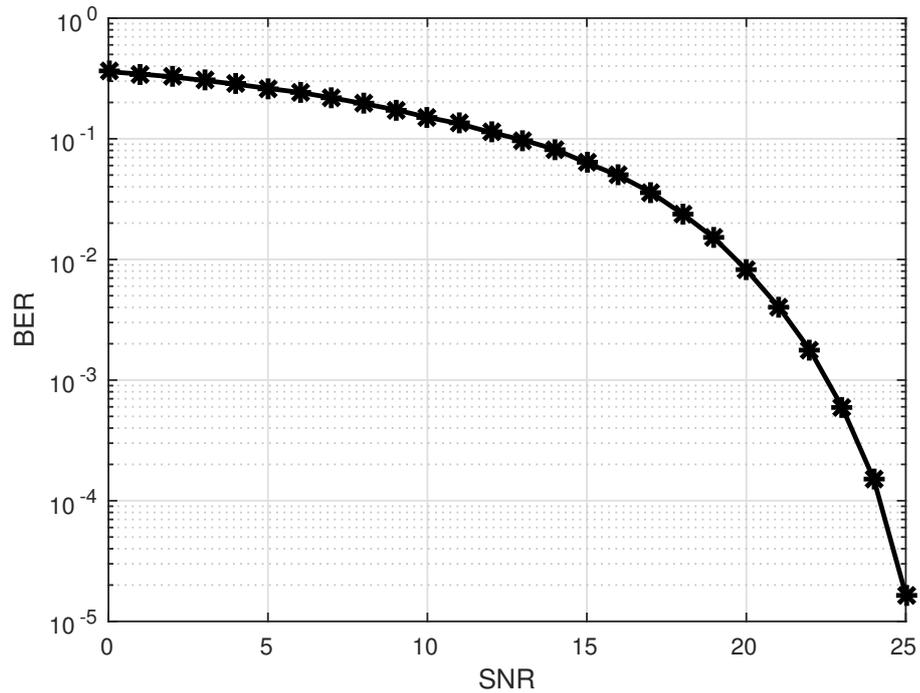
Onde μ é média da distribuição, σ é o desvio padrão e σ^2 é a variância. Um exemplo da função densidade de probabilidade Gaussiana é apresentado na Figura 28 com $\mu = 0$ e $\sigma = 1$.

Figura 28 – Distribuição Gaussiana.



Para efeito de ilustração, mostra-se na Figura 29 a relação da BER por SNR para canais AWGN, utilizando-se a modulação 64-QAM. É importante notar que o canal que sofre o desvanecimento AWGN apresenta uma BER que decai de maneira exponencial com o aumento da SNR.

Figura 29 – Canal AWGN.



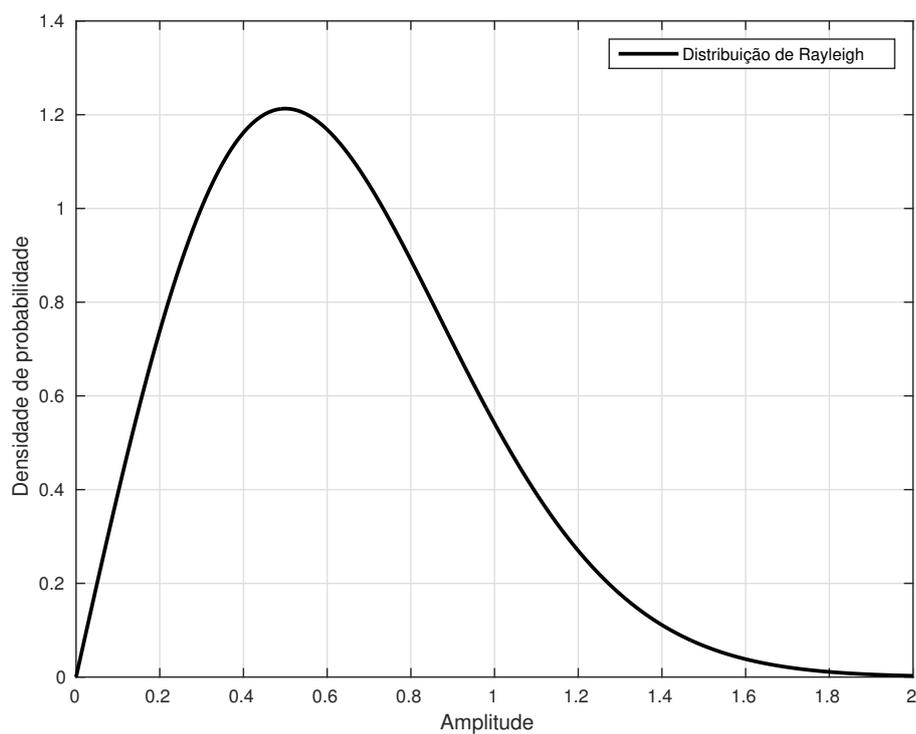
3.3.3 Distribuição de Rayleigh

A distribuição de Rayleigh é frequentemente usada para modelar o fenômeno de desvanecimento por multipercursos sem linha de visada direta (LOS). A sua envoltória segue uma função densidade de probabilidade (FDP) de Rayleigh, dada teoricamente por:

$$f_{Rayleigh}(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.9)$$

Onde α é uma variável aleatória gaussiana de média zero, e σ é seu desvio padrão. A Figura 30 apresenta um exemplo de distribuição de Rayleigh.

Figura 30 – Distribuição de Rayleigh.



3.4 Considerações finais

Neste Capítulo, primeiramente, abordaram-se os conceitos sobre às técnicas OFDM. Logo em seguida, a fundamentação teórica sobre os canais AWGN e com multipercursos Rayleigh é tratada, dentre os quais desvanecimento em pequena escala, efeito Doppler e desvanecimento por multipercurso. O próximo capítulo será destinado à apresentar o padrão H.264 de compressão de vídeo digital.

4 O padrão H.264 de compressão de vídeo digital

4.1 Considerações iniciais

Codificador (ou codec) é um aparelho (hardware) ou programa de computador (software) capaz de codificar e/ou decodificar sinais digitalizados ou arquivos armazenados (em computadores, DVDs, etc). A palavra codec pode ser entendida como o acrônimo de “Codificador-Decodificador”. Atualmente, as transmissões digitais do sinal de TV, seja via cabo ou satélite, os discos de DVD, os arquivos de música ou filme nos computadores, seja no gravador acoplado à TV ou no computador, são exemplos da utilização de diversos codecs. No presente Capítulo será apresentado o Codec H.264 de compressão de vídeo digital.

4.2 H.264

Inicialmente, os sons e os vídeos eram armazenados de forma analógica em fitas magnéticas. Posteriormente, com a introdução do *compact disk* (CD), dispositivos que armazenam dados digitais, os sinais analógicos passaram a ser digitalizados e então armazenados. Desta forma, iniciaram-se pesquisas com o intuito de se encontrar métodos que fizessem o tamanho dos dados gerados serem reduzidos, levando-se em consideração a qualidade do som ou vídeo, a complexidade dos algoritmos, dentre outros fatores.

Um sinal de informação pode ser comprimido removendo a redundância presente no mesmo. Em um sistema de compressão sem perda, a redundância é removida para que o sinal original possa ser perfeitamente reconstruído no receptor. Infelizmente, no presente momento, os métodos sem perdas só podem conseguir uma quantidade modesta de compressão de sinais de imagem e vídeo. A maioria das técnicas práticas de compressão de vídeo baseiam-se na compressão com perdas, em que uma maior compressão é conseguida com a penalidade de que o sinal descodificado não é idêntico ao original (RICHARDSON, 2003).

O objetivo de um algoritmo de compressão de vídeo é conseguir compressão eficiente enquanto minimiza a distorção introduzida pelo processo de compressão. A compressão de vídeo permite reduzir a quantidade de dados necessária para representar vídeos digitais, diminuindo os custos de transmissão e armazenamento dos mesmos. As principais

aplicações do vídeo digital são (MANOEL, 2007):

- Armazenamento e distribuição de filmes.
- Difusão de TV digital aberta e por assinatura.
- Videoconferência e vídeo-mensagem.

Os algoritmos de compressão de vídeo operam removendo redundância temporal, espacial e/ou de frequência. A Figura 31 mostra um exemplo de um único frame de um vídeo. Dentro das regiões em destaque nos retângulos existe pouca variação no conteúdo da imagem e, portanto, há redundância espacial significativa. A Figura 32 também mostra um único frame do vídeo após a região fundo ter sido passada em um filtro passa-baixa, removendo parte do conteúdo de maior frequência. Devido a uma maior sensibilidade humana a frequências mais baixas, a imagem ainda pode ser facilmente reconhecida apesar de boa parte de sua informação ter sido removida. Já Figura 33 mostra a próxima imagem na sequência de vídeo. A sequência foi capturada a partir de uma câmera a 25 quadros por segundo e, portanto, há pouca mudança entre os dois quadros no intervalo de 1/25 segundo. Portanto existe uma redundância temporal, já que a imagem possui pouca diferença com a sua antecessora.

Figura 31 – Frame de vídeo mostrando regiões homogêneas.



Fonte: Richardosn (2003)

Figura 32 – Frame de vídeo com background filtrado.



Fonte: Richardosn (2003)

Figura 33 – Frame 2 de vídeo.



Fonte: Richardosn (2003)

Através da três técnicas de remoção de redundância (espacial, frequência e / ou temporal é possível comprimir os dados, mediante a perda de uma quantidade de informação(distorção). Para que a compatibilidade de diferentes dispositivos e softwares fosse

atendida, houve a necessidade de se criar especificações em comum, que adotasse um padrão (MANOEL, 2007). O H.264 também conhecido como MPEG-4 parte 10, é um padrão de compressão de vídeo digital desenvolvido pela Joint Video Team (JVT), um consórcio entre o Video Coding Experts Group (VCEG) da ITU e o Moving Pictures Experts Group (MPEG) da ISO. Sua aprovação pela ITU-T e pela ISO ocorreu em 2003 (PORTO, 2008)

O ITU-T (ITU Telecommunication Standardization Sector) é um setor da ITU (International Telecommunication Union), localizado em Genebra, Suíça. O MPEG é um grupo de trabalho conjunto das instituições ISO e IEC (International Organization for Standardization e International Electrotechnical Commission)(MANOEL, 2007).

O H.264 é um padrão aberto e licenciado que suporta técnicas eficiente de compressão de vídeo. Sem comprometer a qualidade da imagem, um codificador H.264 pode reduzir o tamanho de um arquivo de vídeo digital em mais de 80% em comparação com o formato Motion JPEG. Isso significa que menos largura de banda da rede e espaço de armazenamento são necessários para um arquivo de vídeo(CHOUDHARY; VARSHNEY, 2016).

Com o objetivo de exemplificar a capacidade de compressão do H.264, a Figura 34 apresenta o frame 1 de quatro vídeos: Crew, Dead Line, Flower e Football.

Figura 34 – Vídeos utilizados como exemplo.



(a) Crew



(b) Dead Line



(c) Flower



(d) Football

Fonte: Vídeos obtidos em *Xiph.org*(XIPH.ORG, 2017)

Todos os quatro originalmente sem nenhum grau de compressão foram codifica-

dos em H.264 com 30 fps, resultando em vídeos cujos valores de tamanho em disco são apresentados, juntamente com seus tamanhos originais na Tabela 3. Os quatro vídeos obtiveram uma redução no armazenamento superior a 90%.

Tabela 3 – Tabela contendo os tamanhos dos vídeos.

	Tamanho do original	Tamanho do comprimido
Crew	5,5MB	316KB
Dead Line	50MB	1MB
Flower	37MB	1,5MB
Football	4,8MB	392KB

4.3 Considerações finais

Este capítulo foi dedicado ao Codec H.264. Foi apresentada uma pequena introdução a compressão de vídeo. Em seguida, a definição do H.264 é apresentada, assim como um exemplo com 4 vídeos foi exposto com o objetivo de demonstrar a capacidade de compressão do H.264. O Capítulo seguinte trata das simulações, resultados da BER e PSNR/SSIM obtidos sobre os canais AWGN e com multipercursos Rayleigh.

5 Simulações e Resultados

5.1 Considerações iniciais

Neste Capítulo, apresentam-se os resultados obtidos das simulações com o intuito da avaliação do desempenho da BER x E_b/N_0 , bem como a análise da qualidade do vídeo mediante o uso das métricas PSNR e SSIM. Por critério de simplicidade e de visualização, separam-se em duas partes as simulações: com somente AWGN (Seção 5.4) e canal com desvanecimento Rayleigh (Seção 5.5).

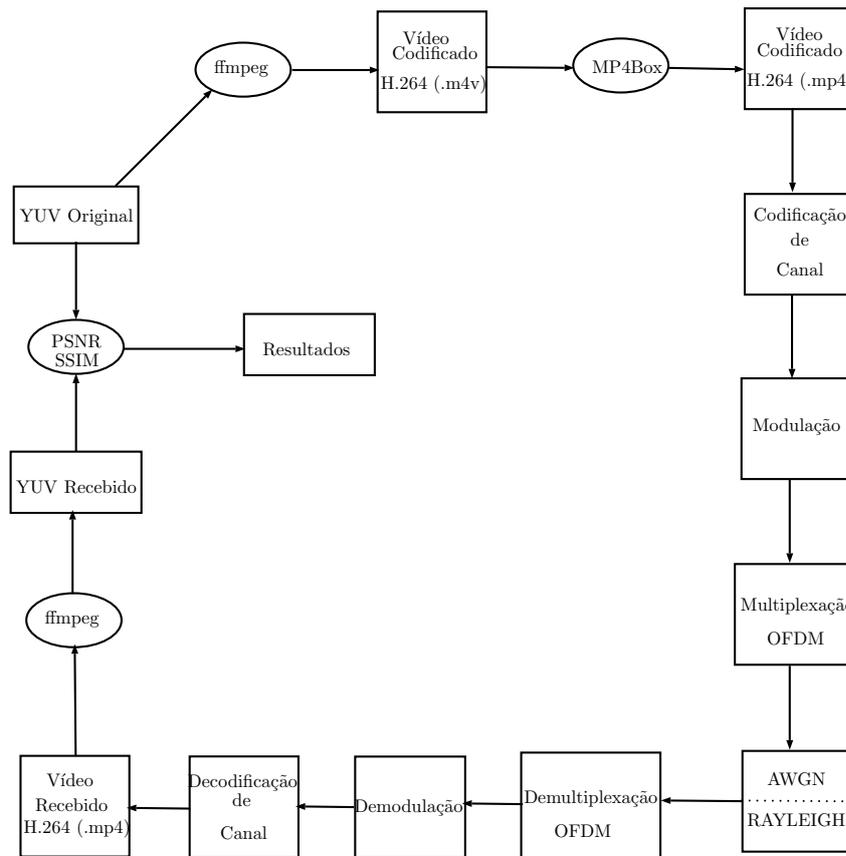
5.2 Metodologia

Nesta Seção será descrita a metodologia empregada na obtenção dos resultados. Os processos de simulação da codificação/decodificação de canal, modulação/demodulação e a transmissão pelos canais AWGN e com multipercursos Rayleigh foram implementados na ferramenta Matlab[®] (MATLAB, 2015). As etapas realizadas para se obter os resultados são apresentadas no diagrama da Figura 35. O processo ocorre da seguinte forma: primeiramente, o vídeo YUV original é codificado em H.264, através do FFmpeg¹ (FFMPEG, 2017). Em seguida, o MP4BOX² é responsável por empacotar o vídeo codificado. A partir deste ponto, são aplicadas as técnicas de codificação de canal e modulação para que posteriormente fosse realizada a transmissão sobre o canal AWGN e canal com multipercursos Rayleigh, de tal forma que as simulações deste trabalho foram de transmissões em banda base. No receptor são realizadas as operações de decodificação de canal e demodulação, obtendo-se os vídeos recebidos. Novamente, utiliza-se o FFmpeg para se obter o YUV Recebido. Em posse do YUV recebido e original é possível calcular a PSNR e SSIM. Para tanto utilizou-se o EvalVid(KLAUE; RATHKE; WOLISZ, 2003; SILVA, 2011) que é um framework, open source, e um conjunto de ferramentas para transmissão de vídeo e avaliação unificada da qualidade de transmissão.

¹FFmpeg é um programa de computador sob licença LGPL 2.1+ e GPL 2+ que grava, converte e cria stream de áudio e vídeo em diversos formatos.

²MP4BOX é um pacote multimídia pertencente ao framework GPAC.

Figura 35 – Simulação da transmissão do vídeo.



As simulações foram realizadas em dois processos de codificação diferentes: Codificador Reed-Solomon concatenado com convolucional (RS-CONV), na Figura 36 encontra-se o seu esquema de configuração e o Codificador BCH concatenado com LDPC (BCH-LDPC), cujo esquema está presente na Figura 37. Ambos os processos foram simulados em sistemas OFDM sobre os canais AWGN e canal de multipercursos Rayleigh. Cujos parâmetros dos codificadores e do processo de transmissão e recepção dos sistemas OFDM foram estabelecidos de acordo com as normas DVB-T(ETSI, 1997) e DVB-T2(EIZMENDI et al., 2014). Na Tabela 4 encontra-se os parâmetros OFDM utilizados, baseados nas recomendações destas normas, bem como as taxas de código adotadas nas simulações.

Figura 36 – Processo de codificação RS-CONV.



Fonte: (ETSI, 1997)

Figura 37 – Processo de codificação BCH-LDPC.



Fonte: (EIZMENDI et al., 2014)

Tabela 4 – Parâmetros das simulações

Tamanho da FFT	2048
Número de subportadoras	1705
Tamanho do prefixo cíclico	512
Esquema de modulação	QPSK, 16-QAM e 64-QAM
Canais	AWGN e Rayleigh
Configuração Reed Solomon	188/204
Taxa de código Convolutacional	1/2 e 2/3
Taxa de código LDPC	1/2 e 2/3
Configuração BCH	32208/32400 e 43040/43200
E_b/N_0	0 ... 30 dB -3 ... 30 dB

Os valores de ganhos e atrasos do canal multipercursos Rayleigh (Tabela 5) foram similares aos utilizados pela parceria ABERT (Associação Brasileira das Emissoras de Rádio e Televisão) e Universidade Mackenzie em seus testes de campo para determinação do sistema da TV digital a ser adotado no Brasil (SOUZA, 2013; ABERT/SET, 2000).

Tabela 5 – Parâmetros do canal multipercursos Rayleigh.

Tap	Delay (seg)	Ganho (dB)
1	0	0
2	0.15e-6	-13.8
3	2.22e-6	-16.2
4	3.05e-6	-14.9
5	5.86e-6	-13.6
6	5.93e-6	-16.4

Fonte: Souza (2013), ABERT/SET (2000)

O vídeo utilizado nas simulações foi “Crowd run”(SEO et al., 2016; MEDIA, 2017; IM; GHANDI; CHAN, 2015) obtido em *Xiph.org*(XIPH.ORG, 2017). “Crowd run” tem resolução em 4K(3840x2160), 50 FPS (frames por segundo) e um total de 500 frames. Uma captura de tela feita do vídeo é exibida na Figura 38. Para uma análise temporal

da qualidade dos vídeos provenientes das simulações com BCH-LDPC e RS-CONV, o vídeo foi dividido em pequenos segmentos $\{S_1, S_2, \dots, S_{31}\}$, onde S_1 representa a primeira porção do vídeo e S_{31} , a última. Para cada segmento foi atribuído um valor específico de E_b/N_0 , de tal forma que a S_1 foi atribuído 30 dB, a S_2 , 29 db e assim por diante.

Figura 38 – Captura de tela do vídeo “Crowd run”.



5.3 Métricas utilizadas

Para que a análise dos codificadores fosse possível, utilizou-se diversas métricas encontradas na literatura, dentre as quais a BER, SNR e E_b/N_0 . Com a finalidade de se avaliar a qualidade dos vídeos utilizou-se as métricas PSNR e SSIM. Uma descrição detalhada destas métricas é apresentada a seguir:

5.3.1 Bit Error Rate

Um dos critérios mais utilizados para analisar o desempenho de sistemas digitais é a taxa de bits errados (BER - do termo em inglês Bit Error Rate), um valor utilizado para indicar a taxa de bits errados durante uma transmissão digital, definida como a probabilidade de identificação incorreta de um bit pelo receptor (ABIB; EISENCRAFT, 2012).

A BER é calculada a partir do número de bits recebidos com erro dividido pelo número de bits transmitidos (BABU; RAO, 2011), conforme a Equação 5.1. Muitas vezes é expressa em porcentagem.

$$BER = \frac{\text{Número de bits recebidos com erro}}{\text{Número de bits transmitidos}} \quad (5.1)$$

Como exemplo, suponha que a seguinte sequência seja transmitida:

$$0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1. \quad (5.2)$$

E que a seguinte sequência de bits seja recebida:

$$0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1 \quad (5.3)$$

O número de bits recebidos com erro (em **negrito**) neste caso é 3. Assim pode-se calcular a BER dividindo 3 por 10 (número de bits transmitidos), o que resulta em uma BER de 0,3 ou 30%.

Com um sinal de transmissão forte e um percurso de comunicação sem distúrbios, a BER é tão pequena que pode ser considerada desprezível. Ela passa a ter importância quando se deseja manter uma relação sinal-ruído suficiente na presença de transmissões imperfeitas através de circuitos eletrônicos (amplificadores, filtros, conversores digitais/analógicos) e um meio de propagação (fibra óptica por exemplo)(BREED, 2003).

5.3.2 Relação sinal-ruído

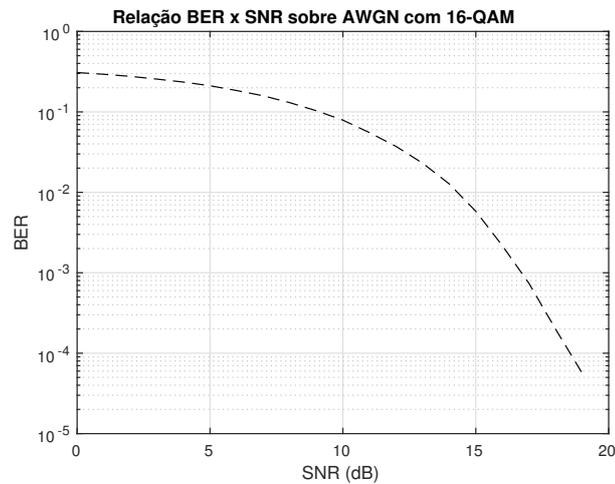
A relação sinal-ruído ou razão sinal-ruído (frequentemente abreviada por S/N ou SNR , do inglês, signal-to-noise ratio) é definida como a razão entre a potência do sinal e a potência do ruído, muitas vezes expressa em decibéis(GRAF, 1999). É um indicador comumente utilizado para avaliar a qualidade da transmissão, definida pela Equação 5.4 (BABU; RAO, 2011). A SNR é um conceito de telecomunicações, usado em diversos campos como ciência e engenharia que envolvem medidas de um sinal em canais com ruído.

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_S}{P_N} \right) \quad (dB) \quad (5.4)$$

Na Equação 5.4, P_S e P_N são, respectivamente, a potência do sinal e a potência do ruído em watts.

A SNR é inversamente relacionada com a BER (Seção 5.3.1), assim valores altos de BER causam valores baixos de SNR. Na Figura 39 é apresentado um exemplo desta relação, com a simulação de transmissão do sinal modulado em 16-QAM sobre o canal AWGN.

Figura 39 – BER vs SNR para o esquema de modulação 16-QAM sobre canal AWGN.

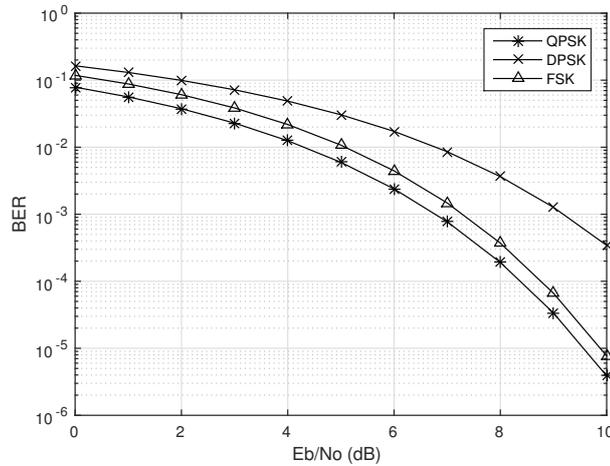


Onde nota-se que a medida que o valor da SNR aumenta, a BER diminui (BABU; RAO, 2011).

5.3.3 E_b/N_0

E_b/N_0 é uma medida de SNR normalizada, também conhecida como “SNR por bit”, definida como a relação de Energia por bit (E_b) sobre a densidade espectral do ruído (N_0). Frequentemente usada quando se examina métodos de modulação ou taxas de erros de bits. E_b/N_0 é igual a SNR dividida pela eficiência espectral, dada em $(bit/s)/H_z$.

A E_b/N_0 é usada como uma medida básica de quão forte o sinal está. Diferentes formas de modulação (BPSK, QPSK, QAM, etc.) possuem diferentes curvas teóricas de taxa de erro de bit por E_b/N_0 , conforme exemplo apresentado na Figura 40. Essas curvas mostram o melhor desempenho que pode ser conseguido num link digital. Nesse ponto de vista, esta é a ferramenta fundamental de predição para a determinação do desempenho de um link digital.

Figura 40 – Diferentes curvas teóricas de taxa de erro de bit por E_b/N_0 .

5.3.4 PSNR - Peak Signal to Noise Ratio

A PSNR (*Peak Signal to Noise Ratio*) é uma métrica amplamente utilizada pela comunidade científica, define a relação entre a máxima energia possível de um sinal e o ruído que afeta a representação do sinal entre os quadros de vídeo original e de vídeo degradado (BEGAZO; RODRÍGUEZ; RAMÍREZ, 2011; DUBOLIA et al., 2011; HUYNH-THU; GHANBARI, 2008).

A MSE e a PSNR são definidas pelas expressas pelas Equações 5.5 e 5.6, respectivamente:

$$MSE = \frac{1}{MN} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} [I_{(i,j)} - K_{(i,j)}]^2 \quad (5.5)$$

onde:

MSE - *Mean Squared Error*.

$I_{(i,j)}$ - Matriz que compõe um quadro transmitido.

$K_{(i,j)}$ - Matriz que compõe um quadro recebido.

M e N - Representam a dimensão do quadro.

$$PSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{(2^n - 1)^2}{MSE} \right) \quad (5.6)$$

onde $(2^n - 1)^2$ representa o quadrado do maior valor possível de sinal na imagem, em que n é o número de *bits* necessários para representar um *pixel* da imagem.

5.3.5 Structural similarity index - SSIM

O SSIM (Structural Similarity Index) é uma métrica de qualidade bem conhecida usada para medir a semelhança entre duas imagens.

Foi desenvolvido por (WANG et al., 2004). O SSIM é uma métrica que compara cada quadro das sequências de vídeo original e vídeo degradado para quantificar a degradação sofrida. Se baseia na idéia de que imagens naturais são altamente estruturadas, em outras palavras, seus pixels apresentam forte dependência, especialmente quando estão espacialmente próximos, as dependências carregam informações importantes sobre a estrutura dos objetos na cena. O índice varia de 0 a 1, onde quanto mais próximo de 1, maior a qualidade e índices próximos de 0, menor é a qualidade (BEGAZO; RODRÍGUEZ; RAMÍREZ, 2011; CHEN; YANG; XIE, 2006).

A métrica SSIM é dada pela equação Equação 5.7.

$$SSIM_{(x,y)} = \frac{(2\mu_x\mu_y + c_1)(2\sigma_{xy} + c_2)}{(\mu_x^2 + \mu_y^2 + c_1)(\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + c_2)} \quad (5.7)$$

Onde:

- μ_x e μ_y são as médias de x e y , respectivamente. Onde x e y são as dimensões do quadro.
- σ_x^2 e σ_y^2 são as variâncias de x e y , respectivamente.
- σ_{xy} é a variancia de x e y .
- c_1 e c_2 são variáveis para estabilizar a divisão por um mínimo.

5.4 Resultados para o canal AWGN

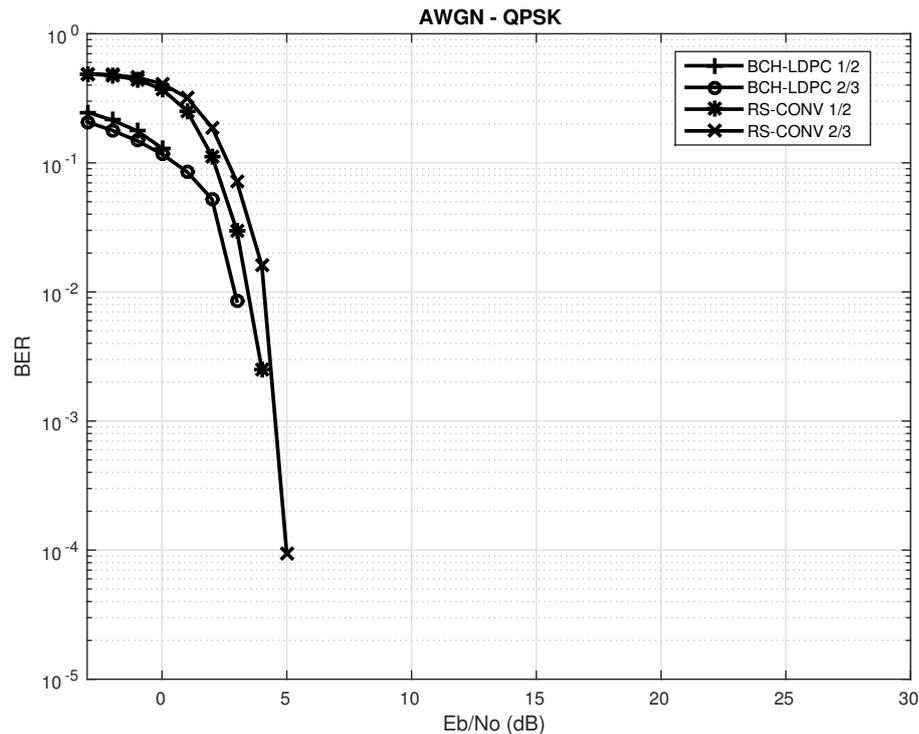
O desempenho obtido em termos da BER para o canal AWGN com três esquemas de modulação diferentes é apresentado a seguir:

5.4.1 Comparação da BER.

Este tópico fornece uma análise de desempenho da BER entre o par concatenado RS-CONV do sistema DVB-T e BCH-LDPC do DVB-T2 sobre o canal AWGN. A Figura 41 apresenta o comportamento da BER usando o vídeo transmitido para modulação

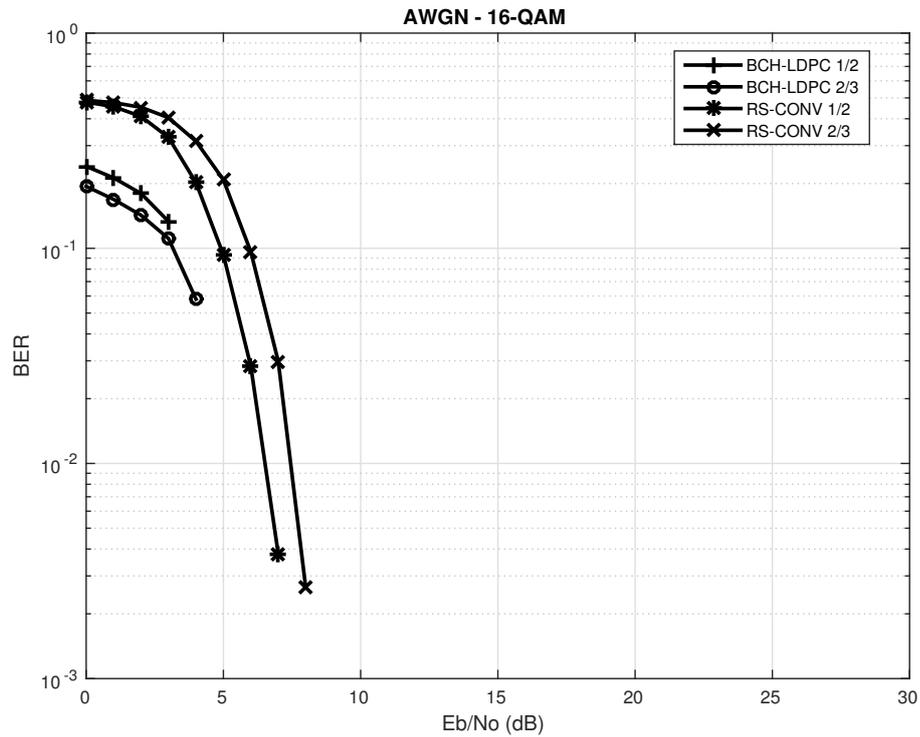
QPSK. Pode-se notar que BCH-LDPC teve o melhor desempenho. Por exemplo, BCH-LDPC 1/2 obteve $BER = 0$ a partir do ponto $E_b/N_0 = 1$ dB enquanto RS-CONV 1/2 atinge este valor apenas em, aproximadamente, $E_b/N_0 = 5$ dB. A mesma ideia pode ser aplicada aos valores obtidos para taxa de código 2/3, onde BCH-LDPC passa a ter uma transmissão sem erros ($BER = 0$) no ponto $E_b/N_0 = 4$ dB enquanto RS-CONV em 6 dB.

Figura 41 – Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com modulação QPSK.



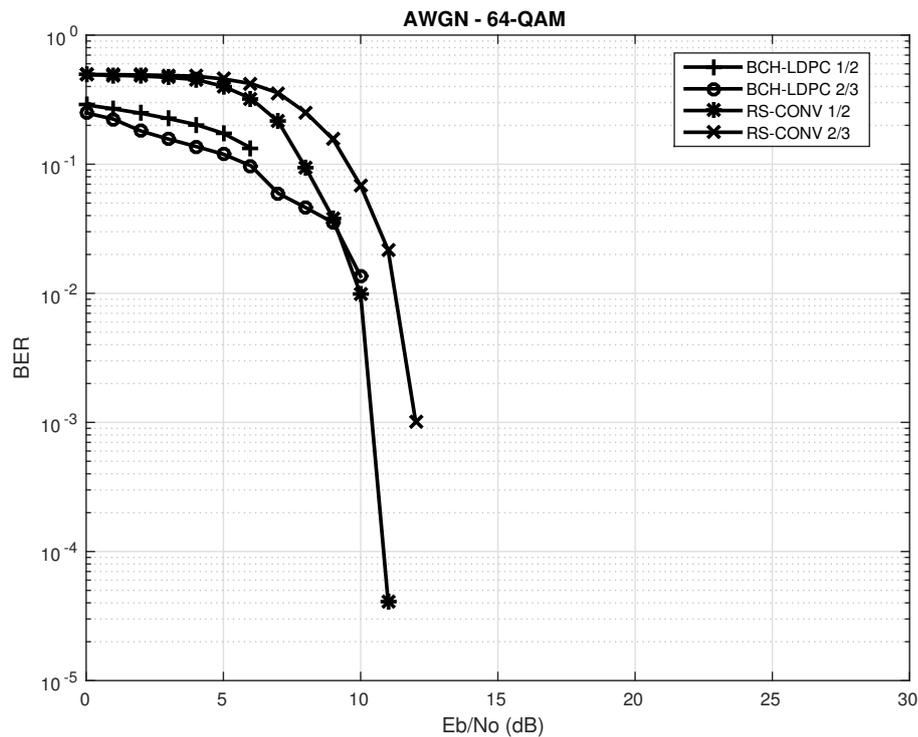
De maneira semelhante, a análise é feita para modulação 16-QAM e apresentada na Figura 42, onde novamente BCH-LDPC obteve os menores valores de BER. Comparativamente, BCH-LDPC com taxa de código 1/2 atinge um valor de BER igual 0 em $E_b/N_0 = 4$ dB, este mesmo valor só é obtido por RS-CONV 1/2 em $E_b/N_0 = 8$ dB. No que diz respeito aos valores com FEC 2/3, RS-CONV atinge uma transmissão perfeita ($BER = 0$) em $E_b/N_0 = 9$ dB, o que BCH-LDPC consegue antecipadamente no ponto $E_b/N_0 = 5$ dB.

Figura 42 – Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com 16-QAM.



E por último a Figura 43 representa a BER para a modulação 64-QAM. O mesmo comportamento apresentado nas modulações QPSK e 16-QAM é apresentado aqui, com RS-CONV 1/2 obtendo $BER = 0$ em $E_b/N_0 = 12$ dB e BCH-LDPC 1/2 em $E_b/N_0 = 7$ dB. BCH-LDPC 2/3 atinge valores nulos de BER em 11 dB, todavia RS-CONV 2/3 apenas consegue no ponto E_b/N_0 igual 13 dB. Assim mais uma vez BCH-LDPC obteve os melhores resultados, pois apresentou os menores valores da BER.

Figura 43 – Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com 64-QAM.



5.4.2 Análise da Qualidade do vídeo.

Os valores das métricas objetivas PSNR e SSIM para cada frame do vídeo nas transmissões com BCH-LDPC e RS-CONV em três diferentes esquemas de modulação sobre o canal AWGN são apresentados, respectivamente, nos gráficos das Figuras 44, 45, 46 e 47, além da curva representando os valores de PSNR do vídeo original, denominado de “Referência”. A análise é realizada sobre os resultados de taxa de código igual 1/2, devido ter apresentado os melhores resultados.

Analisando-se as Figuras 44 e 45 referentes as simulações com BCH-LDPC sobre o canal AWGN, nota-se que os valores obtidos de PSNR e SSIM nas três modulações tiveram resultados bem próximos, com médias de PSNR próximas de 30 dB e SSIM aproximadamente igual a 0.8, conforme apresentado nas Tabelas 6 e 7. O par BCH-LDPC neste caso, proporcionou curvas sem perdas significativas de PSNR em relação à curva de referência do frame 1 até os frames 439, 426 e 397, respectivamente nas modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM. Com BCH-LDPC/16-QAM apresentando o melhor resultado, o qual foi de 31,414 para PSNR e 0.81921 para SSIM.

Figura 44 – PSNR \times Frames para BCH-LDPC sobre canal AWGN

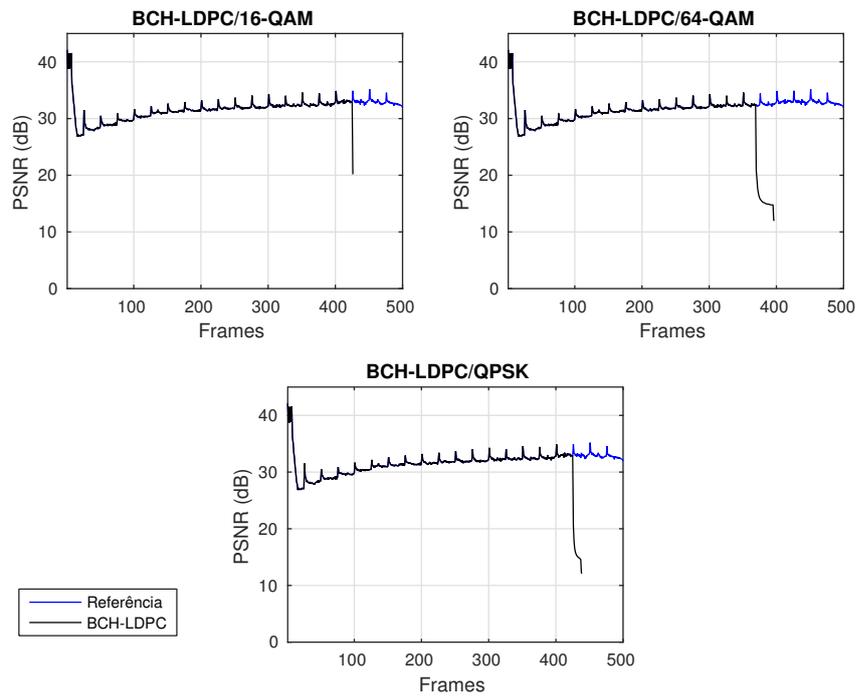
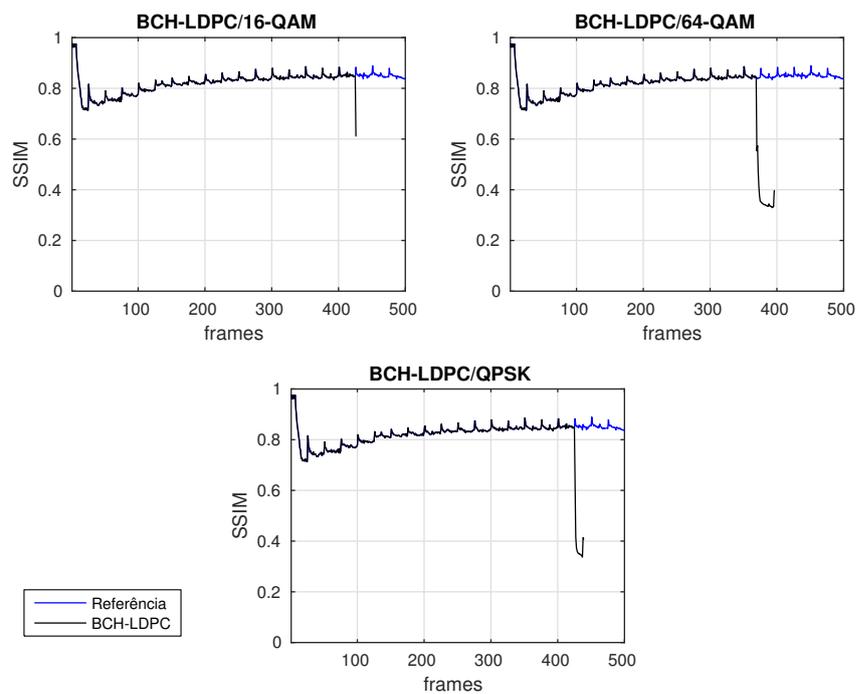


Figura 45 – SSIM \times Frames para BCH-LDPC sobre canal AWGN



Os resultados obtidos para PSNR/SSIM sobre canal AWGN do RS-CONV (Figuras 46 e 47), de acordo com as Tabelas 6 e 7, apresentaram médias inferiores se comparados aos resultados obtidos pelo par concatenado BCH-LDPC, onde já ocorrem perdas significativas de PSNR/SSIM em relação à referência antes do frame de número 400, atingindo valores de PSNR abaixo de 20 dB e índices SSIM inferiores a 0,4. Conforme pode ser observado, houve uma maior diferença de desempenho entre os três cenários com esquemas de modulação diferentes, do que o BCH-LDPC, apresentando o melhor resultado em conjunto com a modulação QPSK, atingindo uma média de PSNR igual a 28,647 dB e SSIM igual 0,73788.

Figura 46 – PSNR \times Frames para RS-CONV sobre canal AWGN

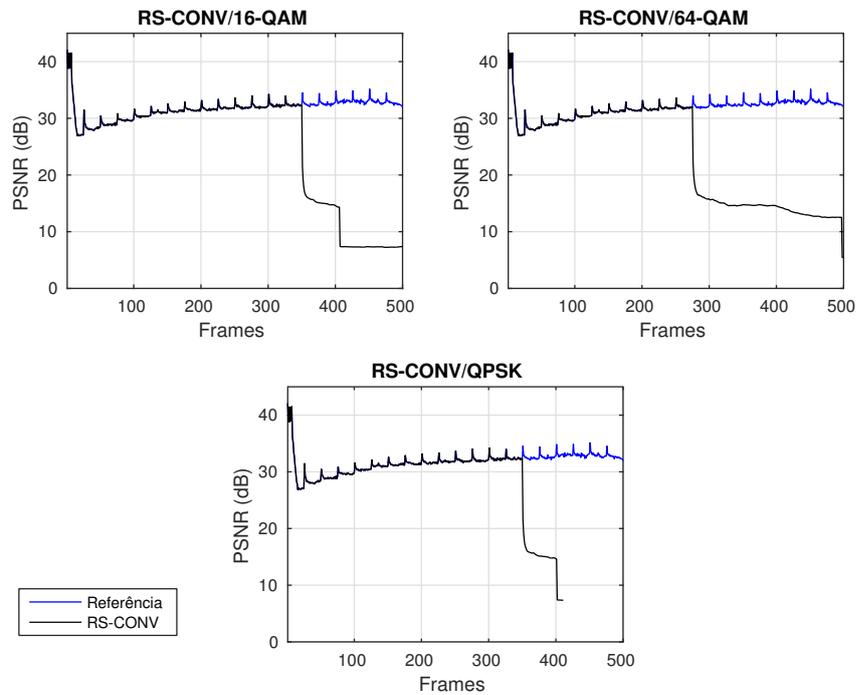
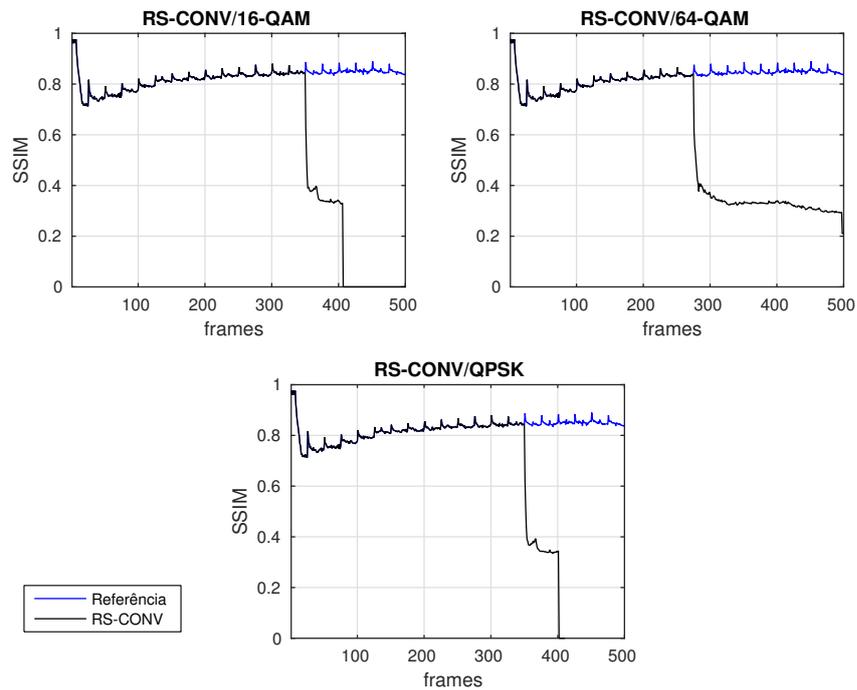


Figura 47 – SSIM \times Frames para RS-CONV sobre canal AWGN

Os valores da média das métricas objetivas PSNR e SSIM para BCH-LDPC e RS-CONV em três diferentes esquemas de modulação sobre o canal AWGN são apresentados, respectivamente, nas Tabelas 6 e 7. Foram computados os valores de PSNR e SSIM para cada frame de vídeo e posteriormente a média entre todos.

Tabela 6 – Valores de média da PSNR (dB) obtidos para o canal AWGN

	QPSK	16-QAM	64-QAM
BCH-LDPC	30,9	31,4	30,1
RS-CONV	28,6	24,9	23,3

Tabela 7 – Valores de média de SSIM obtidos para o canal AWGN

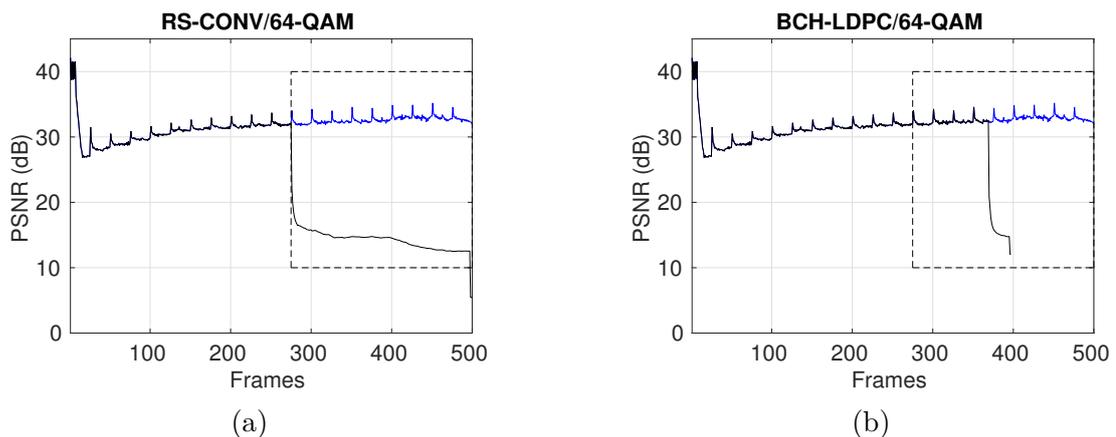
	QPSK	16-QAM	64-QAM
BCH-LDPC	0,805	0,819	0,783
RS-CONV	0,737	0,609	0,592

Ao se observar as médias apresentadas nas Tabelas 6 e 7 referentes ao canal AWGN, constata-se que no esquema de modulação QPSK, BCH-LDPC promoveu um aumento de aproximadamente 2,2 dB na média de PSNR em relação ao RS-CONV. Em 16-QAM, o aumento foi ainda maior de aproximadamente 6,4 dB na média. Em associação com

a modulação 64-QAM, a média de PSNR obtida pelo BCH-LDPC foi de 30,122 dB, ao passo que RS-CONV obteve 23,347 dB, o que acarretou em um ganho aproximado de 6,7 dB, proporcionado pelo primeiro.

Outra forma de analisar a robustez e capacidade de correção que influenciam no grau de distorção presente nos vídeos resultantes em ambos os pares de códigos concatenados é levando-se em consideração um frame de referência n , no qual se inicia a perda de PSNR em relação a média da curva de referência. Os valores de n escolhidos foram referentes ao RS-CONV, devido o mesmo apresentar perdas cronologicamente anteriores aos de BCH-LDPC. A fim de exemplo, uma representação gráfica da faixa de valores usados nos cálculos de PSNR a partir do frame de referência é exibida na Figura 48, retratada pela faixa contida na área tracejada. Este exemplo refere-se aos resultados sobre o canal AWGN com modulação 64-QAM, a mesma idéia foi aplicada aos demais casos, com a diferença que os valores de n diferem entre si para cada esquema de modulação.

Figura 48 – Representação gráfica



Calculando-se a média da PSNR a partir do frame n de referência para o canal AWGN, obteve-se os resultados apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 – Valores de média de PSNR (dB) obtidos a partir do frame de referência para o canal AWGN

	BCH-LDPC	RS-CONV
QPSK	29,99	14,2
16-QAM	32,56	10,33
64-QAM	28,46	14,16

Analisando-se a Tabela 8, nota-se que os resultados de BCH-LDPC obtiveram médias superiores, apresentando ganhos em relação ao RS-CONV de, aproximadamente,

15,8 dB (QPSK), 22,23 dB (16-QAM) e 14,3 dB (64-QAM). Desta forma, analisando-se todos os resultados conclui-se que o BCH-LDPC proporcionou uma melhor qualidade de imagem do que RS-CONV, pois apresentou as maiores médias de PSNR e SSIM.

Os ganhos que BCH-LDPC proporcionou em relação ao RS-CONV são apresentados nas Tabelas 9 e 10.

Tabela 9 – Aumento (ganho) na média de PSNR obtido pelo BCH-LDPC em relação ao RS-CONV

	QPSK	16-QAM	64-QAM
Canal AWGN	2,2 dB	6,4 dB	6,7 dB

Tabela 10 – Aumento (ganho) na média de PSNR obtido pelo BCH-LDPC em relação ao RS-CONV a partir do frame de referência

	QPSK	16-QAM	64-QAM
Canal AWGN	15,8 dB	22,23 dB	14,3 dB

5.5 Resultados para o canal Rayleigh

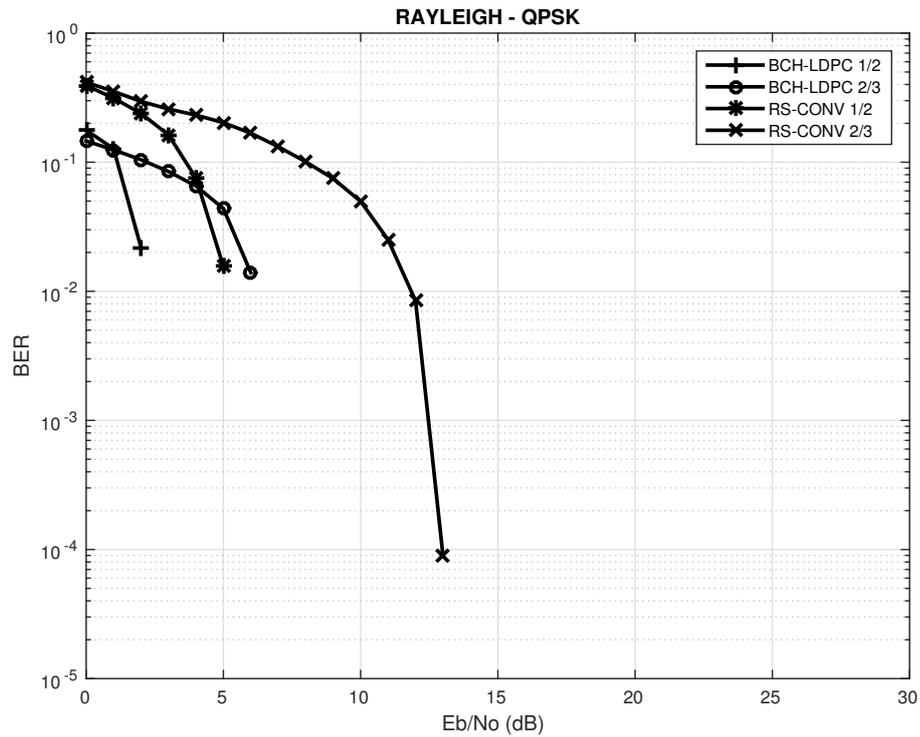
O desempenho obtido em termos da BER para o canal com multipercursos Rayleigh com três esquemas de modulação diferentes é apresentado a seguir:

5.5.1 Comparação da BER.

Esta tópico fornece uma análise comparativa do desempenho em termos de BER entre o par concatenado RS-CONV do sistema DVB-T e BCH-LDPC do DVB-T2 sobre o canal com multipercursos Rayleigh. Os canais com desvanecimento por multipercursos são conhecidos por promover uma maior degradação no desempenho da BER do que os canais AWGN. As Figuras 49, 50 e 51 apresentam respectivamente os resultados para as modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

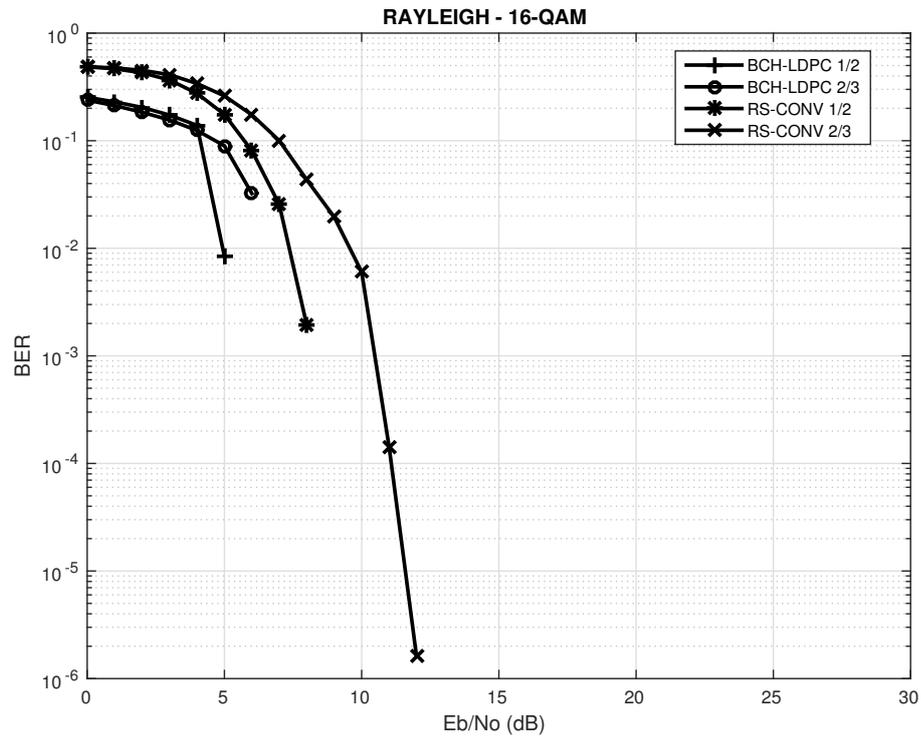
Ao se analisar a Figura 49 nota-se que BCH-LDPC apresentou os melhores resultados em relação a BER, no qual atinge o valor de $BER = 0$ no ponto $E_b/N_0 = 3$ dB com taxa de código 1/2, para esse mesmo valor de BER, RS-CONV 1/2 atinge em $E_b/N_0 = 6$ dB. No que tange aos valores de FEC 2/3, há uma grande diferença nos resultados, onde BCH-LDPC tem BER nula a partir de 7 dB ao mesmo tempo que RS-CONV somente a partir de 14 db.

Figura 49 – Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com QPSK.



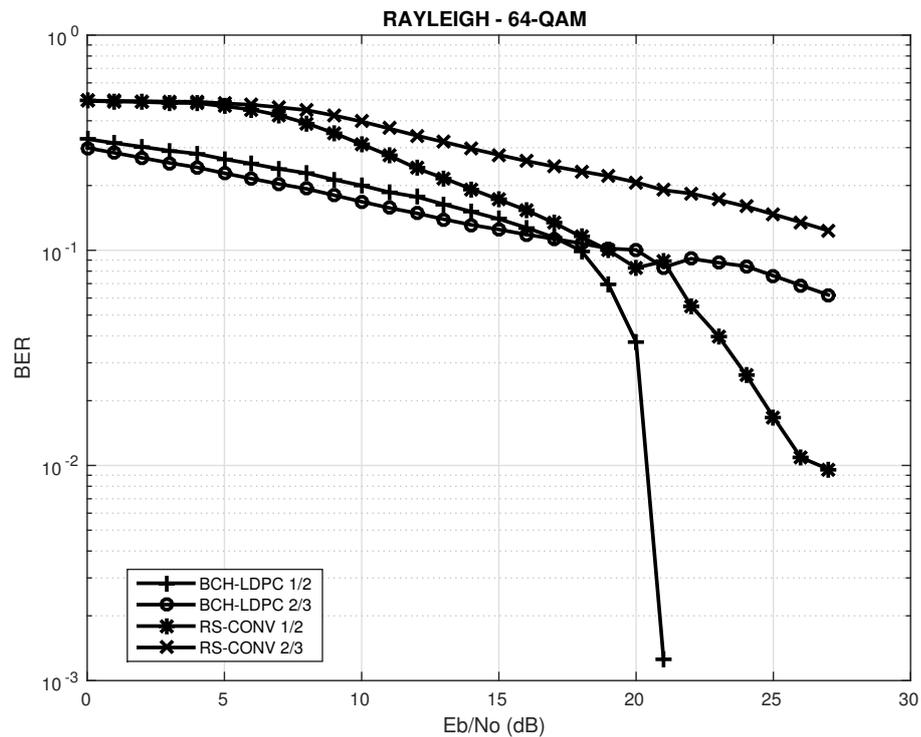
A Figura 50 apresenta o gráfico da comparação da BER para modulação 16-QAM, o BCH-LDPC 1/2 neste caso promoveu um melhor desempenho, alcançando uma BER de valor 0 em $E_b/N_0 = 6$ dB, tal valor só é obtido por RS-CONV 1/2 no ponto $E_b/N_0 = 9$ dB. Em relação aos valores obtidos utilizando-se um FEC de 2/3, notadamente, o valor de BER igual a 0 é atingido no ponto de 13 dB por RS-CONV e 7 dB por BCH-LDC.

Figura 50 – Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com 16-QAM.



Dentre os cenários simulados neste trabalho a Figura 51 representa o pior comportamento para RS-CONV, dentro do seu processo de decodificação atingiu valores nulos de BER apenas acima de 28 dB, notadamente, BCH-LDPC 1/2 realizou um desempenho superior, atingindo 0 em 22 dB.

Figura 51 – Comparação da BER entre RS-CONV e BCH-LDPC com 64-QAM.



5.5.2 Análise da Qualidade do vídeo.

Os valores das métricas objetivas PSNR e SSIM de cada frame do vídeo para as transmissões com BCH-LDPC e RS-CONV em três diferentes esquemas de modulação sobre o canal com multipercursos Rayleigh são apresentados, respectivamente, nos gráficos das Figuras 52, 53, 54 e 55, além da curva representando os valores de PSNR do vídeo original, denominado de “Referência”. A análise é realizada sobre os resultados de taxa de código igual 1/2, devido ter apresentado os melhores resultados. Nas Figuras 52 e 53, os resultados dos cenários com modulação QPSK, obtiveram as maiores médias, com valores de 30,823 e 0,80182 para PSNR e SSIM, respectivamente. O cenário com esquema de modulação 64-QAM sofreu a maior degradação do vídeo, já não possuindo frames após de número 200.

Figura 52 – PSNR × Frames para BCH-LDPC sobre canal Rayleigh

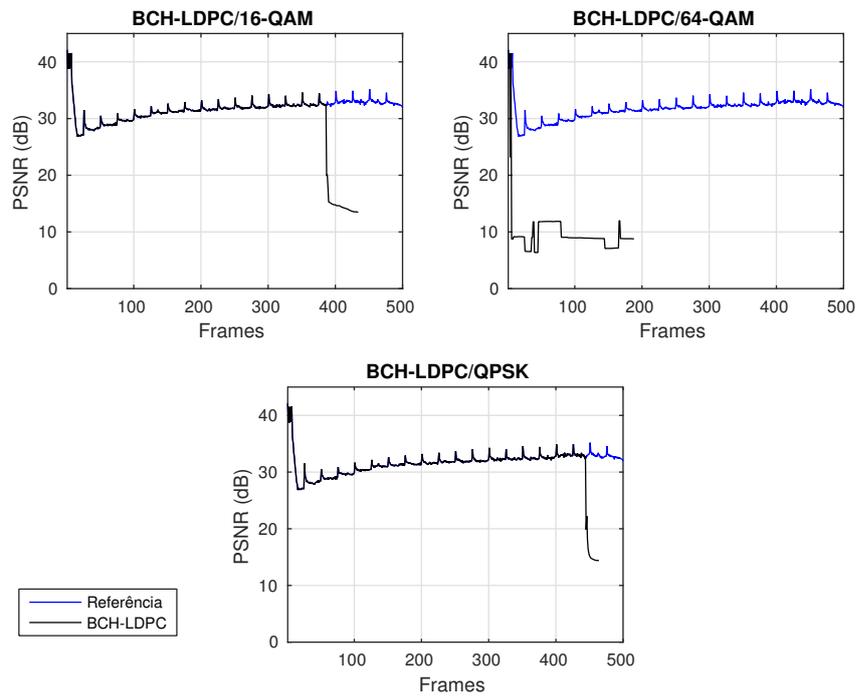
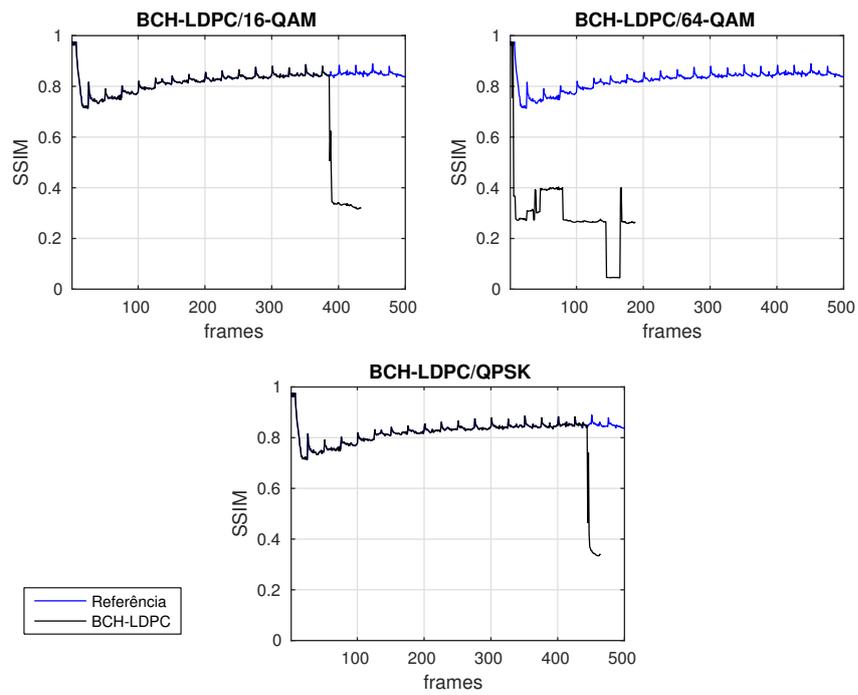


Figura 53 – SSIM × Frames para BCH-LDPC sobre canal Rayleigh



De forma similar ao BCH-LDPC, o cenário do RS-CONV com a maior degradação dentre os três foi em conjunto com a modulação 64-QAM, conforme apresenta as Figuras 54 e 55, principalmente, a partir do frame 54, onde os valores de PSNR tornam-se inferiores a 10 dB e SSIM abaixo de 0,2. RS-CONV/16-QAM permaneceu sem perdas dos valores de PSNR/SSIM em comparação aos valores de referência até o frame 328, ao mesmo tempo que RS-CONV/QPSK teve perdas mais significativas a partir do 386. Assim os melhores resultados das médias obtidas foram 26,833 dB de PSNR e 0,6792 para SSIM em associação com a modulação QPSK, segundo consta nas Tabelas 11 e 12.

Figura 54 – PSNR \times Frames para RS-CONV sobre canal Rayleigh

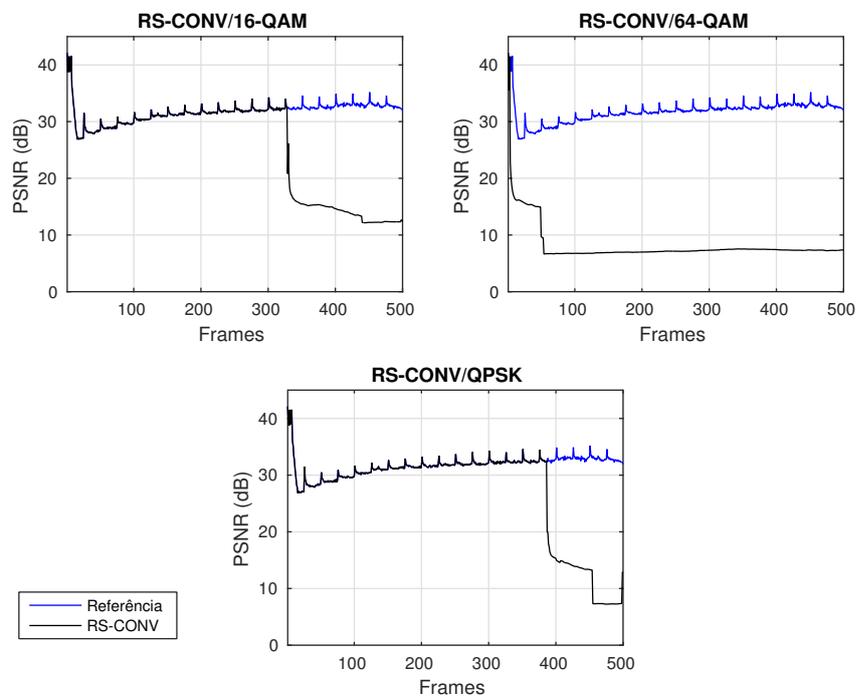
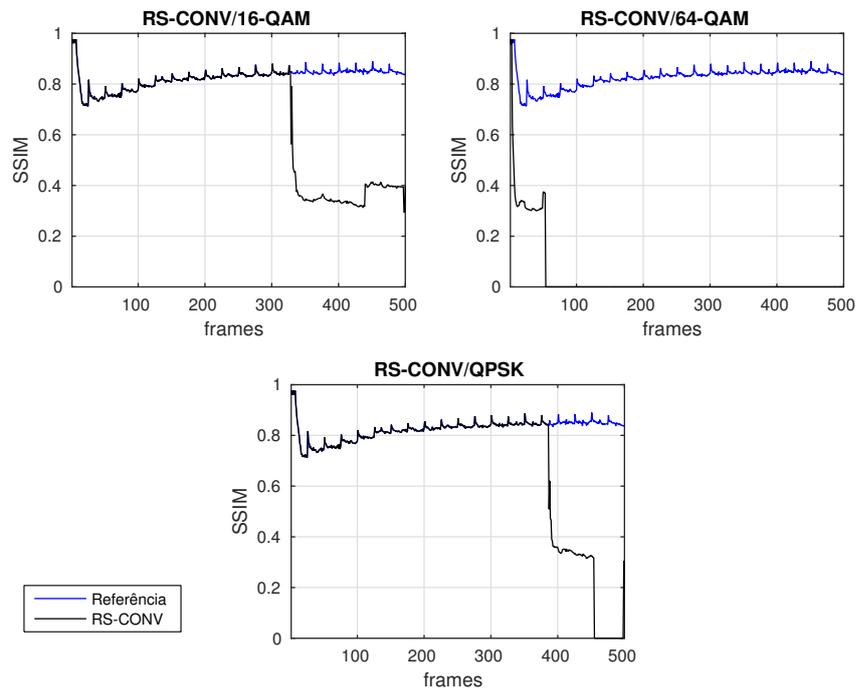


Figura 55 – SSIM \times Frames para RS-CONV sobre canal Rayleigh

Os valores da média das métricas objetivas PSNR e SSIM para BCH-LDPC e RS-CONV em três diferentes esquemas de modulação sobre o canal Rayleigh são apresentados, respectivamente, nas Tabelas 11 e 12. De forma análoga ao canal AWGN, foram calculados os valores de PSNR e SSIM para cada frame de vídeo e posteriormente a média entre todos.

Tabela 11 – Valores de média da PSNR (dB) obtidos para o canal Rayleigh

	QPSK	16-QAM	64-QAM
BCH-LDPC	30,8	29,4	9,87
RS-CONV	26,8	25,2	8,17

Tabela 12 – Valores de média de SSIM obtidos para o canal Rayleigh

	QPSK	16-QAM	64-QAM
BCH-LDPC	0,80	0,76	0,29
RS-CONV	0,67	0,65	0,039

Ao se verificar as médias apresentadas nas Tabelas 11 e 12 referentes ao canal Rayleigh, pode-se concluir que para os três cenários (QPSK, 16-QAM e 64-QAM), os resultados obtidos das simulações com BCH-LDPC acarretaram em um aumento na média de PSNR se comparados aos resultados do RS-CONV. Estes ganhos proporcionados foram

de, aproximadamente, 3,9 dB, 4,2 dB e 1,6 dB, respectivamente, para os cenários com modulação QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

De forma equivalente à aplicada nos resultados obtidos nas simulações sobre o canal AWGN, calculou-se as médias de PSNR na faixa de vídeo correspondente ao frame n de referência até o último. O que resultou nos dados presentes na Tabela 13.

Tabela 13 – Valores de média de PSNR obtidos a partir do frame de referência para o canal Rayleigh

	BCH-LDPC	RS-CONV
QPSK	28,4	11,7
16-QAM	24,3	14,1
64-QAM	9,3	7,9

Examinando-se os valores contidos na Tabela 13, percebe-se que as médias de PSNR apresentadas referentes aos resultados obtidos para BCH-LDPC são maiores que as do RS-CONV, com ganhos aproximados de 16,8 dB para QPSK, 10,3 dB para 16-QAM e 1,4 dB para 64-QAM. Assim como sobre o canal AWGN, novamente o par concatenado BCH-LDPC proporcionou uma maior qualidade de vídeo do que RS-CONV.

Os ganhos que BCH-LDPC proporcionou em relação ao RS-CONV são apresentados nas Tabelas 14 e 15.

Tabela 14 – Aumento (ganho) na média de PSNR obtido pelo BCH-LDPC em relação ao RS-CONV

	QPSK	16-QAM	64-QAM
Canal Rayleigh	3,9 dB	4,2 dB	1,6 dB

Tabela 15 – Aumento (ganho) na média de PSNR obtido pelo BCH-LDPC em relação ao RS-CONV a partir do frame de referência

	QPSK	16-QAM	64-QAM
Canal Rayleigh	16,8 dB	10,3 dB	1,4 dB

5.6 Considerações finais

Este Capítulo apresentou os resultados obtidos para três cenários com esquemas de modulação diferentes (QPSK, 16-QAM e 64-QAM) dos pares concatenados BCH-LDPC e RS-CONV. Primeiramente, uma análise de desempenho da BER foi feita para ambos, em seguida uma avaliação de desempenho em termos da qualidade de vídeo. Analisando-se todos os resultados, BCH-LDPC obteve o melhor desempenho da BER e na avaliação da qualidade de vídeo.

6 Conclusões e Trabalhos futuros

6.1 Conclusões

Nas Seções 5.4 e 5.5 a análise de desempenho da BER e PSNR/SSIM dos codificadores BCH-LDPC/DVB-T2 e RS-CONV/DVB-T sobre os canais AWGN e Rayleigh em sistemas OFDM foi feita. Os parâmetros dos codificadores de canal (BCH, LDPC, Reed Solomon e Convolutacional) e do sistema OFDM foram estabelecidos de acordo com as especificações dadas pelas normas Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T) (ETSI, 1997) e Digital Video Broadcasting Terrestrial-2nd Generation (DVB-T2) (EIZMENDI et al., 2014). As simulações desta dissertação utilizaram três diferentes esquemas de modulação (QPSK, 16-QAM e 64-QAM).

A informação transmitida nas simulações foi um vídeo codificado em H.264/AVC em ultra resolução (4K, 3840x2160 pixels) de 500 frames e com uma taxa de quadros igual a 50, denominado de “Crowd run” encontrado em Xiph.org (2017).

Constatou-se através dos resultados obtidos por simulação que BCH-LDPC obteve melhor desempenho de BER tanto em canal AWGN como em canal com multipercursos do tipo Rayleigh.

Nas simulações sobre o canal AWGN o par concatenado BCH-LDPC obteve o melhor desempenho em conjunto com a modulação QPSK, atingindo valores nulos de BER a partir de $E_b/N_0 = 1$ dB. Conforme o esperado, os valores das médias de SSIM e PSNR obtidos nas simulações das transmissões com o BCH-LDPC sobre o canal AWGN resultaram em uma melhor qualidade do vídeo, cujos valores máximos das médias foram 31,414 dB e 0,81921, respectivamente, para PSNR e SSIM em associação com a modulação 16-QAM.

Nas simulações sobre o canal com multipercursos Rayleigh, a associação BCH-LDPC com a modulação QPSK apresentou os melhores resultados em termos do desempenho da BER alcançando $BER = 0$, a partir do ponto $E_b/N_0 = 3$ dB. Dentre as simulações sobre o canal Rayleigh, BCH-LDPC obteve os melhores resultados de PSNR e SSIM quando associado com a modulação QPSK, atingindo as médias 30,823 e 0,80182, respectivamente.

Conforme apresentado, tanto em termos de BER como em relação a qualidade de vídeo promovida ao usuário o par concatenado BCH-LDPC demonstrou possuir uma superioridade em relação ao RS-CONV, mostrando uma maior robustez ao ruído e ambi-

entes com multipercursos. De tal forma que conferiu um aumento na média da PSNR, que para o canal AWGN foram de aproximadamente 2,2 dB, 6,4 dB e 6,7 dB, respectivamente para QPSK, 16-QAM e 64-QAM. Em se tratando do canal Rayleigh os valores foram aproximadamente de 3,9 dB, 4,2 dB e 1,6 dB.

Uma segunda análise utilizando-se frames de referência, designados por n , foi feita, ratificando os resultados apresentados, de forma que os ganhos na média de PSNR obtidos pelo BCH-LDPC em relação ao RS-CONV foram para o canal AWGN: 15,8 dB para QPSK; 22,23 dB para 16-QAM e 14,3 dB para 64-QAM. Já para o canal Rayleigh, 16,8 dB, 10,3 dB e 1,4 db, respectivamente, para QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

Este trabalho contribui com as pesquisas sobre as variações sofridas na qualidade da imagem durante uma transmissão de vídeo, na medida que analisa e compara os resultados obtidos da utilização dos codificadores BCH-LDPC e RS-CONV em cenários distintos, levando-se em consideração o padrão de compressão digital H.264. Para tal, as métricas objetivas PSNR/SSIM serviram de base para a avaliação de desempenho. O comportamento médio destas métricas permitiu a análise temporal comparativa entre os pares concatenados.

6.2 Trabalhos futuros

Pode-se destacar as seguintes sugestões de trabalhos futuros:

- Realizar as simulações com outras técnicas de codificação de canal, em substituição as atualmente utilizadas.
- Realizar as simulações levando-se em consideração outros padrões de compressão de vídeo, tais como H.265. Utilizar vídeos com resoluções e características diferentes.

Referências

- 802.16M2011, I. Ieee standard for local and metropolitan area networks part 16: Air interface for broadband wireless access systems amendment 3: Advanced air interface. *IEEE std*, 2011. 2011. Citado na página 23.
- ABERT/SET. Digital television systems brazilian tests final report. 2000. ABERT, 2000. Citado na página 45.
- ABIB, G. A.; EISENCRAFT, M. Comportamento de sistemas de comunicação digital usando sinais caóticos em canal com ruído. *Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação*, 2012. v. 1, n. 2, p. 27–32, 2012. Citado na página 46.
- AHMED, E. T.; ALI, M.; SARKAR, M. Ber performance analysis of rayleigh fading channel in an outdoor environment with mlse. In: IEEE. *Electrical & Computer Engineering (ICECE), 2012 7th International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 157–160. Citado na página 3.
- ALBDRAN, S. M. *The Bit Error Rate (BER) Performance in Multi-Carrier (OFDM) and Single-Carrier*. Dissertação (Mestrado) — Electronic Theses and Dissertations, 2012. Citado na página 24.
- ALTOÉ, M. O. C. *Codificação conjunta fonte-canal utilizando codificadores universais adaptativos*. Tese (Doutorado) — Brasil. Ministério da Defesa. Comando-Geral de Tecnologia Aeroespacial (CTA). Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), 2007. Citado na página 1.
- BABU, A. S.; RAO, D. K. S. Evaluation of ber for awgn, rayleigh and rician fading channels under various modulation schemes. *International Journal of Computer Applications*, 2011. CiteSeer, v. 26, n. 9, 2011. Citado 6 vezes nas páginas 27, 28, 29, 46, 47 e 48.
- BEGAZO, D. C.; RODRÍGUEZ, D. Z.; RAMÍREZ, M. A. Avaliação de qualidade de vídeo sobre uma rede ip usando métricas objetivas. In: *Conferência Iberoamericana em Sistema, Cibernética e Informática CISCI*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 226–229. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 50.
- BERROU, C.; GLAVIEUX, A. Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes. *IEEE Transactions on Communications*, 1996. v. 44, n. 10, p. 1261–1271, Oct 1996. ISSN 0090-6778. Citado na página 8.
- BREED, G. Bit error rate: Fundamental concepts and measurement issues. *High Frequency Electronics*, 2003. v. 2, n. 1, p. 46–47, 2003. Citado na página 47.
- CASTRO, B. S. L. *Modelagem Cross-Layer da qualidade de experiência para transmissões de vídeo em sistemas sem fio OFDM*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Pará, 2014. Citado na página 24.

- CHANG, R.; GIBBY, R. A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 1968. IEEE, v. 16, n. 4, p. 529–540, 1968. Citado na página 22.
- CHEN, G. h.; YANG, C. l.; XIE, S. l. Gradient-based structural similarity for image quality assessment. In: *2006 International Conference on Image Processing*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 2929–2932. ISSN 1522-4880. Citado na página 50.
- CHO, Y. S. et al. *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. Citado na página 28.
- CHOUDHARY, S.; VARSHNEY, P. A study of digital video compression techniques. *PARIPEX-Indian Journal of Research*, 2016. v. 5, n. 4, 2016. Citado na página 41.
- COMMITTEE, I. C. S. L. M. S. et al. Part 11: Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications. high-speed physical layer in the 5 ghz band. *IEEE std*, 1999. v. 802, 1999. Citado na página 23.
- DALLY, W. J.; POULTON, J. W. *Digital systems engineering*. [S.l.]: Cambridge university press, 2008. Citado na página 4.
- DUBOLIA, R. et al. Digital image watermarking by using discrete wavelet transform and discrete cosine transform and comparison based on PSNR. In: *Proc. Int Communication Systems and Network Technologies (CSNT) Conf*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 593–596. Citado na página 49.
- EIZMENDI, I. et al. Dvb-t2: The second generation of terrestrial digital video broadcasting system. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2014. v. 60, n. 2, p. 258–271, June 2014. ISSN 0018-9316. Citado 5 vezes nas páginas 1, 2, 44, 45 e 66.
- ETSI, E. 300 744, “digital video broadcasting (dvb): Frame structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television (dvb-t),”. *ETSI, Tech. Rep*, 1997. 1997. Citado 4 vezes nas páginas 1, 2, 44 e 66.
- FFMPEG. *FFmpeg*. 2017. Acessado em 03/01/2017. Disponível em: <<https://ffmpeg.org/>>. Citado na página 43.
- GRAF, R. F. *Modern dictionary of electronics*. [S.l.]: Newnes, 1999. Citado na página 47.
- GROSS, F. B. *Smart antennas for wireless communications: with MATLAB*. [S.l.]: McGraw-Hill New York, 2005. Citado 5 vezes nas páginas 27, 28, 31, 32 e 33.
- GUIMARÃES, W. P. d. S. *Decodificação híbrida para códigos LDPC*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 16.
- HAMMING, R. W. Error detecting and error correcting codes. *The Bell System Technical Journal*, 1950. v. 29, n. 2, p. 147–160, April 1950. ISSN 0005-8580. Citado na página 7.
- HAYKIN, S. *Sistemas de Comunicações: Analógicos e Digitais. 4ª Edição*. [S.l.]: Editora Bookman, 2004. Citado 9 vezes nas páginas 5, 8, 10, 11, 12, 15, 19, 20 e 21.

- HUYNH-THU, Q.; GHANBARI, M. Scope of validity of psnr in image/video quality assessment. *Electronics Letters*, 2008. v. 44, n. 13, p. 800–801, June 2008. ISSN 0013-5194. Citado na página 49.
- IM, S. K.; GHANDI, M. M.; CHAN, K. H. Accurate, non-integer bit estimation for h. 265/hevc and h. 264/avc rate-distortion optimization. In: ATLANTIS PRESS. *2015 International Conference on Computer Science and Intelligent Communication*. [S.l.], 2015. Citado na página 45.
- JOHNSON, S. J. *Iterative error correction: turbo, low-density parity-check and repeat-accumulate codes*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 18.
- JUNIOR, F. C. R. *Arranjos de antenas adaptativas em sistemas OFDMA: Um comparativo entre as técnicas de filtragem pré e pós-FFT*. 2009. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica), UFPA (Universidade Federal do Pará), Belém, Brasil. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.
- JÚNIOR, J. C. M. *Estudo de códigos LDPC em sistemas OFDM com modulações 16-APSK sobre canal Rayleigh*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Informática (PPGI), Área de Concentração em Processamento de Sinais e Microeletrônica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), 2014. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.
- KHAN, M. A.; PAL, S.; JOSE, A. BER performance of BPSK, QPSK & 16 QAM with and without using OFDM over AWGN, rayleigh and rician fading channel. *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, 2015. 2015. Citado na página 3.
- KLAUE, J.; RATHKE, B.; WOLISZ, A. Evalvid—a framework for video transmission and quality evaluation. In: SPRINGER. *International Conference on Modelling Techniques and Tools for Computer Performance Evaluation*. [S.l.], 2003. p. 255–272. Citado na página 43.
- LI, Y. G.; STUBER, G. L. *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 33.
- LIN, S.; COSTELLO, D. J. *Error control coding*. [S.l.]: Prentice Hall, 1983. Citado na página 9.
- MACKAY, D. J. C. Good error-correcting codes based on very sparse matrices. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1999. v. 45, n. 2, p. 399–431, Mar 1999. ISSN 0018-9448. Citado na página 8.
- MACWILLIAMS, F. J.; SLOANE, N. J. A. *The theory of error correcting codes*. [S.l.]: Elsevier, 1977. Citado na página 8.
- MANOEL, E. T. M. *Codificação de vídeo H. 264: estudo de codificação mista de macroblocos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica., 2007. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 41.

- MATLAB. *version 8.5.0.197613 (R2015a)*. Natick, Massachusetts: The MathWorks Inc., 2015. Citado na página 43.
- MEDIA, X. T. *Xiph.org Video Test Media [derf's collection]*. 2017. Acessado em 03/01/2017. Disponível em: <https://media.xiph.org/video/derf/y4m-crowd_run_2160p50.y4m>. Citado na página 45.
- MOREIRA, P. G. F. J. C. *Essentials of Error-Control Coding*. [S.l.]: John Wiley, 2006. Citado 5 vezes nas páginas 13, 14, 15, 18 e 19.
- MOSIER, R.; CLABAUGH, R. Kineplex, a bandwidth-efficient binary transmission system. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part I: Communication and Electronics*, 1958. IEEE, v. 76, n. 6, p. 723–728, 1958. Citado na página 22.
- MULLER, D. E. Application of boolean algebra to switching circuit design and to error detection. *Transactions of the I.R.E. Professional Group on Electronic Computers*, 1954. EC-3, n. 3, p. 6–12, Sept 1954. ISSN 2168-1740. Citado na página 7.
- NETO, J. F. *Comparação entre sistemas de comunicação digital operando com monoportadora e multiportadoras/OFDM sob canal com multipercursos e efeito Doppler*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Sergipe, Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2013. Citado 4 vezes nas páginas 29, 31, 32 e 34.
- NURELLARI, E. *LDPC Coded OFDM And It's Application To DVB-T2, DVB-S2 And IEEE 802.16 e*. Tese (Doutorado) — Eastern Mediterranean University (EMU), 2012. Citado na página 3.
- PACHECO, R. V. *Projeto de um Codificador/Decodificador Viterbi Integrado*. Tese (Doutorado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- PORTO, R. E. C. Desenvolvimento arquitetural para estimação de movimento de blocos de tamanhos variáveis segundo padrão h. 264/avc de compressão de vídeo digital. 2008. 2008. Citado na página 41.
- PRASAD, R. *OFDM for wireless communications systems*. [S.l.]: Artech House, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.
- PROAKIS, J. G. *Digital communications. 1995*. [S.l.: s.n.], 1995. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 34.
- QURESHI, Z. *Decision feedback equalization in OFDM with long delay spreads*. Dissertação (Mestrado) —elsinki university of technology, department of electrical and communications engineering, communication laboratory, 2008. Citado na página 29.
- RICHARDSON, I. H. *264 and MPEG-4 video compression*. [S.l.]: John Wiley and Sons Inc, 2003. Citado 3 vezes nas páginas 38, 39 e 40.
- SANYAL, S. Bit error rate performance of qpsk modulation and ofdm-qpsk with awgn and rayleigh multipath channel. *International Journal of Science and Research*, 2013. 2013. Citado na página 3.

- SCHAFHUBER, D. *Wireless OFDM systems: Channel prediction and system capacity*. Dissertação (Mestrado) — Technical University of Vienna, 2004. Citado na página 23.
- SEO, H. Y. et al. S-dash: A new transmission mechanism for ip-based digital broadcasting systems. In: *2016 Eighth International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1068–1070. Citado na página 45.
- SERRATO, J. C.; O'FARRELL, T. Parallel concatenated gallager codes using euclidean and projective geometry ldpc codes. In: *The Annual London Conference on communications (LCS 2004)*. [S.l.: s.n.], 2004. Citado na página 1.
- SI, H. et al. Expansion coding for channel and source coding. *CoRR (Computing Research Repository)*, 2015. abs/1505.05481, 2015. Disponível em: <<http://arxiv.org/abs/1505.05481>>. Citado na página 7.
- SILVA, J. C. F. d. *Stylo: Um framework voltado para o desenvolvimento de aplicações baseadas em vídeo digital*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, Programa de Pós-Graduação em Informática, 2011. Disponível em: <<http://tede.biblioteca.ufpb.br:8080/handle/tede/6096>>. Citado na página 43.
- SOUZA, J. I. M. *Sistemas de transmissão multiportadoras baseados na transformada wavelet discreta*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2013. Citado na página 45.
- SRIVASTAVA, K.; LAL, S. Ber performance of m-ary fsk, psk and pam on awgn & fading channels. *Global Journal For Research Analysis*, 2017. v. 5, n. 12, 2017. Citado na página 3.
- USHA, S.; NATARAJ, K. Ber performance of digital modulation schemes with and without ofdm model for awgn, rayleigh and rician channels. *International Journal of Science and Research (IJSR)*, 2015. 2015. Citado na página 3.
- VARADE, S.; KULAT, K. Ber comparison of rayleigh fading, rician fading and awgn channel using chaotic communication based mimo-ofdm system. *International journal of soft computing and engineering*, 2012. Citeseer, v. 1, n. 6, 2012. Citado na página 3.
- WANG, Z. et al. Image quality assessment: from error visibility to structural similarity. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2004. v. 13, n. 4, p. 600–612, April 2004. ISSN 1057-7149. Citado na página 50.
- WICKER, S. B.; BHARGAVA, V. K. An introduction to reedsolomon codes. In: _____. *Reed-Solomon Codes and Their Applications*. Wiley-IEEE Press, 1994. p. 1–16. ISBN 9780470546345. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5264572>>. Citado na página 8.
- XIPH.ORG. *Xiph.org Video Test Media [derf's collection]*. 2017. Acessado em 03/01/2017. Disponível em: <<https://media.xiph.org/>>. Citado 3 vezes nas páginas 41, 45 e 66.
- YIM, C.; BOVIK, A. C. Evaluation of temporal variation of video quality in packet loss networks. *Signal Processing: Image Communication*, 2011. Elsevier, v. 26, n. 1, p. 24–38, 2011. Citado na página 3.

ZIMMERMAN, M.; KIRSCH, A. The an/gsc-10 (kathryn) variable rate data modem for hf radio. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 1967. IEEE, v. 15, n. 2, p. 197–204, 1967. Citado na página 22.