

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

**UMA METODOLOGIA TEMPORAL PARA
AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DE
CÓDIGOS CONCATENADOS EM SISTEMAS
OFDM PARA TRANSMISSÃO DE VÍDEO
4K-UHD.**

THIAGO DE ARAÚJO COSTA

TD 16/2024

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

2024

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

THIAGO DE ARAÚJO COSTA

**UMA METODOLOGIA TEMPORAL PARA
AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DE
CÓDIGOS CONCATENADOS EM SISTEMAS
OFDM PARA TRANSMISSÃO DE VÍDEO
4K-UHD.**

TD 16/2024

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

2024

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

THIAGO DE ARAÚJO COSTA

**UMA METODOLOGIA TEMPORAL PARA AVALIAÇÃO
DO DESEMPENHO DE CÓDIGOS CONCATENADOS
EM SISTEMAS OFDM PARA TRANSMISSÃO DE
VÍDEO 4K-UHD.**

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

Orientador: Fabrício Brito Barros

Coorientador: Bruno Souza Lyra Castro

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

2024

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

C837m Costa, Thiago de Araújo.
Uma metodologia temporal para avaliação do desempenho de
códigos concatenados em sistemas OFDM para transmissão de
vídeo 4K-UHD. / Thiago de Araújo Costa. — 2024.
92 f. : il. color.

Orientador(a): Prof. Dr. Fabrício Brito Barros
Coorientador(a): Prof. Dr. Bruno Souza Lyra Castro
Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Pará, Instituto de
Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Belém, 2024.

1. Comunicações digitais. 2. Vídeo. 3. Códigos corretores
de erro. 4. Qualidade de vídeo. I. Título.

CDD 384


**“UMA METODOLOGIA TEMPORAL PARA AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DE
CÓDIGOS CONCATENADOS EM SISTEMAS OFDM PARA TRANSMISSÃO DE
VÍDEO 4K-UHD ”**

AUTOR: **THIAGO DE ARAÚJO COSTA**


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

APROVADA EM: 16/08/2024


BANCA EXAMINADORA:

Documento assinado digitalmente
 **FABRICIO JOSE BRITO BARROS**
Data: 10/09/2024 14:40:23-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>


Prof. Dr. Fabrício José Brito Barros
(Orientador – PPGEE/UFPA)

Documento assinado digitalmente
 **Diego Lisboa Cardoso**
Data: 11/09/2024 21:13:05-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>


Prof. Dr. Diego Lisboa Cardoso
(Avaliador Interno - PPGEE/UFPA)

Documento assinado digitalmente
 **JASMINE PRISCYLA LEITE DE ARAUJO**
Data: 10/09/2024 18:09:56-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>


Prof.^a Dr.^a Jasmine Priscyla Leite de Araújo
(Avaliadora Interna - PPGEE/UFPA)

Documento assinado digitalmente
 **Bruno Souza Lyra Castro**
Data: 10/09/2024 14:46:26-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Bruno Souza Lyra Castro
(Avaliador Externo ao Programa - CAMPUS CASTANHAL/UFPA)

Documento assinado digitalmente
 **JOAO VICTOR COSTA CARMONA**
Data: 10/09/2024 13:42:10-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. João Victor Costa Carmona
(Avaliador Externo - UNIFESSPA)

Documento assinado digitalmente
 **Diego Lisboa Cardoso**
Data: 11/09/2024 21:14:16-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

VISTO:

Prof. Dr. Diego Lisboa Cardoso
(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 Fabrício Brito Barros, 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.

Aos meus amigos Edemir Marcus Carvalho de Matos e Alex Sanches Macedo, cujo apoio foi fundamental para a conclusão desta tese de doutorado. Suas valiosas contribuições, seja com palavras de incentivo, sugestões construtivas ou companheirismo ao longo dessa jornada, foram indispensáveis para que eu pudesse alcançar este importante objetivo.

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 deste trabalho.

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

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) 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	Contexto	1
1.2	Justificativa	2
1.3	Trabalhos Correlatos	2
1.4	Objetivos	4
1.4.1	Objetivo Geral	4
1.4.2	Objetivos específicos	5
1.5	Contribuições	5
1.6	Descrição do trabalho	5
2	Codificação de canal	7
2.1	Considerações iniciais	7
2.2	Conceituação	7
2.3	Códigos de blocos lineares	12
2.3.1	Códigos cíclicos	15
2.3.2	LDPC	18
2.3.2.1	Códigos regulares e irregulares	19
2.3.3	BCH	21
2.3.4	Reed Solomon	21
2.4	Códigos convolucionais	22
2.5	Considerações finais	24
3	Sistemas OFDM	25
3.1	Considerações iniciais	25
3.2	OFDM - Orthogonal-Frequency Division Multiplexing	25
3.2.1	Transmissão OFDM	27
3.2.1.1	Intervalo de guarda	28
3.3	Modelagem de canal	30
3.3.1	Desvanecimento em pequena escala	31
3.3.1.1	Efeito Doppler	31
3.3.1.2	Desvanecimento por multipercurso	32
3.3.2	Canal AWGN	36
3.3.3	Distribuição de Rayleigh	38
3.4	Considerações finais	39
4	O padrão H.264 de compressão de vídeo digital	40

4.1	Considerações iniciais	40
4.2	H.264	40
4.3	Considerações finais	44
5	Métricas de Avaliação de Qualidade de Vídeo	45
5.1	Considerações iniciais	45
5.2	Importância das Métricas Objetivas de Qualidade de Vídeo	45
5.3	Métricas de Qualidade de Vídeo	46
	5.3.0.1 Structural Similarity Index	46
	5.3.0.2 Peak Signal-to-Noise Ratio	47
6	Metodologia e Resultados	49
6.1	Considerações iniciais	49
6.2	Metodologia	49
	6.2.1 Codificação/Decodificação de vídeo	50
	6.2.2 Símbolo OFDM TX/RX	50
	6.2.3 Canal	50
	6.2.4 Cálculo das métricas objetivas de qualidade de vídeo.	51
	6.2.4.1 Porcentagem de frames sem perdas	51
	6.2.4.2 Ganho médio	52
6.3	Resultados do Estudo de Caso: TV Digital	52
	6.3.1 Codificação/Decodificação de Canal	54
	6.3.2 Configuração do canal	55
	6.3.3 Parâmetros e Processos de Codificação e Decodificação de Vídeo	55
	6.3.4 Vídeos utilizados	56
	6.3.4.1 Valores de SSIM/PSNR dos vídeos utilizados	56
	6.3.5 Exemplo Prático da Metodologia de Análise Temporal: Análise de Desempenho com Vídeo Crowd	59
	6.3.6 Discussões	65
6.4	Considerações finais	69
7	Conclusões e Trabalhos futuros	70
7.1	Conclusões	70
7.2	Trabalhos futuros	70
7.3	Produções científicas durante os estudos	70
	Referências	72

Lista de ilustrações

Figura 1	Comparação entre a metodologia proposta e trabalhos correlatos.	4
Figura 2	Modelo simplificado de sistema de comunicação digital.	8
Figura 3	Comportamento da BER de dados codificados e não-codificados.	9
Figura 4	Portadoras senoidais e suas alterações de frequência, amplitude e fase.	9
Figura 5	Constelações das modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM.	10
Figura 6	Classificação dos códigos FEC.	11
Figura 7	Codificação LDPC com várias taxas de código.	12
Figura 8	Estrutura da palavra-código.	13
Figura 9	Representação em diagrama de blocos das equações geradora e de verificação de paridade.	14
Figura 10	Arranjo-padrão de um código de bloco linear (n, k)	15
Figura 11	Codificador para um código cíclico (n, k)	18
Figura 12	Exemplo de gráfico de Tanner.	20
Figura 13	Codificador Convolutacional com comprimento de restrição 3 e taxa 1/2.	22
Figura 14	Máquina de Estados do Viterbi.	23
Figura 15	Exemplo de Treliça.	23
Figura 16	Espectros FDM convencional 16a e OFDM 16b.	26
Figura 17	BER por E_b/N_0 para OFDM Vs. Portadora única usando BPSK.	27
Figura 18	Processo de geração de um símbolo OFDM.	28
Figura 19	Subportadoras de um sinal OFDM.	28
Figura 20	Inserção de prefixo cíclico em um símbolo OFDM.	29
Figura 21	Transmissão OFDM com modulação QPSK sobre canal com multipercursos.	29
Figura 22	Diferentes mecanismos criando multipercursos.	31
Figura 23	Efeito do espalhamento Doppler sobre o sinal recebido.	32
Figura 24	Multipercurso.	33
Figura 25	Exemplo típico de perfil de retardos para uma área urbana.	33
Figura 26	Exemplo de Desvanecimento rápido e lento.	34
Figura 27	Canal com desvanecimento por multipercurso com $N = 10$	35
Figura 28	Canal AWGN.	37
Figura 29	Distribuição Gaussiana.	37
Figura 30	Canal AWGN.	38
Figura 31	Distribuição de Rayleigh.	39

Figura 32	Frame de vídeo mostrando regiões homogêneas.	41
Figura 33	Frame de vídeo com background filtrado.	42
Figura 34	Frame 2 de vídeo.	42
Figura 35	Vídeos utilizados como exemplo.	43
Figura 36	Exemplo de valores de SSIM para a imagem “Lenna” em três níveis de qualidade.	47
Figura 37	Exemplo de valores de PSNR para a imagem “Lenna” em três níveis de qualidade.	48
Figura 38	Simulação da transmissão de vídeo.	50
Figura 39	Fluxograma do Estudo de Caso: Metodologia de Transmissão de Vídeo com BCH-LDPC e RS-CONV.	53
Figura 40	Esquemas de codificação RS-CONV e BCH-LDPC.	54
Figura 41	Vídeos utilizados nas simulações.	56
Figura 42	SSIM/PSNR x FRAMES para o vídeo Crowd	57
Figura 43	SSIM/PSNR x FRAMES para o vídeo Cross	57
Figura 44	SSIM/PSNR x FRAMES para o vídeo Park	58
Figura 45	SSIM/PSNR x FRAMES para o vídeo Tree	58
Figura 46	SSIM/PSNR x FRAMES para o vídeo Duck	59
Figura 47	SNR x FRAMES usando a modulação QPSK	60
Figura 48	SNR x FRAMES usando a modulação 16-QAM	61
Figura 49	SNR x FRAMES usando a modulação 64-QAM	62
Figura 50	SSIM x FRAMES usando a modulação QPSK	63
Figura 51	SSIM x FRAMES usando a modulação 16-QAM	64
Figura 52	SSIM x FRAMES usando a modulação 64-QAM	65
Figura 53	Comparação segmento sem perdas para o canal AWGN.	67
Figura 54	Comparação segmento sem perdas para o canal Rayleigh.	68

Lista de tabelas

Tabela 1	Polinômios código de um código cíclico linear $C_{cyc}(7,4)$	16
Tabela 2	Perfil de retardos: Exemplo do <i>ITU-R Pedestrian A Model</i>	34
Tabela 3	Tabela contendo os tamanhos dos vídeos.	44
Tabela 4	Detalhes das simulações.	54
Tabela 5	Parâmetros de simulação.	55
Tabela 6	Parâmetros de Canal Rayleigh,	55
Tabela 7	Parâmetros de codificação.	56
Tabela 8	Segmento do vídeo sem perdas.	66
Tabela 9	Ganho (%) na média do SSIM de BCH-LDPC em relação ao RS-CONV.	69
Tabela 10	Ganho (dB) na média da PSNR de BCH-LDPC em relação ao RS-CONV.	69

Lista de abreviaturas e siglas

3GPP	3rd Generation Partnership Project
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
ARQ	Automatic Repeat Request
ASK	Amplitude Shifting Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
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 Second Generation
FDM	Frequency Division Multiplexing
FEC	Forward Error Correction
FSK	Frequency Shifting Keying
ICI	Interchannel Interference
ISDB-T	Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting
ISI	Intersymbol Interference
LDPC	Low-Density Parity-Check
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output

MSE Mean Squared Error

OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PLC Power line communications

PSK Phase Shifting Keying

PSNR Peak Signal-to-Noise Ratio

PSNR Peak Signal-to-Noise Ratio

QAM Quadrature Amplitude Modulation

QPSK Quadrature phase-shift keying

RS Reed-Solomon

RS-CONV Codificador Reed-Solomon concatenado com convolucional

SPA Algoritmo Soma-Produto (Sum-Product Algorithm)

SSIM Structural Similarity Index Metric

SSIM Structural Similarity Index

WiMAX Worldwide Interoperability for Microwave Access

Resumo

O canal de comunicação é uma parte crítica do processo de degradação da informação. No domínio da transmissão de vídeo de ultra-resolução 4K, o canal de comunicação é uma parte crucial onde ocorre a degradação da informação, levando inevitavelmente a erros durante a recepção. Para melhorar o processo de transmissão em termos de fidelidade, tecnologias avançadas como digital video broadcasting terrestre (DVB-T) e seu sucessor evolutivo, digital video broadcasting terrestre second generation (DVB-T2), são utilizadas para mitigar os efeitos dos erros de transmissão de dados. Dentre as mudanças realizadas com esta transição, destaca-se a troca dos pares concatenados da codificação de canal. Dentro deste cenário, esta pesquisa apresenta uma metodologia inovadora para a análise temporal da qualidade de vídeo de ultra-resolução 4K sob a influência de ruído gaussiano branco aditivo (AWGN) e canais Rayleigh. Este esforço analítico é facilitado pela aplicação de esquemas de codificação concatenados, especificamente, Bose-Chaudhuri-Hocquenghem concatenado com low-density parity check (BCH-LDPC) e Reed-Solomon concatenado com códigos convolucionais (RS-CONV). Uma compreensão mais abrangente da qualidade do vídeo pode ser alcançada considerando as suas variações temporais, um aspecto crucial da evolução contínua dos paradigmas tecnológicos. Neste estudo, o Structural Similarity Index (SSIM) serve como principal métrica para avaliação da qualidade durante as simulações. Além disso, os valores simulados da Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR) validam essas descobertas, exibindo alinhamento consistente com as avaliações baseadas em SSIM. Além disso, o desempenho do BCH-LDPC supera significativamente o do RS-CONV sob o esquema de modulação 64-QAM, produzindo níveis de qualidade de vídeo superiores que se aproximam ou superam aqueles alcançados pelo RS-CONV sob a modulação QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), levando para um aumento na eficiência espectral. Esta melhoria é evidenciada pelos ganhos do SSIM superiores a 78%, em média. O cálculo dos ganhos médios entre tecnologias distintas na análise da qualidade de vídeo fornece uma estrutura de avaliação robusta e abrangente, capacitando as partes interessadas a tomar decisões informadas neste domínio.

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

Abstract

The communication channel is a critical part of the process of information degradation. In the 4K ultra-resolution video transmission domain, the communication channel is a crucial part where information degradation occurs, inevitably leading to errors during reception. To enhance the transmission process in terms of fidelity, advanced technologies such as digital video broadcasting terrestrial (DVB-T) and its evolutionary successor, digital video broadcasting terrestrial second generation (DVB-T2), are utilized to mitigate the effects of data transmission errors. In the transition, a notable change is the replacement of the concatenated channel coding pairs. Within this scenario, this research presents an innovative methodology for the temporal analysis of 4K ultra-resolution video quality under the influence of additive white Gaussian noise (AWGN) and Rayleigh channels. This analytical endeavor is facilitated through the application of concatenated coding schemes, specifically, the Bose-Chaudhuri-Hocquenghem concatenated low-density parity check (BCH-LDPC) and Reed-Solomon concatenated convolutional (RS-CONV) coders. A more comprehensive understanding of video quality can be attained by considering its temporal variations, a crucial aspect of the ongoing evolution of technological paradigms. In this study, the Structural Similarity Index (SSIM) serves as the main metric for quality assessment during simulations. Furthermore, the simulated Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR) values validate these findings, exhibiting consistent alignment with the SSIM-based evaluations. Additionally, the performance of the BCH-LDPC significantly outperforms that of RS-CONV under the 64-QAM modulation scheme, yielding superior video quality levels that approximate or surpass those achieved by RS-CONV under QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) modulation, leading to an increase in spectral efficiency. This enhancement is evidenced by SSIM gains exceeding 78% on average. The computation of average gains between distinct technologies in video quality analysis furnishes a robust and comprehensive evaluation framework, empowering stakeholders to make informed decisions within this domain.

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

1 Introdução

1.1 Contexto

A transmissão de vídeo de ultra-resolução, como o 4K-UHD, demanda altos níveis de fidelidade para proporcionar uma experiência de usuário satisfatória. A qualidade da transmissão está diretamente associada ao canal de comunicação, que pode introduzir ruídos e erros nos dados transmitidos. Para abordar esses problemas, são utilizadas técnicas avançadas de codificação de canal, categorias que englobam os métodos Forward Error Correction (FEC).

Entre as técnicas de FEC mais notáveis estão os códigos Reed-Solomon (RS), convolucionais, Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH), e Low-Density Parity-Check (LDPC). Cada uma dessas técnicas tem suas particularidades, mas todas compartilham o objetivo comum de corrigir erros e manter a integridade dos dados. Os códigos Reed-Solomon, por exemplo, são amplamente utilizados devido à sua eficácia em corrigir múltiplos erros de burst, enquanto os códigos LDPC são preferidos em sistemas que exigem alta eficiência e robustez em canais de dados ruidosos.

Um exemplo prático da aplicação dessas técnicas está nos padrões de radiodifusão Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T) e sua evolução, o Digital Video Broadcasting Terrestrial Second Generation (DVB-T2). O DVB-T2, em particular, foi projetado para lidar com a crescente demanda por serviços de radiodifusão que exigem maior eficiência espectral e qualidade de transmissão. As melhorias nas tecnologias de FEC adotadas pelo DVB-T2 permitem uma correção de erro mais eficaz, impactando de maneira significativa a robustez e a qualidade das transmissões de conteúdos em alta definição.

A transição do DVB-T para o DVB-T2 não é apenas uma atualização técnica, mas uma evolução que possibilita a prestação de serviços de radiodifusão de maior qualidade. A introdução de técnicas avançadas de FEC no DVB-T2 exemplifica a necessidade de constantemente inovar em técnicas de correção de erro para acompanhar a crescente demanda por qualidade em transmissões de ultra-resolução. Dessa forma, garantindo que o usuário final obtenha uma ótima experiência, mesmo em ambientes onde a comunicação é suscetível a interferências e ruídos.

1.2 Justificativa

Embora o DVB-T e o DVB-T2 tenham avançado significativamente na correção de erros, muitos estudos focam principalmente em aspectos técnicos, como taxa de erro de bits e capacidade de correção, e não consideram suficientemente a qualidade de experiência (QoE) do usuário. A qualidade do vídeo, avaliada por métricas como o Structural Similarity Index Metric (SSIM) e o Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR), é essencial para uma compreensão completa da experiência do usuário.

Esta pesquisa propõe uma metodologia generalizada para a avaliação da qualidade de vídeo, usando a TV digital como um estudo de caso. A metodologia desenvolvida analisa temporalmente a qualidade de vídeo 4K-UHD sob diferentes condições de canal, como ruído gaussiano branco aditivo (AWGN) e canais Rayleigh. A abordagem inclui a aplicação de esquemas de codificação concatenados, especificamente BCH-LDPC e RS-CONV, para comparar o desempenho desses códigos na preservação da qualidade do vídeo. A metodologia envolve a variação gradual do ruído ao longo dos frames para simular mudanças reais nas condições de canal, permitindo uma avaliação precisa da eficácia dos diferentes esquemas de codificação.

Os resultados obtidos fornecem uma análise detalhada dos ganhos na métrica SSIM e na eficiência espectral, oferecendo insights valiosos sobre a eficácia dos códigos de correção de erros em contextos de transmissão real. Esta abordagem não só contribui para uma melhor compreensão do impacto das tecnologias de codificação na qualidade do vídeo, mas também pode ser aplicada a outros cenários de transmissão digital para avaliar a robustez e a eficiência de diferentes métodos de correção de erros.

1.3 Trabalhos Correlatos

O desempenho dos sistemas DVB-T/T2 tem sido amplamente investigado em várias pesquisas recentes. Por exemplo, (POLAK et al., 2021) avaliou o desempenho do sistema DVB-T/T2 Lite utilizando a técnica MISO. (MOHAJERAN; SADOUGH, 2018) apresentou um receptor aprimorado para sistemas DVB-T, com o objetivo de mitigar os impactos causados por imperfeições no canal, especialmente em relação à fase e quadratura. (BOURNAKA et al., 2018) examinou os efeitos de desvio de tempo e frequência no desempenho do radar dentro do sistema DVB-T. (CHAKIKI; ASTAWA; BUDIKARSO, 2020) simulou um cenário de MIMO sobre DVB-T2, utilizando a codificação de canal LDPC e a técnica de estimativa de máxima verossimilhança.

Além disso, (POLAK; KRATOCHVIL, 2017) focou na degradação de desempenho atribuída a imperfeições de fase e quadratura no modulador/demodulador OFDM dos sistemas DVB-T e DVB-T2 Lite. (JULIANAWATI et al., 2019) analisou a qualidade de

transmissão DVB-T2 em condições fixas durante a transição da TV terrestre analógica para digital na Indonésia. (HONFOGA; DOSSOU; MOEYAERT, 2020; HONFOGA et al., 2019) explorou o uso de técnicas UFMC e FBMC em redes 5G para melhorar a eficiência espectral do DVB-T2.

Apesar dos avanços significativos, a literatura existente muitas vezes negligencia a avaliação da qualidade de vídeo, um aspecto crucial para a experiência do usuário. Com a crescente demanda por serviços de vídeo de alta qualidade e a expansão das plataformas de streaming, é fundamental melhorar a experiência do usuário considerando a percepção humana (KSENTINI; TALEB, 2013).

O DVB-T2 introduziu mudanças tecnológicas notáveis em relação ao seu predecessor, especialmente em relação aos esquemas de codificação de correção de erros. Enquanto o DVB-T utiliza a combinação de Reed-Solomon e convolucional (RS-CONV), o DVB-T2 adota o código BCH concatenado com LDPC. Apesar das vantagens do DVB-T2, ambas as tecnologias ainda são utilizadas em diferentes países. O DVB-T2 domina na Europa, enquanto o RS-CONV continua em uso em países como Brasil e Japão, que adotaram o sistema ISDB-T ¹. Avaliar as melhorias resultantes da troca dos pares de códigos concatenados é essencial. Vários estudos têm explorado o desempenho de códigos FEC e técnicas de constelação rotacionada dentro do sistema DVB-T2 (CHO et al., 2019; KUMAR; RAJU; IQBUL, 2019; GHAYYIB; MOHAMMED, 2021).

Além das métricas de desempenho do sistema, é importante considerar as métricas de qualidade de vídeo relacionadas à experiência do usuário (QoE) (VIJAYALAKSHMI; KULKARNI, 2021). Estudos anteriores também utilizaram métricas objetivas para analisar a qualidade de vídeo em sistemas multimídia (SUJAK et al., 2019; LANIEWSKI; SCHÜTZ; ASCHENBRUCK, 2020; TRIoux et al., 2021). No entanto, muitos desses estudos não abordam as variações temporais na qualidade de vídeo, uma lacuna crítica identificada em pesquisas recentes (TRIOUX et al., 2020; CHUNG; YIM, 2020; KAZEMI; GHANBARI; SHIRMOHAMMADI, 2020; YIM; BOVIK, 2011). As flutuações temporais podem impactar significativamente a QoE (YIM; BOVIK, 2011), justificando a necessidade de uma análise quantitativa mais detalhada.

Este estudo propõe uma abordagem inovadora para a análise temporal (frame a frame) da qualidade de vídeo 4K, empregando as métricas SSIM e PSNR. A metodologia envolve a simulação de diferentes níveis de ruído para representar as flutuações nas condições do canal durante a transmissão de vídeo. Esta abordagem visa fornecer uma compreensão mais profunda das variações temporais na qualidade de vídeo e melhorar a análise da experiência do usuário (BENJAK et al., 2022; SETIADI, 2021).

A tabela na Figura 1 resume a comparação entre a metodologia proposta e outros

¹<https://www.dibeg.org/>

estudos relevantes. A análise evidencia que a presente tese aborda uma gama muito mais ampla de aspectos comparado aos trabalhos existentes. Enquanto a maioria dos estudos se concentra em aspectos específicos do desempenho de sistemas DVB-T/T2 ou utiliza métricas estáticas de qualidade, a metodologia proposta nesta tese se destaca por sua abordagem abrangente, oferecendo uma análise detalhada e temporal da qualidade de vídeo 4K. Isso permite uma avaliação mais completa e precisa da experiência do usuário.

Figura 1 – Comparação entre a metodologia proposta e trabalhos correlatos.

Aspecto	Polak (2021)	Mohajeran (2018)	Bournaka (2018)	Chakiki (2020)	Julianawati (2019)	Honfoga (2019, 2020a)	Metodologia Proposta
Método de Avaliação	MISO em DVB-T/T2 Lite	Receptor aprimorado para DVB-T	Desvio de tempo e frequência no radar DVB-T	MIMO sobre DVB-T2 e LDPC	Qualidade de transmissão DVB-T2 em condições fixas	UFMC e FBMC para redes 5G	Análise temporal (frame a frame) da qualidade de vídeo 4K
Codificação de Canal	Não especificado	Não especificado	Não especificado	LDPC	Não especificado	Não especificado	BCH-LDPC/RS-CONV
Métricas de Desempenho	Desempenho do sistema DVB-T/T2 Lite	Imperfeições de fase e quadratura	Desvio de tempo e frequência	Estimativa de máxima verossimilhança com LDPC	Qualidade de transmissão e percepção na transição digital	Eficiência espectral com UFMC e FBMC	SSIM/PSNR para qualidade de vídeo
Foco na Qualidade de Vídeo	Não abordado	Não abordado	Não abordado	Focado na eficiência de codificação	Qualidade de transmissão fixa	Foco na eficiência espectral	Análise de variações temporais na qualidade de vídeo
Análise Temporal	Não abordado	Não abordado	Não abordado	Não abordado	Não abordado	Não abordado	Sim (frame a frame)
Abordagem de Métrica	Taxa de erro de bits (BER)	Imperfeições no receptor	Efeitos de desvio no radar	Simulação e desempenho do código LDPC	Análise estática da qualidade de transmissão	Eficiência espectral	Métrica SSIM primária, PSNR adicional
Inovação Metodológica	Não abordado	Não abordado	Não abordado	Utilização de técnicas MIMO e LDPC	Monitoramento da transição para digital	Adoção de técnicas de forma de onda	Metodologia inovadora para análise temporal

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo Geral

Desenvolver e implementar uma metodologia temporal para a avaliação da qualidade de vídeo em sistemas de transmissão digital. A metodologia, embora aplicada ao estudo de caso da TV digital com conteúdo de vídeo 4K-UHD, é projetada para ser aplicável a qualquer sistema de transmissão digital. O desempenho de diferentes códigos concatenados, como BCH-LDPC e RS-CONV, será comparado utilizando métricas objetivas de qualidade de vídeo, como o Structural Similarity Index Metric (SSIM) e o Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR).

1.4.2 Objetivos específicos

- Desenvolver uma abordagem generalizada para a avaliação da qualidade de vídeo em sistemas de transmissão digital, capaz de considerar variações temporais e diferentes condições de canal.
- Aplicar a metodologia ao estudo de caso da TV digital, avaliando o desempenho de códigos concatenados (BCH-LDPC e RS-CONV), na preservação da qualidade de vídeo em condições de canal AWGN e Rayleigh.
- Utilizar as métricas SSIM e PSNR para medir a qualidade do vídeo transmitido e comparar os ganhos de qualidade obtidos com diferentes esquemas de codificação e condições de canal, visando identificar as técnicas mais eficazes para a transmissão de vídeos de ultra resolução.

1.5 Contribuições

Em resumo, as contribuições deste trabalho incluem:

- Utilização do SSIM para avaliação temporal da qualidade de vídeo, alinhando-se estreitamente com a percepção humana;
- Desenvolvimento de uma nova metodologia de avaliação temporal sob diversos níveis de ruído, simulando flutuações nas condições do canal durante a transmissão de vídeo;
- Consideração de variações temporais possibilitando a geração de dados quantitativos para análises mais precisas do desempenho da tecnologia em relação à qualidade de vídeo, auxiliando profissionais e pesquisadores na seleção de tecnologias;
- Identificação das técnicas mais eficientes na redução da degradação da qualidade, facilitando a previsão e otimização da qualidade de vídeo, especialmente para a transmissão de vídeos de ultra resolução.

1.6 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 aborda os conceitos relacionados às métricas utilizadas para avaliar a qualidade do vídeo nesta tese.
 - O Capítulo 6 é composto pela metodologia empregada e os resultados obtidos das simulações.
 - O Capítulo 7 trata das conclusões referentes aos resultados obtidos no Capítulo 6

2 Codificação de canal

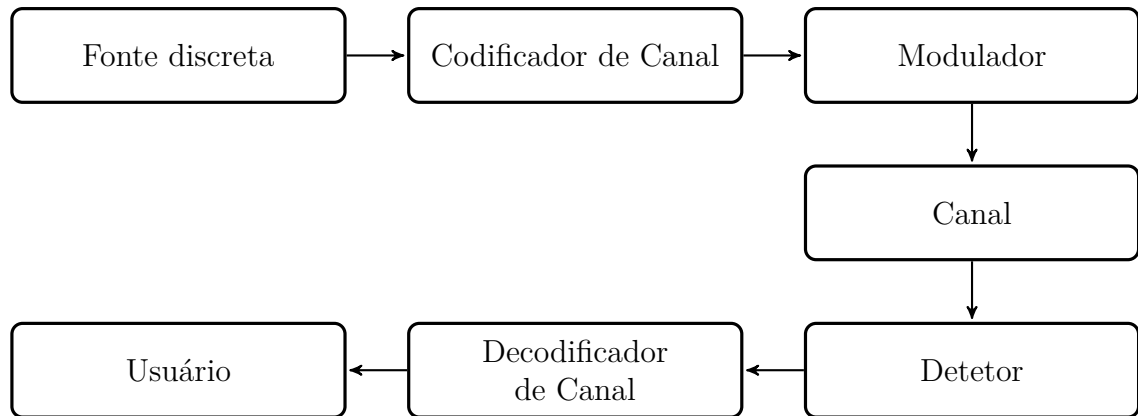
2.1 Considerações iniciais

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 2 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 sequência de símbolos de informação em uma sequência 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 sequência 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 sequência de informação em sua saída, sequência esta obtida a partir do processamento do sinal de entrada. A sequência de dígitos binários do codificador de fonte chamada de *sequência de informação* é então repassada ao codificador de canal(PROAKIS, 1995).

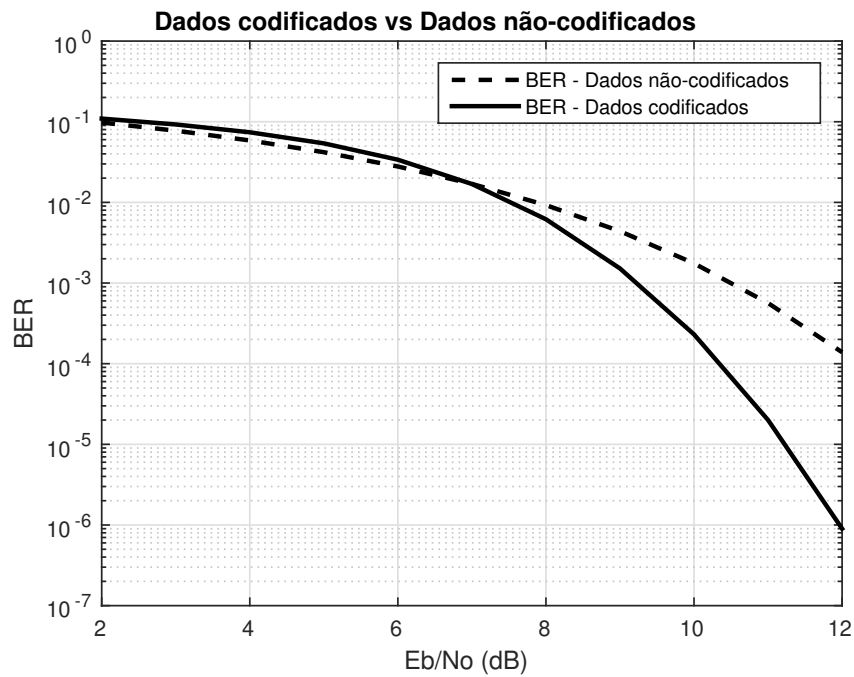
Figura 2 – Modelo simplificado de sistema de comunicação digital.



Fonte: HAYKIN (2004)

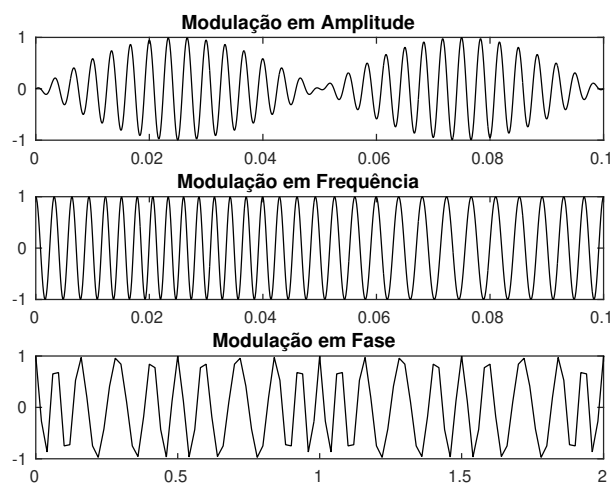
O codificador de canal recebe os bits de mensagem e adiciona redundância. O princípio básico da codificação de canal, também conhecida por codificação e controle de erros (códigos corretores de erros), é a adição de redundância à informação com o objetivo de detectar e corrigir erros que possam ocorrer 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 3 apresenta o comportamento da BER 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 , os valores de taxa de erro dos dados codificados são bem menores do que dos dados não-codificados.

Figura 3 – Comportamento da BER de dados codificados e não-codificados.



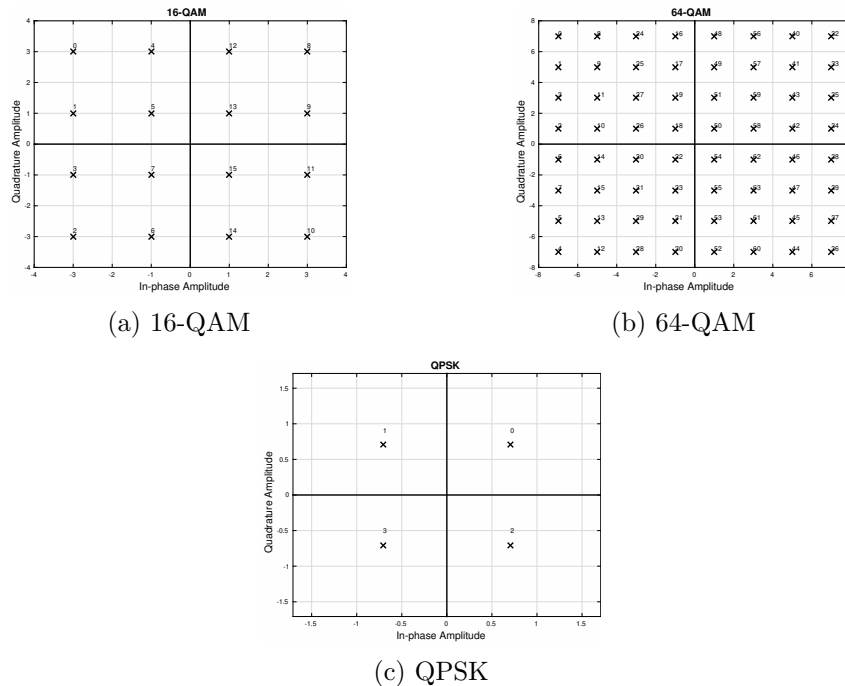
Uma outra etapa presente no processo de transmissão de um sistema digital é a modulação, realizada pelo “Modulador” da Figura 2. A modulação é a técnica onde as características da portadora (sinal que é modulado) são modificadas com a finalidade de transmitir as informações, sendo feitas as alterações combinadas de frequência, amplitude ou fase, conforme observado na Figura 4.

Figura 4 – 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 5 apresenta as constelações das modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

Figura 5 – Constelações das modulações QPSK, 16-QAM e 64-QAM.



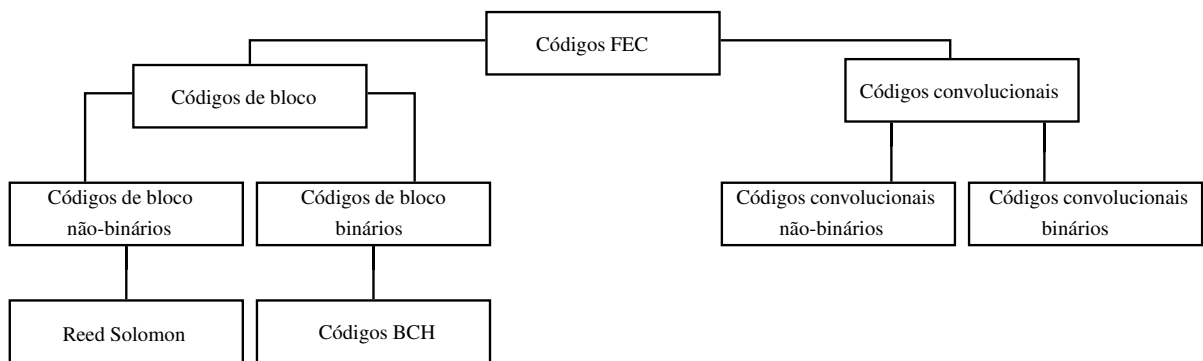
É possível encontrar os sistemas de codificação e controle de erros em qualquer sistema de comunicação digital, como na TV digital e nas comunicações móveis. Outra aplicação é nos sistemas de armazenamento em disco e em fitas magnéticas. As técnicas de codificação também são usadas nas memórias de semicondutores.

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).

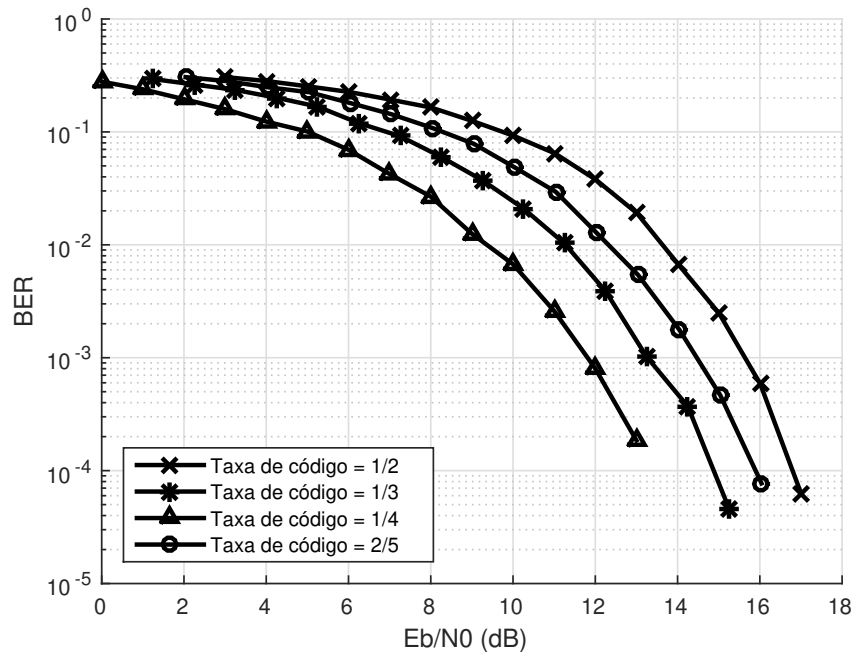
Existem dois tipos de técnicas de codificação de canal: ARQ (Automatic Repeat Request) e FEC (Forward Error Correction) (HAYKIN, 2004). As técnicas FEC utilizam a redundância para detectar e corrigir os erros que ocorreram durante a transmissão. Um dos parâmetros mais importantes dos códigos FEC é a 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 6 apresenta a classificação dos códigos FEC.

Figura 6 – 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 7 em que vários valores de taxas de código resultam em diferentes curvas de BER por E_b/N_0 .

Figura 7 – Codificação LDPC com várias taxas de código.

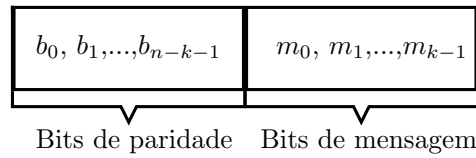


Já as técnicas do tipo ARQ também utilizam a redundância, mas apenas para a detecção de erros, assim que um erro é identificado em uma palavra-código, o receptor solicita que a mesma seja retransmitida, desta forma para este tipo de técnica há a necessidade de um canal de retorno. Dentre os diversos 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 8 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 8 – 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:

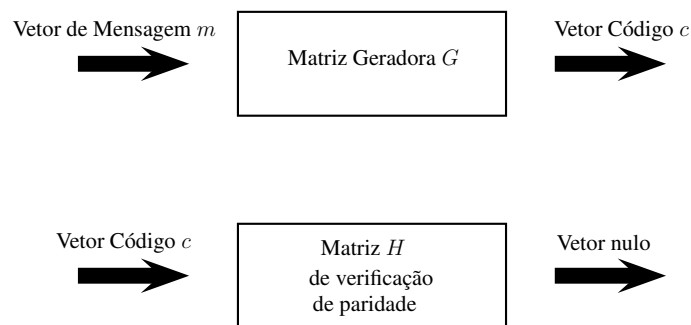
$$\begin{aligned}
 HG^T &= [I_{n-k} \ : \ P^T] \begin{bmatrix} P^T \\ \dots \\ I_k \end{bmatrix} \\
 &= P^T + P^T
 \end{aligned} \quad (2.5)$$

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 9.

Figura 9 – 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 9). 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 10) 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 10 – Arranjo-padrão de um código de bloco linear (n, k) .

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

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:

$$g(X) = 1 + g_1 X + \dots + g_{r-1} X_{r-1} + X_r \quad (2.13)$$

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.

$$\begin{aligned} c(X) &= m_0 g(X) + m_1 X g(X) + \dots + m_{n-r-1} X^{n-r-1} g(X) \\ c(X) &= (m_0 + m_1 X + \dots + m_{n-r-1} X^{n-r-1}) g(X) \end{aligned} \quad (2.14)$$

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:

$$g(X) = 1 + g_1 X + \dots + g_{n-k-1} X^{n-k-1} + X^{n-k} \quad (2.15)$$

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.

$$c(X) = m(X)g(X) = (m_0 + m_1 X + \dots + m_{k-1} X^{k-1}) g(X) \quad (2.16)$$

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 – Polinomios 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.

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

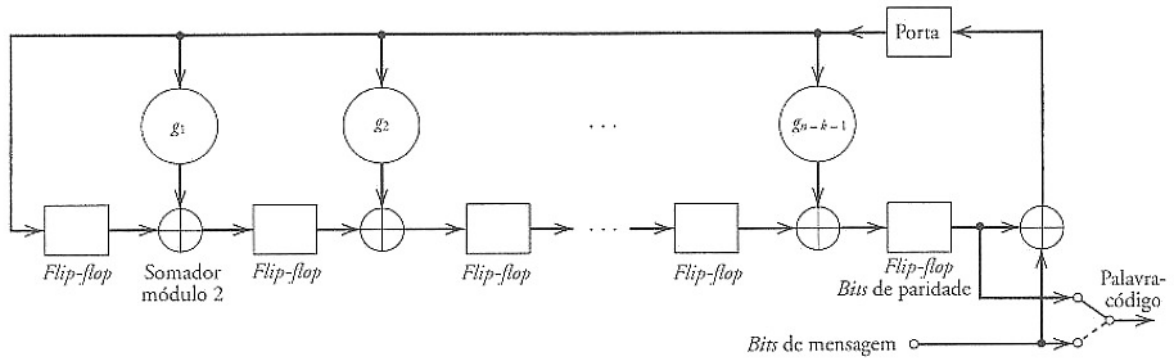
Dado que um polinômio código é múltiplo de $g(X)$ então se o resto for zero o polinômio recebido r é um polinômio código, caso contrário o polinômio recebido não pertence ao código (MOREIRA, 2006). Onde a síndrome é expressa por:

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

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 11, que consiste em um *registrador de deslocamento com realimentação linear* de $(n - k)$ etapas. As caixas na Figura 11 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 11 – 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 linha 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 :

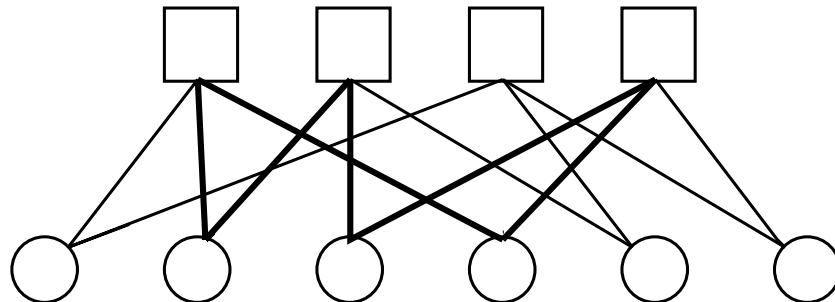
$$r \approx 1 - \frac{w_c}{w_r} \quad (2.28)$$

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 12 apresenta um exemplo de gráfico de Tanner.

Figura 12 – 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 digi-

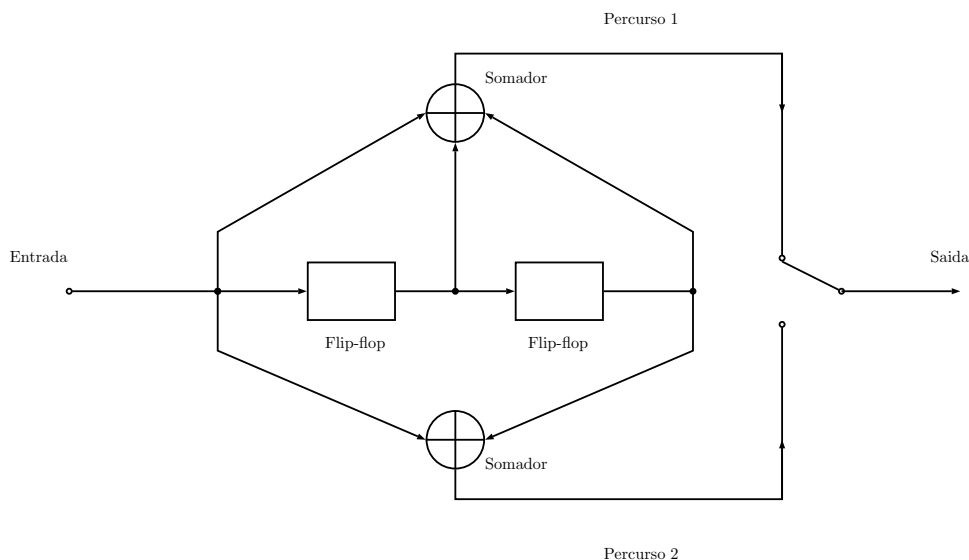
tais tais como: Comunicações de missões espaciais, CDs, DVDs, aDSL, WiMAX, DVB, QRCode e sistemas RAID 6 e sistemas de telecomunicações como DWDM.

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 13 exibe um codificador convolucional cuja taxa de código é igual a $1/2$.

Figura 13 – Codificador Convolucional com comprimento de restrição 3 e taxa $1/2$.

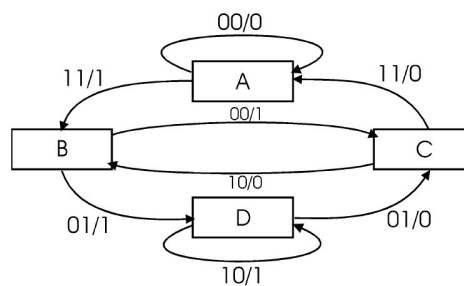


Fonte: HAYKIN (2004)

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 14. 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).

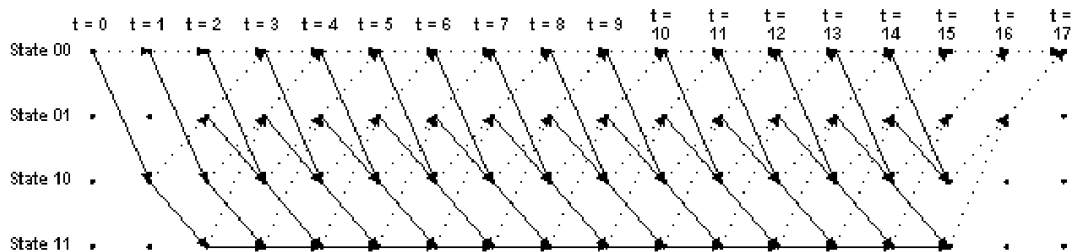
Figura 14 – Máquina de Estados do Viterbi.



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 15.

Figura 15 – 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

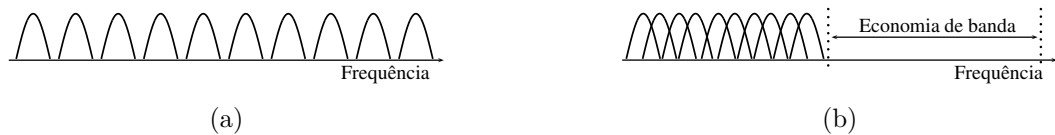
OFDM (Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais, em português) é uma técnica de transmissão que surgiu da evolução de uma outra técnica denominada de FDM (Frequency Division Multiplexing, Multiplexação por Divisão de Frequência em português). No ano de 1968 um sistema OFDM foi proposto em (CHANG; 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 16 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.

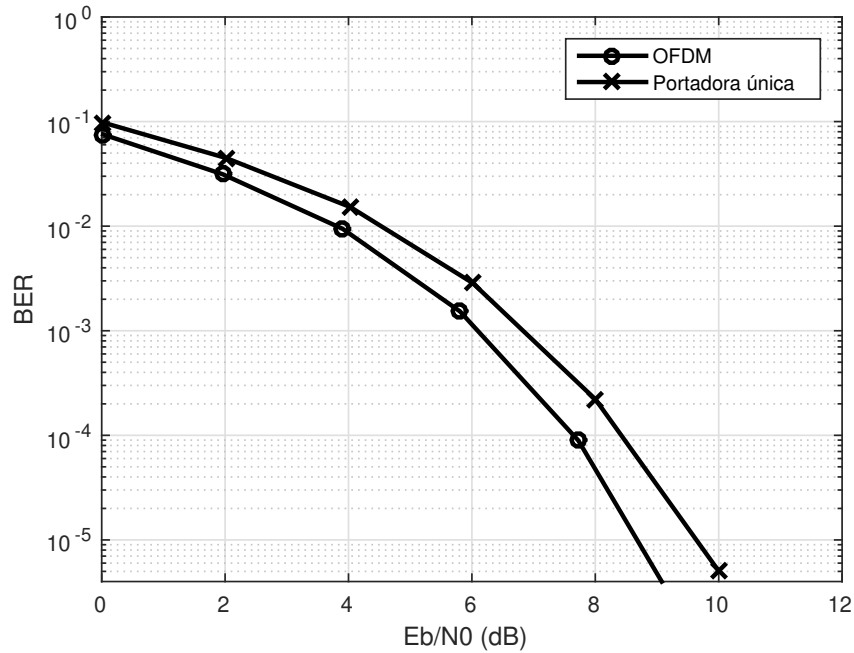
Figura 16 – Espectros FDM convencional 16a e OFDM 16b.



Fonte:Prasad (2004).

Várias normas de comunicação são baseadas em OFDM. Em particular, OFDM é utilizado em padrões para redes locais sem fios, nomeadamente, IEEE 802.11a e HIPER-LAN 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 17, 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 17 – BER por E_b/N_0 para OFDM Vs. Portadora única usando BPSK.

Fonte: ALBDRAN (2012)

3.2.1 Transmissão OFDM

A Figura 18 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 19 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).

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

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 18 – Processo de geração de um símbolo OFDM.

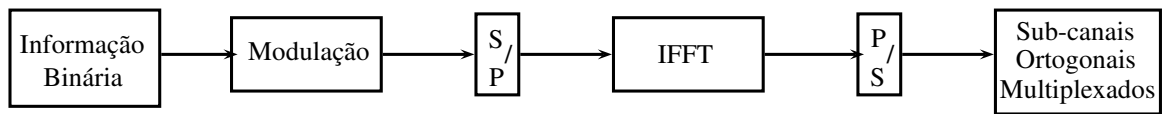
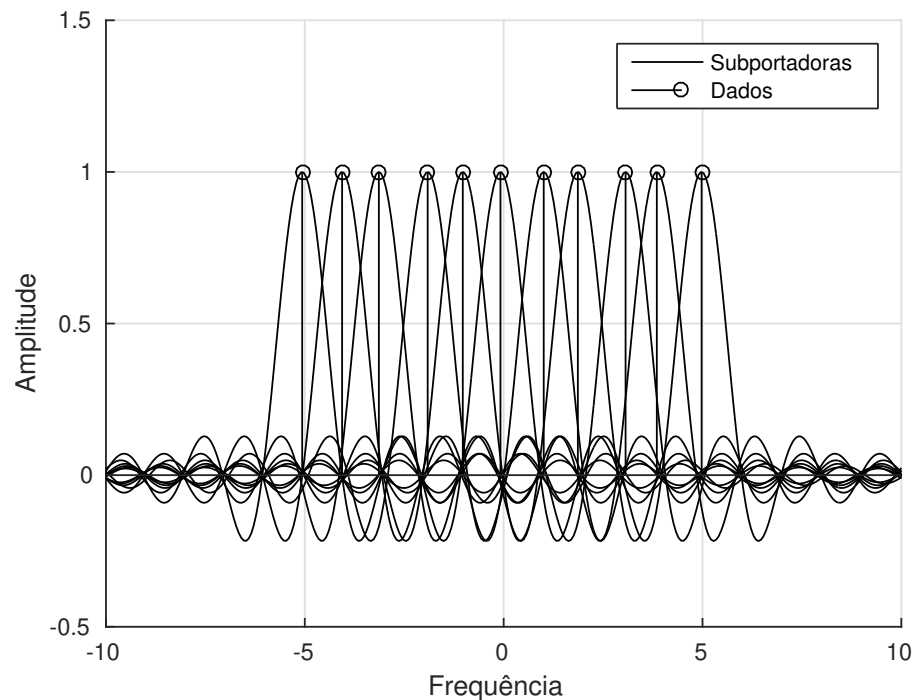


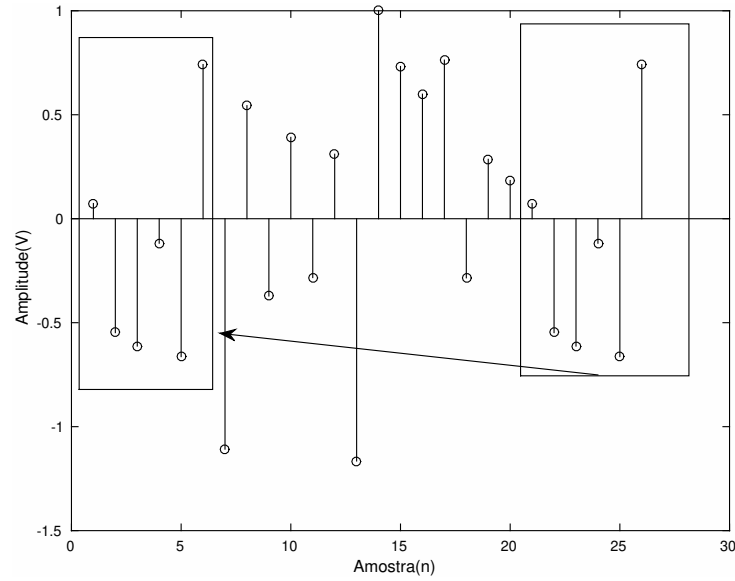
Figura 19 – Subportadoras de um sinal OFDM.



3.2.1.1 Intervalo de guarda

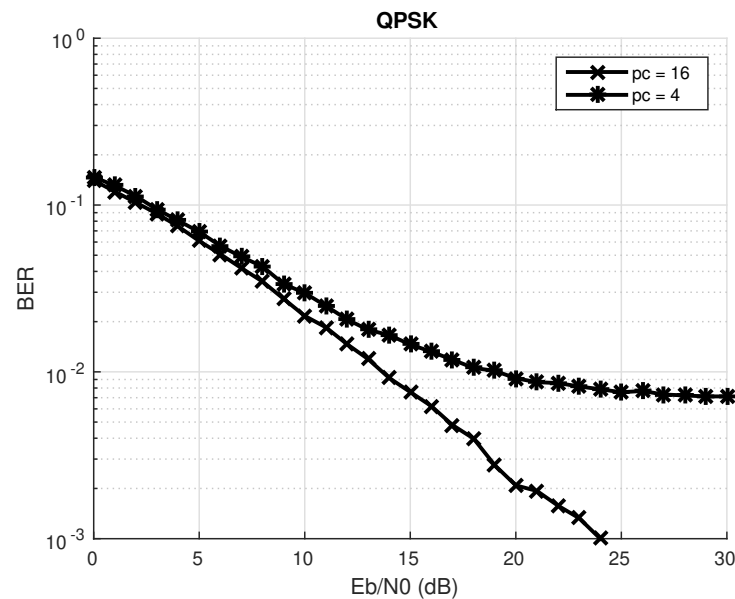
Com o objetivo de minimizar a ISI (Intersymbol Interference), um intervalo de guarda é inserido em cada símbolo OFDM. Para que a ISI seja totalmente eliminada o intervalo de guarda deve ser superior ao valor do espalhamento temporal imposto pelo canal. Desta forma as componentes de multipercursos de 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 20.

Figura 20 – 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 21 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, consequentemente, o caso $pc = 16$ obteve os menores valores de BER.

Figura 21 – Transmissão OFDM com modulação QPSK sobre canal com multipercursos.



3.3 Modelagem de canal

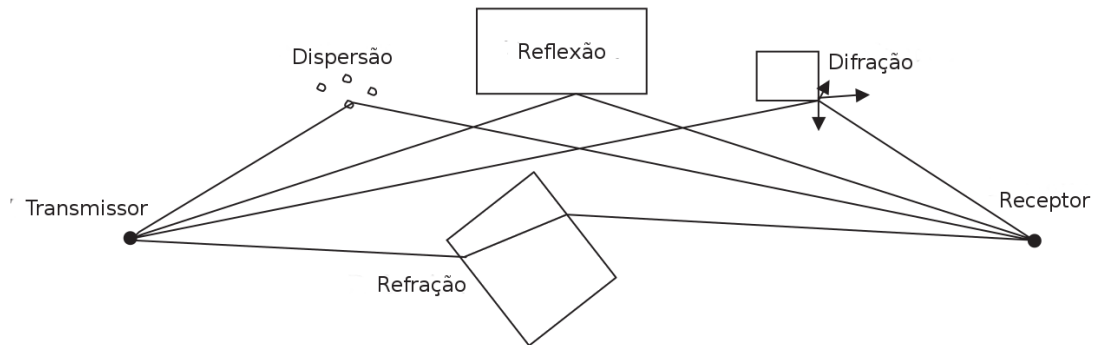
Os sistemas de comunicação sem fio tornam-se cada vez mais importantes e proeminentes na sociedade moderna. Nesse contexto promover simulações de canais sem fio com precisão tornou-se muito importante para avaliação de sistemas e componentes das comunicações sem fio. Em um sistema sem fio, o sinal transmitido 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 22). 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 22 – 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 refletoras ou difratoras 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

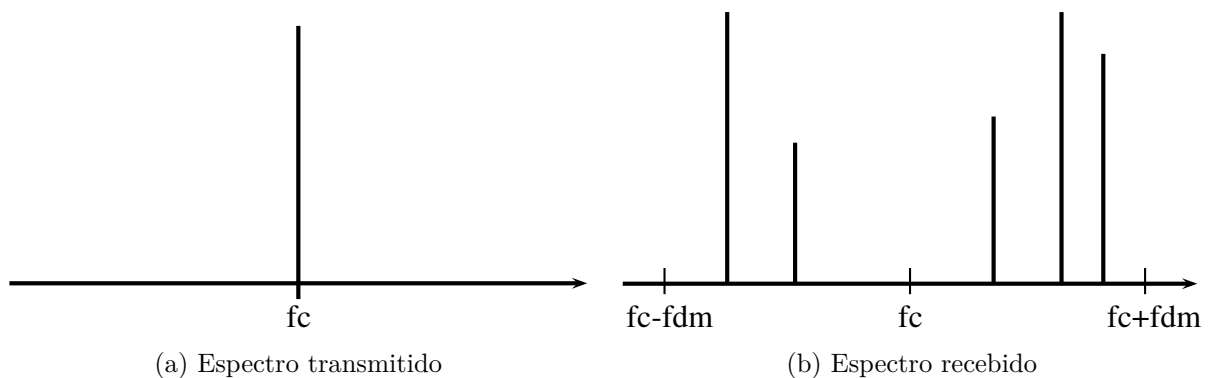
sinal, há um aumento da frequência da portadora recebida. Caso o receptor esteja se afastando do transmissor, a frequência da portadora recebida diminui, este fenômeno é denominado de *Efeito Doppler* (NETO, 2013). Como várias réplicas do sinal percorrem diferentes caminhos (multipercursos), cada componente 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 23. Em 23a encontra-se a representação do espectro do sinal transmitido e em 23b, o espectro recebido o qual foi alvo do efeito do canal com multipercursos.

Figura 23 – Efeito do espalhamento Doppler sobre o sinal recebido.

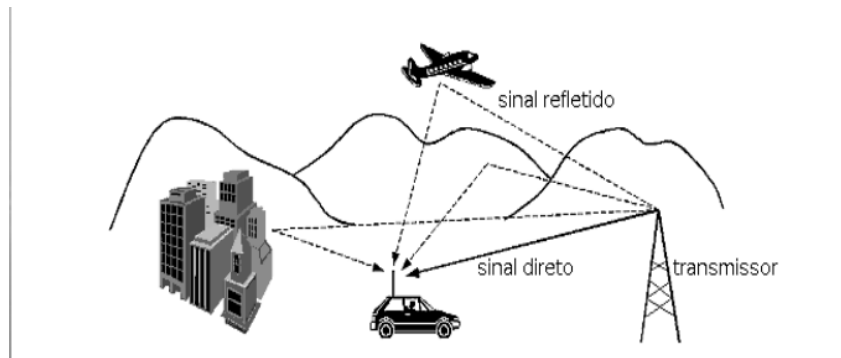


Fonte: (JUNIOR, 2009)

3.3.1.2 Desvanecimento por multipercurso

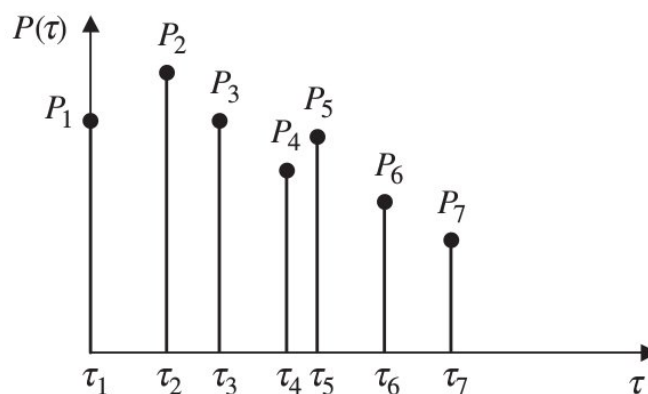
Multipercurso é uma condição em que o sinal transmitido é refletido pelas estruturas físicas do canal de propagação, criando múltiplos caminhos do sinal entre a estação base e o receptor. Um ambiente de propagação típico apresenta multipercursos, onde as ondas planas incidentes na antena do receptor chegam de muitas direções diferentes com amplitudes, frequências e fases aleatórias (LI; STUBER, 2006). A Figura 24 apresenta um exemplo do fenômeno de multipercursos.

Figura 24 – 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 potência e retardos (power delay profile). Um exemplo típico de perfil de retardos para uma área urbana é mostrado na Figura 25.

Figura 25 – Exemplo típico de perfil de retardos para uma área urbana.



Fonte: Gross (2005)

Em sistemas digitais, o espalhamento temporal provoca interferência intersimbólica (ISI - Inter-Symbolic 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*.

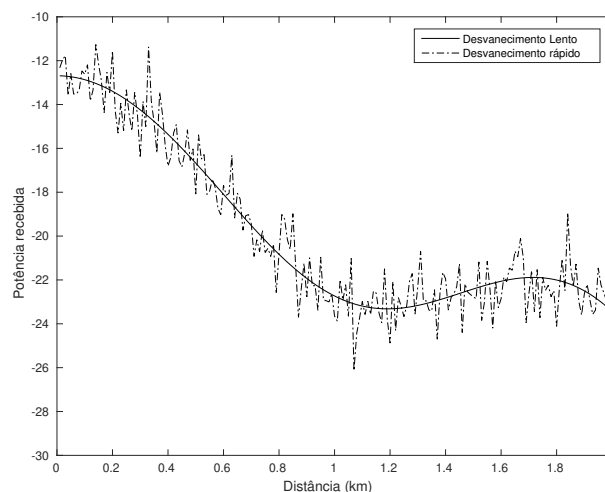
Tap	Delay (ns)	Potência média (dB)
1	0	0
2	110	-9,7
3	190	-19,2
4	410	-22,8

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 26.
- 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).

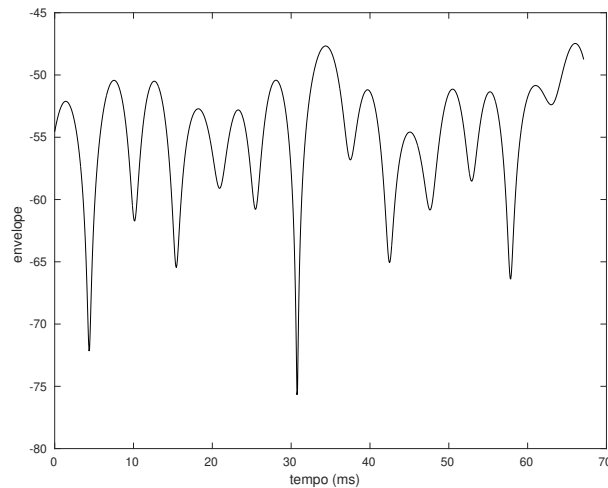
Figura 26 – Exemplo de Desvanecimento rápido e lento.



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 27, onde o mesmo tem $N = 10$

Figura 27 – Canal com desvanecimento por multipercursos com $N = 10$.



Fonte: Gross (2005)

Um canal com multipercursos 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 multipercursos 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.

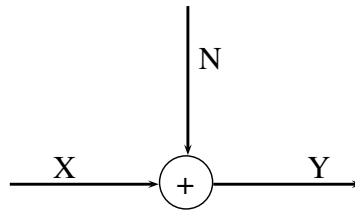
Um modelo bastante utilizado em função de sua simplicidade e tratabilidade matemática, e que se aplica a um grande conjunto de canais físicos, é o modelo de canal aditivo Gaussiano branco (AWGN) (do inglês Additive White Gaussian Noise), que introduz nos sinais transmitidos um ruído modelado estatisticamente 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 28 apresenta um canal AWGN.

Figura 28 – Canal AWGN.

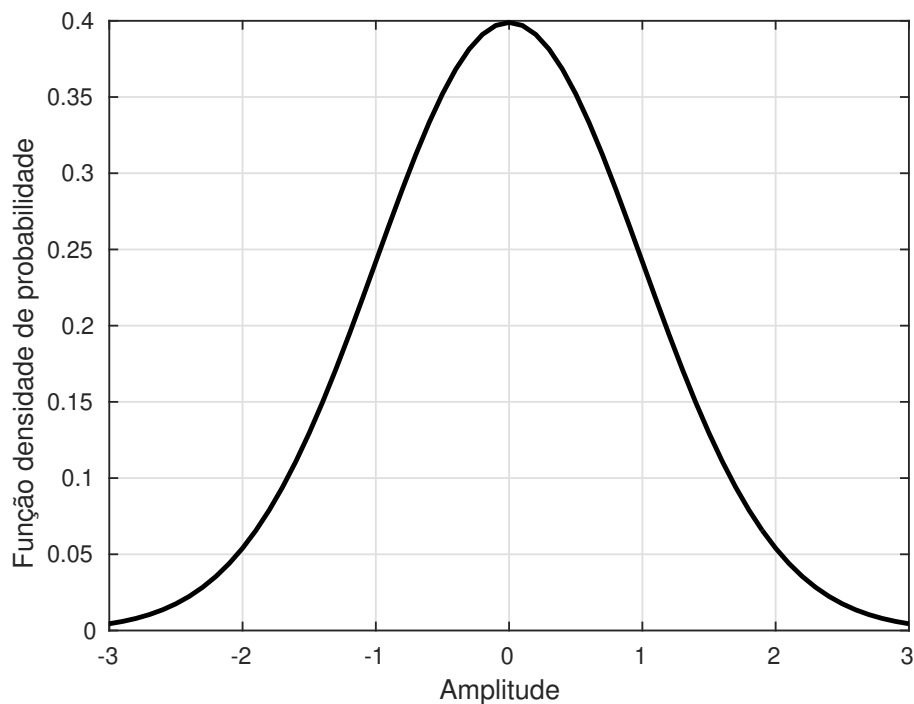


Um canal AWGN possui distribuição Gaussiana de amplitude, cuja função densidade de probabilidade é dada por:

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

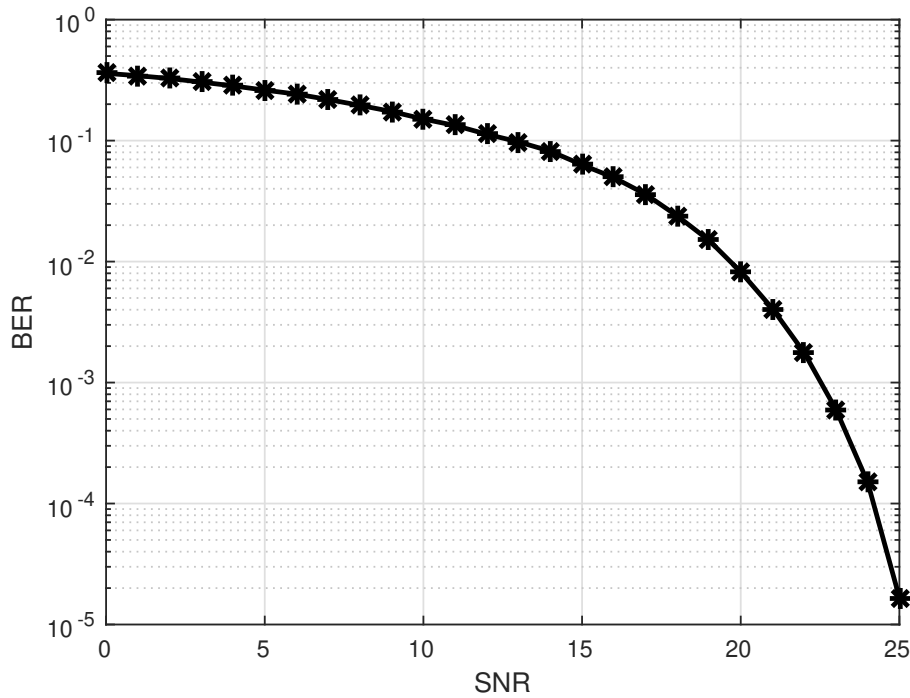
Onde μ é média da distribuição, σ é o desvio padrão e σ^2 é a variância. Um exemplo da função densidade de probabilidade Gaussiana é apresentado na Figura 29 com $\mu = 0$ e $\sigma = 1$.

Figura 29 – Distribuição Gaussiana.



Para efeito de ilustração, mostra-se na Figura 30 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 30 – Canal AWGN.



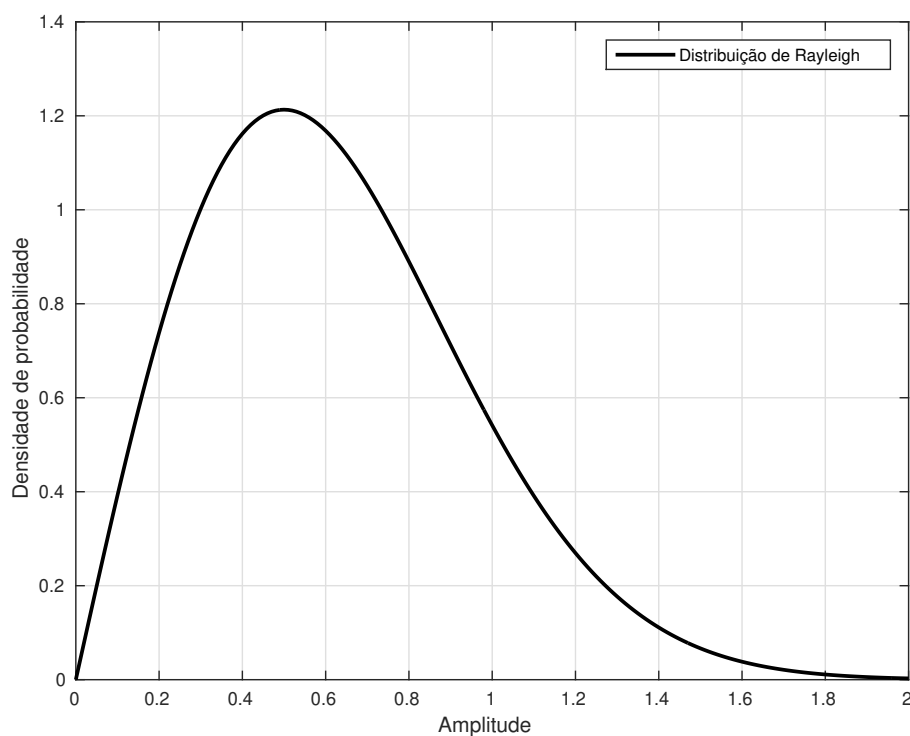
3.3.3 Distribuição de Rayleigh

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 31 apresenta uma exemplo de distribuição de Rayleigh.

Figura 31 – 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 32 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 33 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 34 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 32 – Frame de vídeo mostrando regiões homogêneas.



Fonte: Richardosn (2003)

Figura 33 – Frame de vídeo com background filtrado.



Fonte: Richardosn (2003)

Figura 34 – 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 35 apresenta o frame 1 de quatro vídeos: Crew, Dead Line, Flower e Football.

Figura 35 – 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 codificados 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 da metodologia e os resultados das simulações.

5 Métricas de Avaliação de Qualidade de Vídeo

5.1 Considerações iniciais

O vídeo é um meio eletrônico vital, que abrange a gravação, reprodução, transmissão e exibição de imagens em movimento. Com a evolução das comunicações digitais, dos serviços em nuvem e das plataformas de compartilhamento de vídeo, estima-se que o tráfego de vídeo corresponda a 65% do tráfego total da internet. A entrega de conteúdo de vídeo de alta qualidade é essencial para manter o interesse dos usuários. No entanto, devido a fatores como qualidade variável das filmagens, volume elevado de uploads e congestionamento de rede, a qualidade dos vídeos pode ser comprometida, resultando em uma experiência negativa para o usuário e menor engajamento (MIN et al.,).

A avaliação da qualidade de vídeo (VQA, Video Quality Assessment) é crucial para garantir que os conteúdos de vídeo mantêm um padrão elevado de qualidade quando entregues aos usuários finais. Fatores como resolução espacial e temporal, taxa de quadros, desfoque, ruído e artefatos de compressão podem impactar a qualidade do vídeo, criando desafios para o desenvolvimento de algoritmos de avaliação objetiva. A diversidade de tipos de vídeos, incluindo conteúdo gerado por usuários, realidade virtual e aumentada, vídeos com alta taxa de quadros e jogos, adiciona complexidade ao processo de avaliação, já que diferentes tipos de vídeos são percebidos de maneiras distintas pelo sistema visual humano. Numerosos estudos têm se concentrado na melhoria das metodologias de avaliação objetiva da qualidade de vídeo em variados cenários e condições (MIN et al.,).

5.2 Importância das Métricas Objetivas de Qualidade de Vídeo

Os dados de vídeo digital, armazenados em bancos de dados e distribuídos por meio de redes de comunicação, estão sujeitos a várias distorções durante a aquisição, compressão, processamento, transmissão e reprodução. Por exemplo, técnicas de compressão de vídeo com perda, utilizadas para reduzir a largura de banda necessária, podem degradar a qualidade durante a quantização. Além disso, fluxos de bits entregues por canais propensos a erros, como canais sem fio, podem ser recebidos de forma imperfeita devido a problemas ocorridos durante a transmissão. Redes de comunicação como a Internet podem causar perda ou atraso severo dos pacotes de dados, dependendo das condições da rede e da qualidade dos serviços. Todos esses erros de transmissão podem resultar em distorções

nos dados de vídeo recebidos. Portanto, é fundamental que um sistema de serviços de vídeo seja capaz de perceber e quantificar as degradações na qualidade do vídeo para manter, controlar e possivelmente melhorar a qualidade dos dados. Uma métrica eficaz de qualidade de imagem e vídeo é crucial para esse propósito (WANG et al., 2003).

5.3 Métricas de Qualidade de Vídeo

Para uma avaliação mais abrangente, utilizam-se os modelos de qualidade de vídeo com referência completa (FR VQA, Full Reference Video Quality Assessment). Esses modelos comparam o vídeo degradado com o vídeo original para medir a qualidade. O processo geralmente envolve a análise de cada quadro do vídeo individualmente e a agregação das avaliações de cada quadro para obter uma nota global para o vídeo. Métodos conhecidos de FR VQA, como PSNR, SSIM, MS-SSIM, VIF e LPIPS, são utilizados para quantificar a fidelidade entre o vídeo original e o vídeo degradado. Esses métodos fornecem uma visão detalhada da qualidade do vídeo e são fundamentais para garantir a eficiência em áreas como transmissão, streaming e aprimoramento de vídeo (MIN et al.,).

Neste capítulo, abordamos as principais métricas objetivas para avaliar a qualidade de vídeo. As métricas selecionadas para este estudo são o SSIM (Structural Similarity Index) e o PSNR (Peak Signal-to-Noise Ratio), amplamente utilizadas para medir a qualidade de vídeos após a transmissão por canais ruidosos. Essas métricas são essenciais para avaliar a qualidade percebida do vídeo e são aplicadas em contextos como transmissão, streaming e compressão de vídeo.

5.3.0.1 Structural Similarity Index

O SSIM é responsável por comparar cada frame do vídeo original e das sequências de vídeo degradadas para quantificar a qualidade do vídeo. O SSIM é baseado na ideia de que as imagens naturais são altamente estruturadas; seus pixels têm uma forte dependência, especialmente quando estão espacialmente próximos. Assim, uma forte dependência retorna um índice próximo de 1 (maior qualidade), enquanto uma dependência fraca retorna um índice próximo de 0 (menor qualidade) (CHEN; YANG; XIE, 2006).

O SSIM é dado pela Equação (5.1).

$$SSIM_{(x,y)} = \frac{(2\mu_x\mu_y + c_1)(2\sigma_{xy} + c_2)}{(\mu_x^2 + \mu_y^2 + c_1)(\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + c_2)} \quad (5.1)$$

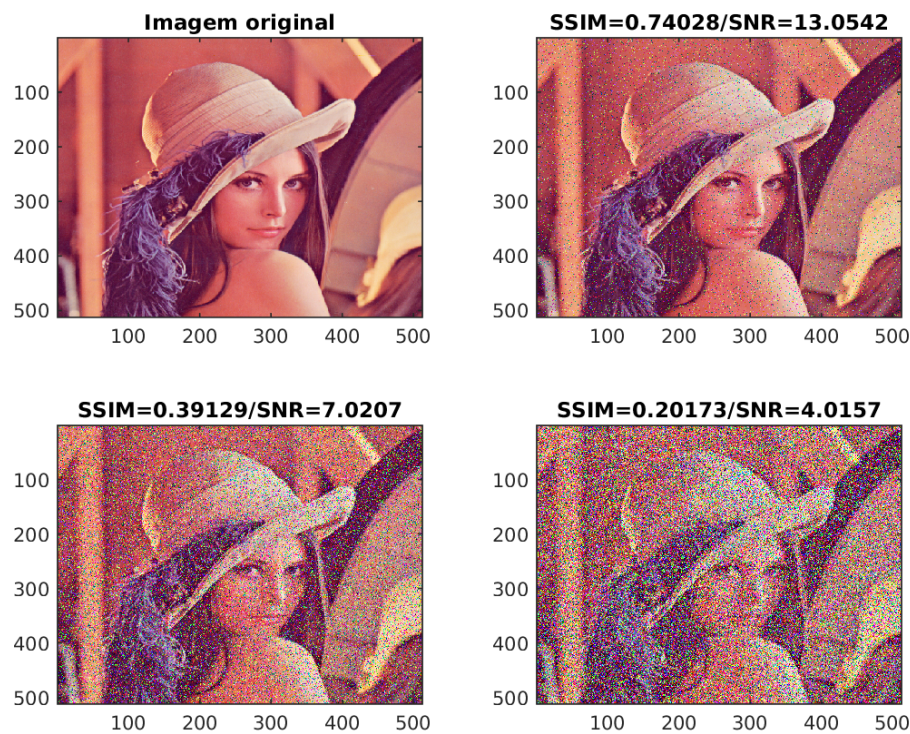
Onde:

- x e y são as dimensões do frame;
- μ_x e μ_y são as médias de x e y , respectivamente;

- σ_x^2 e σ_y^2 são as variâncias de x e y , respectivamente;
- σ_{xy} é a variância de x e y ;
- c_1 e c_2 são variáveis para estabilizar a divisão por um mínimo.

Na Figura 36, está exemplificado o uso da métrica objetiva SSIM na imagem “Lenna” (CHOTIKAKAMTHORN; PHOLSOMBOON, 2001; WANG; YU, 1995) com três níveis de qualidade. Como mostrado, à medida que o índice diminui, a qualidade da imagem degrada-se progressivamente.

Figura 36 – Exemplo de valores de SSIM para a imagem “Lenna” em três níveis de qualidade.



5.3.0.2 Peak Signal-to-Noise Ratio

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

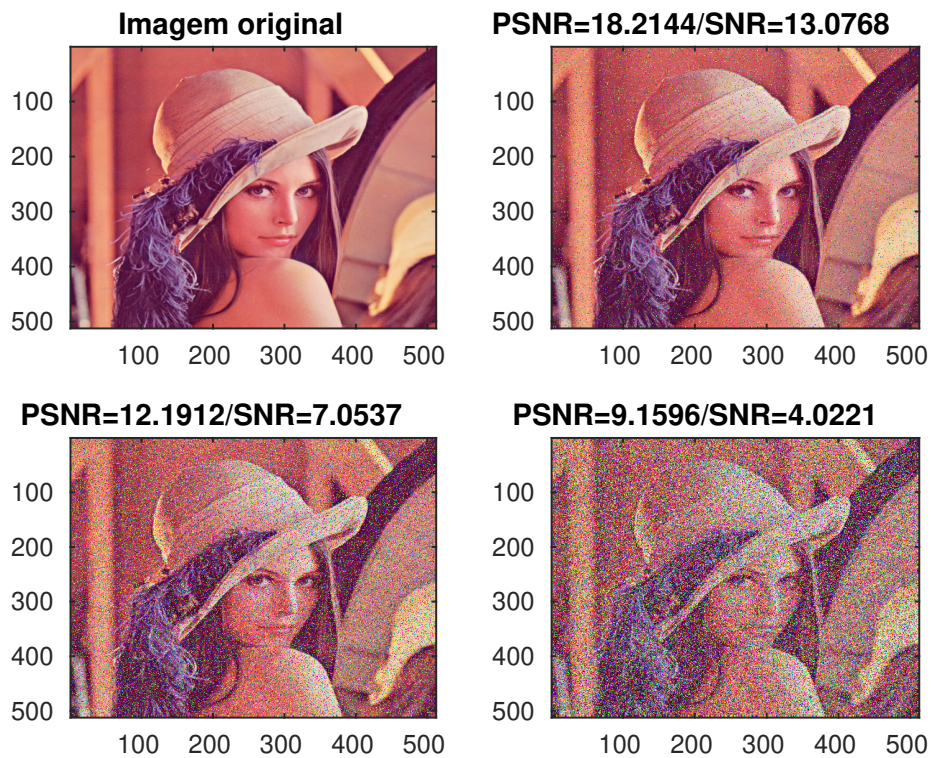
O valor PSNR é calculado como:

$$\text{PSNR} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\text{MAX}^2}{\text{MSE}} \right) \quad (5.2)$$

Onde MAX é a intensidade máxima de pixel possível (que, em imagens de 8 bits, é 255), e MSE é o erro quadrático médio entre o valor do pixel da imagem de referência e o valor do pixel da imagem comprimida (BENJAK et al., 2022).

Para exemplificar como a métrica PSNR funciona, a Figura 37 mostra a imagem “Lenna” original e em três níveis de qualidade diferentes. Conforme pode ser observado, à medida que a PSNR diminui, a qualidade da imagem também diminui.

Figura 37 – Exemplo de valores de PSNR para a imagem “Lenna” em três níveis de qualidade.



6 Metodologia e Resultados

6.1 Considerações iniciais

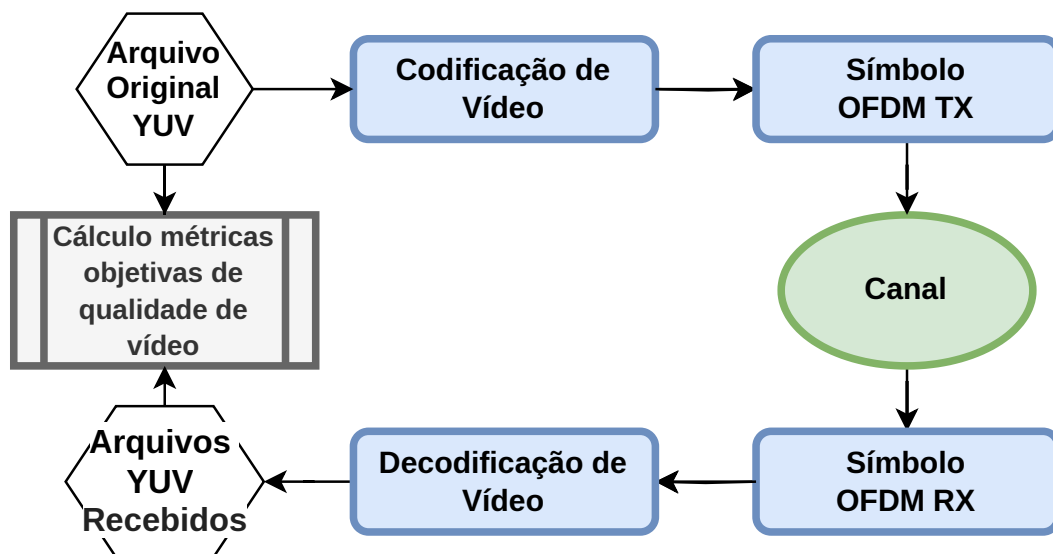
Neste capítulo, apresentamos a metodologia proposta para a avaliação temporal da qualidade de vídeo, com aplicação a um estudo de caso sobre TV Digital. A metodologia envolve a introdução de uma variação progressiva de ruído à medida que os frames do vídeo avançam, simulando alterações nas condições do canal. Esse processo permite a avaliação detalhada de como as mudanças no ambiente de transmissão impactam a qualidade do vídeo ao longo do tempo.

A abordagem adotada permite calcular o ganho médio de um par de esquemas de codificação concatenados em comparação com outro, fornecendo uma visão abrangente de como diferentes configurações afetam a qualidade do vídeo. A aplicação prática desta metodologia é exemplificada através de um estudo de caso focado em sistemas de TV Digital, onde a análise dos dados ajuda a entender a eficácia das estratégias de codificação e modulação em condições variáveis de transmissão. A metodologia proposta visa oferecer insights valiosos sobre a robustez e a eficiência dos métodos de transmissão de vídeo em ambientes reais.

6.2 Metodologia

Nesta seção, apresentamos a metodologia empregada para avaliação temporal, conforme ilustrado na Figura 38. A abordagem abrange várias etapas, cada uma elucidada em detalhes abaixo.

Figura 38 – Simulação da transmissão de vídeo.



6.2.1 Codificação/Decodificação de vídeo

No bloco de Codificação de Vídeo, o arquivo YUV original é codificado para o padrão H.264 usando o FFmpeg¹. YUV é um formato bruto comumente utilizado em estudos de compressão de vídeo (STANKOWSKI; DZIEMBOWSKI, 2023).

6.2.2 Símbolo OFDM TX/RX

O símbolo OFDM TX refere-se à transmissão de símbolos em um sistema de comunicação OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). No Capítulo 3, discutimos detalhadamente a geração do sinal OFDM e suas características principais. O processo para criação dos símbolos OFDM é descrito em 18. O símbolo OFDM RX representa os símbolos recebidos em um sistema de comunicação OFDM. Esses símbolos são os dados transmitidos após passarem pelo canal de comunicação e são recebidos pelo receptor (RX).

6.2.3 Canal

A variação de ruído é aplicada ao canal, sujeitando diferentes segmentos de vídeo a condições de canal variáveis. O nível de ruído aumenta gradualmente à medida que a sequência de frames do vídeo progride, alcançado ajustando a Relação Sinal-Ruído (SNR - signal to noise ratio). A relação entre SNR e a variância do ruído pode ser definida pela Equação (6.1) (DOBRIAN et al., 2011).

¹FFmpeg é uma ferramenta de linha de comando usada para converter arquivos multimídia entre formatos (CHENG et al., 2012))

$$SNR_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{\sigma^2} \right) \quad (6.1)$$

Onde:

- SNR_{dB} é SNR em decibels;
- S é a potência do sinal;
- σ^2 é a variância do ruído.

6.2.4 Cálculo das métricas objetivas de qualidade de vídeo.

O cálculo das métricas objetivas de qualidade de vídeo é fundamental para avaliar o desempenho de sistemas de transmissão e codificação de vídeo. Essas métricas fornecem uma avaliação quantitativa da qualidade do vídeo, permitindo comparar diferentes configurações de sistema e identificar áreas para melhorias.

6.2.4.1 Porcentagem de frames sem perdas

Um importante parâmetro de robustez é o número de frames transmitidos sem erro, o que reflete diretamente no tempo de execução e na qualidade do vídeo. A partir dos valores obtidos das métricas objetivas de qualidade de vídeo, é possível calcular, os valores proporcionais do número de frames transmitidos sem perdas, através da Equação 6.2.

$$\text{Porcentagem de frames sem perdas (\%)} = \frac{N_{\text{sem erro}}}{N_{\text{total}}} \times 100 \quad (6.2)$$

- Porcentagem de frames sem perdas (%): A porcentagem de frames que foram transmitidos sem erros.
- $N_{\text{sem erro}}$: Número de frames transmitidos sem erro.
- N_{total} : Número total de frames.

Os frames perdidos durante a transmissão podem resultar em artefatos visuais, como desfoques, saltos ou distorções na imagem, assim como cortes abruptos no áudio e perda de sincronização entre imagem e som. Esses problemas podem prejudicar a QoE do usuário final e comprometer a compreensão do conteúdo transmitido. Torna-se extremamente importante manter uma conexão estável e de alta velocidade durante a transmissão e utilizar equipamentos apropriados e atualizados.

6.2.4.2 Ganho médio

Um aspecto crítico na avaliação da qualidade de um sistema digital é o ganho médio da métrica de qualidade utilizada. Esse ganho reflete a melhoria geral na qualidade de um vídeo transmitido ou processado quando se utiliza uma determinada configuração ou tecnologia. É importante observar como esse ganho pode impactar a robustez do sistema e a experiência do usuário final.

Para quantificar a melhoria proporcionada por diferentes métodos ou configurações, calcula-se o ganho médio da métrica de qualidade. As equações para ganho em escala linear e em decibéis (dB) são apresentadas a seguir:

$$\text{Ganho médio} = \frac{\text{Métrica}_{\text{Configuração A}} - \text{Métrica}_{\text{Configuração B}}}{\text{Métrica}_{\text{Configuração B}}} \times 100 \quad (6.3)$$

$$\text{Ganho médio (dB)} = \text{Métrica}_{\text{Configuração A}}^{(\text{dB})} - \text{Métrica}_{\text{Configuração B}}^{(\text{dB})} \quad (6.4)$$

- Métrica_{Configuração A} e Métrica_{Configuração B} são os valores da métrica de qualidade obtidos com duas configurações diferentes.
- A equação em porcentagem indica a melhoria relativa em termos percentuais.
- A equação em dB representa o ganho em uma escala logarítmica, comum em métricas de qualidade e desempenho.

O ganho médio das métricas de qualidade fornece uma visão clara de como as mudanças nas configurações ou métodos afetam a qualidade final do vídeo. Um ganho positivo indica uma melhoria na qualidade percebida, o que pode se traduzir em uma melhor experiência do usuário, menor ocorrência de artefatos visuais, e uma transmissão mais robusta. Por outro lado, um ganho negativo pode sugerir degradação na qualidade, o que pode impactar negativamente a percepção do usuário e a eficiência do sistema.

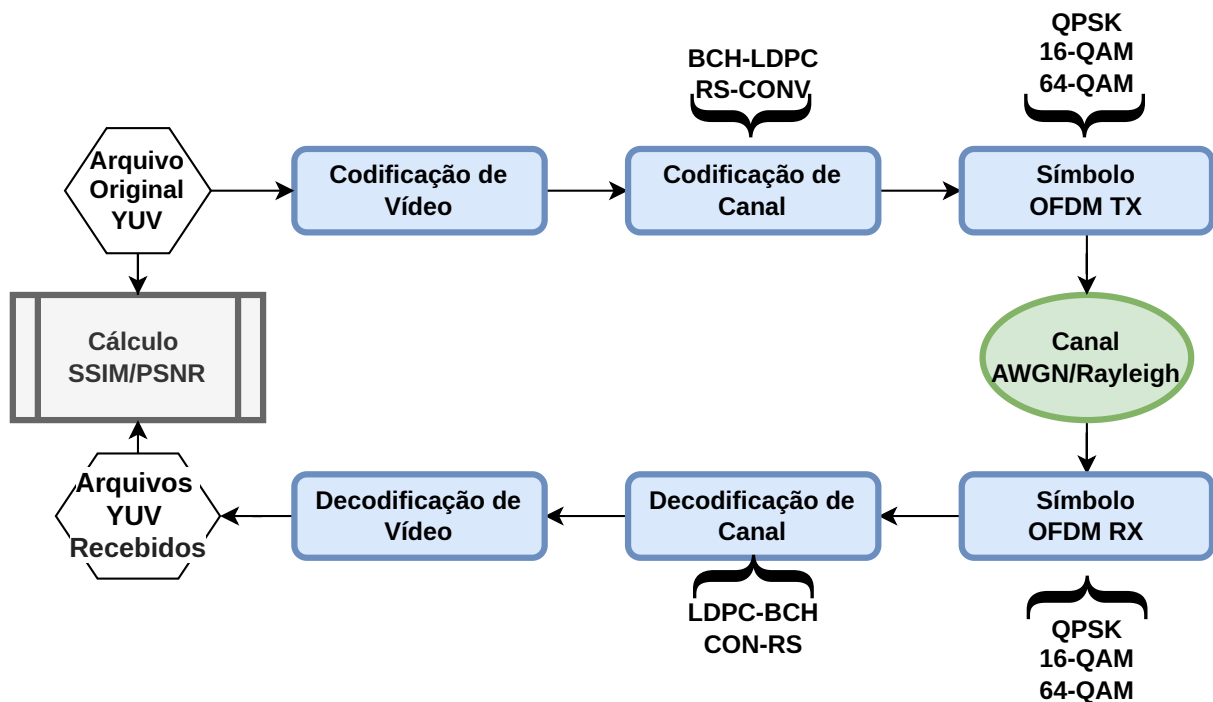
Portanto, o ganho médio da métrica de qualidade não apenas fornece uma medida quantitativa das melhorias obtidas, mas também serve como um indicativo crítico da eficácia das estratégias e tecnologias empregadas para otimizar a qualidade do vídeo. É fundamental considerar esses ganhos ao avaliar o desempenho geral do sistema e ao fazer ajustes para alcançar a melhor experiência possível para o usuário final.

6.3 Resultados do Estudo de Caso: TV Digital

Esta seção apresenta a análise temporal do desempenho de SSIM/PSNR em um estudo de caso da TV Digital, utilizando os padrões DVB-T e DVB-T2. A análise foca na

comparação entre os pares concatenados RS-CONV e BCH-LDPC em canais AWGN e Rayleigh, com sinais modulados QPSK, 16-QAM e 64-QAM. A metodologia proposta no estudo foi empregada para calcular os valores de SSIM/PSNR tanto dos vídeos originais quanto dos resultantes das simulações. Todas as etapas da metodologia, conforme definidas nas etapas apresentadas na Figura 38, foram aplicadas na obtenção dos resultados. As etapas específicas e as características aplicadas no estudo de caso são apresentadas na Figura 39.

Figura 39 – Fluxograma do Estudo de Caso: Metodologia de Transmissão de Vídeo com BCH-LDPC e RS-CONV.



Para avaliar a robustez e a eficiência de sistemas de comunicação digital em diferentes condições, cada vídeo foi simulado em dois canais e três esquemas de modulação, totalizando 1980 simulações. Cada simulação foi repetida 33 vezes para garantir variabilidade estatística (JAIN, 1990). A Tabela 4 fornece detalhes abrangentes de todas as simulações realizadas.

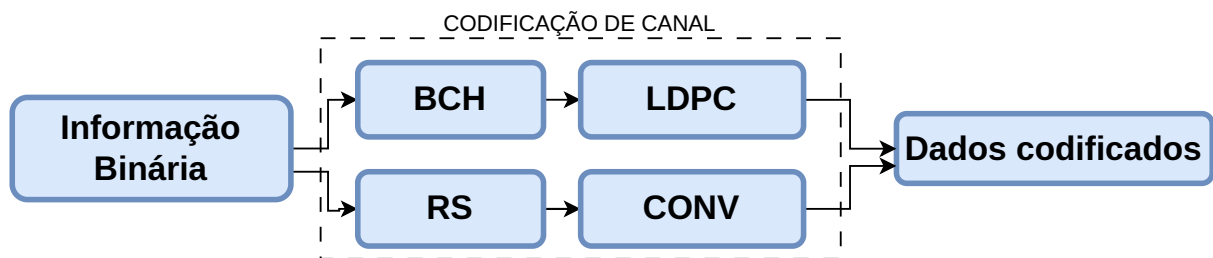
Tabela 4 – Detalhes das simulações.

Componente	Quantidade
Códigos concatenados (BCH-LDPC e RS-CONV)	2
Esquemas de modulação (QPSK, 16 QAM e 64 QAM)	3
Canal (AWGN e Rayleigh)	2
Vídeos (Tree, Crowd, Cross, Duck e Park)	5
Repetições	33
Total de Simulações	$2 \times 3 \times 2 \times 5 \times 33 = 1980$

6.3.1 Codificação/Decodificação de Canal

No bloco de Codificação de Canal, o vídeo é convertido em dados binários, representados como “informação binária”. Na codificação de canal, bits redundantes são adicionados aos dados originais para aumentar a robustez da transmissão. Além disso, diversas combinações de pares de códigos são utilizadas para aprimorar ainda mais a robustez da transmissão por meio da codificação de canal. Os pares de códigos RS-CONV e BCH-LDPC são aplicados sequencialmente, conforme estabelecido pelos padrões de DVB-T e DVB-T2. Inicialmente, um codificador externo (RS e BCH) adiciona redundância às informações binárias; posteriormente, uma segunda camada de redundância é adicionada pelo codificador interno (LDPC e CONV), conforme apresentado na Figura 40. O bloco de Decodificação de Canal decodifica as informações recebidas realizando as operações inversas do RS-CONV e do BCH-LDPC, obtendo assim as informações binárias correspondentes ao vídeo recebido.

Figura 40 – Esquemas de codificação RS-CONV e BCH-LDPC.



A Tabela 5 lista os parâmetros dos codificadores de canal e o processo de transmissão e recepção dos sistemas OFDM. Esses parâmetros são baseados nos padrões definidos em (ETSI, 1997; EIZMENDI et al., 2014).

Tabela 5 – Parâmetros de simulação.

Parâmetros	Valor
Comprimento FFT	2048
Número de Subportadoras	1705
Tamanho do Prefixo Cíclico	512
Esquema de Modulação	QPSK, 16 QAM e 64 QAM
Canal	AWGN e Rayleigh
Configuração Reed–Solomon	188/204
Taxa de Códigos	1/2
Configuração BCH	32.208/32.400

6.3.2 Configuração do canal

Para avaliar o impacto do ruído no vídeo transmitido, o vídeo original foi segmentado. Cada segmento foi submetido a uma faixa de E_b/N_0 que variou de 0 a 30 dB, com incrementos de 0,5 dB. Isso resultou em múltiplas iterações de simulações, onde cada valor de E_b/N_0 foi aplicado a uma parte do vídeo. A faixa de 0 a 30 dB de E_b/N_0 cobre uma ampla gama de condições de canal, desde cenários com muito ruído até canais com boas condições de transmissão. Isso permite uma análise abrangente do desempenho dos esquemas de codificação e modulação sob diferentes cenários de comunicação.

As simulações utilizam os valores de ganho e atraso do canal Rayleigh (Tabela 6), obtidos a partir de testes de campo realizados pela Associação Brasileira de Emissoras de Rádio e Televisão (ABERT) e pela Universidade Mackenzie (ABERT/SET, 2000).

Tabela 6 – Parâmetros de Canal 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

6.3.3 Parâmetros e Processos de Codificação e Decodificação de Vídeo

A resolução, taxa de frames, número de frames, comprimento de GOP, frames B por GOP e parâmetro de quantização são considerados como parâmetros de codificação de vídeo, conforme apresentado na Tabela 7. O bloco de Decodificação de Vídeo transforma o vídeo H.264 recebido em formato YUV, permitindo posterior processamento e análise.

Tabela 7 – Parâmetros de codificação.

Resolução	4K (3840 × 2160)
Taxa de frames	50 frames por segundo
Número de frames	500
Duração de GOP (Group of Pictures)	20
Frames B por GOP	3
Parâmetro de quantização	37

6.3.4 Vídeos utilizados

Os vídeos usados nas simulações são Cross, Crowd, Duck, Tree e Park, que foram obtidos em Xiph.org ². A Figura 41 apresenta frames dos vídeos utilizados.

Figura 41 – Vídeos utilizados nas simulações.



(a) Crowd



(b) Park



(c) Duck



(d) Tree



(e) Cross

6.3.4.1 Valores de SSIM/PSNR dos vídeos utilizados

Para fornecer uma referência base para a análise dos vídeos simulados, apresentamos a seguir os valores de SSIM e PSNR dos vídeos originais. Estes valores servem como base para comparar a qualidade dos vídeos sob diferentes condições experimentais e permitem uma avaliação precisa do impacto das simulações realizadas.

²<https://media.xiph.org/video/derf/>

Figura 42 – SSIM/PSNR x FRAMES para o vídeo Crowd

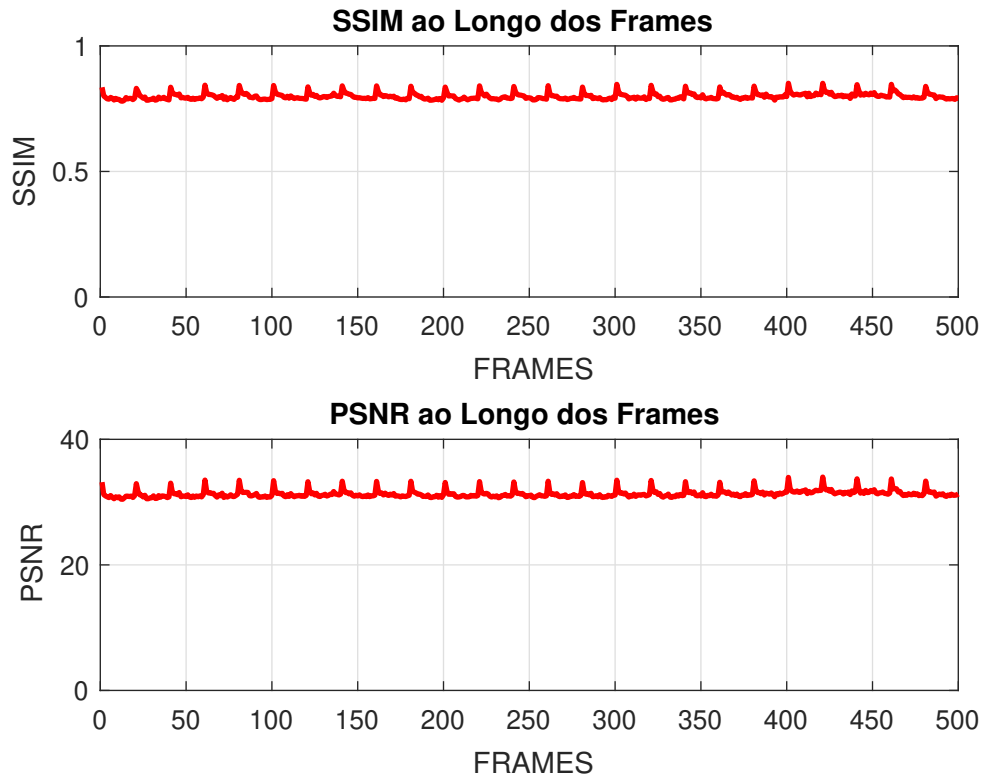


Figura 43 – SSIM/PSNR x FRAMES para o vídeo Cross

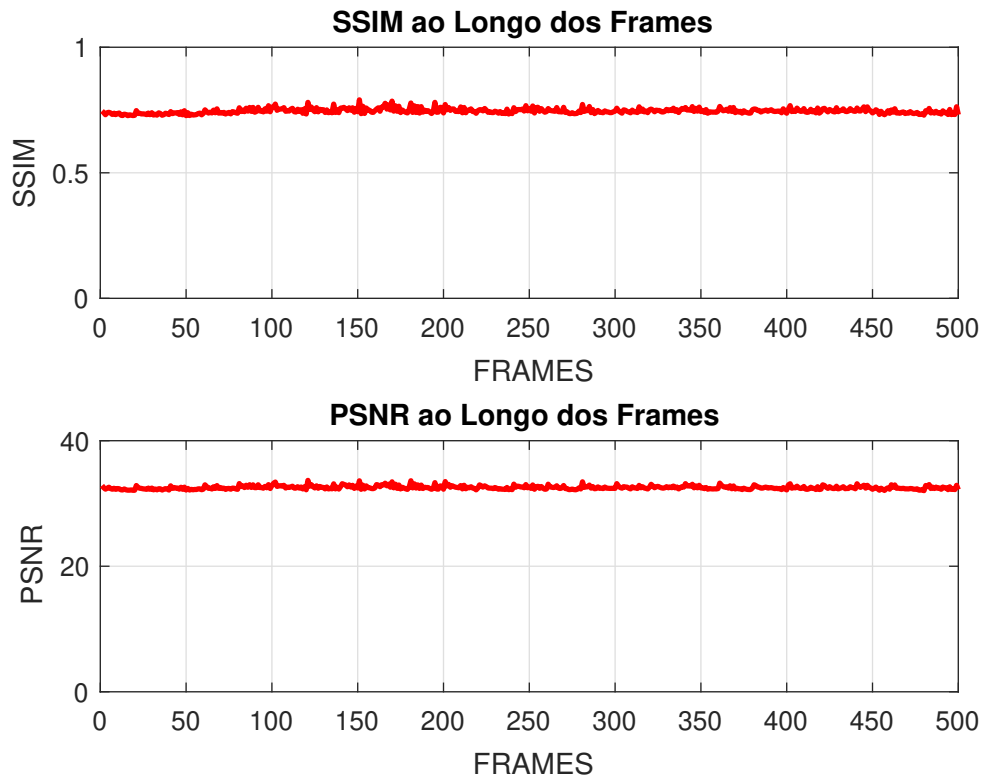


Figura 44 – SSIM/PSNR x FRAMES para o vídeo Park

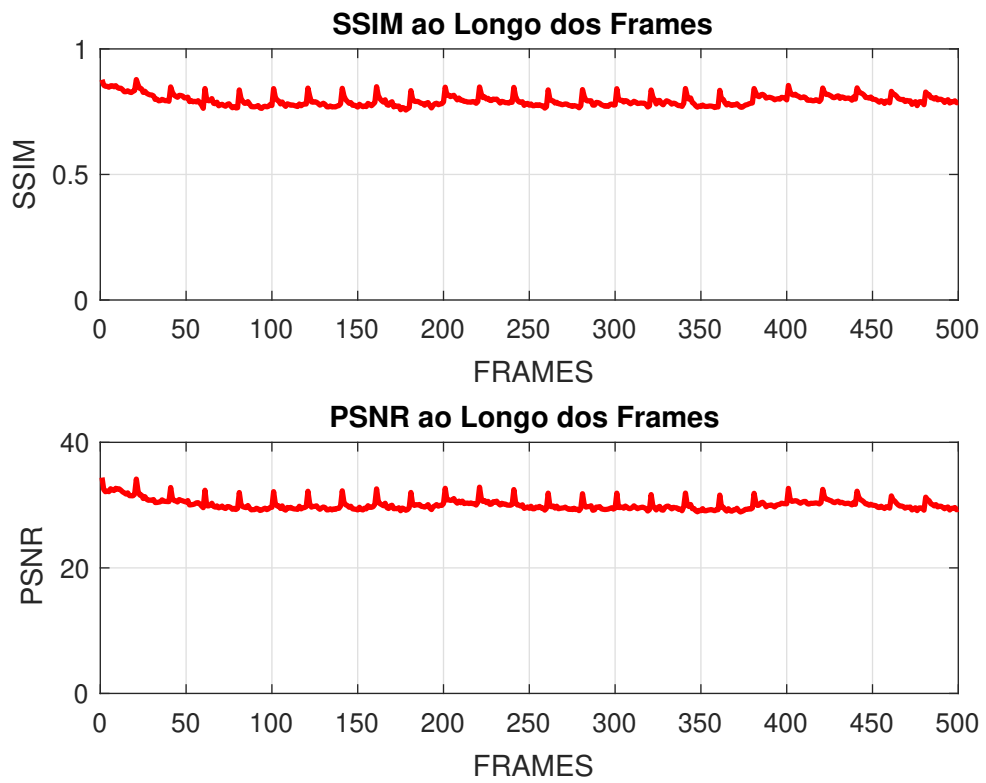


Figura 45 – SSIM/PSNR x FRAMES para o vídeo Tree

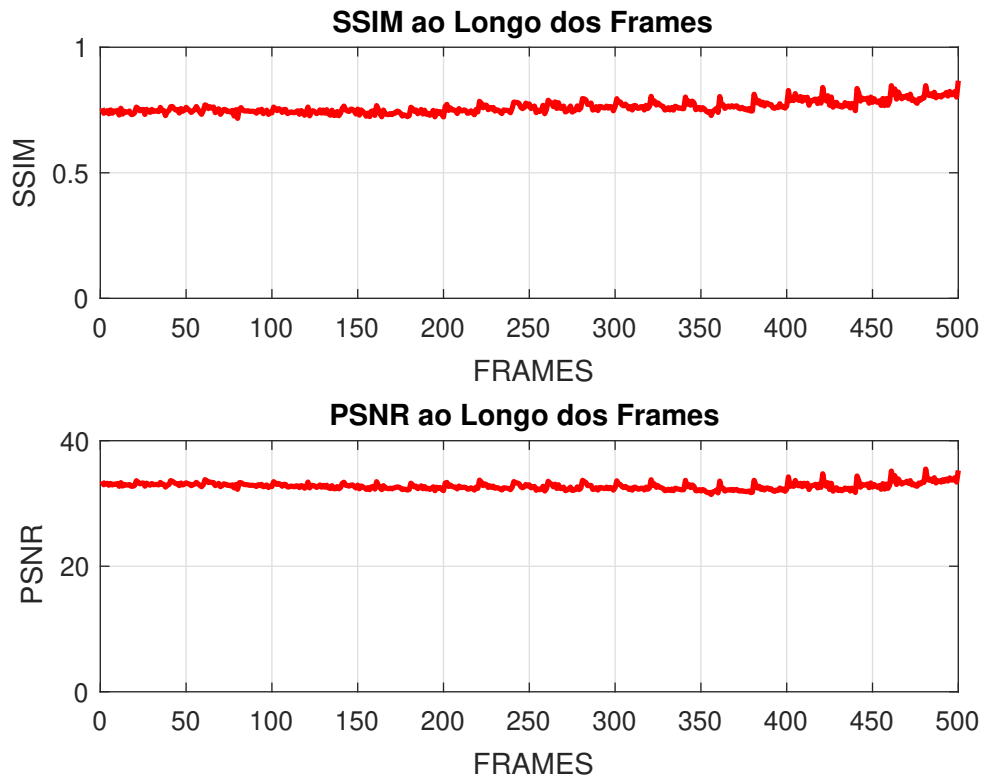
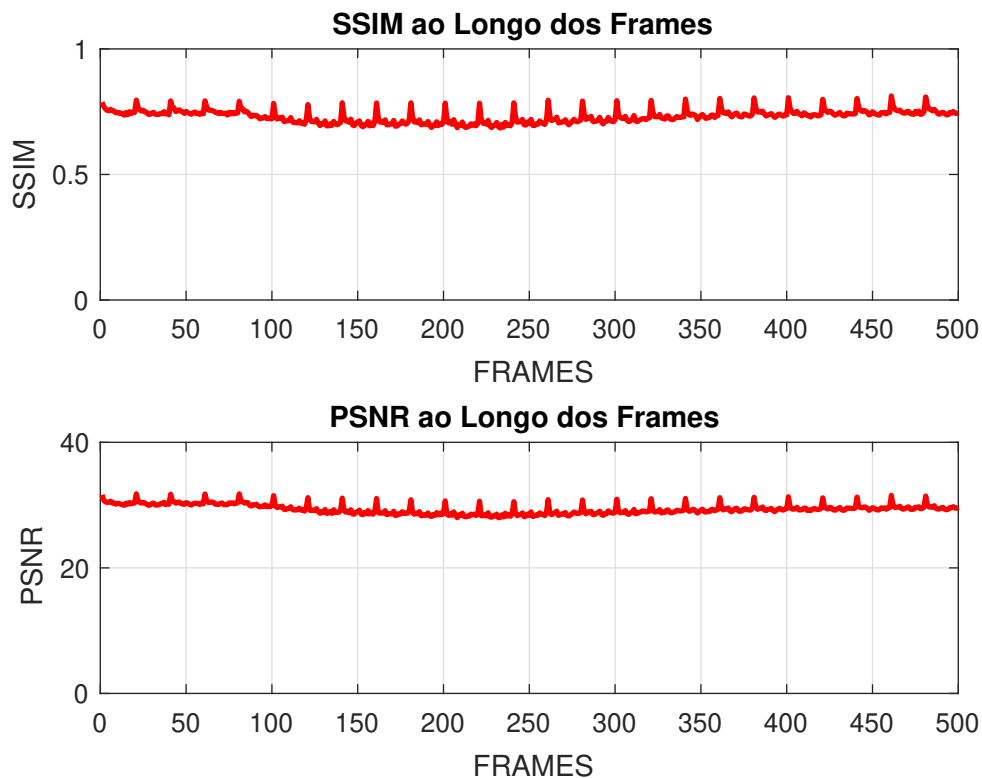


Figura 46 – SSIM/PSNR x FRAMES para o vídeo Duck



6.3.5 Exemplo Prático da Metodologia de Análise Temporal: Análise de Desempenho com Vídeo Crowd

Para ilustrar o comportamento da média do SSIM e fornecer um exemplo detalhado dos dados obtidos, os resultados para o vídeo 'crowd' são apresentados nas Figuras 47, 48 e 49. Este exemplo demonstra como a média do SSIM varia com a SNR. São exibidos valores de SSIM simulados para os códigos BCH-LDPC e RS-CONV, aplicados a três esquemas de modulação (QPSK, 16-QAM e 64-QAM) sobre um canal AWGN. Essa variação na SNR é realizada conforme estabelece a metodologia proposta. Nessas figuras, as curvas coloridas representam os valores de SSIM extraídos dos vídeos resultantes das simulações, e as curvas de referência são os valores de SSIM dos vídeos originais. Pode-se observar que as curvas se sobrepõem até um certo ponto, onde o valor de SNR é tão baixo que começam a surgir divergências entre os valores simulados e os valores de referência. Esse comportamento se deve ao fato de que os valores de SSIM, referentes aos frames, passam a apresentar perdas significativas. As curvas de BCH-LDPC mantêm-se sem perdas para valores mais baixos de SNR. Para os valores simulados com modulação QPSK, apresentados na Figura 47, o código BCH-LDPC manteve-se livre de erros até 0,5 dB de SNR, enquanto o código RS-CONV apresentou erros a partir de 6,5 dB. Para a modulação 16-QAM, mostrada na Figura 48, o BCH-LDPC manteve-se livre de erros até 3,5 dB de SNR, enquanto o RS-CONV apresentou erros a partir de 10 dB. Para a modulação 64-QAM, ilustrada na Figura 49, o BCH-LDPC manteve-se livre de erros até

6,5 dB de SNR, enquanto o RS-CONV apresentou erros para valores menores 14 dB.

Figura 47 – SNR x FRAMES usando a modulação QPSK

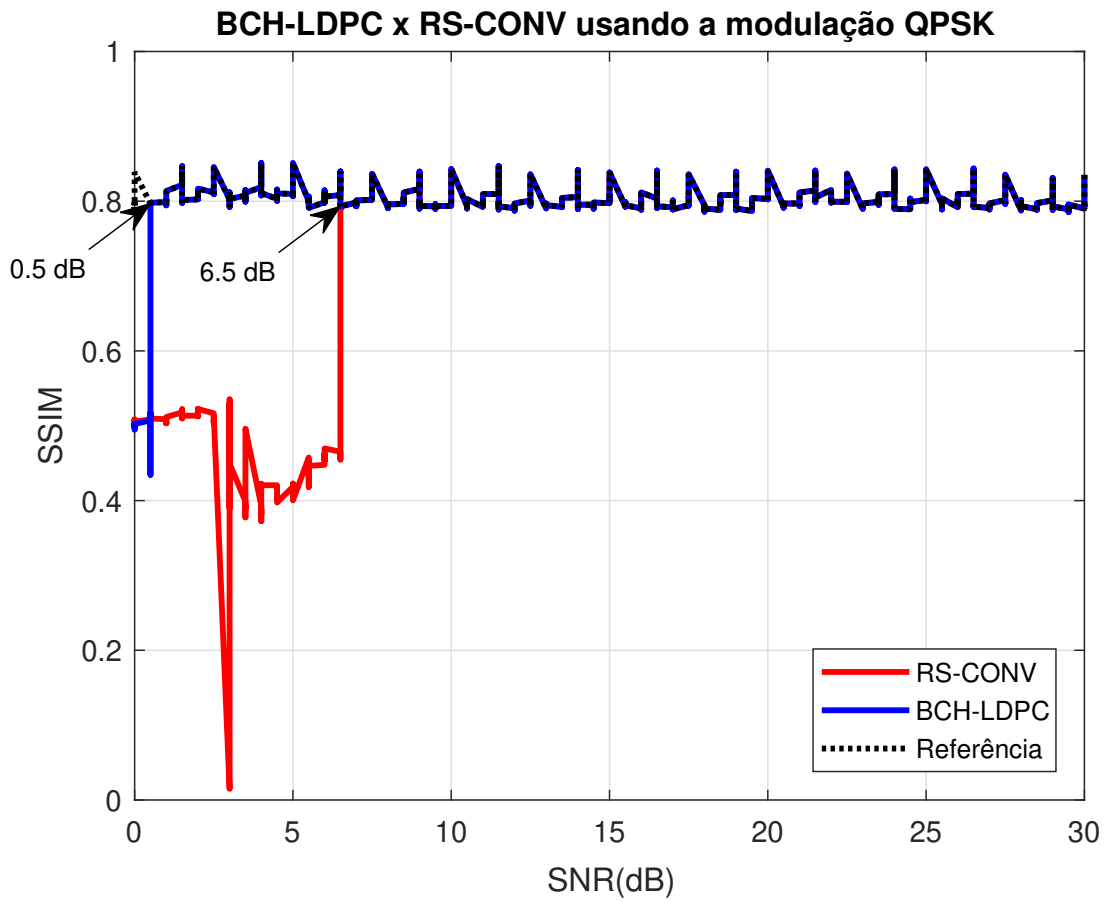


Figura 48 – SNR x FRAMES usando a modulação 16-QAM

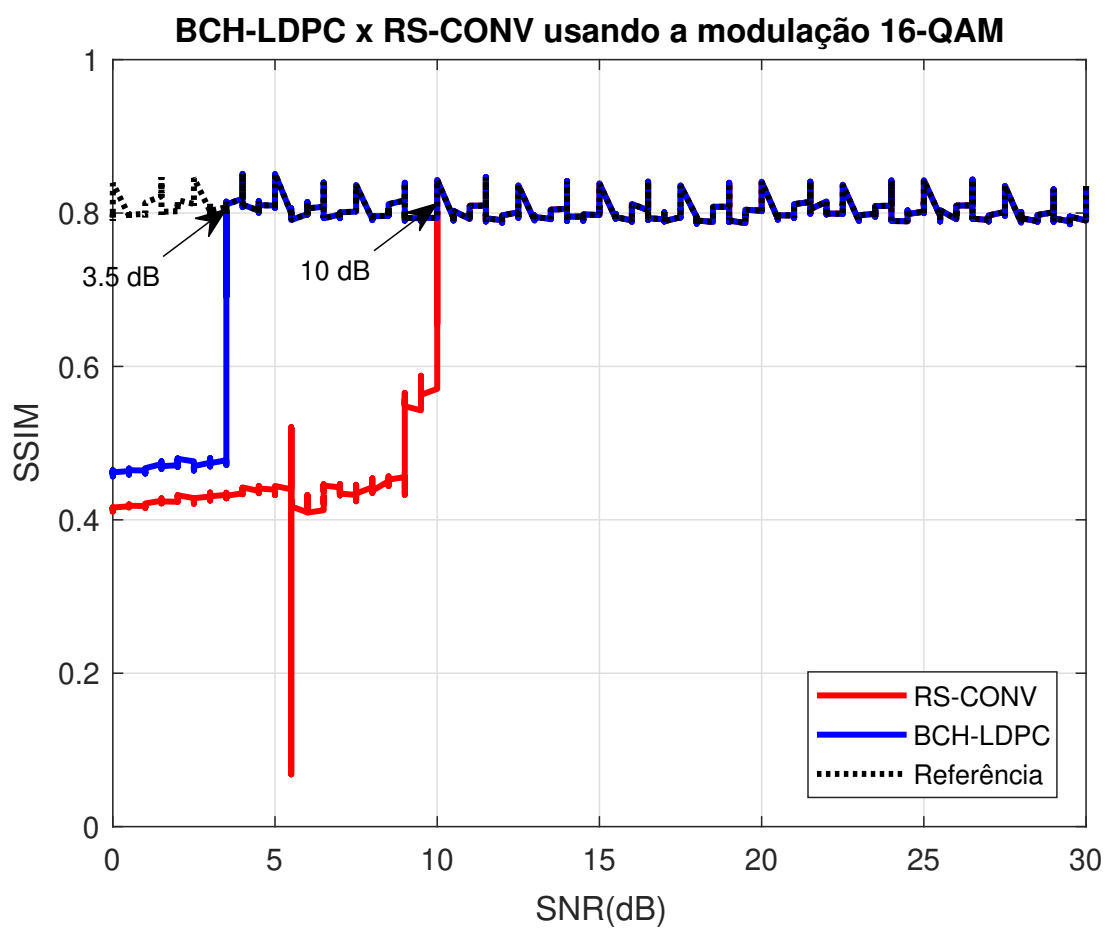
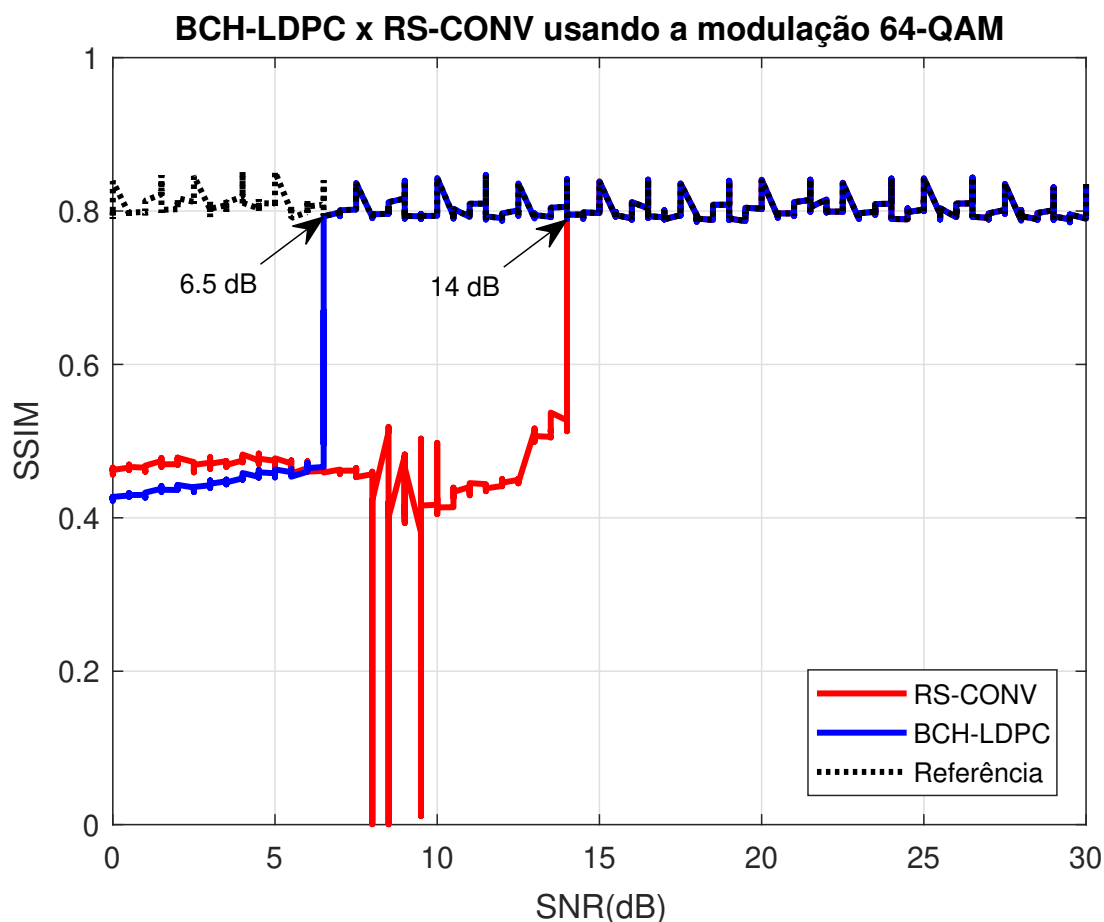


Figura 49 – SNR x FRAMES usando a modulação 64-QAM



O aumento das perdas é uma tendência que segue a metodologia adotada, a qual utiliza uma variação temporal do ruído. Neste método, o ruído inserido nos fragmentos do vídeo é gradualmente aumentado, resultando em um aumento na Taxa de Erros de Bits (BER) e em perdas sequenciais nos frames. Na prática, isso reflete possíveis variações nas condições do canal durante a transmissão do vídeo para o usuário. Conclui-se que técnicas que geram menos frames incorretos são mais robustas e tendem a proporcionar uma qualidade de vídeo mais consistente. Essa robustez pode ser avaliada calculando-se a porcentagem de frames transmitidos sem erros, conforme definido pela metodologia e descrito na Equação 6.2. Continuando o exemplo acima, pode-se gerar as curvas apresentadas nas Figuras 50, 51 e 52, que mostram os valores de SSIM ao longo da sequência de frames que compõem o vídeo. Pode-se observar que as curvas se sobrepõem até um ponto em que ocorre uma divergência entre os valores de SSIM de referência e os dados simulados. Isso ocorre porque o nível de ruído atinge um limiar em que os sistemas já não conseguem realizar uma transmissão sem perdas. Para os valores simulados com QPSK (Figura 50), o código BCH-LDPC alcançou um limiar de transmissão sem erros até o frame 473, mantendo 94,6% do conteúdo dos frames transmitidos sem erros, enquanto o código RS-CONV alcançou o limiar no frame 380, mantendo 76% do conteúdo dos frames transmitidos sem erros. Nos dados presentes na Figura 51 referentes a modulação 16-QAM, o par concate-

nado BCH-LDPC manteve o limiar sem erros até o frame 427, com 85,4% dos segmentos transmitidos sem perdas. Em contraste, o código RS-CONV alcançou o limiar no Frame 323, mantendo 64,6% dos segmentos sem perdas. Para a modulação 64-QAM, presentes na Figura 52, os limiares foram alcançados nos Frames 377 e 260, com 75,4% e 52% de segmentos transmitidos sem perdas para BCH-LDPC e RS-CONV, respectivamente.

Figura 50 – SSIM x FRAMES usando a modulação QPSK

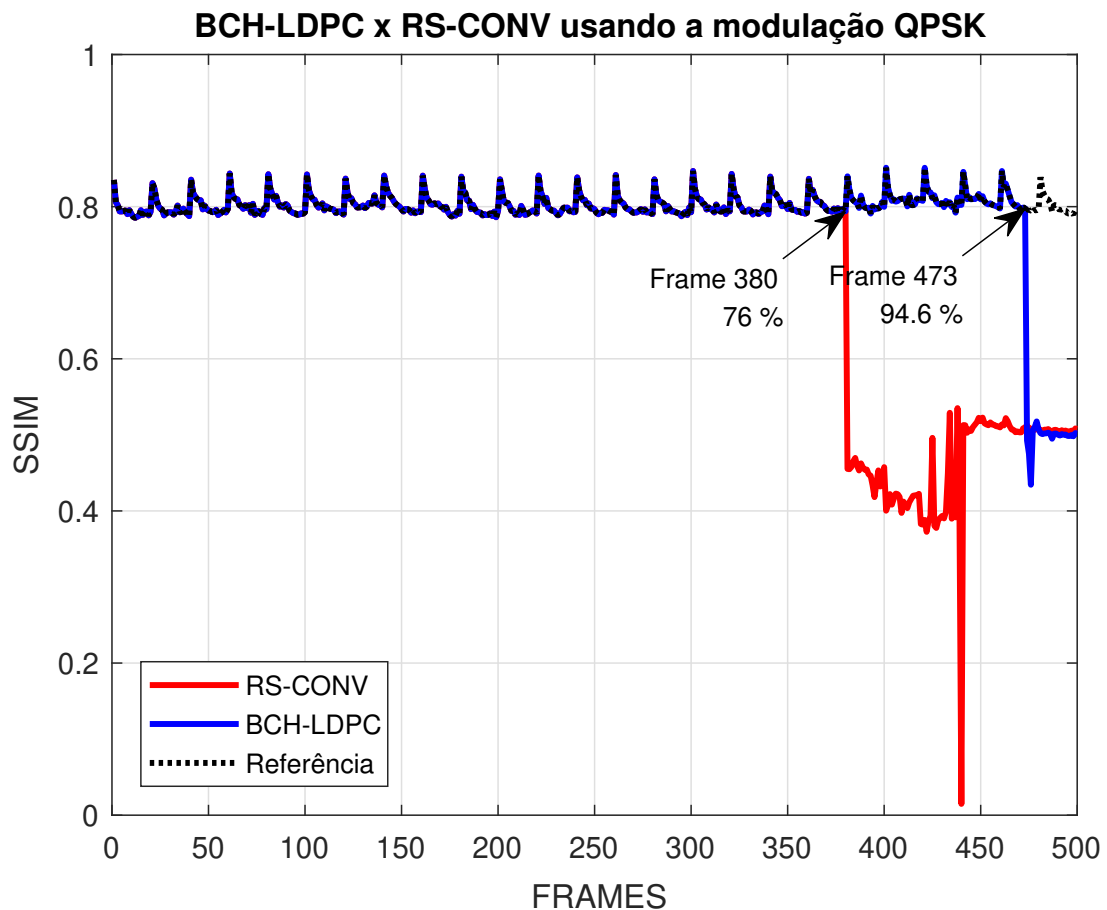
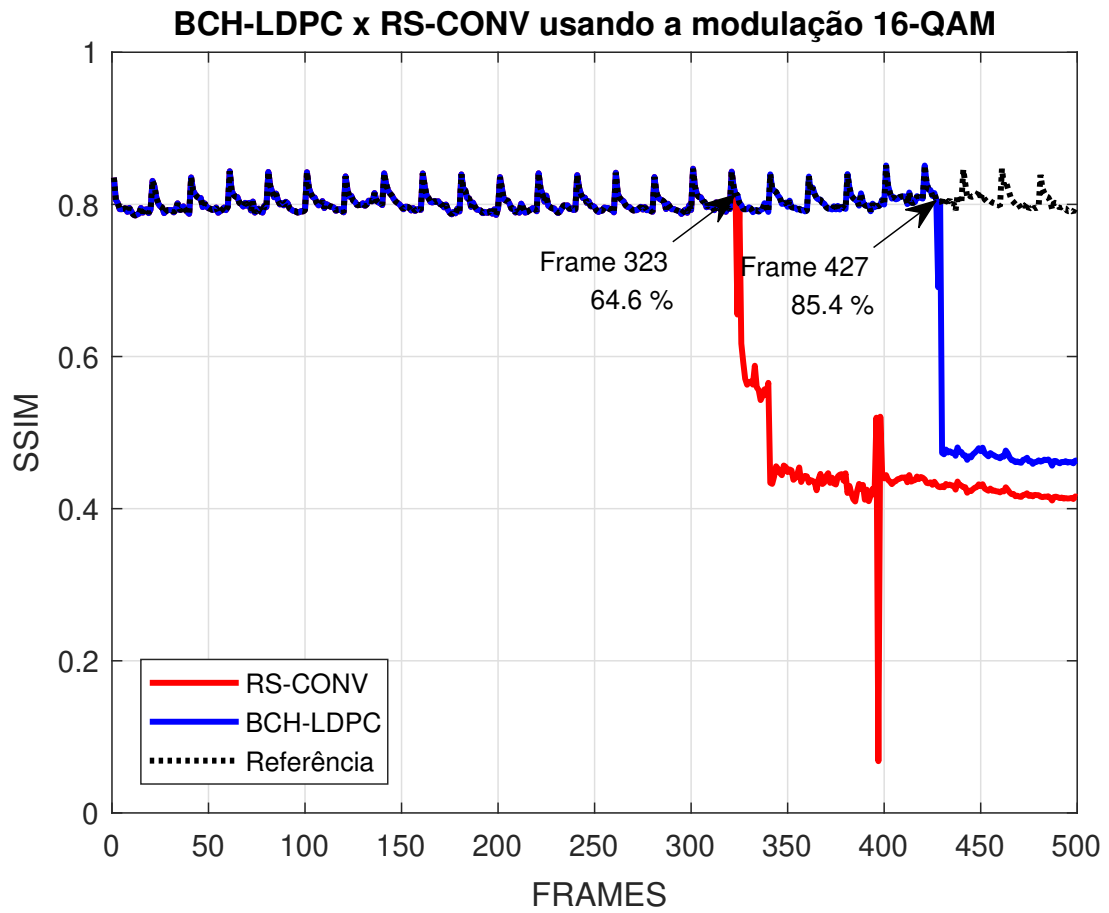
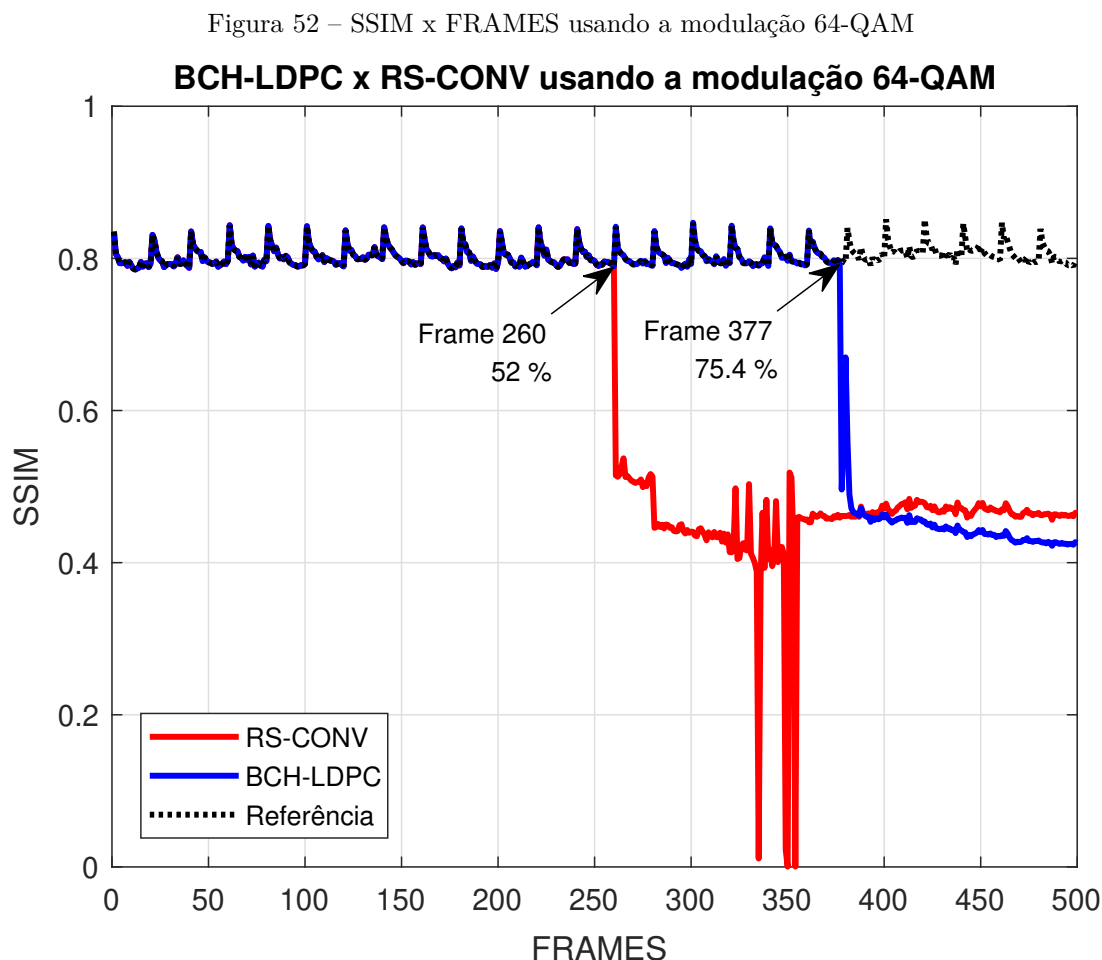


Figura 51 – SSIM x FRAMES usando a modulação 16-QAM





Outro ponto a ser analisado e estabelecido pela metodologia é o cálculo do ganho médio, que poderá quantificar o desempenho de uma configuração, sistema ou tecnologia em relação a outra. Aplicando-se a Equação 6.3 nos valores de SSIM das Figuras 50, 51 e 52 obtêm-se os seguintes ganhos do BCH-LDPC em relação ao RS-CONV: 12,59% para a modulação 64-QAM, 11,81% para a modulação 16-QAM e 9,18% para a modulação QPSK. Com base na análise dos segmentos sem perdas e no cálculo dos ganhos, obtidos e replicados para as demais configurações e vídeos será possível avaliar quantitativamente o desempenho do BCH-LDPC em relação ao RS-CONV. Isso ressalta a importância da metodologia de avaliação temporal proposta, que se mostra fundamental para a análise detalhada e precisa do desempenho de diferentes técnicas de codificação em cenários de transmissão de vídeo.

6.3.6 Discussões

A partir dos valores de SSIM e PSNR extraídos, conforme a metodologia adotada, foi possível calcular os valores proporcionais do número de frames transmitidos sem perdas para todos os vídeos e cenários definidos, utilizando a Equação 6.2. Os valores médios obtidos estão apresentados na Tabela 8. Ao analisar os dados dessa tabela, observa-se que o esquema de modulação BCH-LDPC com QPSK apresentou um desempenho superior,

com valores acima de 70% para a maioria dos vídeos, indicando uma transmissão mais eficiente em termos de qualidade de vídeo. Além disso, os resultados de SSIM mostram que, para todos os vídeos simulados em BCH-LDPC/64-QAM, os valores são próximos ou superiores aos obtidos com RS-CONV/QPSK. Essa comparação é visualmente destacada nos gráficos em barras das Figuras 53 e 54, que ilustram os valores de BCH-LDPC/64-QAM e RS-CONV/QPSK em canais AWGN e Rayleigh, respectivamente.

Tabela 8 – Segmento do vídeo sem perdas.

AWGN					
	Tree	Crowd	Cross	Duck	Park
BCH-LDPC/QPSK	96%	94,6%	93,8%	93,8%	92%
RS-CONV/QPSK	84%	74,48%	77,09%	72,39%	69,16%
BCH-LDPC/16-QAM	89%	85,4%	85,8%	84,2%	80%
RS-CONV/16-QAM	75,93%	64,34%	67,92%	61,99%	56,6%
BCH-LDPC/64-QAM	84%	75,4%	76%	73,8%	70,6%
RS-CONV/64-QAM	67,74%	47,19%	54,36%	52,04%	48,6%
RAYLEIGH					
	Tree	Crowd	Cross	Duck	Park
BCH-LDPC/QPSK	81,75%	73,15%	75,13%	72,49%	69,53%
RS-CONV/QPSK	56,49%	37,12%	44,62%	40,6%	36,21%
BCH-LDPC/16-QAM	78,38%	67,22%	68,61%	66,68%	63,8%
RS-CONV/16-QAM	38,19%	22,15%	27,53%	21,8%	20,58%
BCH-LDPC/64-QAM	72,93%	59,71%	63,14%	58,36%	56,42%
RS-CONV/64-QAM	20,39%	12,65%	14,47%	13,6%	12,12%

Figura 53 – Comparação segmento sem perdas para o canal AWGN.

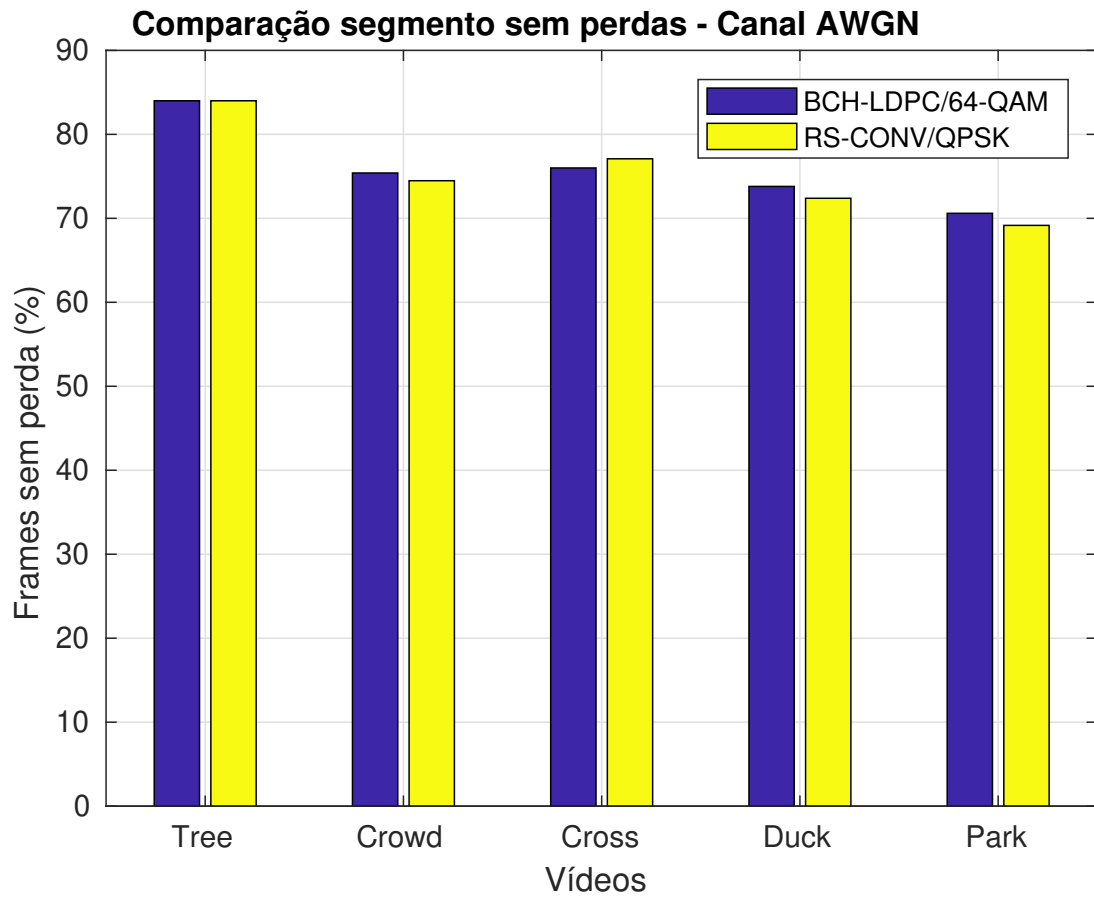
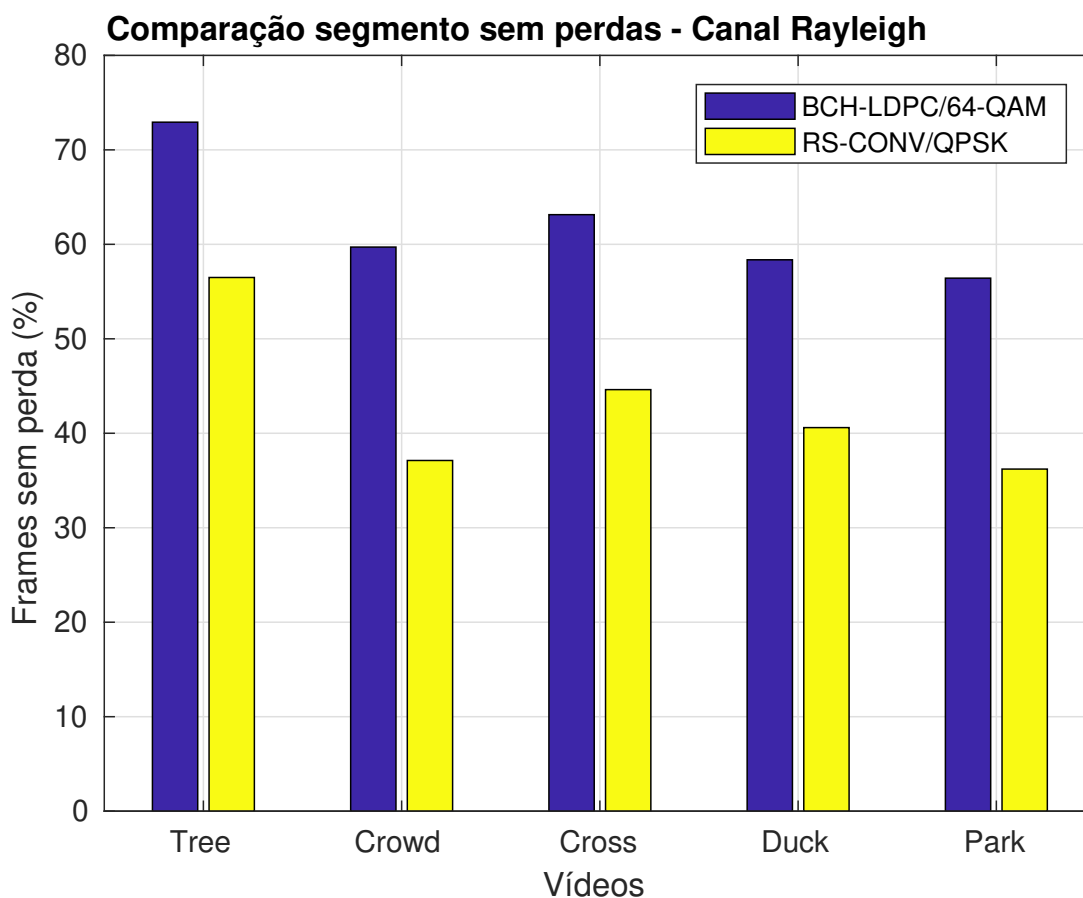


Figura 54 – Comparação segmento sem perdas para o canal Rayleigh.



Além desse aspecto, a metodologia inclui o cálculo do ganho médio. Esse cálculo oferece uma visão mais detalhada da eficiência do sistema de transmissão, permitindo uma avaliação mais completa da qualidade do vídeo transmitido. As Equações 6.3 e 6.3 foram empregadas para calcular o ganho médio do BCH-LDPC em comparação ao RS-CONV, considerando os índices SSIM e PSNR, respectivamente. Os ganhos médios de SSIM e PSNR obtidos, apresentados nas Tabelas 9 e 10, mostram que o BCH-LDPC alcança ganhos nos valores de SSIM próximos ou acima de 78% em média, quando comparado ao RS-CONV. Como métrica adicional, o PSNR reforça os resultados encontrados, exibindo um comportamento semelhante, pelo qual o método BCH-LDPC demonstra maiores ganhos conforme as condições se tornam mais severas, sendo os maiores ganhos em Rayleigh/64-QAM. Os valores obtidos indicam que, ao utilizar o sistema BCH-LDPC/64-QAM, é possível alcançar níveis de qualidade de vídeo próximos ou superiores aos obtidos com RS-CONV/QPSK, permitindo assim o uso de vídeos em ultra resolução mantendo níveis aceitáveis de qualidade. Dessa forma, mesmo em condições adversas de canal, o par BCH-LDPC melhora significativamente a qualidade do vídeo entregue ao usuário. Além disso, sua proposta de atender às demandas atuais de vídeos com resoluções cada vez mais altas pode ser atendida satisfatoriamente, demonstrando a importância de adotar o BCH-LDPC em sistemas que utilizam RS-CONV. Um exemplo é o padrão japonês ISDB-T.

Tais observações destacam a importância da metodologia proposta, que possibilita definir quantitativamente o ganho médio de desempenho entre os sistemas DVB-T2/BCH-LDPC e DVB-T/RS-CONV em termos de métricas objetivas de qualidade de vídeo entregue ao usuário final. Em contraste, métricas limitadas ao nível da camada física, como a BER, não consideram importantes parâmetros de QoE.

Tabela 9 – Ganho (%) na média do SSIM de BCH-LDPC em relação ao RS-CONV.

AWGN					
	Tree	Crowd	Cross	Duck	Park
QPSK	4,12%	9,78%	6,07%	12,47%	11,75%
16-QAM	6,31%	9,82%	7,58%	13,11%	13,38%
64-QAM	6,03%	11,93%	12,65%	14,57%	19,54%
RAYLEIGH					
	Tree	Crowd	Cross	Duck	Park
QPSK	8,34%	18,79%	10,33%	14,75%	22,19%
16-QAM	14%	32,63%	12,82%	29,97%	31,15%
64-QAM	43,39%	35,42%	33,07%	47,85%	78,59%

Tabela 10 – Ganho (dB) na média da PSNR de BCH-LDPC em relação ao RS-CONV.

AWGN					
	Tree	Crowd	Cross	Duck	Park
QPSK	1,75 dB	3,37 dB	2,67 dB	2,82 dB	3,56 dB
16-QAM	2,81 dB	3,74 dB	3,36 dB	2,81 dB	3,23 dB
64-QAM	3,02 dB	4,65 dB	3,95 dB	3,34 dB	4,06 dB
RAYLEIGH					
	Tree	Crowd	Cross	Duck	Park
QPSK	4,35 dB	6,17 dB	4,91 dB	3,29 dB	5,47 dB
16-QAM	7,15 dB	7,94 dB	6,95 dB	6,07 dB	7,01 dB
64-QAM	11,61 dB	8,71 dB	10,69 dB	7,16 dB	9,44 dB

6.4 Considerações finais

Neste capítulo, apresentamos uma metodologia detalhada para avaliar a qualidade temporal de vídeos em resolução ultra 4k, utilizando a métrica objetiva SSIM. Os resultados obtidos foram analisados em diferentes cenários, comparando o desempenho dos codificadores BCH-LDPC e RS-CONV sob condições de canal AWGN e Rayleigh.

7 Conclusões e Trabalhos futuros

7.1 Conclusões

Este trabalho apresentou uma metodologia para a análise temporal da qualidade de vídeos. Essa metodologia permitiu realizar comparações quantitativas no estudo de caso voltado para a TV digital, entre os esquemas de codificação concatenada BCH-LDPC e RS-CONV, através dos cálculos da quantidade de frames transmitidos sem erros e do ganho médio. A análise dos resultados demonstrou a eficácia da metodologia proposta na avaliação das variações na qualidade da imagem durante a transmissão de vídeo.

Os resultados obtidos indicam que o codificador BCH-LDPC apresentou um desempenho superior tanto em canais AWGN quanto em canais Rayleigh, evidenciando uma robustez maior em ambientes de multipercurso. Em particular, o sistema BCH-LDPC/64-QAM mostrou ganho médio superior a 78% na métrica SSIM em comparação com o RS-CONV, evidenciando uma adaptabilidade notável mesmo em condições adversas de canal e uma eficiência espectral mais elevada. Esses dados fornecem uma base quantitativa sólida para a consideração do BCH-LDPC como uma alternativa viável e potencialmente superior ao RS-CONV em diversos cenários de transmissão de vídeo, incluindo a aplicação em padrões como o ISDB-T.

7.2 Trabalhos futuros

Pode-se destacar as seguintes sugestões de trabalhos futuros:

Utilizar a metodologia proposta para avaliar outros sistemas baseados na qualidade de vídeo, como as técnicas utilizadas pelo 5G, incluindo FBMC e UFMC. Esses métodos têm sido sugeridos como alternativas à técnica tradicional de transmissão OFDM usada nos sistemas DVB-T2, conforme mencionado em (HONFOGA et al., 2019; HONFOGA; DOSSOU; MOEYAERT, 2020).

7.3 Produções científicas durante os estudos

Produções científicas durante os estudos:

- COSTA, THIAGO DE A.; MACEDO, ALEX S. ; MATOS, EDEMIR M. C. ; CASTRO, BRUNO S. L. ; FARIAS, FABRICIO DE S. ; CARDOSO, CAIO M. M. ;

- CAVALCANTE, GERVÁSIO P. DOS S. ; BARROS, FABRICIO J. B. A temporal methodology for assessing the performance of concatenated codes in ofdm systems for 4k-uhd video transmission. *Applied Sciences*, 2024. v. 14, n. 9, 2024. ISSN 2076-3417. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2076-3417/14/9/3581>>.
- E. M. C. MATOS, T. A. COSTA, M. C. ALCÂNTARA NETO, B. S. L. CASTRO, F. S. FARIAS, J. P. L. ARAUJO AND F. J. B. BARROS. Video quality loss model on communication networks: An approach based on frame loss. *Journal of Communication and Information Systems*, 2022. v. 37, n. 1, p. 42–46, 2022.

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 26.
- ABERT/SET. Digital television systems brazilian tests final report. 2000. ABERT, 2000. Citado na página 55.
- 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 27.
- 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 3 vezes nas páginas 30, 31 e 32.
- BGAZO, 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 na página 47.
- BENJAK, J. et al. Performance comparison of h. 264 and h. 265 encoders in a 4k fpv drone piloting system. *Applied Sciences*, 2022. MDPI, v. 12, n. 13, p. 6386, 2022. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 48.
- 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 11.
- BOURNAKA, G. et al. Experimental study for transmitter imperfections in dvb-t based passive radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2018. IEEE, v. 54, p. 1341–1354, 2018. ISSN 2371-9877. Citado na página 2.
- 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 27.
- CHAKIKI, M. A. F.; ASTAWA, I. G. P.; BUDIKARSO, A. Performance analysis of dvb-t2 system based on mimo using low density parity check (ldpc) code technique and maximum likelihood (ml) detection. In: *2020 International Electronics Symposium (IES)*. Surabaya, Indonesia: IEEE, 2020. p. 169–173. ISBN 978-1-7281-9564-3. Citado na página 2.
- 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 25.

- CHEN, G. hao; YANG, C. ling; XIE, S. li. Gradient-based structural similarity for image quality assessment. In: *2006 International Conference on Image Processing*. Atlanta, GA, USA: IEEE, 2006. p. 2929–2932. ISBN 1-4244-0481-9. ISSN 2381-8549. Citado na página 46.
- CHENG, Y. et al. Design and implementation of mediaplayer based on ffmpeg. In: SPRINGER. *Software Engineering and Knowledge Engineering: Theory and Practice: Volume 2*. [S.l.], 2012. p. 867–874. Citado na página 50.
- CHO, H. et al. Concatenated schemes of reed-solomon and convolutional codes for GNSS. In: *2019 International Conference on Information and Communication Technology Convergence, ICTC 2019, Jeju Island, Korea (South), October 16-18, 2019*. [S.l.]: IEEE, 2019. p. 338–339. Citado na página 3.
- CHO, Y. S. et al. *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. Citado na página 31.
- CHOTIKAKAMTHORN, N.; PHOLSOMBOON, S. Ring-shaped digital watermark for rotated and scaled images using random-phase sinusoidal function. In: *Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on Electrical and Electronic Technology. TENCON 2001 (Cat. No.01CH37239)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 321–325 vol.1. Citado na página 47.
- 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 43.
- CHUNG, B.; YIM, C. Bi-sequential video error concealment method using adaptive homography-based registration. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 2020. v. 30, p. 1535–1549, 2020. ISSN 1051-8215. Citado na página 3.
- COMMITTEE, I. C. S. L. M. S. et al. Part 11: Wireless lan me-dium access control (mac) and physical layer (phy) specifications. high-speed physi-cal layer in the 5 ghz band. *IEEE std*, 1999. v. 802, 1999. Citado na página 26.
- DALLY, W. J.; POULTON, J. W. *Digital systems engineering*. [S.l.]: Cambridge university press, 2008. Citado na página 7.
- DOBRIAN, F. et al. Understanding the impact of video quality on user engagement. *ACM SIGCOMM computer communication review*, 2011. ACM New York, NY, USA, v. 41, n. 4, p. 362–373, 2011. Citado na página 50.
- 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 47.
- EIZMENDI, I. et al. Dvb-t2: The second generation of terrestrial digital video broadcasting system. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2014. IEEE, v. 60, p. 258–271, 2014. ISSN 1557-9611. Citado na página 54.
- 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 na página 54.

- GHAYYIB, H. S.; MOHAMMED, S. J. Performance enhancement of fec code for dvb-t2 system by using rotated constellations. In: *2021 1st Babylon International Conference on Information Technology and Science (BICITS)*. Babil, Iraq: IEEE, 2021. p. 234–238. ISBN 978-1-6654-4692-1. Citado na página 3.
- GROSS, F. B. *Smart antennas for wireless communications: with MATLAB*. [S.l.]: McGraw-Hill New York, 2005. Citado 5 vezes nas páginas 30, 31, 33, 34 e 35.
- GUIMARÃES, W. P. d. S. *Decodificação híbrida para códigos LDPC*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.
- 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 10.
- HAYKIN, S. *Sistemas de Comunicações: Analógicos e Digitais. 4ª Edição*. [S.l.]: Editora Bookman, 2004. Citado 9 vezes nas páginas 8, 11, 13, 14, 15, 18, 21, 22 e 24.
- HONFOGA, A.-C.; DOSSOU, M.; MOEYAERT, V. *Performance comparison of new waveforms applied to DVB-T2 transmissions*. 2020. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 70.
- HONFOGA, A.-C. et al. *Application of FBMC to DVB-T2: a Comparison vs Classical OFDM Transmissions*. 2019. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 70.
- JAIN, R. *The Art of Computer Systems Performance Analysis*. [S.l.: s.n.], 1990. Citado na página 53.
- 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 18 e 20.
- JULIANAWATI, L. et al. *Performance Evaluation of DVB-T2 TV Broadcast For Fixed Reception*. 2019. Citado na página 2.
- 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 na página 32.
- 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 25 e 26.
- KAZEMI, M.; GHANBARI, M.; SHIRMOHAMMADI, S. The performance of quality metrics in assessing error-concealed video quality. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2020. v. 29, p. 5937–5952, 2020. ISSN 1057-7149. Citado na página 3.
- KSENTINI, A.; TALEB, T. Qoe-oriented adaptive svc decoding in dvb-t2. *IEEE transactions on broadcasting*, 2013. IEEE, v. 59, n. 2, p. 251–264, 2013. Citado na página 3.

- KUMAR, P. S.; RAJU, M.; IQBUL, M. A. Serial concatenated convolution codes for coded ofdm in digital audio broadcasting environment. In: *2019 International Conference on Intelligent Sustainable Systems (ICISS)*. Palladam, India: IEEE, 2019. p. 553–558. ISBN 978-1-5386-7800-8. Citado na página 3.
- LANIEWSKI, D.; SCHÜTZ, B.; ASCHENBRUCK, N. On the impact of burst loss for qoe-based performance evaluations for video streaming. In: *2020 IEEE 45th LCN Symposium on Emerging Topics in Networking (LCN Symposium)*. Sydney, Australia: IEEE, 2020. p. 78–87. ISBN 978-1-7281-8315-2. Citado na página 3.
- 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 32 e 35.
- LIN, S.; COSTELLO, D. J. *Error control coding*. [S.l.]: Prentice Hall, 1983. Citado na página 12.
- 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 11.
- MACWILLIAMS, F. J.; SLOANE, N. J. A. *The theory of error correcting codes*. [S.l.]: Elsevier, 1977. Citado na página 11.
- 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 41 e 43.
- MIN, X. et al. Perceptual video quality assessment: A survey. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 46.
- MOHAJERAN, S. A.; SADOUGH, S. M. S. On the interaction between joint tx/rx iqi and channel estimation errors in dvb-t systems. *IEEE Systems Journal*, 2018. IEEE, v. 12, p. 3271–3278, 2018. ISSN 2373-7816. Citado na página 2.
- MOREIRA, P. G. F. J. C. *Essentials of Error-Control Coding*. [S.l.]: John Wiley, 2006. Citado 5 vezes nas páginas 16, 17, 18, 21 e 22.
- 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 25.
- 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 10.
- 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 5 vezes nas páginas 31, 32, 34, 35 e 36.

- 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 23 e 24.
- POLAK, L.; KRATOCHVIL, T. Measurement and evaluation of iq-imbalances in dvb-t and dvb-t2-lite ofdm modulators. In: *2017 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*. Barcelona, Spain: IEEE, 2017. p. 555–558. ISBN 978-1-5090-3983-8. Citado na página 2.
- POLAK, L. et al. Dvb-t2/t2-lite using miso principle for portable and mobile transmission scenarios. In: *2021 44th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*. Brno, Czech Republic: IEEE, 2021. p. 34–37. ISBN 978-1-6654-2934-4. Citado na página 2.
- 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 43.
- PRASAD, R. *OFDM for wireless communications systems*. [S.l.]: Artech House, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- PROAKIS, J. G. *Digital communications. 1995*. [S.l.: s.n.], 1995. Citado 2 vezes nas páginas 7 e 36.
- 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 31.
- RICHARDSON, I. H. *H. 264 and MPEG-4 video compression*. [S.l.]: John Wiley and Sons Inc, 2003. Citado 3 vezes nas páginas 40, 41 e 42.
- SCHAFHUBER, D. *Wireless OFDM systems: Channel prediction and system capacity*. Dissertação (Mestrado) — Technical University of Vienna, 2004. Citado na página 26.
- SETIADI, D. R. I. M. Psnr vs ssim: imperceptibility quality assessment for image steganography. *Multimedia Tools and Applications*, 2021. Springer, v. 80, n. 6, p. 8423–8444, 2021. Citado na página 3.
- SI, H. et al. Expansion coding for channel and source coding. *CoRR*, 2015. abs 1505.05481, 2015. Citado na página 10.
- STANKOWSKI, J.; DZIEMBOWSKI, A. Iv-psnr: Software for immersive video objective quality evaluation. *SoftwareX*, 2023. Elsevier, v. 24, p. 101592, 2023. Citado na página 50.
- SUJAK, B. A. et al. *Comparison of Video IPTV and Digital TV DVB-T2 Quality for Indonesia TV Broadcast*. 2019. Citado na página 3.
- TRIOUX, A. et al. Temporal information based gop adaptation for linear video delivery schemes. *Signal Processing: Image Communication*, 2020. v. 82, p. 115734, 2020. ISSN 0923-5965. Citado na página 3.
- TRIOUX, A. et al. *Performance Assessment of the Adaptive GoP-size extension of the Wireless SoftCast Video Scheme*. 2021. Citado na página 3.

- VIJAYALAKSHMI, M.; KULKARNI, L. *Analysis of Quality of Experience (QoE) in Video Streaming Over Wi-Fi in Real Time*. 2021. 79-85 p. Citado na página 3.
- WANG, J. H.; YU, M.-D. Image restoration by adaptive fuzzy optimal filter. In: *1995 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics. Intelligent Systems for the 21st Century*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 1, p. 845–848 vol.1. Citado na página 47.
- WANG, Z. et al. The handbook of video databases: design and applications. *Objective video quality assessment*, 2003. p. 1041–1078, 2003. Citado na página 46.
- WICKER, S. B.; BHARGAVA, V. K. An introduction to reedsolomon codes. In: _____. *Reed-Solomon Codes and Their Applications*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 1994. p. 1–16. ISBN 9780470546345. Citado na página 10.
- XIPH.ORG. *Xiph.org Video Test Media [derf's collection]*. 2017. Acessado em 03/01/2017. Disponível em: <<https://media.xiph.org/>>. Citado na página 43.
- 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 25.