



**UNIVERSIDADE
ESTADUAL DO
MARANHÃO**

**CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO E
SISTEMAS**

DISSERTAÇÃO

**ESTUDO COMPARATIVO DO DESEMPENHO DO SISTEMA ISDB-T AVANÇADO
UTILIZANDO MODULAÇÕES 16QAM-UC E 16QAM-NUC COM MIMO 2X2**

SIDI MANE

São Luís, 19 de julho de 2024.



**UNIVERSIDADE
ESTADUAL DO
MARANHÃO**

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DO MARANHÃO
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE COMPUTAÇÃO E
SISTEMAS**

SIDI MANE

DISSERTAÇÃO

**ESTUDO COMPARATIVO DO DESEMPENHO DO SISTEMA ISDB-T AVANÇADO
UTILIZANDO MODULAÇÕES 16QAM-UC E 16QAM-NUC COM MIMO 2X2**

Dissertação apresentada ao programa de Mestrado Profissional em Engenharia da Computação e Sistemas da Universidade Estadual do Maranhão como pré-requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia da Computação e Sistemas.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva

Coorientadora: Profa. Msc. Amanda Beatriz Cunha dos Santos

São Luís, 19 de julho de 2024.

**ESTUDO COMPARATIVO DO DESEMPENHO DO SISTEMA ISDB-T AVANÇADO
UTILIZANDO MODULAÇÕES 16QAM-UC E 16QAM-NUC COM MIMO 2X2**

Mane, Sidi

Estudo Comparativo do Desempenho do Sistema ISDB-T Avançado Utilizando Modulação 16QAM-UC e 16QAM-NUC com MIMO 2X2. / Sidi Mane. – São Luís (MA), 2024.

97 p.

Dissertação (Mestrado Profissional em Engenharia de Computação e Sistemas/PECS) Universidade Estadual do Maranhão - UEMA, 2024.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva.

Coorientadora: Profa. Msc. Amanda Beatriz Cunha dos Santos.

Palavras chaves: 1. TV digital. 2. Modulação 16QAM-UC. 3. Modulação 16QAM-NUC. 4. MIMO 2x2.

CDU:004.41

SIDI MANE

**ESTUDO COMPARATIVO DO DESEMPENHO DO SISTEMA ISDB-T AVANÇADO
UTILIZANDO MODULAÇÕES 16QAM-UC E 16QAM-NUC COM MIMO 2X2**

DISSERTAÇÃO

Dissertação apresentada ao programa de Mestrado Profissional em Engenharia da Computação e Sistemas da Universidade Estadual do Maranhão como pré-requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia de Computação e Sistemas



Aprovado em 19 de julho de 2024.

Prof. Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva
(Orientador-UEMA)

Amanda Beatriz C. dos Santos

Profa. Msc. Amanda Beatriz Cunha dos Santos
(Coorientadora-PUC-Rio)



Prof. Rogério Moreira Lima Silva (UEMA)
(Examinador interno)

Documento assinado digitalmente
gov.br VICENTE ANGELO DE SOUSA JUNIOR
Data: 29/07/2024 16:10:32-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Vicente Ângelo de Sousa Junior (UFRN)
(Examinador Externo)

Documento assinado digitalmente
gov.br FRANCISCO DAS CHAGAS DE SOUZA
Data: 02/08/2024 17:46:26-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Dr. Francisco das Chagas de Souza (UFMA)
(Examinador Externo)

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela vida e saúde concedidas a mim. À minha mãe, Sadjó Sambu, quem sempre me incentivou a estudar desde a infância e esteve presente em cada etapa do meu percurso acadêmico. Desejo à senhora, vida longa.

Ao meu tio, Lassana Sambu, quem nunca poupou esforços para atender todas as minhas solicitações, desde as mais básicas até as mais complexas, oferecendo apoio em todos os aspectos. Desejo-lhe vida longa. Ao meu primo, Ansumane Sambu, pelo apoio, ensinamentos, conselhos e orientações desde a minha chegada ao Brasil. À minha esposa, Tayany Kerlly, e à minha filha, Clara Sadjó, expresso minha gratidão pelo carinho, amor e companhia nesta jornada.

Ao meu estimado orientador Prof. Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva e à minha estimada Coorientadora: Profa. Msc. Amanda Beatriz Cunha dos Santos, expresso a minha mais profunda gratidão pelo acompanhamento e pela disposição demonstrada em trabalharmos juntos neste projeto grandioso. Que a vossa disposição e trajetória profissional continuem contribuindo para o desenvolvimento científico e tecnológico.

À Universidade Estadual do Maranhão, agradeço por possibilitar a realização deste trabalho, por meio do seu corpo docente e administrativo.

RESUMO

A próxima geração de TV Digital brasileira promete trazer uma série de avanços significativos tanto para o telespectador quanto para as operadoras de televisão. Dentro desse cenário, um dos diferenciais mais destacados é a capacidade de o sistema operar de forma eficaz com valores de relação C/N muito baixos, aumentando a eficiência espectral e possibilitando o emprego da técnica de Reuso-1. Essa técnica permite a segmentação geográfica de conteúdos televisivos, com o intuito de atender aos requisitos da implementação da TV 3.0 no Brasil. Desse modo, essa condição possibilitará que o mesmo canal de radiofrequência seja utilizado por estações independentes que abrangem áreas de serviço vizinhas, oferecendo uma considerável flexibilidade para a infraestrutura de transmissão. Conseqüentemente, essa abordagem proporcionará flexibilidade da rede de transmissão, permitindo sua expansão e subdivisão, além de possibilitar a distribuição geográfica do conteúdo usando o mesmo canal. Esta dissertação apresenta resultados de testes de campo de camada física com o padrão japonês ISDB-T Avançado. O intuito é avaliar o limiar de relação C/N alcançado pelo sistema utilizando modulações 16QAM com a constelação uniforme (UC) e não uniforme (NUC) em uma configuração MIMO 2x2, a fim de compará-las e observar qual oferece o melhor limiar de relação C/N e robustez para a implementação da TV 3.0. A metodologia empregada para as medições em campo é similar à do padrão do sistema brasileiro de TV (SBTV-D). Assim sendo, o experimento foi conduzido na cidade do Rio de Janeiro, com medições em 12 pontos localizados nos bairros da Barra da Tijuca e do Recreio dos Bandeirantes. A escolha das localidades de teste considerou a diversidade de cenários de recepção, o que aumenta a abrangência para a implementação em outras localidades com as topográficas iguais ou menos complexas. Por fim, os resultados obtidos demonstram que, quando o sistema é configurado para operar com modulação 16QAM-NUC, é possível alcançar valores bem menores de limiar de relação C/N em comparação à 16QAM-UC.

Palavras-chave: 1. TV digital. 2. Modulação 16QAM-UC. 3. Modulação 16QAM-NUC. 4. MIMO 2x2.

ABSTRACT

The next generation Brazilian's Digital TV promises to bring a significant advance for both the viewer and broadcasters. So, one of the most outstanding differentials is the ability of the system to operate effectively with much lower C/N ratio, increasing spectral efficiency and enabling the use of the Reuse-1 technique, which allows the geographic segmentation of television content, to the implementation of TV 3.0 in Brazil. Thus, this condition will allow the same radio frequency channel to be used by independent stations covering neighboring service areas, offering considerable flexibility for the transmission infrastructure. Consequently, this approach will propose flexibility of the transmission network, allowing its expansion and subdivision, and enable the geographic distribution of content using the same channel. In this context, this thesis presents results of physical layer field tests with the Japanese Advanced ISDB-T. The purpose is to evaluate the C/N threshold ratio achieved by the system using 16QAM modulations with the uniform constellation (UC) and non-uniform (NUC) in a 2x2 MIMO configuration, to compare them so that to observe which offers the best of C/N threshold ratio and robustness for the implementation of TV 3.0. The methodology used for the field trials is like the Brazilian TV system (SBTV-D) standard. Thus, for the studies, the experiment was conducted in the city of Rio de Janeiro, with measurements at 12 points located in the Barra da Tijuca and Recreio dos Bandeirantes. The selection of test locations was based on considering the diversity of reception scenarios, which enhances the potential for implementation in other areas with comparable or less complex topographies. In conclusion, the results illustrate that configuring the system to operate with NUC modulation allows for significantly lower C/N ratio values compared to the 16QAM-UC.

Keywords: Digital TV, 16QAM-UC Modulation, 16QAM-NUC Modulation, 2x2 MIMO.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1: Eficiência espectral do ATSC 3.0, DVB-T e DVB-T2 comparados ao limite do Shannon em um canal AWGN. | 17 |
| Figura 2: Camada física do bloco BICM..... | 26 |
| Figura 3 - Topologias e Esquemas de Constelações. | 31 |
| Figura 4 - Antena omnidirecional. | 40 |
| Figura 5: Diagrama do modulador e demodulador MIMO-OFDM. | 43 |
| Figura 6 : Capacidade ergódica de SISO, SIMO e MIMO em comparação à SNR..... | 44 |
| Figura 7: Estrutura do quadro OFDM do ISDB-T avançado. | 47 |
| Figura 8: Configurações do segmento do ISDB-T e ISDB-T Avançado. | 48 |
| Figura 9: Infraestrutura de Transmissão ISDB-T avançado..... | 53 |
| Figura 10: Pontos de medições dos sinais transmitidos. | 54 |
| Figura 11: Laboratório móvel com antena de 10 metros..... | 54 |
| Figura 12: Equipamentos de Recepção e Medição..... | 55 |
| Figura 13: Tela do Receptor Socionext. | 56 |
| Figura 14: Caixa de RF. | 57 |
| Figura 15: Potência recebida nas polarizações +45°/+45° das modulações 16QAM-NUC e 16QAM-UC..... | 62 |
| Figura 16: Potência recebida nas polarizações -45°/-45° das modulações 16QAM-NUC e 16QAM-UC..... | 63 |
| Figura 17: Espelho da água nos pontos de medições 12 e 16. | 63 |
| Figura 18: Comparação de potências de canais das polarizações +45°/-45° da 16QAM-NUC. | 64 |
| Figura 19: Comparação de potências de canais das polarizações +45°/-45° da 16QAM-UC. | 64 |
| Figura 20: Limiar da relação C/N MIMO da modulação 16QAM-UC..... | 65 |
| Figura 21: Limiar da relação C/N MIMO da modulação 16QAM-NUC..... | 65 |
| Figura 22: Limiar da relação C/N MIMO das modulações 16QAM-NUC e 16QAM-UC..... | 66 |
| Figura 23: Diferenças do limiar da relação C/N MIMO da modulação NUC em relação a UC. | 66 |
| Figura 24: Perfil do Terreno entre transmissor e pontos de medição 3, 4 e 7..... | 68 |
| Figura 25: Relação C/N das polarizações +45°/+45° da 16QAM-UC e NUC. | 69 |
| Figura 26: Relação C/N das polarizações -45°/-45° de 16QAM UC e NUC..... | 69 |
| Figura 27: Média de relações C/N das modulações 16QAM UC e NUC. | 70 |

| | |
|--|----|
| Figura 28: Margens do sistema em polarizações $-45^\circ/-45^\circ$ das modulações 16QAM-NUC e UC. | 70 |
| Figura 29: Margens do sistema em polarizações $+45^\circ/+45^\circ$ das modulações 16QAM-NUC e UC..... | 71 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|----|
| Tabela 1: Parâmetros básicos de transmissão do ISDB-T..... | 49 |
| Tabela 2: Parâmetros do transmissor e dos receptores. | 52 |
| Tabela 3: Ganhos e Perdas da caixa de RF..... | 58 |
| Tabela 4: Taxa de Transmissão do ISDB-T com FEC 2-16. | 60 |
| Tabela 5: Modulação 16QAM-UC com FEC 2-16. | 60 |
| Tabela 6: Modulação 16QAM-NUC com FEC 2-16..... | 61 |
| Tabela 7: Classificação dos pontos de medição em relação a diferença de potências recebidas nas polarizações +45°/-45°..... | 67 |
| Tabela 8: Especificações de sistema de transmissão e recepção. | 67 |

LISTA DE ABREVIATURAS

16-QAM - 16-Quadrature Amplitude Modulation
16QAM-UC - 16QAM Uniform Constellation
1D-NUC - One-Dimensional Non-Uniform Constellation
256QAM - 256-Quadrature Amplitude Modulation
2D-NUC - Two-Dimensional Non-Uniform Constellation
3D - Three-Dimensional
AAC - Advanced Audio Coding
ATSC - Advanced Television Systems Committee
ATSC 3.0 - Advanced Television Systems Committee 3.0
AWGN - Additive White Gaussian Noise
BBC - British Broadcasting Corporation
BCH - Bose-Chaudhuri-Hocquenghem Code
BER - Bit Error Rate
BICM - Bit-Interleaved Coded Modulation
BIL - Binary Interleaved Reed-Solomon Code
bps/Hz - bits per second per Hertz
BPSK - Binary Phase Shift Keying
BTS - Base Transceiver Station
C/N - Carrier-to-Noise Ratio
CB - Channel Bonding
CM - Constellation Mappin
dB – Decibel
DoF – Degree of Freedom
DTTB - Digital Terrestrial Television Broadcasting
DVB-NGH - Digital Video Broadcasting - Next Generation Handheld
DVB-S - Digital Video Broadcasting - Satellite
DVB-T - Digital Video Broadcasting - Terrestrial
DVB-T2 - Digital Video Broadcasting - Terrestrial 2
FEC - Forward Error Correction
FER - Frame Error Rate
GI - Guard Interval

HDTV - High-Definition Television

IFFT - Inverse Fast Fourier Transform

IRA - Irregular Repetition Accumulate

ISDB-T - Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial

ITU-R - International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector

ITU-T - International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector

kHz - Kilohertz

LDM - Layered Division Multiplexing

LDPC - Low-Density Parity-Check

LLR - Log-Likelihood Ratio

LPDC - Low-Density Parity-Check Code

Mbits/s - Megabits per second

MHz - Megahertz

MIMO - Multiple-Input Multiple-Output

MIMO - Multiple-Input Multiple-Output

MIMO 2x2 - 2x2 Multiple-Input Multiple-Output

ML - Maximum Likelihood

MLC - Multilevel Coding

MPEG-2 - Moving Picture Experts Group - 2

NHK - Nippon Hoso Kyokai (Japan Broadcasting Corporation)

NUC - Non-Uniform Constellation

NUC QAM - Non-Uniform Constellation Quadrature Amplitude Modulation

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing

QoE - *Quality of Experience*

PDP - Power Delay Profile

PER - Packet Error Rate

PI - Power Imbalance

QPSK - Quadrature Phase Shift Keying

RF - Radio Frequency

Rx - Receiver

SFN - Single Frequency Network

SIMO - Single-Input Multiple-Output

SISO - Single-Input Single-Output

SNR - Signal-to-Noise Ratio

TCM - Trellis-Coded Modulation

TV - Television

TV 3.0 - Television 3.0 (next-generation TV technology)

Tx – Transmitter

UC - Uniform Constellation

VSF-8 - Vestigial Sideband Modulation with 8-level Vestigial Sideband

WiMAX - Worldwide Interoperability for Microwave Access

XPD - Cross-Polarization Discrimination

SUMÁRIO

| | | |
|-------|--|----|
| 1 | INTRODUÇÃO..... | 15 |
| 1.1 | Evolução dos Sistemas de TV Digital..... | 16 |
| 1.2 | Projeto TV Digital 3.0..... | 18 |
| 1.2.1 | Reuso-1..... | 21 |
| 1.3 | Trabalhos Relacionados | 22 |
| 1.4 | Objetivos do Trabalho | 23 |
| 1.4.1 | Objetivo Geral | 23 |
| 1.4.2 | Objetivos Específicos | 23 |
| 1.5 | Organização do Trabalho | 24 |
| 2 | BIT INTERLEAVING CODE MODULATION..... | 25 |
| 2.1 | Low Density Parity Check (LDPC)..... | 27 |
| 3 | MODULAÇÃO COM CONSTELAÇÃO NÃO UNIFORME (NUC) | 30 |
| 3.1 | Características da NUC | 31 |
| 3.2 | 1D-NUC | 32 |
| 3.2.1 | Desmapeadores 1D-NUC..... | 33 |
| 3.3 | 2D-NUC | 34 |
| 3.3.1 | Desmapeadores NUCs..... | 35 |
| 3.3.2 | Desmapeadores 2D-NUC..... | 36 |
| 4 | ANTENA DE POLARIZAÇÃO DUPLA INCLINADA $\pm 45^\circ$ | 37 |
| 4.1 | Histórico | 37 |
| 4.2 | Evolução das Antenas | 37 |
| 4.3 | Antenas de Dupla Polarização $\pm 45^\circ$ | 38 |
| 4.4 | Características de Antena Dupla Polarizada Inclinada $\pm 45^\circ$ | 39 |
| 4.5 | Configuração de antena de dupla polarização inclinada $\pm 45^\circ$ | 40 |
| 5 | MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT (MIMO) | 42 |

| | | |
|--|---|----|
| 6 | ISDB-T AVANÇADO..... | 46 |
| 6.1 | Parâmetros de Transmissão | 48 |
| 6.2 | Modulação e Códigos Corretores de Erros..... | 50 |
| 7 | METODOLOGIA | 52 |
| 7.1 | Parâmetros de Transmissão | 52 |
| 7.2 | Parâmetros de Recepção..... | 53 |
| 7.2.1 | Configuração do Receptor..... | 55 |
| 7.2.2 | Receptor Socionext..... | 55 |
| 7.2.3 | Caixa de RF | 56 |
| 7.2.4 | Análise de Cobertura | 59 |
| 7.2.5 | Limiar da Relação C/N da Recepção | 59 |
| 8 | RESULTADOS E DISCUSSÕES..... | 60 |
| 8.1 | Análise de Cobertura e Medições..... | 62 |
| 8.2 | Análise da Relação C/N | 69 |
| 8.3 | Análise da Margem e do Limiar de Recepção do Sistema..... | 70 |
| 9 | DIFICULDADES ENCONTRADAS | 72 |
| 10 | CONCLUSÃO..... | 73 |
| 11 | SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS | 76 |
| 12 | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 77 |
| ANEXO 1 – ALGORITMO DESENVOLVIDO PARA O PROCESSAMENTO DE DADOS DOS EXPERIMENTOS E IMPLEMENTAÇÃO DAS FIGURAS..... | | 81 |

1 INTRODUÇÃO

O sistema televisivo é um dos mais populares e conhecidos sistemas de telecomunicações utilizados amplamente em todos os países. A sua história remonta à década de 1950, marcando uma mudança drástica no modo de viver que perdura até os dias atuais. Ao longo de décadas, houve notórios avanços que aprimoraram tanto a qualidade da imagem quanto a experiência dos usuários, notadamente a transição de preto e branco para RGB (colorida) e de analógico para digital. Posteriormente, com o advento das telas planas acessíveis, aprimoramento das tecnologias de transmissão e, sobretudo, o desenvolvimento de novas técnicas de compressão de áudio e vídeo, houve um aumento na popularidade desse serviço, resultando em sua expansão [1]. Essas inovações permitiram uma imersão e adesão a esses serviços televisivos, tendo em conta a variedade de programação nunca vista anteriormente, desempenhando um papel essencial na vida moderna. Isto porque não se limitou somente a entreter, mas também serve como uma ferramenta de informação, comunicação e educação [1].

Por outro lado, a evolução de transmissão analógica para digital representou um marco na história dos sistemas de telecomunicações, trazendo importantes mudanças, tanto na experiência dos telespectadores quanto na qualidade dos serviços fornecidos. Essas mudanças permitiram reduzir significativamente o ruído e melhorar a qualidade das imagens, as quais eram sujeitas à interferência analógica. Por outro lado, a transmissão digital permitiu adição de recursos como a transmissão de áudio multicanal e a interatividade avançada, tornando a experiência única [2].

Atualmente, o padrão europeu de transmissão de vídeo digital terrestre (*Digital Video Broadcast Terrestrial*, DVB-T) é a tecnologia de transmissão de televisão digital terrestre (*Digital Terrestrial Television Broadcast*, DTTB), de primeira geração amplamente adotada em todo o mundo, seguida pelo padrão Americano do Comitê de Sistemas Avançados de Televisão (*Advanced Television System Committee*, ATSC) e do japonês de Transmissão Digital de Serviços Integrados Terrestre (*Integrated Service Digital Broadcast – Terrestrial*, ISDB-T). Essas três tecnologias representam os principais pilares da televisão digital, tendo cada uma delas suas especificações técnicas. Contudo, todas se baseiam em técnica de multiplexação por divisão ortogonal de frequência (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*, OFDM) e utilizam diferentes categorias de modulações como a modulação por quadratura de amplitude (*Quadrature Amplitude Modulation*, QAM) e QAM por mudança de chaveamento (*QAM Phase Shift Keying*, QPSK) [2][3].

Vale ressaltar que o padrão ISDB-T se destaca pela inovação, ao incorporar a segmentação geográfica de conteúdos e suporte tanto para dispositivos móveis quanto para fixos, com conteúdo de alta qualidade. Portanto, tornou-se popular nos países como Brasil e Japão [1].

Os padrões DVB-T, ATSC e ISDB-T impulsionaram a indústria televisiva, além de representarem o estado da arte da transmissão de televisão digital terrestre, oferecendo a qualidade rica em conteúdo multimídia.

1.1 Evolução dos Sistemas de TV Digital

Em razão da crescente demanda por transmissão mais eficiente espectralmente e por conteúdo de alta qualidade, com baixa relação sinal-ruído (*Signal to Noise Ratio*, SNR) numa banda relativamente menor, o fórum DVB-T propôs e implementou a segunda geração do padrão DVB-T, conhecida como DVB-T2 (*DVB-Second Generation Terrestrial*, DVB-T2). A referida versão foi implementada visando enfrentar os desafios em um ambiente de transmissão cada vez mais complexo. Por conseguinte, o DVB-T2 implementou técnicas mais avançadas de transmissão e com ampla taxa de códigos, resultando em aumento da eficiência espectral de 50%, em comparação ao padrão da primeira geração, conforme [1].

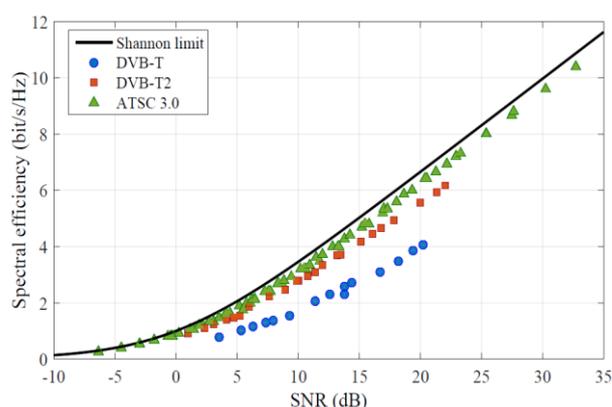
Além disso, a robustez e a eficiência espectral do DVB-T2, em relação ao padrão de primeira geração, se devem ao emprego dos códigos corretores de erros, como o verificador de densidade de baixa paridade (*Low Density parity Check*, LDPC) e o Bose-Chadhuri-Hocquenghem (BCH). Essas tecnologias foram fundamentais no desenvolvimento das DTTB, ao proporcionar melhorias na qualidade do sinal e a confiabilidade da transmissão.

Assim, é importante destacar que DVB-T2 é um dos primeiros padrões DTTB a empregar essas tecnologias para melhorar a qualidade de transmissão e a eficiência espectral. O LDPC e BCH permitiram uma transmissão mais robusta, ao garantir uma correção mais eficaz de erros de transmissão, mesmo em condições desafiadoras de transmissão. Logo, isso resultou em uma transmissão mais estável e confiável dos conteúdos televisivos. No entanto, constatou-se que o padrão ATSC 3.0 implementou avanços mais significativos, uma vez que objetiva aproximar-se do limite do Shannon, o limite teórico máximo para a capacidade de comunicação de um canal de dados. Para atingir esse objetivo, o ATSC 3.0 emprega a modulação QAM não uniforme (*Non Uniform QAM – NUC*),

incluindo taxas de codificação mais baixas e agregação de múltiplos canais de rádio frequência (*Radio Frequency, RF*), conhecida como agregação de canais (*Channel Bonding, CB*). O CB utiliza a técnica de agregação de vários canais de comunicação, em um único canal de transmissão para aumentar a largura de banda em redes de comunicação [5] [6].

A Figura 1 ilustra o desempenho do padrão ATSC 3.0 em termos da eficiência espectral (bits/s/Hz) e a relação SNR, em comparação com os padrões DVB-T e DVB-T2 (que são as tecnologias antecedentes). Esse estudo e análise foram feitos em um ambiente simulado de canal Rayleigh e com ruído gaussiano branco aditivo (*Additive White Gaussian Noise, AWGN*), utilizado para simular diversas interferências e perturbações encontradas em um canal de comunicação sem fio.

Figura 1: Eficiência espectral do ATSC 3.0, DVB-T e DVB-T2 comparados ao limite do Shannon em um canal AWGN.



Fonte: adaptado de [1].

As normas do ATSC 3.0 representam uma evolução importante dos padrões DTTB, ao implementar técnicas e parâmetros de transmissão que, não só atenderão as necessidades atuais, mas também as expectativas futuras dos sistemas DTTB. Além disso, desafiaram a capacidade de um canal de comunicação, definida pela teoria de informação do Shannon, ao adotar métodos disruptivos que aumentam a eficiência espectral e melhoraram a qualidade de transmissão. Essas melhorias são decorrentes da implementação da multiplexação por divisão de camada (*Layer Division Multiplexing, LDM*) e da tecnologia de transcepção de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*Multiple Input Multiple Output, MIMO*). Por um lado, a LDM utiliza a técnica de subdivisão do canal de comunicação em subcamadas, em que são transmitidos diferentes fluxos de dados e taxas de transmissão [7]. Por outro, o MIMO emprega múltiplas antenas para transmissão e recepção,

concomitantemente, garantindo a melhoria na qualidade de sinal e, principalmente, o aumento da capacidade de transmissão, por meio da multiplexação espacial (*Spacial Multiplexing*, SM) e da robustez, pela diversidade espacial adicional (*Spacial Diversity*, SD) [7]. Essas especificações técnicas permitiram aumentar a capacidade de transmissão de dados e melhorar a qualidade do sinal de RF [7].

Sob outra perspectiva, a implementação das modulações com constelações não uniformes (*Non Uniform Constellation*, NUC), principalmente a 2D-NUC, sendo a mais notável e eficiente, ao aproximar-se do limite da capacidade de Shannon, proporcionou um desempenho aprimorado do sistema e a redução a lacuna entre a capacidade máxima teórica e a capacidade de transmissão real [1].

1.2 Projeto TV Digital 3.0

A televisão no Brasil começou com a TV analógica, comumente referida como TV 1.0, que teve início na década de 1950, trazendo consigo imagens em preto e branco e som monofônico. Ao longo de décadas seguintes, foram implementadas melhorias visando aprimorar a qualidade de imagem e som, para melhorar a experiência dos usuários. Essas melhorias resultaram na evolução para as chamadas TV 1.5, nas décadas de 1970 e 1980, trazendo uma experiência audiovisual aprimoradas, com a introdução de cores e som estéreo [29].

Além do mais, um marco significativo ocorreu a partir de 2007, com a implementação da primeira geração da Televisão Digital Terrestre Brasileira (DTTB), denominada TV 2.0, a qual incorporou recursos como vídeo em alta definição, áudio surround, capacidade de recepção móvel e interatividade. Desde então, o cenário tecnológico continuou a evoluir com o ritmo de desenvolvimento acelerado e adoção de inovações, aumentando consideravelmente. Assim, o advento de novas tecnologias, como a televisão de ultra alta definição (*Ultra-high Definition Television*, UHD) e o streaming, mudou o modo em que os telespectadores consomem esses conteúdos atualmente. Essas inovações influenciaram os hábitos de consumo e elevaram as expectativas dos usuários em relação à qualidade e dos serviços tecnológicos [29].

Diante desse cenário em constante evolução, o Fórum SBTVD reconheceu a necessidade de aprimorar o sistema SBTVD. No entanto, era evidente que as alterações na camada física, camada de transporte, na codificação de áudio e vídeo não seriam compatíveis com as versões anteriores do sistema. Assim sendo, foi decidido maximizar a vida

útil do sistema existente DTTB por meio do Projeto TV 2.5, considerando que a transição para uma nova geração de DTTB é um processo demorado e envolve investimentos significativos de provedores e consumidores [29].

Ademais, o Projeto TV 2.5 abordou a integração entre radiodifusão e banda larga, buscando não apenas expandir as possibilidades de interação e personalização para os usuários, mas também aprimorar a qualidade audiovisual. Nesse sentido, envolveu o desenvolvimento de um novo perfil de receptor denominado DTV Play, baseado na plataforma Ginga, abordando casos de uso como vídeo sob demanda, dispositivos companheiros sincronizados, aprimoramento audiovisual pela internet e conteúdo direcionado [30]. A integração dos dois meios de transmissão trouxe uma nova era de possibilidades para os usuários, pois permitiu acesso a uma ampla gama de conteúdo sob demanda, o que facilitou o acesso a programação televisiva quando e onde desejar.

Para o Projeto TV 3.0, o Fórum SBTVD estabeleceu uma série de requisitos específicos, incluindo casos de uso e especificações técnicas correspondentes. Desse modo, foi lançada uma proposta para estudar e apresentar soluções para a camada física da TV 3.0, convidando organizações interessadas a submeter propostas de tecnologias candidatas para qualquer um dos componentes ou subcomponentes do sistema.

Por conseguinte, é importante ressaltar que, embora o novo sistema deva entrar em operação nos próximos anos, a transição da televisão analógica para a digital foi um processo gradual e complexo. Entretanto, a migração completa do atual SBTVD para o TV 3.0 deve ser mais ágil e eficiente, visto que suporta a recepção de dados baseados em protocolo IP, possibilitando a entrega de conteúdo via internet. Isso implica dizer que a grande parcela da população, com acesso à internet banda larga, terá a condição de utilizar esse serviço.

Um aspecto crucial relacionado à infraestrutura da camada física do TV 3.0 para transmissão via radiofrequência é a necessidade de implantação dentro das faixas de frequência atualmente designadas para a DTTB no Brasil, abrangendo as faixas de frequências muito altas (*Very High Frequency*, VHF) e de frequências ultra altas (*Ultra-high Frequency*, UHF). Isso deve ser feito usando um canal de 6 MHz e garantindo a coexistência com os canais ISDB-T adjacentes por um longo período, evitando interferências mútuas. As especificações detalhadas para essa camada física são baseadas na reutilização de frequência-1, permitindo o uso do mesmo canal de RF por estações independentes que atendem a áreas de serviço adjacentes [29]. Essa abordagem proporciona flexibilidade à

rede de transmissão, permitindo sua expansão e subdivisão, além de possibilitar a distribuição geográfica do conteúdo pelo ar usando o mesmo canal.

Assim, a implementação da camada de transporte da TV 3.0 demanda uma sincronização entre áudio, vídeo e dados em mais variadas plataformas de distribuição de conteúdo, permitindo a substituição dinâmica e contínua de conteúdo, assim como a utilização de camadas de aprimoramento de áudio, vídeo e dados. Busca-se principalmente a máxima confiabilidade e eficiência, com baixa latência, detecção de erros de baixo impacto e evitando a duplicação desnecessária de metadados [29][38].

Ainda nesse prisma, cada estação transmissora deve ter uma identificação única, que pode ser através de suas coordenadas de latitude e longitude, assim como a estação de origem e a rede de TV também precisam ser identificadas de maneira exclusiva. Logo, é crucial que haja um suporte para alertas de emergência, tanto via transmissão terrestre quanto pela Internet. O governo brasileiro adota o protocolo comum de alerta da OASIS 1.2 em seu sistema de alerta de emergência, e para garantir interoperabilidade, o alerta de emergência na TV 3.0 deve incluir, no mínimo, os elementos requeridos por esse protocolo. Além disso, a camada de transporte deve ser projetada para permitir futuras expansões, como suporte para novos formatos de áudio, vídeo e dados [29][38].

Para diversificar o meio da entrega dos conteúdos, uma vez que muitos serviços migraram para a internet, em virtude dos dispositivos portáteis disruptivos, é fundamental que o sistema opere, também, com base em protocolo IP e a entrega de conteúdo via Internet deve incluir a criptografia [29][38].

Desse modo, para alcançar a transmissão com reutilização-1, é imprescindível satisfazer a condição de relação sinal-ruído aproximadamente 0 ($C/N \cong 0$ dB). Aproveitando essa robustez, a nova camada física foi projetada para fornecer o mesmo sinal para recepção móvel em ambientes externos e recepção fixa em ambientes internos, utilizando uma única modulação, codificação e qualidade de sinal. Isso mantém a atual topologia de rede de alta potência e torres altas (*High Power High Tower*, HPHT) para não aumentar os custos de distribuição do sinal [30].

Dentro desse contexto, os estudos que estão sendo realizados no Brasil pelo Fórum SBTVD, visam avaliar configurações de camada física em que seja possível operar com uma relação $C/N \cong 0$ dB para aplicação de técnica de reuso 1, para promover a segmentação geográfica de conteúdo televisivo.

1.2.1 Reuso-1

Um ponto crucial relacionado à infraestrutura física da TV 3.0 para a transmissão terrestre é que, primeiramente, deveria ser implantada nas faixas de frequência VHF e UHF, empregadas para DTTB no Brasil, ocupando o canal de 6MHz. Essa implementação deve garantir a coexistência harmoniosa com os canais do sistema ISDB-T sem que haja interferência mútua. Essa coexistência fundamenta-se no conceito de reuso de frequência-1, em que é exigido a relação $C/N \cong 0$ dB, permitindo que o mesmo canal de radiofrequência seja utilizado por estações independentes que atendem áreas de serviço contíguas [38]. Isso proporcionaria considerável flexibilidade da rede de transmissão, possibilitando sua expansão e, conseqüentemente, subdivisão sem restrições, o que propicia a transmissão de conteúdo direcionado para uma região específica por meio de um único canal. Além do mais, essa condição fortalece a resiliência e robustez da rede. Logo, reduziria a necessidade de espectro adicional durante a transição tecnológica.

Após essa transição, todos os canais poderiam ser utilizados simultaneamente e de forma independente em todas as localidades, ampliando significativamente a capacidade disponível para a TV Digital, especialmente em áreas atualmente com poucos canais. A robustez proporcionada por essa técnica visa beneficiar tanto a recepção móvel externa quanto a recepção fixa interna, garantindo a entrega do mesmo sinal [38].

A recepção interna implica que a relação C/N deve ser considerada em um canal Rayleigh e com multipercurso. No entanto, é importante lembrar que as condições da recepção externa com antena a altura de 10 metros com ganhos de 10 dBd, empregada como referência, atualmente são inadequadas para os experimentos, em decorrência do advento de grandes condomínios de prédio e muitos desses edifícios não possuem um sistema de antena comunitária. Ademais, antenas internas também são mais fáceis de instalar e, por não serem direcionais, novos transmissores de TV podem ser adicionados em diferentes locais sem a necessidade de reposicionar antenas [29][38].

Sob outra perspectiva, uma relação C/N muito baixa em um canal Rayleigh significa taxa de bits bastante limitada. Diante disso, é necessária uma antena MIMO 2x2 para compensar a baixa taxa de transmissão. O agrupamento de canais permite que os receptores mais simples, tais como receptores móveis e TVs HD, recebam apenas um canal, enquanto receptores mais avançados tais como TVs UHD possam receber 2 canais agregados para uma resolução de vídeo aprimorada [29][38].

Sabe-se que os conteúdos multimídia desempenham uma função importante na manutenção do interesse do público e na geração de receitas publicitárias. Para alcançar

esse objetivo, é imperativo que esses materiais se adaptem continuamente às preferências em evolução dos consumidores. Por exemplo, uma análise detalhada das demandas dos usuários, antecipa um crescimento constante e significativo do conteúdo multimídia. Portanto, destaca-se nesse contexto, a crescente presença de conteúdos em alta resolução, 3DTV e, em breve, experiências de realidade virtual e aumentada [1][2][3]. Nesse sentido, estes sistemas de transmissão devem ser projetados para atender às necessidades em diferentes cenários, abrangendo tanto a recepção fixa quanto a móvel e interna. Isto é, a adaptabilidade e versatilidade dos sistemas DTTB tornam-se fatores cruciais para o êxito da proposta. Sob outra perspectiva, é imprescindível compreender que antes da entrega exitosa desses conteúdos, há diversos desafios enfrentados por sinais propagados, pois necessita contornar os obstáculos impostos pelas condições climáticas, ambientais e principalmente geográficos.

Posto isso, algumas das especificações fundamentais dos sistemas de transmissão DTTB a serem melhoradas podem ser consideradas como: primeiro, a robustez do sinal que visa garantir a entrega confiável e estável do sinal de RF, independentemente da condição de propagação. Segundo, as altas taxas de transmissão de dados. Terceiro, finalmente, a eficiência espectral, que visa otimizar o uso do espectro. Essas melhorias são essenciais para enfrentar os desafios de transmissão geográfica e climática, a fim de garantir uma transmissão fiel e, portanto, uma melhor experiência de visualização para os telespectadores [1][2][3].

1.3 Trabalhos Relacionados

No Japão, foram realizados experimentos de campo, em que uma estação foi instalada no topo do Laboratório de Pesquisa em Ciência e Tecnologia da NHK, situada no sul de Tóquio. O experimento de campo envolveu o uso das modulações NUC e UC em uma área urbana. Para configurar o sistema de transmissão, utilizou-se uma antena dipolo de dupla polarização e uma antena Yagi, para transmissão e recepção, respectivamente. A antena de recepção foi instalada em um ponto de linha de visada (*Line Of Sight*, LOS). Entretanto, houve a intercorrência de ecos de múltiplos caminhos refletidos pelos prédios presentes no caminho de propagação de RF. Apesar dos desafios, os resultados confirmaram que a transmissão MIMO com NUC conseguiu entregar vídeo UHD 8K de forma estável em uma área urbana. Por outro lado, o desempenho das modulações NUC e UC foi avaliado em três pontos de recepção. Como resultado, observou-se que a NUC

apresentou uma melhoria significativa em relação à UC no que diz respeito à relação C/N. Foi confirmado que o NUC melhorou o desempenho de transmissão em cerca de 1 dB em um sistema de transmissão MIMO usando 4096-QAM em uma área urbana [31].

Conforme [1] e [14], em um experimento em campo, a emissora BBC demonstrou e comparou a capacidade ergódica do SISO, SIMO e MIMO, cada um com um par de antenas de transmissão e recepção, para a transmissão em um canal DVB-NGH, visando à recepção do sinal com as antenas receptoras fixadas no telhado. Para a comparação, a capacidade Guildford foi modificada para o padrão de canal de gerenciamento de multipercurso (*Multipath Model Management, MGM*), com uma capacidade de interrupção de 5%.

Nesse experimento, a BBC [14] utilizou o MGM para medir a robustez em relação à interferência, possibilitando, desse modo, a avaliação da qualidade do sistema em diferentes condições de transmissão. Como resultado, o MIMO apresenta um aumento da eficiência espectral e da SNR, em comparação aos modelos SISO e SIMO. Isso se deve ao ganho de multiplexação espacial, em virtude da utilização de duas antenas para a transmissão e com os fluxos de dados independentes. Além do mais, o MIMO obteve 100% de ganho para SNR variando entre 24 e 27 dB [1]. O DVB-NGH proporciona um ganho de capacidade, em comparação as outras técnicas de transmissão de aproximadamente 40%, 48% e 57%, para as SNR de 0,5 e 10 e 15 dB, respectivamente [1]. Contudo, é possível alcançar um ganho adicional, ao duplicar a potência de transmissão nominal, nos EUA, o que é permitido pela agência reguladora para este padrão de transmissão.

1.4 Objetivos do Trabalho

1.4.1 Objetivo Geral

- Investigar o desempenho de operação do sistema ISDB-T Avançado utilizando MIMO 2x2 em polarização inclinada ($+45^\circ/-45^\circ$) na cidade do Rio de Janeiro e avaliar sua capacidade de otimização para uso de técnica de Reuso-1, ao empregar modulação com 2D-NUC (*Two Dimensional NUC*).

1.4.2 Objetivos Específicos

- Realizar o pós-processamento dos dados obtidos pelos equipamentos ISDB-T Avançado durante medições de campo na cidade do Rio de Janeiro;

- Investigar a possibilidade da TV digital de operar com relação C/N próximo a 0 dB, para emprego da técnica de reuso-1 visando à segmentação de conteúdo televisivo;
- Analisar resultados de potência recebida, limiar de relação C/N e limiar de funcionamento do sistema, obtidos nas medições de campo em ambiente outdoor utilizando o Sistema ISDB-T Avançado com MIMO 2x2;
- Comparar o desempenho das modulações 16QAM-NUC e 16QAM-UC com o uso de antena de polarização dupla inclinada $45^\circ \pm$ e MIMO 2x2;
- Avaliar e apresentar os resultados de limiar de C/N em 12 pontos de medição com modulação 16QAM utilizando UC e NUC, identificando a melhor opção de configuração do sistema ISDB-T Avançado para as TV digitais de próxima geração.

1.5 Organização do Trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 são discutidos os sistemas de transmissão e configurações da camada física dos primeiros padrões de DTTB, como DVB-T e ATSC. Em seguida, no Capítulo 3, são abordadas as características e técnicas utilizadas na modulação NUC e UC. As especificações técnicas da antena de polarização dupla inclinada $\pm 45^\circ$ estão descritas no Capítulo 4. No Capítulo 5, são apresentadas tanto as características quanto a funcionalidade de antenas MIMO. No capítulo 6, são abordados o padrão ISDB-T Avançado, sua camada física e as configurações de transmissão e recepção. No Capítulo 7, estão descritas a metodologia adotada para a realização dos testes em campo, assim como a configuração do sistema de testes e os pontos de medição. Subsequentemente, no Capítulo 8, são abordadas as adversidades que surgiram durante a realização dos experimentos em campo. No Capítulo 9, estão apresentados os resultados e as discussões do desempenho sistemas e das configurações MIMO 2x2 para as modulações 16-QAM-NUC e 16QAM-UC, baseados nos experimentos feitos em campo. Finalmente, a conclusão do trabalho é apresentada no Capítulo 10.

2 BIT INTERLEAVING CODE MODULATION

A teoria do Shannon estabeleceu limites da taxa de transmissão de um canal de comunicação sem fio, sujeito às limitações impostas pela capacidade do canal e pelo ruído presente no meio de transmissão. Logo, uma vez que esses sistemas são sujeitos a esses fenômenos, algumas técnicas de transmissão foram desenvolvidas para aprimorar e superar essas limitações. Assim, como em outros sistemas de telecomunicação, os grupos de pesquisas e as organizações de padronização das DTTB desenvolveram tecnologias para reduzir a SNR exigidas por tais sistemas e, fundamentalmente, torná-las mais robustas e menos suscetíveis aos erros de transmissão, visando a implementação de televisão em alta definição (*High Definition Television*, HDTV) e ultra alta definição (*Ultra-high Definition Television*, UHD TV). Essas demandas exigiram estudos e pesquisas que envolveram universidades, fabricantes, organizações de padronização e consórcios de emissoras de TV, com finalidade de desenvolver técnicas de transmissão que possam contornar as limitações citadas anteriormente, bem como aumentar a eficiência espectral, herdando as especificações técnicas da DVB-T de primeira geração [2] [4].

A questão não é apenas projetar um sistema melhor que os anteriores, mas também um que apresente baixa complexidade. Conforme referenciado em [12], os métodos mais viáveis para a transmissão de mais de um bit, são por meio de algumas categorias de modulação codificada (*Code Modulation*, CM), como a modulação codificada em treliça (*Trellis Coded Modulation*, TCM) ou de código multinível (*Multilevel Code*, MLC). Essas técnicas combinam o codificador de canal com o modulador, permitindo o mapeamento (agrupamento de pares) de bits num símbolo de constelação. A CM maximiza a distância euclidiana entre os símbolos, o que traz um bom desempenho para a transmissão em um canal AWGN. Contudo, apresentam um desempenho insuficiente para o canal com o desvanecimento. Sendo assim, para solucionar esse problema, a técnica de modulação codificada com entrelaçamento de bits (*Bit Interleaving Code Modulation*, BICM) foi implementada como uma das melhores opções. Basicamente, o BICM é utilizado em comunicação digital para a transmissão de dados em um canal ruidoso e com interferência, uma vez que combina a codificação do canal e as técnicas de modulação digital para um canal de transmissão com desvanecimento [1].

Conforme [1], a eficiência do padrão DTTB de primeira geração, o ATSC A/53, utilizado na América de Norte, apresenta eficiência espectral que se encontra distante do limite teórico do Shannon [4]. Isso porque, segundo [1], o ponto operacional dos receptores dessa tecnologia se aproxima dos 15 dB da relação portadora-ruído (*Carrier to*

Noise, C/N), visto que empregam a modulação de banda lateral vestigial de 8 níveis (8 *Vestigial Sideband Modulation*, 8-VSB) e os seus blocos FEC são compostos pela junção de código externo Reed-Solomon e um código interno convolucional [4]. Portanto, para garantir uma boa recepção do sinal num canal com AWGN, a relação C/N deve ser de, aproximadamente 15 dB, com uma capacidade de transmissão de 19,34 *Mbits/s* em um canal RF de 6 MHz. Portanto, pode-se compreender, com base na Equação 1, que ATSC A/53 é 10,66 *Mbits/s* = (30 *Mbit/s* – 19,4 *Mbits/s*) distante do limite teórico do Shannon.

$$Capacidade \ (bit/s) = BW \cdot \log_2\left(1 + \frac{C}{N}\right) \quad (1)$$

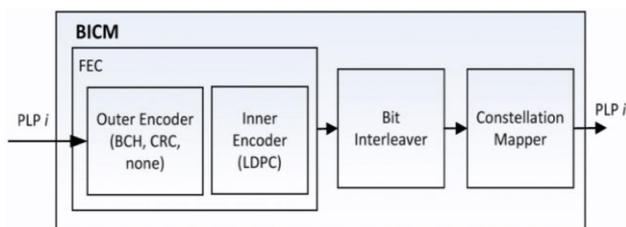
Na Equação 1, *BW* representa a largura de banda do canal e *C/N* é a relação portadora ruído em unidade linear. Desse modo, isso resulta em uma eficiência espectral de 3,233 bits/s/Hz, ao empregar a Equação 2.

$$Eficiência \ Espectral \ \left(\frac{Bit/s}{Hz}\right) = \left(\frac{Capacidade}{Bw}\right) \quad (2)$$

A grande vantagem do BICM se deve à composição do seu núcleo, constituído pela concatenação, em série, de um código corretor de erros (*Forward Error Correction*, FEC), um intercalador de bits (*Bit Interleaver*, BIL) e um mapeador de constelação, que atribui os blocos de bits aos símbolos de constelação.

O BICM visa aumentar a diversidade de código, o que melhora o desempenho de transmissão em um canal com desvanecimento. Assim sendo, apresenta a superioridade em relação ao CM citado anteriormente. A preferência não se deve, somente, à sua simplicidade ou baixa complexidade, uma vez que o codificador é separado do modulador, mas também a sua eficiência e a robustez quanto à variação do canal [4][5]. A Figura 2 ilustra a composição do bloco BICM.

Figura 2: Camada física do bloco BICM.



Fonte: Adaptado de [8].

Na Figura 2, *Outer Encoder* representa código externo; *Inner Encoder* representa código interno; BCH representa o código Bose-Chaudhuri-Hocquenghem; e CRC representa *Cyclic Redundancy Check* (verificação de redundância cíclica).

De acordo com [4], é importante lembrar que a codificação de canal e a modulação são componentes essenciais que podem melhorar ou prejudicar a eficiência espectral, além de serem fundamentais para o uso eficiente do escasso espectro eletromagnético. Assim, o padrão ATSC 3.0 adotou técnicas de codificação e modulação capazes de aumentar a eficiência espectral em até 30%, no mesmo ponto operacional que os sistemas DVB-T2, além de apresentar mais robustez [4]. Isso porque os padrões anteriores estavam distantes do limite citado, uma vez que empregam constelações QAM uniformes de, no máximo, 256 pontos (256QAM-UC). Entretanto, com o ATSC 3.0, novos elementos foram incorporados ao bloco BICM, para garantir altos ganhos de eficiência espectral e maior resistência aos ruídos, em variadas condições de recepção e de C/N. Contudo, mantém a potência de transmissão e largura de banda de transmissão utilizadas em DVB-T2. Essas melhorias, demonstradas em [4] e [6], foram introduzidos pelos novos códigos LDPC, pelas taxas de codificação que variam de 2/15 a 13/15, pelo tamanho do LDPC, pela modulação QAM 1D-NUC de 1024 a 4096 pontos, pela modulação QAM 2D-NUC de 16 a 4096 pontos, pela modulação QPSK e pelo BIL, otimizados para combinação de taxas de códigos e categorias das modulações citadas [4][10].

Conforme demonstrado em [3] e [4], o BICM do ATSC 3.0 oferece tanto a maior eficiência espectral quanto a maior faixa operacional em relação a outras DTTB, tendo o modo mais robusto a modulação QPSK com a taxa de codificação de 2/15, operando abaixo de -5 dB de C/N. Contudo, a modulação 4096QAM 1D-NUC, com a taxa de codificação de 13/15 é o modo de maior capacidade de transmissão, além de oferecer a eficiência espectral de 10,4 bps/Hz. Entretanto, o modo mais robusto da DVB-T2, com ampla implementação atualmente, são QPSK 1/2 e 256QAM 5/6 uniforme. Conforme [4], o padrão ATSC 3.0 é aproximadamente 4 dB e 7 Mbits/s mais próximo do limite do Shannon, comparado ao da primeira geração (ATSC 53/A), para a transmissão num canal RF de 6 MHz [1][4].

2.1 Low Density Parity Check (LDPC)

A implementação do bloco BICM foi baseada nas diferentes propostas apresentadas, para garantir que as tecnologias mais adequadas fossem escolhidas para assegurar o desempenho, que foi o principal indicador, tendo a complexidade e outros fatores como

secundários [3]. Essa metodologia empregada para a seleção das partes do bloco BICM foi seguida para garantir a escolha da tecnologia mais adequada e inovadora. Uma das tecnologias que surgiu na camada física do ATSC 3.0 foi o código de verificação de paridade de baixa densidade (*Low Density Parity Check*, LDPC), que é um esquema sofisticado de correção de erros. Vale ressaltar que o bloco FEC assume um papel de grande importância para informações que possam ser corrompidas na transmissão sem fio, além de mitigar os erros de canal, ao gerar a paridade [3] [5].

Conforme demonstrada em [19], diferentemente dos padrões anteriores, que utilizavam os códigos convolucionais, o ATSC 3.0 adotou os códigos LDPC juntamente com os intercaladores de bit a bit (BIL), bem como os mapeadores da NUC. Essa inovação na camada física proporcionou a eficiência na transmissão e baixa complexidade de codificação e decodificação.

Além disso, a utilização dos códigos LDPC em padrões de TV digital decorre do seu desempenho e sua baixa complexidade. Apesar de ter sido demonstrado, pela primeira vez, em 1963, contudo, o seu potencial não era conhecido. No entanto, a partir da descoberta dos códigos turbo em 1993, o LDPC foi redescoberto considerando o seu desempenho e a baixa complexidade de decodificação, tornando, desse modo, um dos códigos FEC mais promissores para TV 3.0 [5].

Por sua vez, o padrão DVB-S, de primeira geração, associava o código convolucional Reed-Solomon com seus FEC. Contudo, no desenvolvimento do padrão do DVB-S2, os códigos LDPC e Bose-Chaudher-Hocquenghem (BCH) foram utilizados e concatenados em série para formar o bloco de correção de erros [7] [14]. A DVB-S2 utilizava um método de codificação de tempo linear, usando os códigos LDPC estruturados com acúmulo de repetição irregular (*Irregular Repetition Accumulate*, IRA), do qual apresenta o desempenho de quase 3 dB sob AWGN, em relação ao DVB-S de primeira geração. Vale lembrar que todos os DTTB que empregam LDPC foram baseados no padrão DVB-S de primeira geração [6] [8].

Na camada física do ATSC 3.0, foram considerados dois comprimentos de códigos LDPC, que são curtos e longos, com tamanhos 16200 e 64800, respectivamente. Cada comprimento de código contém duas categorias de estruturas diferentes. Para o ATSC 3.0, são aplicadas as categorias IRA e tipo MET (multi-edge) aplicadas para as taxas de códigos baixas e altas, respectivamente. Durante a padronização, as categorias são selecionadas com base nos desempenhos da taxa de erro de bits (*Bit Error Rate*, BER) BER e erros de quadros (*Frame Error Rate*, FER) sobre a modulação BPSK ou QPSK

Conforme mostrado em [7], o LDPC do ATSC 3.0 apresenta o melhor desempenho em todas as faixas de códigos, em comparação aos utilizados em outros padrões das DTTB. Além disso, a referência [8] mostra também que o LDPC do ATSC 3.0 pode ser convertido para o formato QC, por meio da permutação. Com isso, no que tange ao desempenho e a complexidade, o LDPC apresenta o melhor resultado em comparação com códigos utilizados em outras DTTB [15][8].

3 MODULAÇÃO COM CONSTELAÇÃO NÃO UNIFORME (NUC)

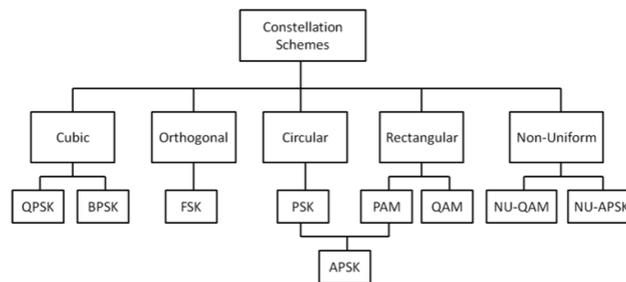
As modulações são caracterizadas de acordo com suas disposições geométricas no plano em que se encontram, sendo hexagonal, circular, cúbica, ortogonal e retangular. Cada uma apresenta uma característica geométrica distinta do esquema de constelação, dependendo da forma de onda para modular o sinal [33].

Primeiramente, as constelações cúbicas são frequentemente utilizadas na comunicação de dados em sistemas OFDM, especialmente para a estimação de canais de comunicação. Isso proporciona robustez contra ruídos e eficiência em canais de baixa capacidade. As constelações cúbicas e circulares encontram aplicação em comunicação via satélite, proporcionando uma baixa razão média entre a potência máxima e média (*Peak-to-Average Power Ratio*, PAPR), uma métrica importante para avaliar a eficiência da transmissão do sinal em sistemas que o espectro eletromagnético é escasso [33].

Por outro lado, as constelações ortogonais, em algumas situações, não são empregadas por causa da baixa eficiência espectral. Contudo, encontram uso em rádio amador, sistemas de emergência e radiodifusão.

Além disso, as constelações retangulares são utilizadas em sistemas de radiodifusão sem fios e em sistemas de banda larga, dada a capacidade e robustez do sistema. A constelação hexagonal é geralmente empregada na modulação espacial (*Spacial Modulation*, SM), pois possui eficiência de largura de banda e a distância euclidiana mínima em relação às constelações QAM [34].

Por fim, a constelação não uniforme, conhecida como constelação geometricamente formada, apresenta pontos espaçados de maneira não uniforme e equiprováveis, significando que cada ponto tem a mesma probabilidade de ser transmitido. Dependendo do objetivo do sistema de comunicação, a construção desse sinal baseia-se em inúmeras métricas, permitindo a maximização da capacidade do canal, minimização de erros de bits transmitidos e mitigação de desvanecimento. Dessa forma, é possível projetar diferentes esquemas de constelação, levando em consideração as restrições aplicadas à forma da constelação, conhecida como Grau de Liberdade (*Degree of Freedom*, DoF). Dentre suas subcategorias, as mais conhecidas são NU-APSK e NU-QAM. A NU-QAM possui duas categorias, a de uma dimensão (*One dimensional NUC*, 1DNUC) e a (Two dimensional, 2DNUC), ambas com um ganho elevado em comparação com as constelações uniformes [1][33]. A Figura 3 ilustra o diagrama de classificação das topologias de constelações e seus respectivos esquemas. Contudo, neste capítulo, será abordada exclusivamente a NUC-QAM e UC-QAM.

Figura 3 - Topologias e Esquemas de Constelações.

Fonte: adaptado de [35].

É importante lembrar que o número de base usado para transmitir os símbolos da constelação é definido por N . Posto isso, uma constelação de sinal N -dimensional pode ser construída, a depender dessa condição, ou seja, dependendo do valor de N .

3.1 Características da NUC

As técnicas de modulação mais amplamente reconhecidas da NUC abrangem a mudança de chave de amplitude (*Amplitude Phase Shift Keying*, APSK), APSK não uniforme (*Non Uniforme APSK*, NU-APSK) e a modulação de amplitude em quadratura (*Quadrature Amplitude Modulation*, QAM), QAM não Uniforme (NU-QAM). Na modulação NU-APSK, os pontos da constelação são distribuídos de maneira não uniforme ao longo de círculos com raios variados. Essa estratégia oferece uma eficiência espectral superior à do APSK, sem elevar a taxa de pico de potência (*Peak-to-Average Power Ratio*, PAPR). No entanto, a NU-QAM tem sido preferida para a implementação de DTTB, a qual, também, possui o formato de modulação semelhante à APSK.

Para esse propósito, são empregados dois esquemas, dependendo do número de DoF e dimensão: Modulação em Amplitude em Quadratura Não Uniforme Unidimensional (1D-NU-QAM) e Modulação em Amplitude em Quadratura Não Uniforme Bidimensional (2D-NU-QAM). O 1D-NU-QAM é comparável a dois sinais PAM não uniformes, caracterizando-se por uma configuração quadrada. Seu design é limitado pelos possíveis DoF de cada ponto de constelação em cada um dos sinais PAM. A vantagem do esquema 1D-NU-QAM é alcançar um ganho superior em comparação com constelações QAM uniformes, sem acréscimo significativo na complexidade do desmapeamento [1][35].

Por outro lado, na categoria 2D-NU-QAM, todos os pontos da constelação possuem total liberdade de se movimentarem durante a fase de otimização, e eles assumem uma forma circular em faixas de SNR baixo e médio. Além do mais, proporcionam maior ganho do que a 1D-NU-QAM, embora possua complexidade maior na etapa de desmapeamento, exigindo, desse modo, um desmapeador bidimensional [1][33].

A configuração das NUCs é determinada pelo nível de ruído, pelo modelo de canal e pelo número de DoF durante o processo de design. Em situações de ruído elevado, os bits menos significativos (*Least Significant Bit*, LSB) de cada símbolo são sacrificados para proporcionar um aumento de ganho nos bits mais significativos (*Most Significant Bits*, MSB) [1] [35]. Isso ocorre por causa da distorção que prejudica a detecção dos LSBs. Em contrapartida, em ambientes com baixo ruído, a NUC ideal é aquela que apresenta a maior separação possível entre os pontos da constelação. Nessas circunstâncias, a melhor estratégia é alocar a mesma capacidade para cada um dos bits, resultando em uma constelação uniforme padrão, como QPSK ou QAM M-ária [35].

Vale ressaltar que a M-ária representa a constelação em que cada símbolo representa $\log_2(M)$ bits de informação, em que M representa o número de pontos que compõem a constelação. Sob outras perspectivas, o modelo de canal é um fator essencial que terá um impacto significativo na capacidade do canal do bloco BICM [8][35].

É crucial recordar que a quantidade de DoF da NUC também influencia sua forma; ou seja, o número de pontos da constelação que precisam ser ajustados. Dessa maneira, esse parâmetro não apenas indica o número de pontos da constelação a serem deslocados, mas também o número de componentes reais e imaginárias de toda a constelação a serem otimizadas.

Ao projetar as NUCs, aplica-se a simetria de quadrante. Um quadrante é projetado, e os três quadrantes restantes são completados por simetria. Essa abordagem simétrica permite uma redução de 1/4 nos DoF das NUCs, sem perda de capacidade. Vale ressaltar que existem duas categorias principais de NUCs: NUC Unidimensional (1D-NUC) e NUC Bidimensional (2D-NUC), conforme mencionado anteriormente [35].

3.2 1D-NUC

Nas 1D-NUCs, os símbolos são distribuídos de forma regular no diagrama de constelação, indicando que a distância entre eles nos componentes em fase (I) e em quadratura (Q) é uniforme e equidistante. Essa uniformidade na distância facilita o projeto

do módulo de modulação, o que, por sua vez, demanda um processo de desmapeamento bastante simples. No entanto, essa abordagem apresenta uma desvantagem significativa, resultando em perda de desempenho em razão de duas restrições provenientes da adoção de uma forma retangular e níveis igualmente espaçados [36]. Sob esta perspectiva, a discrepância do limite de capacidade também aumenta com o aumento da ordem de modulação. Portanto, as NUCs podem ser empregadas para diminuir a diferença entre a capacidade BICM de constelações uniformes rotuladas em Gray. Com as NUCs, os símbolos da constelação são otimizados por meio de técnicas de modelagem de sinal, resultando em um desempenho aprimorado em comparação com as UC-QAM. Essas constelações são desenvolvidas para um SNR e modelo de canal específicos [1][35].

No lado do receptor, a 1D-NUC possui vantagem em comparação com a 2D-NUC, uma vez que apresenta menor complexidade de desmapeamento, o que influencia significativamente no processo de recepção do sinal, sendo desnecessário a implementação de novos receptores [1].

3.2.1 Desmapeadores 1D-NUC

Para 1D-NUCs de ordens de constelação até 256, a complexidade de desmapeamento é bastante baixa. Por outro lado, para NUCs com 1024 pontos de constelação ou mais, a principal restrição é o número de cálculos necessários na etapa de desmapeamento. Com isso, diferentes métodos baseados na decomposição do QAM rotulado em Gray em dois PAMs independentes, em componentes I e Q, conforme apresentado em [39]. Essas propostas realizam o desmapeamento suave unidimensional nos componentes separados de um símbolo recebido. A rotulação em Gray é uma técnica amplamente utilizada em sistemas de comunicação digital, que facilita a correção de erros, pois símbolos adjacentes têm representações binárias que diferem apenas em um bit [35].

Para as 1D-NUCs, é proposta uma técnica inovadora com base na divisão da 1D-NUC em reticulados de dimensões idênticas. Isso é feito comparando a complexidade de desmapeamento e o desempenho do sistema com a abordagem de ML. O valor do símbolo recebido é ajustado para fornecer uma entrada a uma tabela de consulta (*Look-Up Table*, LUT), em que o ponto mais próximo está armazenado. Essa solução proporciona baixa complexidade para a demodulação dos componentes I e Q da constelação não uniforme. Assim sendo, a complexidade do desmapeamento da 1D-NUC é reduzida conforme a Equação 3[35].

$$O(M) \quad (3)$$

Em que O representa a complexidade assintótica e M : representa número de símbolos da constelação.

3.3 2D-NUC

É fundamental lembrar que a busca por métodos eficientes de envio de informações levou ao desenvolvimento de formas de constelações com alta eficiência espectral em uma ampla faixa de (SNR). Assim, foram desenvolvidas duas técnicas de constelações, quais sejam: a constelação por modelagem geométrica (*Geometrical Shaping*, GS) e a modelagem probabilística (*Probabilistic Shaping*, PS) de pontos de constelação [35].

A 2D-NUC emprega a técnica modelagem geométrica (GS), resultando na distribuição não uniforme dos pontos de constelação com probabilidades iguais. Portanto, são conhecidas como constelações geometricamente moldadas. A criação desses conjuntos de sinais é orientada por diversas métricas, dependendo dos objetivos dos sistemas de comunicação, como maximização da capacidade do canal, minimização da probabilidade de erro de bits e resistência a tipos específicos de desvanecimento e ruído [1][35][37].

Conforme mencionado anteriormente, o bloco BICM é fundamental para a implementação dessas categorias de modulação, especialmente em ambientes com desvanecimento do tipo Rayleigh e ruído AWGN. Portanto, esse bloco tem se destacado como uma das melhores opções para a transmissão de DTTB de próxima geração, para aumentar a eficiência espectral e maximizar a capacidade do canal [1][8]. Em consonância com isso, as modulações NUC têm sido empregadas como solução para ampliar a capacidade do bloco BICM e reduzir o limite teórico de Shannon [8].

Ao examinar a equação que descreve a capacidade do canal BICM, levando em conta um valor específico de SNR e um modelo de canal definido, percebe-se que os elementos que influenciam a capacidade do canal BICM são a posição e a identificação dos bits nos pontos da constelação. Assim sendo, para um determinado valor de SNR e um modelo de canal, há apenas um conjunto de posições e identificações de bits nos pontos da constelação que maximiza a capacidade [35].

Conforme a referência [35], os resultados evidenciam que as 2D-NUCs superam os esquemas QAM convencionais, bem como as 1D-NUCs, apresentando um ganho considerado em relação ao esquema QAM convencional [35]. Os resultados obtidos para a

técnica de Rotação de Constelação (RC) demonstram que a rotação e a intercalação de componentes proporcionam ganhos significativos em altas taxas de código. Além disso, observa-se que quanto menor a ordem da constelação, maior é o ganho obtido com a técnica de RC, alcançando um ganho máximo de 2 dB para QPSK com uma taxa de código de 13/15, quando diferentes cenários de desvanecimento são considerados, como Rayleigh [35].

3.3.1 Desmapeadores NUCs

Com o surgimento de novos padrões de constelação, é essencial que o receptor forneça ferramentas adequadas para entregar conteúdo em tempo real, independentemente do tipo de constelação. Nesse contexto, a inclusão de 1D-NUCs e 2D-NUCs na DTTB requer desenvolvimento de novos desmapeadores que se ajustem às características da constelação, oferecendo baixo atraso com desempenho de sistema semelhante à abordagem de ML.

Inicialmente, a análise de novos padrões de constelação está frequentemente associada ao lado do transmissor, ou seja, à complexidade de design, requisitos de memória e capacidade de canal, uma vez que o esquema de constelação projetado pode ser eficiente do ponto de vista do transmissor. Nesse cenário, é crucial considerar o impacto da constelação no receptor. Assim, um esquema eficiente em termos de capacidade de canal e desempenho do sistema pode ser limitativo em uma implementação real se a complexidade de desmapeamento for muito alta. Logo, ao propor um novo esquema de constelação, a complexidade de desmapeamento deve ser considerada, buscando soluções de decodificação que reduzam essa complexidade [35].

Ademais, a utilização de NUCs acarreta diversas situações durante a implementação de receptores reais, visto que os demoduladores digitais necessitam processar integralmente todas as informações recebidas, a fim de resgatar os dados que inicialmente foram transmitidos. Portanto, é imperativo executar uma vasta gama de técnicas, tais como desembaralhamento de bits, demodulação e outras ações [1]. Apesar de a maioria dessas técnicas tenha sido minuciosamente analisada na literatura contemporânea, a utilização de constelações não homogêneas impacta algumas delas durante a recuperação dos dados originais. Isso porque com NUCs, desmapeadores otimizados computam as distâncias entre o sinal recebido e todos os símbolos de constelação de maneira distinta, dado que a conformação da constelação se altera [1].

3.3.2 Desmapeadores 2D-NUC

Para 2D-NUCs, um desmapeador inovador é proposto, explorando as características dessas constelações. Ele representa a combinação de duas técnicas de desmapeamento para o transceptor OFDM compatível com ATSC 3.0. Por um lado, para taxas de código baixas, define-se uma métrica para realizar o desmapeamento condensado. Por outro, para taxas de código altas, propõe-se o desmapeamento adaptativo de sub-região, ou seja, os bits são ajustados baseados em segmentos ou sub-regiões dentro dos sinais recebidos. Vale ressaltar que as 2D-NUCs não podem ser criadas usando dois sinais PAM não uniformes [35]. Isso implica que os componentes I e Q dos símbolos de constelação não são mais independentes. Como consequência, um desmapeador bidimensional deve ser aplicado a cada símbolo recebido. Vários trabalhos lidaram com o design de desmapeadores 2D, cada um aplicável a uma topologia de constelação específica. Posto isso, diversos algoritmos foram projetados especificamente para sistemas que utilizam modulação APSK. Esse desmapeador decompõe o APSK em dois sinais PAM diferentes, o que não é diretamente aplicável a 2D-NUCs, apesar de terem formas de constelação semelhantes [35] [40].

A proposta mais recente, nesse sentido, é um desmapeador de sub-região fixa proposto em [40]. Por conseguinte, o resultado é uma redução na complexidade de 25% a 50%, com perdas de desempenho variáveis. Outro resultado interessante pode ser encontrado na literatura, em que foi proposto um desmapeador de sub-região aplicável a 2D-NUCs, seguindo os fundamentos estabelecidos pelos resultados anteriores demonstrados em [41]. Esse desmapeador proporciona baixa complexidade de desmapeamento e baixas perdas de desempenho do sistema quando comparado ao desmapeador ML para altas taxas de código. Contudo, fazem-se necessárias algumas melhorias para diminuir ainda mais a complexidade apresentada pela 2D-NUCs [40] [41].

4 ANTENA DE POLARIZAÇÃO DUPLA INCLINADA $\pm 45^\circ$

4.1 Histórico

A evolução da teoria eletromagnética trouxe desenvolvimentos que culminaram em implementação da comunicação sem fio, uma vez que revolucionou a forma de comunicação até aos dias atuais, trazendo mudança que impactaram positivamente a forma de se viver. Nesse contexto, é importante destacar a contribuição de um personagem fundamental, James Clerk Maxwell, que apresentou uma série de equações denominadas Equações e Maxwell, ao unificar as teorias do magnetismo e da eletricidade.

Posteriormente, em 1886, Heinrich Rudolph Hertz apresentou o primeiro sistema eletromagnético sem fio, ao produzir, no experimento feito, em um comprimento de onda (λ) de 4 metros, uma faísca em um dipolo de meia onda ($\lambda/2$) transmissor, a qual foi, posteriormente, detectada em um loop próximo [46].

Vale ressaltar que apenas na década de 1900 deu-se um passo fundamental na história de transmissão, uma vez que conseguiu-se transmitir a grande distância, quando Guglielmo Marconi realizou a transmissão transatlântica de Cornwall, na Inglaterra, para St. John's Newfoundland. Basicamente, a antena transmissora era constituída por fios verticais em forma de um leque, suportados por arames entre os dois postes de madeira. Por outro lado, na recepção, havia um fio de 200 metros suportado por uma pipa. Assim sendo, essa configuração, embora simplória, possibilitou a transcepção do sinal a uma distância nunca realizada e, conseguintemente, deu-se o início de antenas que tem tido a fundamental função de transmitir e receber de informação. Esse experimento marcou início de uma nova era nos sistemas de comunicação, tendo em conta que as antenas se tornaram essenciais no desenvolvimento de transmissão sem fio [42][43][44].

4.2 Evolução das Antenas

Sob outra perspectiva, a Segunda Guerra Mundial marcou um novo período no desenvolvimento de antenas, motivado pela necessidade de uma comunicação eficaz a longas distâncias. Esse período e os avanços na arquitetura e tecnologia na década de 1960 a 1990, tiveram um impacto significativo na evolução da tecnologia mais recentes de antenas. A partir de década de 1960, os métodos numéricos e análises aprimorados possibilitaram a construção de antenas complexas e com maior precisão. Isso proporcionou o desenvolvimento de antenas com menor tamanho, melhor desempenho, propiciando ampla utilização em sistemas de comunicação por satélite, radioastronomia, radar

entre outras [42]. Os métodos assintóticos foram implementados, visando estudar as antenas de baixas e altas frequências, o que contribuiu significativamente para o avanço de antenas. Hoje, as antenas modernas são essenciais e são empregadas em diversas aplicações, desde exploração espacial até nas áreas médicas.

Anteriormente, o design de antenas era relegado a um papel secundário no design geral do sistema. Importante lembrar que em um passado recente, a tecnologia de antenas era vista como uma operação de tentativa e erro, com pouca consideração para seu impacto no desempenho geral no sistema de transmissão. Entretanto, atualmente é considerada uma arte de engenharia, com métodos de análise e que possibilitam os projetistas preverem o desempenho com alta precisão [42].

Ademais, a precisão na construção de antenas ocorreu em virtude de avanço de sistemas computacionais de planejamento e simulação que permitem o dimensionamento de acordo com as necessidades do projet. Esses softwares, com o Ansys HFSS, permitem os projetistas e engenheiros projetar antenas com rapidez e precisão. Essa abordagem permitiu definir parâmetros fundamentais e críticos da antena, como forma de onda, a potência de radiação, ganho e outros parâmetros. Por meio de simulações, é possível prever o comportamento do dispositivo em diferentes situações e cenários, o que permite ajustes antes de prototipação. Essa abordagem reduziu drasticamente o custo e tempo de construção, uma vez que no passado era necessário a construção e teste de vários protótipos [42].

4.3 Antenas de Dupla Polarização $\pm 45^\circ$

O desenvolvimento urbano e tecnológico impôs mudanças que levaram a modificar a forma que se transmite informações. O crescimento de cidades, em virtude da construção de edifícios altos e outras fontes de sinais criam obstáculos à propagação de sinais de RF. Os referidos obstáculos geram reflexões e atenuações de sinais, causando multipercurso e desvanecimento. Nesse aspecto, a qualidade dos sinais é degradada causando, por conseguinte, a perda de dados. Para contornar essa situação e atender às demandas de conectividade, novas antenas foram desenvolvidas [42].

Esses efeitos podem ser mitigados ao empregar técnicas que diversidade de polarização, comumente utilizado em sistemas celulares e de banda larga. Essa técnica consiste, fundamentalmente, em empregar antenas lineares que irradiam em polarizações diferentes, geralmente horizontal e vertical. As antenas podem ser polarizadas duplamente

no plano Horizontal e Vertical (H/V), em que dois dipolos são cruzados a 90° , e inclinada, que consiste em dois dipolos cruzados a $\pm 45^\circ$.

Por conseguinte, a polaridade dupla desempenha um papel fundamental nos sistemas de comunicação sem fio mais modernos, uma vez que entrega a melhor qualidade de sinal, além de oferecer o uso eficiente de espectro e largura de banda. A antena duplamente polarizada possui a característica peculiar, haja vista a recepção de sinais em polarizações distintas. Assim sendo, possibilita aumentar a capacidade de transmissão sem a necessidade de aumento de potência de transmissão e largura de banda efetiva. Nos sistemas de transmissão modernos, essa antena é preferível, tendo em conta a possibilidade de transmitir e receber sinais, concomitantemente, em direções distintas, em virtude da disposição de seus elementos, projetados para receber o sinal vertical e horizontalmente [42] [43][44].

4.4 Características de Antena Dupla Polarizada Inclinada $\pm 45^\circ$

Uma antena com dupla polarizada inclinada $\pm 45^\circ$ é constituída por dois elementos irradiantes com polarizações cruzadas geometricamente, em que um elemento é alinhado verticalmente e outro horizontalmente. Durante a transmissão, a antena emite sinais de RF concomitantemente em polarizações de -45° e $+45^\circ$ graus, empregando a mesma frequência. Por outro lado, na recepção, os sinais são captados em ambas as polarizações sem atraso, o que pode aumentar a capacidade de dados recebidos.

A aplicação de antenas com polarização dupla apresenta várias vantagens. A principal é a melhoria da capacidade do sistema de mitigar a interferência, ao transmitir e receber sinais ao longo de dois planos distintos de antena. Os sinais de fontes indesejadas passam por uma filtragem, uma vez que a abertura do feixe do sinal é estreita, reduzindo, significativamente a interferências, mitigando os problemas de sinais durante a transmissão [42][43][44].

Sob outra perspectiva, as antenas com polarização dupla inclinadas aumentam a diversidade do sinal. Ao transmitir e receber sinais em duas direções diferentes, a antena é capaz de receber sinais provenientes de ângulos totalmente diferentes mesmo quando são afetados por condições adversas de transmissão. Essa característica é vantajosa, pois o permite o receptor captar o sinal em variadas condições, mesmo diante de obstruções no ambiente de propagação.

À medida que a complexidade dos sistemas e meios de comunicações aumentam, a implementação de antenas de polarização dupla $\pm 45^\circ$ torna-se cada vez mais crucial. A sua capacidade de duplicar a capacidade de transmissão sem recursos adicionais representa um progresso significativo, prometendo um futuro em que a transmissão de dados será mais fiável e mais eficiente [42] [43].

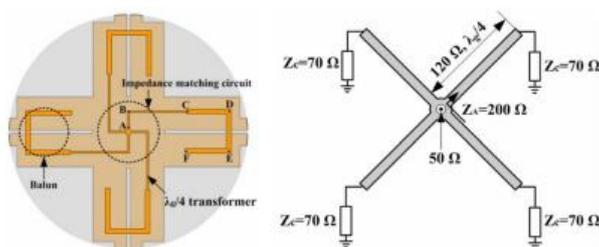
4.5 Configuração de antena de dupla polarização inclinada $\pm 45^\circ$

A diversidade de polarização que combina pares de antenas com polarizações ortogonais, ainda são amplamente utilizadas em comunicações móveis. Assim, para alcançar a cobertura de 360° , são necessárias antenas omnidirecionais duplamente polarizadas verticalmente e horizontalmente para estações base. Portanto, o projeto de antenas omnidirecionais duplamente polarizadas tornou-se um tema interessante nas comunicações sem fio atualmente, conforme [45][46].

Dessa forma, importa ressaltar que as configurações de antenas com radiação omnidirecional polarizada verticalmente diferem daquelas das omnidirecional polarizada horizontalmente. Conforme [46], gerar radiação omnidirecional polarizada ortogonal usando um radiador é inviável para obter condições de transmissão mais avançadas. Diante disso, a solução mais aplicável é combinar os elementos da antena omnidirecional polarizada vertical e horizontalmente para obter a radiação omnidirecional duplamente polarizada [45].

A referência [45] demonstra uma antena omnidirecional inclinada $\pm 45^\circ$ projetada para UMTS. Basicamente, a antena é constituída por dipolos cruzados horizontal e verticalmente e enrolados em um cilindro, com o intuito de obter um padrão de radiação omnidirecional. No entanto, a inclinação de $\pm 45^\circ$ é obtida por meio de ajustes dos referidos dipolos. Para excitar a antena, foi necessária 4 baluns de banda larga e um casador de impedância, conforme ilustrado na Figura 4.

Figura 4 - Antena omnidirecional inclinada $\pm 45^\circ$.



Fonte: adaptado de [45].

Para compreender o funcionamento dessa antena, é fundamental conhecer o mecanismo de funcionamento do campo elétrico. Nesse contexto, as equações 4 e 5 possibilitaram a compreensão do funcionamento resultante da radiação omnidirecional inclinada $\pm 45^\circ$ [45].

$$E_{+45^\circ} = E_\phi \cos 45^\circ - E_\theta \sin 45^\circ \quad (4)$$

$$E_{-45^\circ} = E_\phi \cos 45^\circ - E_\theta \sin 45^\circ \quad (5)$$

Para conseguir a polarização inclinada $\pm 45^\circ$, duas condições precisam necessariamente ser atendidas: 1) as magnitudes de E_{+45° e E_{-45° devem ser iguais; 2) a diferença de fase deve ser 0 ou 180 graus [45]. Vale notar que essa restrição de magnitude é a mesma para gerar ondas circularmente polarizadas, pois a única diferença é a necessidade da fase em quadratura.

5 MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT (MIMO)

A aplicação do MIMO para transmissão televisiva foi demonstrada pela primeira vez pela BBC (Reino Unido) [14] e NHK(Japão) [16], em que medições de campo foram realizadas para desenvolver modelos de canais, objetivando a recepção de sinal televisivo no interior das residências e para os dispositivos móveis. Contudo, as especificações técnicas das DVB para a recepção de televisão digital para dispositivos portáteis (DVB- Next Generation Handheld, DVB-NGH) foram as primeiras a propor, opcionalmente, o uso do MIMO para a transmissão de televisão [1].

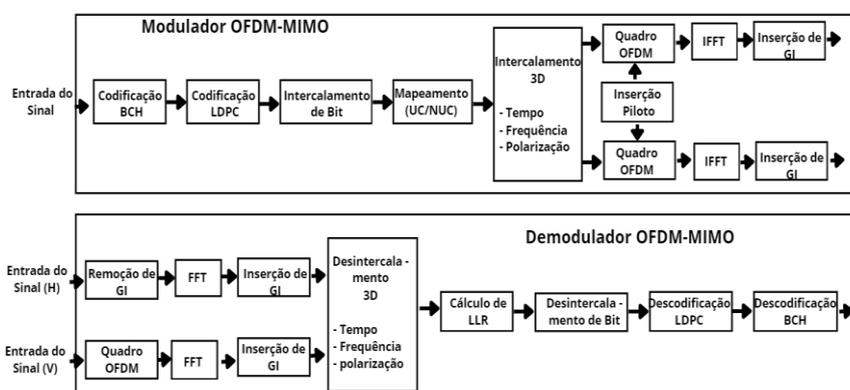
Além disso, a tecnologia MIMO foi implementada nos sistemas de comunicação sem fio com o objetivo de superar os sistemas que utilizam o SISO. A sua implementação, no lado do transmissor, requer a utilização das antenas colocadas de polarização polar cruzadas, isto é: duas antenas polarizadas verticalmente e horizontalmente, alimentadas individualmente para fazerem jus às especificações técnicas citadas anteriormente [1][9]. Por outro lado, cada receptor deve conter, também, um par de antena polarizada igualmente as do transmissor e um par de sintonizador para a recepção do sinal MIMO [7].

Para a implementação do padrão de TV 3.0, o uso de MIMO associado a NUC, pode se tornar uma das principais tecnologias de transmissão, uma vez que os padrões DTTB anteriores não incluíam esse recurso. Isso se deve aos benefícios trazidos nas duas tecnologias, conforme citados anteriormente. Além do mais, conforme a referência [1][15], nos EUA, o MIMO pode obter um ganho maior, haja vista que a regulação permite aumentar a potência nominal de transmissão, em cada polarização, o que pode resultar em um ganho de 3 dB na recepção em comparação ao SISO para transmissão de polarização cruzada.

Conforme a referência [17], a modulação do sinal MIMO com NUC, um fluxo de bits é inserido no modulador e, em seguida, é codificado pelos códigos BCH e LDPC. Posteriormente a esses processos, os bits são intercalados e mapeados com NUC/UC. Para melhorar a resistência a erros de transmissão, ocorre o intercalamento pela técnica de intercalamento 3D (tempo, frequência e interpolação), visando à construção do quadro OFDM. Por meio da transformada de Fourier rápida inversa (*Inverse Fast Fourier Transform*, IFFT), esses quadros OFDM são convertidos para sinais de domínio de tempo e, em seguida, os intervalos de guardas (*Guard Interval*, GI) são inseridos, conforme ilustrado na Figura 3 [12][18].

No entanto, no demodulador, após a extração dos períodos dos símbolos ativos, eles são convertidos para o domínio de frequência pela transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT), separados e equalizados para a detecção MIMO 2x2. Esse processo visa reduzir a complexidade de detecção do MIMO, por meio da aplicação do algoritmo de zero forcing, que é aplicado para anular distorção introduzida pelo canal. Em seguida, os símbolos são desintercalados pelo interleaver 3D e utilizados para o cálculo da razão de verossimilhança logarítmica (*Log Likelihood Ratio*, LLR). Por fim, ocorre a obtenção do fluxo de bits, após decodificações por BCH e LDPC, conforme ilustrado na Figura 5 [16][17].

Figura 5: Diagrama do modulador e demodulador MIMO-OFDM.



Fonte: adaptado de [9].

Na Figura 5, GI representa

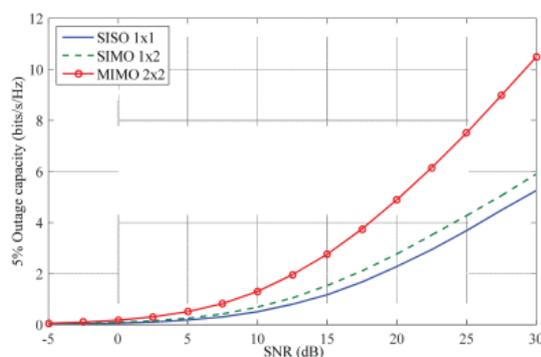
Ao implementar o MIMO, obtêm-se três categorias de ganhos, que são: ganho de matriz, diversidade e multiplexação. O primeiro decorre da combinação coerente dos sinais recebidos, por antenas instaladas no lado do receptor [1][9]. O segundo ganho se dá pelos inúmeros ramos espaciais, ou seja, a existência de vários caminhos percorridos pelo sinal, com desvanecimentos independentes, entre o transmissor e o receptor. E por último, o de multiplexação, que ocorre por causa envio ou a transmissão de mais de um fluxo de dados num canal de comunicação [14]. Conforme [1] e [14], em um experimento em campo, a emissora BBC demonstrou e comparou a capacidade ergódica do SISO, SIMO e MIMO, cada um com um par de antenas de transmissão e recepção, para a transmissão num canal DVB-NGH, visando à recepção do sinal com as antenas receptoras fixadas no telhado. Para a comparação, a capacidade Guildford foi modificada para o padrão de canal

de gerenciamento de multipercursos (*Multipath Model Management*, MGM), com uma capacidade de interrupção de 5%.

Nesse experimento, conforme as [1] e [14], a BBC utilizou o MGM para medir a robustez em relação à interferência, possibilitando, desse modo, a avaliação da qualidade do sistema em diferentes condições de transmissão. Por conseguinte, o MIMO apresenta um aumento significativo da eficiência espectral e do SNR, em comparação aos modelos SISO e SIMO. Isso decorre do ganho de multiplexação espacial, devido a utilização de duas antenas para transmissão e recepção, com os fluxos de dados independentes. Além do mais, o MIMO obteve um ganho de 100% para SNR variando entre 24 e 27 dB [1], conforme ilustrado na Figura 6. Para os testes, utilizou-se a capacidade ergódica, que considera o desempenho e a capacidade média ao longo do tempo, considerando os mais variados efeitos que atuam sobre um canal sem fio. O DVB-NGH, proporciona um ganho de capacidade em comparação as outras técnicas de transmissão de aproximadamente de 40%, 48% e 57%, para as SNR de 0,5 ,10 e 15 dB, respectivamente [1]. Contudo, nos Estados Unidos, é possível alcançar um ganho adicional, ao duplicar a potência de transmissão nominal para MIMO, o que é permitido pela agência reguladora do referido país para esse padrão de transmissão.

Assim, a implementação do MIMO com NUC requer algumas modificações nos transmissores, uma vez que são necessários novas antenas, o cabeamento adicional, amplificadores e conversores de potência. Por outro lado, nos dispositivos receptores, são necessários pares de antenas dependendo da configuração MIMO, sintonizadores e desmapeadores de constelação, o que diminui os custos operacionais e de capital [20].

Figura 6 : Capacidade ergódica de SISO, SIMO e MIMO em comparação à SNR.



Fonte: adaptado de [1].

A implementação de duas ou mais antenas causa mudança no canal, bem como na faixa de SNR. Vale lembrar que, as constelações otimizadas para o sistema SISO,

geralmente, não são adequadas para o MIMO, conforme descrito na norma ATSC 3.0. Além do mais, é necessário levar em consideração outros parâmetros como o desequilíbrio de potência (*Power Imbalance*, PI), discriminação polar cruzada (*Cros-polar discrimination*, XPD), números de antenas de transcepção (no nosso caso, duas antenas), assim como fator de correlação [15][16].

No receptor, um dos maiores problemas ao implementar o MIMO é a complexidade do desmapeamento da NUC, ao usar o desmapeador ML subóptima e max-log, conforme citado no Capítulo 3. Essa complexidade aumenta exponencialmente com a quantidade de antenas e a ordem da constelação. É importante destacar que o formato da constelação NUC é influenciado não apenas pelos parâmetros do transmissor, mas também por outros fatores mencionados anteriormente, além da otimização para MIMO [1] [16].

6 ISDB-T AVANÇADO

O surgimento do primeiro padrão de ISDB-T decorre da necessidade de fornecer transmissão fidedigna de vídeo, som e dados de altíssima qualidade, tanto para sistemas de recepção fixa, como residências, quanto para dispositivos móveis portáteis. Além disso, seu objetivo é flexibilizar, expandir e oferecer interoperabilidade para transmissões de conteúdo multimídia. É importante salientar que do padrão ISDB-T possui uma camada física robusta, utilizando a técnica de multiplexação por divisão de frequência ortogonal de banda segmentada (BTS-OFDM), composta por 13 segmentos. O bloco de correção de erros (FEC) é composto por corretores de erros concatenados e intercalação bidimensional no domínio da frequência e do tempo [10][11].

Em 2016, o NHK deu início ao desenvolvimento de um novo sistema do padrão ISDB-T, denominado ISDB-T avançado, com os parâmetros de transmissão aprimorados se comparados ao padrão anterior. Esse sistema objetiva aumentar a capacidade de transmissão, estendendo a largura de banda do sistema em até 5%, em comparação ao seu antecedente. Além do mais, as modulações QAM de ordens superiores foram adicionadas (256QAM, 1024QAM e 4096QAM), proporcionando um comprimento de símbolo OFDM efetivo mais longo com uma relação de IG menor [12].

O padrão ISDB-T avançado possibilita a transmissão de programação em 4k e 8k, bem como a viabilidade de transmissão de vários serviços, tendo em conta a estrutura de quadro de sinal que permite alocação de larga de banda maleável.

É importante ressaltar que o ISDB-T incorpora as características fundamentais do seu antecedente, mas foi implementada uma nova configuração para o quadro de sinal, possibilitando a alocação flexível de largura de banda para diversos serviços, adequando-se a diferentes cenários de recepção, como estática e móvel. Fundamentalmente, foram introduzidas tecnologias de transmissão avançadas, incluindo o mais recente código de correção de erros e um esquema de modulação inovador. Essas melhorias visam aprimorar a eficiência do uso de frequência [13].

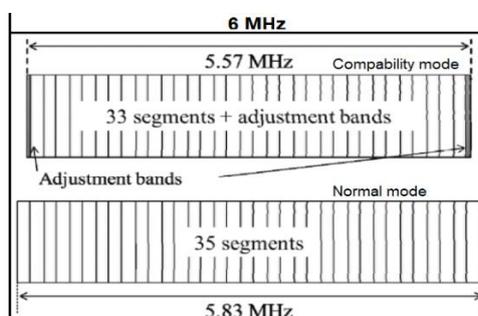
A OFDM é empregada em diversos sistemas de comunicação sem fio e é conhecida por sua robustez contra os desafios da propagação, como o multipercurso. O padrão ISDB-T avançado possui a faixa de frequência de 6 MHz particionada em 14 segmentos únicos, dos quais 13 são alocados para a transmissão de dados [13]. Cada um desses segmentos, composto por 432 portadoras individuais, engloba elementos como o portador de dados, o Piloto Espalhado (SP) e o Piloto Contínuo (CP). Esses componentes desempenham um papel crucial na estimativa do estado do canal de comunicação. Portanto, dentro

de cada segmento reside o canal auxiliar (*Auxiliar Channel, AC*), desempenhando um papel vital no âmbito do Sistema de alerta de emergência (*Emergency Warnig System, EWS*). O controle de configuração de transmissão e multiplexação (*Transmission and Multiplexing Configuration Control, TMCC*), por sua vez, tem a responsabilidade de transmitir informações essenciais sobre a modulação ao receptor e outros parâmetros de transmissão [12][13].

Para otimizar a eficiência de uso de frequência, são implementadas ações como a redução do intervalo de guarda e a proporção da banda de guarda. O dimensionamento da FFT foi ampliado, indo de 8192 (8k) para um máximo de 32.768 (32k). Esse aumento resulta em símbolos de maior duração, o que, por sua vez, minimiza a sobrecarga GI quando é mantido em um comprimento constante [12].

Vale ressaltar que há duas modalidades de largura de banda disponíveis. O modo normal e o compatível com ISDB-T. No modo normal, são alocados 35 segmentos que é 5% maior em comparação com o ISDB-T, enquanto no compatível, 33 segmentos são utilizados, acompanhados por faixas de ajuste adicionais. Cada uma dessas faixas de ajuste engloba menos de uma portadora de segmento, possibilitando a adaptação da largura de banda para 5,57 MHz, conforme representados na Figura 5. Essas faixas de ajuste são inseridas, sendo uma no início e outra no final da banda de transmissão. Isso é feito para garantir que a largura de banda de transmissão permaneça abaixo do limite de 5,57 MHz, proporcionando uma configuração precisa e eficaz. É importante lembrar que a banda de um segmento corresponde a divisão de um espectro de 6 MHz [13]. Posto isso, a arquitetura de segmentos no ISDB-T avançado é representada na Figura 7.

Figura 7: Estrutura do quadro OFDM do ISDB-T avançado.



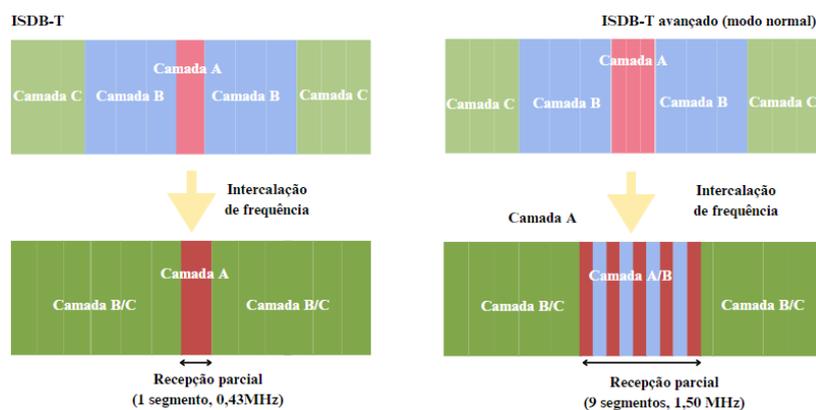
Fonte: adaptado de [12].

No contexto do ISDB-T avançado, é possível hierarquizar e multiplexar até três camadas distintas (denominadas A, B e C) para transmissão. Dentro de cada camada, é

viável configurar parâmetros como o comprimento do código de correção de erros (FEC), a taxa de codificação, o esquema de modulação, o espaçamento de intercalação temporal e o posicionamento dos intervalos piloto dispersos de maneira independente.

Na estrutura de segmentos do ISDB-T avançado, uma faixa central de 1,5 MHz a 6 MHz é designada como largura de banda de recepção parcial. Entre um e 9 (nove) segmentos podem ser alocados à camada A para recepção parcial. A intercalação de frequência é realizada nos nove segmentos centrais, independentemente do número de segmentos atribuídos a camada A. A Figura 8 ilustra exemplos da organização de segmentos tanto no ISDB-T quanto no ISDB-T avançado. No caso do ISDB-T, há seis segmentos para a camada B e C. No ISDB-T avançado, por sua vez, são destinados três segmentos à camada A, e 16 segmentos tanto para a camada B quanto para a camada C [12].

Figura 8: Configurações do segmento do ISDB-T e ISDB-T Avançado.



Fonte: adaptado de [12].

No padrão ISDB-T, a intercalação de frequência é aplicada apenas a um único segmento da camada A (0,43 MHz). Já no ISDB-T avançado, a intercalação de frequência na camada A abrange nove segmentos (1,5 MHz), englobando os símbolos portadores da camada A e alguns símbolos portadores da camada B. Conseqüentemente, a estratégia de intercalação de frequência na recepção parcial do ISDB-T avançado se mostra mais eficaz quando comparada ao ISDB-T.

6.1 Parâmetros de Transmissão

No contexto do ISDB-T avançado, a frequência de amostragem da Transformada Rápida Inversa de Fourier (*Inverse Fast Foutier Tranform IFFT*) é definida como 512/81 MHz, o que equivale a aproximadamente 6,32 MHz. Isso representa um aumento de 7/9

vezes em relação ao ISDB-T. Essa alteração na frequência de amostragem IFFT tem um efeito direto no comprimento efetivo do símbolo OFDM, resultando em um aumento proporcional no Comprimento de GI. De fato, o GI torna-se 9/7 vezes maior no ISDB-T avançado em comparação ao ISDB-T. Contudo, é relevante notar que um valor de $800/NF$ da FFT é adicionado à relação do GI. Esse valor é equivalente ao comprimento do GI utilizados nos parâmetros de transmissão do ISDB-T no Japão. Essa adição contribui para aprimorar a eficiência da transmissão no ISDB-T avançado [14]. A Tabela 1 apresenta os parâmetros básicos de transmissão do ISDB-T avançado.

Tabela 1: Parâmetros básicos de transmissão do ISDB-T.

| Parâmetros de Transmissão do ISDB-T Avançado | | | |
|---|---|------------------------------|----------------------------------|
| Banda | 6 MHz | | |
| Banda ocupada | Modo normal: 5.83 MHz Modo Compatível: 5.57 MHz | | |
| Números de Segmentos | Normal mode: 35 Modo compatível: 33 + banda ajustada | | |
| Largura de banda de segmento | 167 kHz | | |
| Tamanho da FFT | 8,192 kHz | 16.384 kHz | 30.241 kHz |
| Números de portadoras | 7.561 kHz | 15.121kHz | 30.241 kHz |
| Comprimento efetivo do símbolo OFDM (T_{μ}) | 1.296 μ s | 2.592 μ s | 5.894 μ s |
| Esquema de Modulação | QPSK, 16QAM, 64QAM. 256QAM, 1024QAM, 4096QAM (UC e NUC) | | |
| Comprimento do símbolo OFDM | 1.296 μ s | 2.592 μ s | 5.184 μ s |
| Comprimento do Intervalo de Guarda | 1/4, 1/8, 800/8192 | 1/4, 1/8, 1/16, 800/16384 | 1/8, 1/16, 1/32, 800/32768 |
| Código Interno | LDPC | | |
| Código Externo | BCH | | |
| Informação de taxa de bits | Banda larga: 3.651 Mbps – 23.234 Mbps Banda estreita: 280.85 kbps – 1787.28 kbps | | |
| Sistema | SISO, MISO e MIMO | | |

Fonte: adaptada de [12] e [13].

Em suma, o ISDB-T avançado apresenta uma série de ajustes e otimizações em relação ao ISDB-T tradicional. Essas mudanças incluem uma frequência de amostragem IFFT mais elevada, resultando em um aumento no comprimento efetivo do símbolo OFDM e, conseqüentemente, no GI. Além disso, a inclusão de um valor específico para o comprimento do GI, bem como a capacidade de ajustar as proporções de pilotos dispersos por camada, contribuem para uma transmissão mais eficiente e adaptável no cenário do ISDB-T avançado.

6.2 Modulação e Códigos Corretores de Erros

O BICM desempenha um papel crucial na transmissão, visto que otimiza a largura de banda e mitiga erros de canal [8]. Isso implica que a recepção precisa ser robusta mesmo em situações de relação C/N muito baixa, preferencialmente próximo de zero ou inferior.

Tecnologias recentes, incluindo os códigos LDPC, estão sendo empregadas para expandir a capacidade de transmissão e aprimorar a eficiência espectral. O código LDPC possui dois comprimentos, 69.120 bits (código longo) e 17.280 bits (código curto), sendo este último um quarto do tamanho do primeiro. Cada comprimento de código oferece 13 taxas de codificação (de 2/16 a 14/16), o que resulta em diferentes taxas de transmissão e níveis de robustez contra o ruído do canal [12][13].

No entanto, o bom desempenho de taxa de erro de bit (*Bit Error Rate*, BER) do código LDPC pode enfrentar um desafio, mesmo com um C/N suficientemente alto, um pequeno número de erros pode criar um patamar de erro. Isso pode resultar em problemas como artefatos visuais e perda de áudio. Para abordar essa questão, o ISDB-T avançado incorpora um esquema de FEC de decisão suave e de baixa complexidade. Esse esquema concatena o uso de LDPC como código interno e BCH como código externo. Além disso, Constelações Não Uniformes (NUC) são empregadas para melhorar o desempenho geral da transmissão, aproximando-se dos limites teóricos de Shannon. Por meio desse processo, os dados são convertidos em um bloco BCH e codificados, permitindo a correção de até 12 bits de erro. Esses avanços na camada física do sistema oferecem flexibilidade tanto para emissoras quanto para provedores de serviços. Diversas taxas de modulação e codificação podem ser selecionadas conforme a necessidade de robustez, cenários de transmissão e uso específicos [8] [12].

Resultados experimentais têm demonstrado o desempenho de cada taxa de código dos códigos LDPC ISDB-T avançados em um canal AWGN. Vale ressaltar que diferentes esquemas de modulação são definidos, abrangendo desde QPSK até modulações QAM mais complexas, como a 4096-QAM, proporcionando uma adaptação flexível às condições e requisitos de transmissão.

7 METODOLOGIA

Este trabalho se situa em base teórica e experimental. Fundamentalmente, foram feitas pesquisas bibliográficas em artigos científicos e normas da ITU-T, ITU-R e do IEEE, nos quais foram descritas as tecnologias vigentes nas infraestruturas dos sistemas DTTB. Considerando sua essência, optou-se por adotar um caráter experimental por meio de medições realizadas em campo. Logo, o presente trabalho procura demonstrar o desempenho da modulação 16QAM NUC em comparação a modulação 16QAM UC por meio dos experimentos e testes de desempenho, métodos matemáticos e da análise qualitativa. Dessa forma, foi utilizada a abordagem quali-quantitativa.

O método utilizado para as medições em campo é semelhante ao do padrão do sistema brasileiro de TV (SBTVD). Entretanto, as modulações 16QAM NUC e UC foram utilizadas, a fim de compará-las e observar qual oferece a melhor taxa de transmissão e robustez e a interferências canal. Para tal, um software foi desenvolvido no MATLAB® para coletar e processar os dados da medição. Em seguida, para a plotagem das figuras, os algoritmos foram implementados em linguagem python.

7.1 Parâmetros de Transmissão

Os dispositivos de transmissão do ISDB-T avançado foram instalados na colina do Sumaré, na cidade de Rio de Janeiro, (latitude: 22° 57' 05'' S, longitude 43° 14' 14'' W). Uma antena transmissora, dipolo de polarização cruzada +45°/-45°, foi configurada com o ângulo do azimute de 215° a uma altura de 80 metros, correspondente aos 800 metros acima do nível do mar. As perdas totais no cabo e nos conectores aproximam-se de 3,8 dB. A Tabela 2 ilustra outros parâmetros utilizados para transmissão e recepção.

Tabela 2: Parâmetros do transmissor e dos receptores.

| | |
|------------------------------------|---------------------------------------|
| Polarização da antena transmissora | Inclinada (+45°/-45°) |
| Altura da antena receptora | 10 metros |
| Modulações / FEC | 16-QAM NUC / 2-16 16-QAM UC / 2-16 |
| Intervalo de guarda | 800/16384 |
| Piloto | Dx = 6, Dy = 2 |
| FFT | 16k |
| Camada | A, 35 segmentos |
| Programa | 2k (1080p), 3,4 Mbits/s |

Fonte: elaborada pelo autor.

Os equipamentos utilizados na transmissão estão dispostos sequencialmente de cima para baixo, conforme demonstrados na Figura 9, em que o 1º é um Eiden Multiplexer model 0416A-003, o 2º é um Exciter NEC model HPC-1990, o 3º é Eiden Modulator model 0428-A, em seguida, tem-se 2 TX Control model HPC 1427 e 2 High Power Amplifier NEC model DLP-240/200w OFDM RMS por polarização por canal.

Figura 9: Infraestrutura de Transmissão ISDB-T avançado.

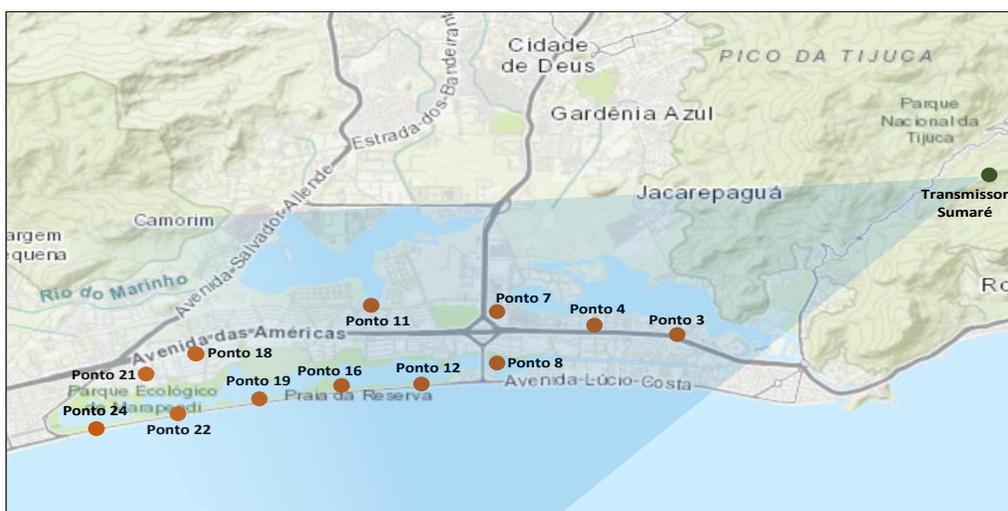


Fonte: adaptado de [32].

7.2 Parâmetros de Recepção

As medições foram feitas em 12 pontos (3, 4, 5, 7, 8, 11, 12, 16, 18, 21, 22 e 24), conforme ilustrados na Figura 10. Para os experimentos, os mesmos pontos utilizados pelo SBTv foram escolhidos, no entanto, com configurações e parâmetros diferentes. Vale ressaltar que a escolha desses 12 pontos foi baseada em intensidade do campo elétrico recebido, viabilidade de medição e pontos de fácil acesso.

Figura 10: Pontos de medições dos sinais transmitidos.



Fonte: elaborada pelo autor.

Por fim, os equipamentos para a recepção MIMO 2x2, foram instalados em um automóvel com antenas a uma altura de 10 metros acima do nível do mar, conforme demonstrado na Figura 11.

Figura 11: Laboratório móvel com antena de 10 metros.



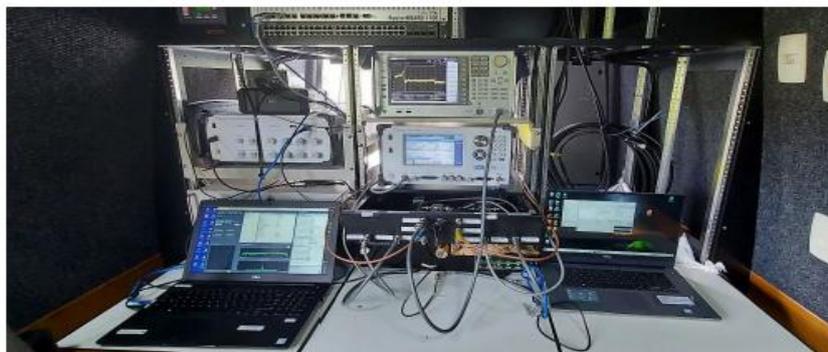
Fonte: elaborada pelo autor.

As frequências UHF nas bandas de 566 a 572 MHz e 602 a 608 MHz, correspondentes aos canais 30 e 36 foram utilizadas nos testes, uma vez que são reservadas pela Anatel, e utilizadas para estudos e experimentos científicos. No entanto, neste trabalho, o canal 30 foi empregado para experimentos com a antena fixa e externa.

7.2.1 Configuração do Receptor

Dentro do laboratório móvel, ilustrado na Figura 11, foram instalados um analisador de espectro ANRITSU model MS 2692A, um gerador de sinal Dektec modelo DTU-315 com software StreamXpress, um capturador e analisador de RF Eiden, modelo 4422A, um receptor Socionext modelo SC1502A-B03, um analisador de BER modelo 7709C com software analisador avançado 6950, um analisador de canal MIMO com software Rintaro, dois minicircuitos de casamento de impedância $50\Omega/75\Omega$, dois filtros passa-banda, uma antena GPS e dois laptops, conforme apresentados na Figura 12. As perdas nas guias de onda, nos conectores e casadores de impedância foram determinados, os quais resultam em perda total de 6,78 dB, o esperado para esses dispositivos.

Figura 12: Equipamentos de Recepção e Medição.



Fonte: adaptado de [32].

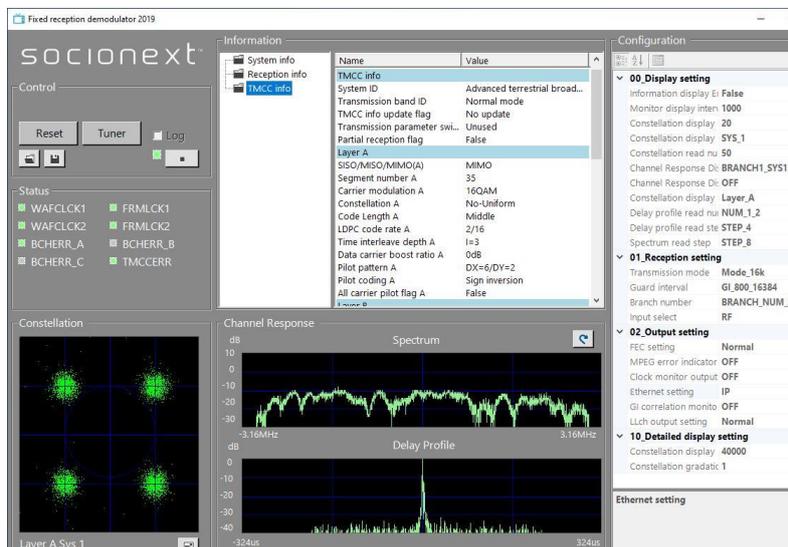
Para analisar a potência do canal, a relação C/N, visando mensurar o limiar da operação do sistema, foi utilizado o analisador de BER modelo 6950, com um software avançado de análise. Esse procedimento foi utilizado para analisar a quantidade de pacotes recebidos com erro, a taxa de transmissão e os comprimentos máximo e mínimo de pacotes. É importante destacar que a norma Y.1541 da ITU-T recomenda a medição em um período suficiente para a obtenção de taxa de erro de pacotes (*Packet Error Rate, PER*). Portanto, neste trabalho para a análise dos pacotes foram adotados os intervalos de 2 (dois) minutos.

7.2.2 Receptor Socionext

A recepção do sinal ISDB-T foi possível com o receptor Socionext, modelo SC1502A-B03, demonstrado na Figura 13. Esse equipamento permite visualizar

parâmetros da recepção, como a potência recebida, o espectro do sinal, o perfil de atraso de potência (*Power Delay Profile*, PDP) e a constelação de modulação.

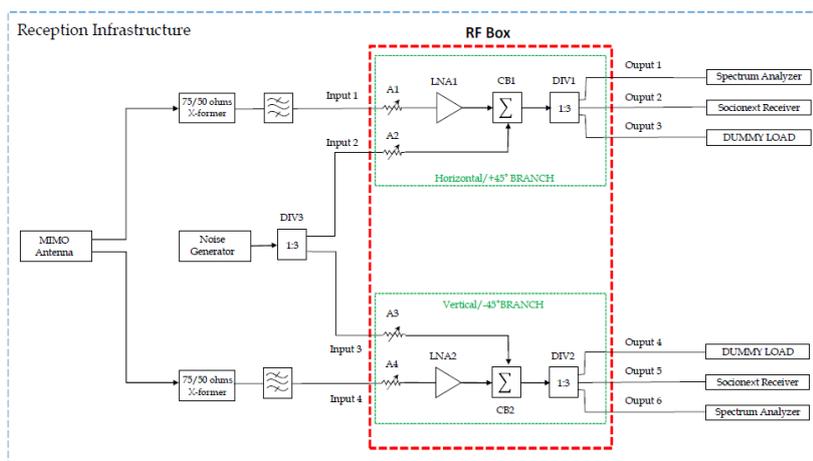
Figura 13: Tela do Receptor Socionext.



Fonte: elaborado pelo autor.

7.2.3 Caixa de RF

Durante as medições, utilizou-se uma caixa de RF, ilustrada na Figura 14, para simular as perturbações decorrentes nos meios de transmissão sem fio, como AWGN, e avaliar o limiar da relação C/N do sistema. O referido dispositivo é composto, basicamente, por 3 (três) divisores de RF (1:3), 2 (dois) combinadores de RF (2:1), 2 (dois) amplificadores de baixa potência (*Low Noise Amplifier*, LNA), 4 atenuadores variáveis, 2 (duas) entradas para os sinais de polarização cruzada $+45^\circ$ / -45° e uma entrada para o gerador de ruído. É importante lembrar que a caixa é igual à utilizada pela SBTVD nos testes de TV 3.0.

Figura 14: Caixa de RF.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Durante a avaliação do limiar do sistema, foi utilizado um analisador Anritsu Vector MS2036C para testar as quatro entradas da caixa de RF, na largura de banda de $569 \pm 3,96$ MHz. Para isso, ajustou-se os quatro atenuadores variáveis (A1, A2, A3 e A4) das entradas em 0 dB. Esse procedimento envolve a injeção de um sinal de -47 dBm na entrada medida, ao mesmo tempo em que as impedâncias são igualadas às das outras entradas. Além disso, igualamos as impedâncias das saídas não utilizadas para evitar interferências. É necessário destacar que o divisor utilizado nas entradas 2 (input 2) e 3 (input 3) contém uma atenuação de 3 dB no sinal gerado pelo gerador de ruído. Para cada saída da caixa de RF, utilizou-se um analisador de espectro, um receptor Socionext e uma carga fictícia (DUMMY LOAD), que é uma carga controlada para dissipar a energia de RF.

a) Ramo $+45^\circ$

Na entrada 2 (input 2), um sinal ruidoso de -47 dBm foi injetado e, em seguida, os níveis de potências foram observados nas saídas, 1, 2 e 3, uma de cada vez. Com isso, foi observado que a resposta em frequência é semelhante para as 3 (três) saídas. No entanto, notou-se há uma perda de 14,8 dB na frequência central de 569 MHz. Consequentemente, um sinal de -47 dBm foi injetado na entrada 1 (input 1) e, em seguida, os níveis de potências foram observados na saída do amplificador LNA da ramificação horizontal, a qual corresponde a $-24,5$ dBm em média, o que implica dizer que o LNA proporciona um ganho de $22,5$ dB = $(-47$ dBm) - $(-24,5$ dB), nessa ramificação. E por último, o sinal de -47 dBm foi injetado na entrada 2 (input 2) e, em seguida, as saídas 1, 2 e 3 foram observadas e constatou-se que a perda é de, aproximadamente, 37,8 dB.

b) Ramo -45°

Na entrada 3 (input 3), foi injetado um sinal ruidoso de -47 dBm e, posteriormente, os níveis de potências foram observados nas três saídas (1, 2 e 3), uma de cada vez. Foi constatado que a resposta em frequência é semelhante para as três saídas. Entretanto, a perda na frequência central de 569 MHz foi de $13,8$ dB, 1 dB inferior à do ramo horizontal. Subsequentemente, foi injetado um sinal de -47 dBm na entrada 3 (input 3), resultando na saída do LNA um sinal de $24,3$ dBm. Isso demonstra que o LNA contém um ganho de $22,7$ dB = $-24,3$ dBm – (-47 dBm), superior ao LNA do ramo $+45^\circ$ em $0,2$ dB. Por fim, um sinal de -47 dBm foi injetado na entrada 4 (input 4) e observado nas saídas 4, 5 e 6, apresentando uma resposta em frequência praticamente semelhante para as três saídas. Entretanto, houve uma perda de $37,8$ dB, igual à entrada do sinal na entrada 1 (input 1) do ramo Horizontal/ $+45$.

Portanto, é evidente que os ganhos dos LNA são, respectivamente, 23 dB e $22,7$ dB nas entradas dos sinais dos ramos $+45^\circ$ e -45° . Logo, observou-se que os ramos possibilitaram ganhos de $9,3$ a $9,4$ dB, da entrada do sinal as saídas. A Tabela 3 apresenta, de forma resumida, as saídas dos ramos.

Tabela 3: Ganhos e Perdas da caixa de RF.

| SAÍDAS | SINAL (Ganho) | | | |
|---------------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|
| | Pol. Ramo $+45^\circ$ (dB) | Pol. Ramo -45° (dB) | Pol. Ramo $+45^\circ$ (dB) | Pol. Ramo -45° (dB) |
| Output 1/4 - Spectrum Analyser | 9.4 | 9.5 | 14.8 | 13.8 |
| Output 2/5 – Socionext Receiver | 9.2 | 9.6 | 14.8 | 13.8 |
| Output 3/6 – Rintaro | 9.2 | 9.2 | 14.8 | 13.8 |

Fonte: elaborada pelo autor.

A análise do funcionamento dos LNA consiste em inserção de diferentes níveis de sinal com o uso dos moduladores DTU-315. Com isso, o ganho e amplitude do sinal para cada entrada foi analisado. Constatou-se que o limiar de funcionamento foi de $-43,5$ dBm para o LNA da entrada 1 ($+45^\circ$) e $-39,5$ dBm para o LNA da entrada 4 (vertical). Portanto, verificou-se que os LNA não inseriram distorções que implicam na adequada

análise dos resultados, visto que todos os níveis de entrada nos 12 pontos de teste se encontram abaixo dos limiares de funcionamento do sistema.

7.2.4 Análise de Cobertura

Para cada ponto de sinal, a intensidade do sinal foi registrada nas polarizações horizontal e vertical a altura de 10 metros, em relação ao solo. Com isso, o analisador de sinais vetoriais ANRITSU MS2692A, na função de analisar de espectro, foi utilizado para as medições, o qual foi configurado para operar em função *Channel Power*, em modo de varredura contínua com os seguintes parâmetros:

- Frequência Central: 564,143 MHz
- Span: 10 MHz
- Largura de Banda: 5,8 MHz
- Nível de Referência: -48 dBm
- RBW: 3 kHz (manual)
- VBW: auto

7.2.5 Limiar da Relação C/N da Recepção

Para observar o limiar da relação C/N do sistema, em que não ocorra o erro da taxa de pacotes superior a 10^{-04} , foi utilizado um gerador de sinal *Dektec* modelo *DTU-315* para gerar ruído AWGN com largura de banda de 8 MHz. O ruído foi adicionado ao sinal, por meio da caixa de RF, citada anteriormente, e controlado pelo *DekTec Stream Xpress*, um software que possibilita a variação da potência do ruído AWGN. Para a análise, a intensidade do sinal ruidoso é variada, observando a taxa de pacotes estabelecida como limiar, até observar um valor em que a taxa de pacotes não é superior a 10^{-04} , durante o intervalo de 2 minutos, atendendo a norma BT.2035-2 (2008), da ITU-R.

6.3.2 Limiar da Potência de Recepção

Um teste semelhante ao do limiar da relação C/N foi feito para a recepção do sinal que chega aos receptores, em que a atenuação foi aumentada, por meio de atuadores variáveis, até que a intensidade de sinal fosse a qual gerasse uma taxa de erro de pacote superior a 10^{-04} . Em seguida, reduziu-se a atenuação, para que o erro voltasse a zero e a intensidade do sinal foi registrada como o limiar de recepção. Assim como em testes anteriores, o sistema foi monitorado durante o intervalo de 2 (dois) minutos.

8 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Foram realizadas 12 medições nos pontos estratégicos, correspondentes aos 3, 4, 7, 8, 11, 12, 16, 18, 19, 21, 22 e 24, conforme ilustrado na Figura 10. Além do mais, seguiu-se as metodologias da norma Y.1541 da ITU-T e do fórum Brasileiro de Televisão Digital. Esses métodos objetivam garantir a obtenção fidedigna dos resultados. A configuração do sistema com o FEC de 2-16, conforme citado anteriormente, apresentou uma taxa de dados aceitável para o padrão, como apresentado na Tabela 4.

Tabela 4: Taxa de Transmissão do ISDB-T com FEC 2-16.

| Configuração de Transmissão | Taxa de Dados (Mbits/s) | | Pacotes medidos durante 2 minutos | |
|-----------------------------|-------------------------|----------|-----------------------------------|--------|
| | Mínimo | Máximo | Mínimo | Máximo |
| FEC 2-16, Modulação 16-QAM | 4,842960 | 4,851328 | 72,393 | 72,394 |

Fonte: elaborada pelo autor.

Foram realizadas medições da potência do canal, da relação C/N necessária e da margem do sistema (limiar de recepção) para cada configuração de transmissão. Os resultados estão apresentados nas tabelas 5 e 6, para UC e NUC, respectivamente.

Tabela 5: Modulação 16QAM-UC com FEC 2-16.

| Sites | Polarização | Potência do Canal (dBm) | Margem (dB) | Limiar C/N (dB) | Limiar C/N MIMO (dB) |
|-------|-------------|-------------------------|-------------|-----------------|----------------------|
| 3 | +45 | -83,42 | -91,13 | 1,56 | 1,35287 |
| | -45 | -83,31 | -91,17 | 1,16 | |
| 4 | +45 | -84,43 | -90,9 | 1,87 | 2,45124 |
| | -45 | -83,54 | -90,84 | 2,99 | |
| 7 | +45 | -84,67 | -88,51 | 5,65 | 6,28198 |
| | -45 | -83,46 | -87,31 | 6,83 | |
| 8 | +45 | -72,72 | -91,04 | 3,57 | 4,1708 |
| | -45 | -71,9 | -90,93 | 4,74 | |

| | | | | | |
|----|------------|------------------|------------------|--------------|---------|
| 11 | +45 -45 | -77,77 -79,18 | -90,66 -91,17 | 4,32 2,68 | 3,55545 |
| 12 | +45 -45 | -62,85 -63,18 | -90,99 -91,03 | 1,15 1,48 | 1,30561 |
| 16 | +45 -45 | -65,89 -64,38 | -91,06 -91,02 | 0,51 3,15 | 1,85865 |
| 18 | +45 -45 | -82,28 -84,25 | -91,07 -91,17 | 5,56 1,91 | 3,76502 |
| 19 | +45 -45 | -68,62 -66,92 | -91,15 -91,11 | 1,35 3,04 | 2,27765 |
| 21 | +45 -45 | -79,44 -80,14 | -90,99 -91,04 | 3,23 1,54 | 2,37094 |
| 22 | +45 -45 | -69,54 -68,29 | -90,98 -90,05 | 2,22 3,5 | 2,90479 |
| 24 | +45 -45 | -66 -65,38 | -91,11 -90,98 | 3,96 3,05 | 3,44902 |

Fonte: elaborada pelo autor.

Tabela 6: Modulação 16QAM-NUC com FEC 2-16.

| Sites | Polarização | Potência do Canal (dBm) | Margem (dB) | Limiar C/N (dB) | Limiar C/N MIMO (dB) |
|-------|-------------|-------------------------|------------------|-----------------|----------------------|
| 3 | +45 -45 | -83,96 -83,43 | -91,22 -91,19 | 1,04 1,23 | 1,13975 |
| 4 | +45 -45 | -83,71 -81,55 | -92,47 -92,23 | -0,19 1,23 | 0,63718 |
| 7 | +45 -45 | -86,43 -84,05 | -90,44 -89,39 | 3,64 5,9 | 4,93062 |
| 8 | +45 -45 | -72,33 -69,94 | -91,12 -90,86 | 1,51 3,56 | 2,69405 |
| 11 | +45 -45 | -81,31 -79,56 | -91,2 -91,05 | -0,04 0,96 | 0,53139 |

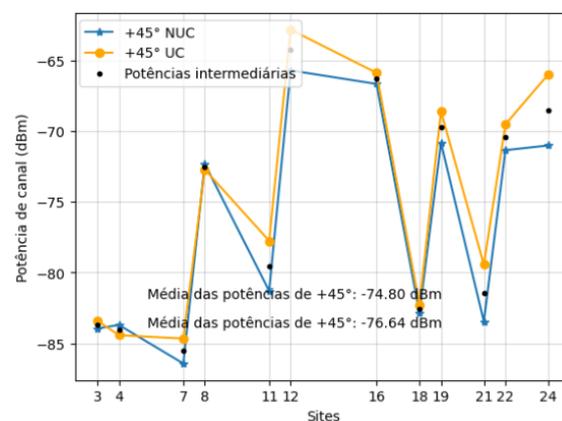
| | | | | | |
|----|------------|------------------|------------------|---------------|---------|
| 12 | +45 -45 | -65,72 -61,47 | -91,2 -90,94 | -0,77 3,6 | 1,91496 |
| 16 | +45 -45 | -66,68 -63,3 | -91,24 -90,97 | -0,29 3,36 | 1,85374 |
| 18 | +45 -45 | -82,88 -82,16 | -90,97 -90,96 | 2,88 3,58 | 3,24489 |
| 19 | +45 -45 | -70,84 -66,84 | -91,25 -91,04 | -0,52 3,67 | 2,01907 |
| 21 | +45 -45 | -83,46 -81,81 | -91,14 -91,06 | 0,95 2,48 | 1,79248 |
| 22 | +45 -45 | -71,36 -68,47 | -91,27 -91,03 | 0,39 3,44 | 2,15035 |
| 24 | +45 -45 | -71,03 -68,76 | -91,24 -91,04 | 0,18 2,22 | 1,34513 |

Fonte: elaborada pelo autor.

8.1 Análise de Cobertura e Medições

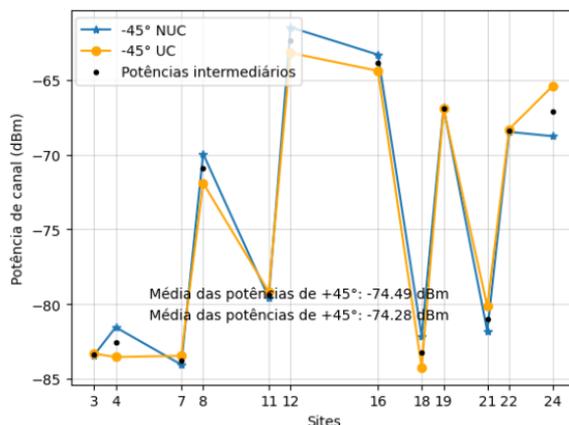
As Figuras 15 e 16 ilustram as potências de recebidas para as polarizações inclinadas $+45^\circ/+45^\circ$ e $-45^\circ/-45^\circ$, das modulações 16QAM-NUC e 16QAM-UC, bem como as médias aritméticas das polarizações $+45^\circ$ UC / $+45^\circ$ NUC e -45° UC / -45° NUC.

Figura 15: Potência recebida nas polarizações $+45^\circ/+45^\circ$ das modulações 16QAM-NUC e 16QAM-UC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 16: Potência recebida nas polarizações $-45^\circ/-45^\circ$ das modulações 16QAM-NUC e 16QAM-UC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Conforme observado nas Figuras 15 e 16, os valores das potências médias dos canais de polarizações $+45^\circ/+45^\circ$ e $-45^\circ/-45^\circ$ da NUC e UC são aproximadamente iguais, o que implica dizer que as mesmas potências transmitidas, resultam em potências recebidas similares em ambas as polarizações. A intensidade do sinal recebido, na maioria dos pontos, está entre -65 a -85 dBm. Entretanto, é maior nos pontos 12 e 16, aproximando-se dos -60 dBm. Acredita-se que isso decorre dos reflexos no espelho da água formado pelo mar próximo a esses pontos, conforme ilustrados na Figura 17. Sob outro ponto de vista, a baixa potência, nos pontos 7, 8 e 18, ocorreu em virtude da existência de montanhas entre o transmissor e referidos pontos de medição.

Figura 17: Espelho da água nos pontos de medições 12 e 16.

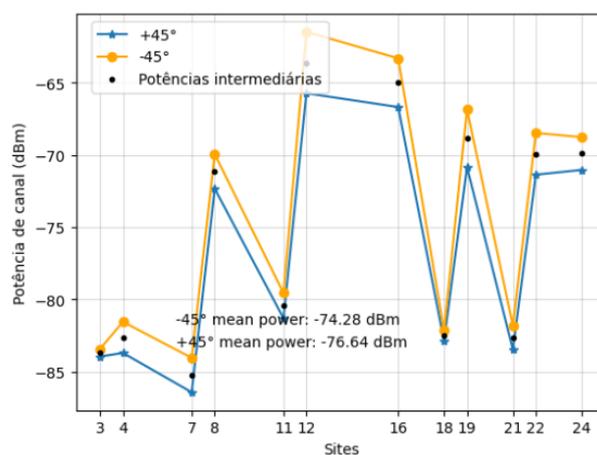


Fonte: adaptada do google Earth.

Portanto, é evidente que a geografia do local de teste influencia significativamente nas potências recebidas, o que de alguma forma, em certos pontos, pode proporcionar alto ganho da potência ou causar a deterioração do sinal. Coincidentemente, nos locais de testes e medições, que abrangem o Recreio dos Bandeirantes e Sumaré, existem

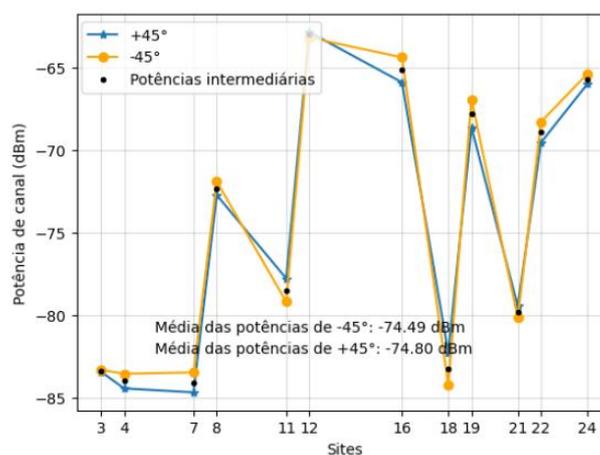
adversidades geográficas, caracterizados por montanhas, morros e elevações, além dos rios e da orla. Essas características representam desafios para a propagação de ondas eletromagnéticas, podendo ser benéficos ou maléficos para a propagação. Por outra perspectiva, as Figuras 18 e 19 ilustram as potências recebidas para as modulações NUC e UC.

Figura 18: Comparação de potências de canais das polarizações $+45^\circ/-45^\circ$ da 16QAM-NUC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 19: Comparação de potências de canais das polarizações $+45^\circ/-45^\circ$ da 16QAM-UC.

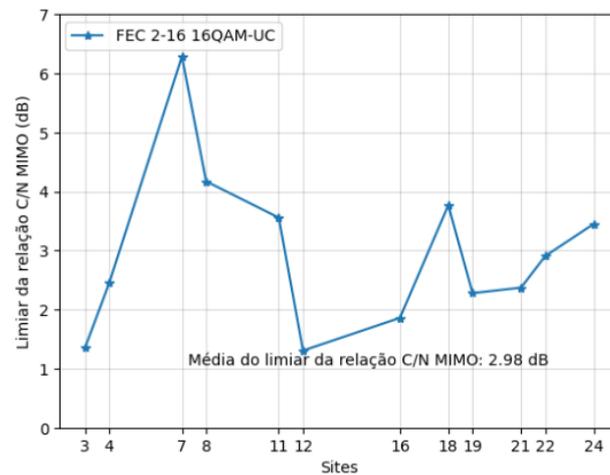


Fonte: elaborada pelo autor.

Durante os testes em campo com o emprego das modulações 16QAM-UC e 16QAM-NUC, observou-se o menor limiar da relação C/N MIMO da última mencionada em comparação à primeira.

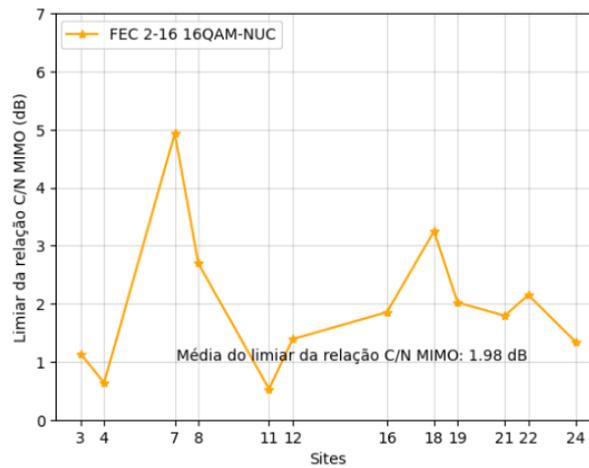
As Figuras 20, 21 e 22 ilustram os limiares da relação C/N MIMO, em cada ponto de medição, das modulações 16QAM-NUC, 16QAM-UC, assim como a comparação dos seus limiares C/N MIMO, respectivamente.

Figura 20: Limiar da relação C/N MIMO da modulação 16QAM-UC.



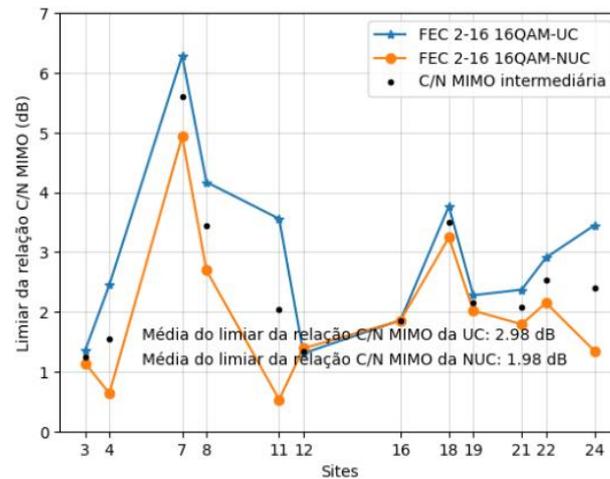
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 21: Limiar da relação C/N MIMO da modulação 16QAM-NUC.



Fonte: elaborada pelo autor.

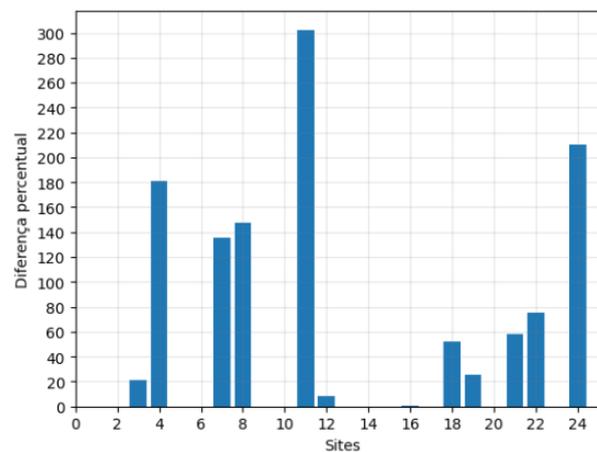
Figura 22: Limiar da relação C/N MIMO das modulações 16QAM-NUC e 16QAM-UC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Por fim, constatou-se que em alguns pontos, o desempenho da NUC em relação à UC foi superior a 120%. Além disso, mostrou-se resistente ao multipercurso. A Figura 23 apresenta a diferença percentual do limiar da relação C/N MIMO da NUC em comparação à da UC.

Figura 23: Diferenças do limiar da relação C/N MIMO da modulação NUC em relação a UC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Durante as medições, verificou-se que a intensidade do sinal recebido, em alguns pontos para as duas modulações, foi maior com polarização $+45^\circ$ do que a -45° ($+45^\circ > -45^\circ$). Por outro lado, existem pontos em que a intensidade do sinal recebidos, pelas duas polarizações foi inferior 1 dBm, o que implica dizer que a potências das polarizações possuem valores aproximados ($+45^\circ \cong -45^\circ$). Por fim, constatou-se que há pontos de medição onde a intensidade do sinal recebido com a polarização $+45^\circ$ foi menor que pontos

da polarização -45° . A Tabela 7 apresenta análises das potências de sinais recebidos nas polarizações inclinadas $+45^\circ$ e -45° .

Tabela 7: Classificação dos pontos de medição em relação a diferença de potências recebidas nas polarizações $+45^\circ/-45^\circ$.

| 16QAM-NUC FEC 2-16 | | | 16QAM-UC FEC 2-16 | | |
|-------------------------|-----------------------------|-------------------------|-------------------------|-----------------------------|-------------------------|
| $-45^\circ > +45^\circ$ | $-45^\circ \cong +45^\circ$ | $-45^\circ < +45^\circ$ | $-45^\circ > +45^\circ$ | $-45^\circ \cong +45^\circ$ | $-45^\circ < +45^\circ$ |
| 8 | 4 | 0 | 2 | 4 | 6 |

Fonte: elaborada pelo autor.

Observou-se que em 50% das medições com a modulação 16QAM-NUC, a intensidade do sinal é praticamente a mesma em ambas polarizações e superior na polarização -45° em comparação à $+45^\circ$. Na modulação 16QAM-UC, a intensidade do sinal é igual a 50% em ambas polarizações e superior na polarização $+45^\circ$. No entanto, a polarização -45° apresentou o melhor desempenho em comparação à $+45^\circ$. Com isso, algumas observações podem ser feitas sobre essas diferenças. Fundamentalmente, acredita-se que possivelmente seja a direção das antenas, interferência seletiva, o cancelamento de polarização cruzada ou desvanecimento seletivo.

É importante observar o comportamento das perdas de propagação de sinal em função das distâncias que separam o transmissor (T_x) dos receptores (R_x). Com isso, propõe-se analisar essas perdas para as polarizações vertical e horizontal. A Tabela 8 apresenta os parâmetros de transmissão e recepção, que possibilitaram computar e analisar as perdas de propagação nos canais de rádio, em todos os pontos medidos.

Tabela 8: Especificações de sistema de transmissão e recepção.

| | | |
|--------------------|------------------------------|----------------|
| Transmissor | Potência de Transmissão | 53 dBm |
| | Frequência | 569 MHz |
| | Ganho de Antena | 11,14 dBi |
| | Perda nos Cabos e Conectores | 3 dB |
| | EIRP | 61,14 dBm |
| | Polarização | $\pm 45^\circ$ |

| Receptor | MIMO 2x2 | +45° | -45° |
|----------|------------------------------|----------|----------|
| | Ganho | 8,14 dBi | 7,94 dBi |
| | Perda nos Cabos e Conectores | 6,78 dB | 6,78 dB |
| | Ganho da Caixa de RF | 9,3 dB | 9,4 dB |

Fonte: elaborada pelo autor.

A avaliação da perda de propagação considerou o ambiente em que as medições foram feitas; isto é, no espaço livre, sobretudo, em ambiente urbano e montanhoso. Entretanto, constatou-se que as perdas de propagação correspondem a cada uma das polarizações +45° /-45° se mantiveram iguais para as duas categorias de modulações. Portanto, isso indica que a diferença das potências que chegam aos pontos da medição possivelmente seja causada por alguns dos fenômenos de propagação citados anteriormente.

As altas perdas de propagação de sinal nos pontos (3, 4 e 7) de medição mais próximos do transmissor, ilustradas na Figura 24, são resultados de montanhas e elevações entre o transmissor e os pontos de medição.

Figura 24: Perfil do Terreno entre transmissor e pontos de medição 3, 4 e 7.

Site 3 – Distância de Tx-Rx = 12024 metros.



Site 4 – Distância de Tx-Rx = 13500 metros.



Site 7 – Distância de Tx-Rx = 12677 metros.

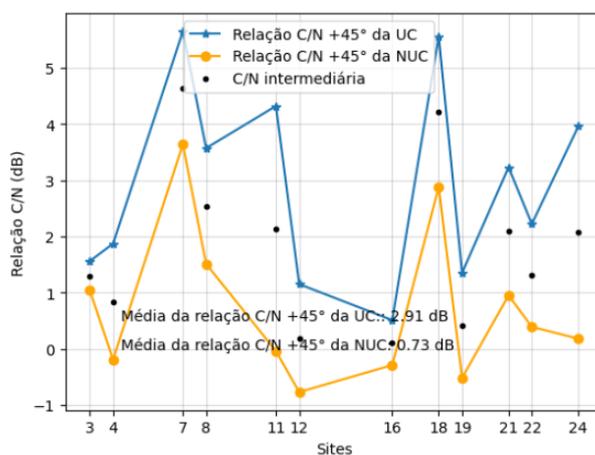


Fonte: elaborada pelo autor.

8.2 Análise da Relação C/N

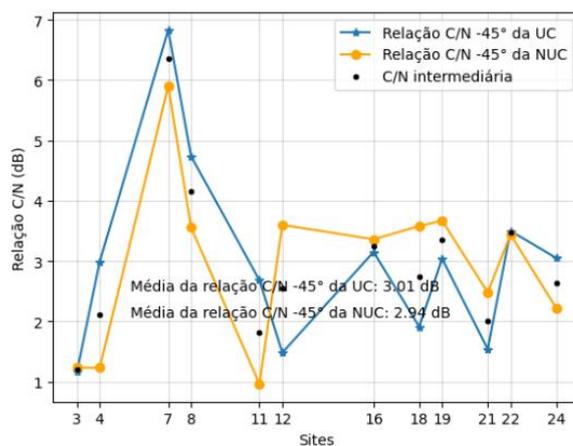
Observa-se valores da C/N elevados nos 7, 11 e 18. Isso ocorre em virtude perturbações recorrentes durante as medições. É importante ressaltar que a relação C/N é influenciada pela potência incidente no receptor. Isso implica dizer que os valores mais altos da potência recebida resultam em relação C/N altos. Os valores referentes a relação C/N das polarizações +45°/-45 das modulações 16QAM-UC e 16QAM-NUC estão dispostas nas Figuras 25, 26 e 27. É possível observar o comportamento da relação C/N para cada polarização.

Figura 25: Relação C/N das polarizações +45°/+45° da 16QAM-UC e NUC.



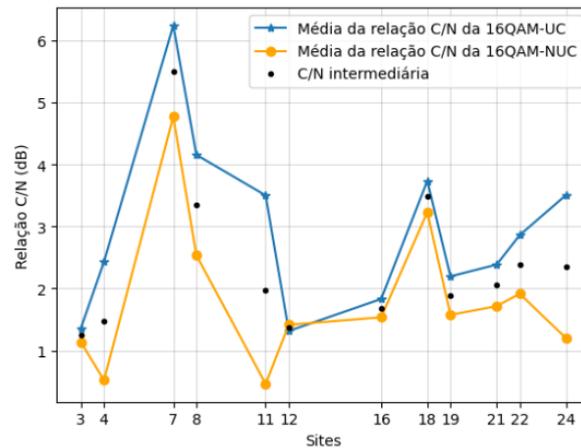
Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 26: Relação C/N das polarizações -45°/-45° de 16QAM UC e NUC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 27: Média de relações C/N das modulações 16QAM UC e NUC.

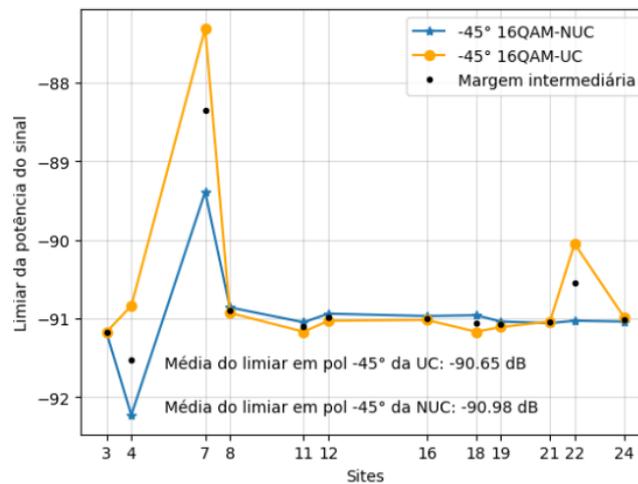


Fonte: elaborada pelo autor.

8.3 Análise da Margem e do Limiar de Recepção do Sistema

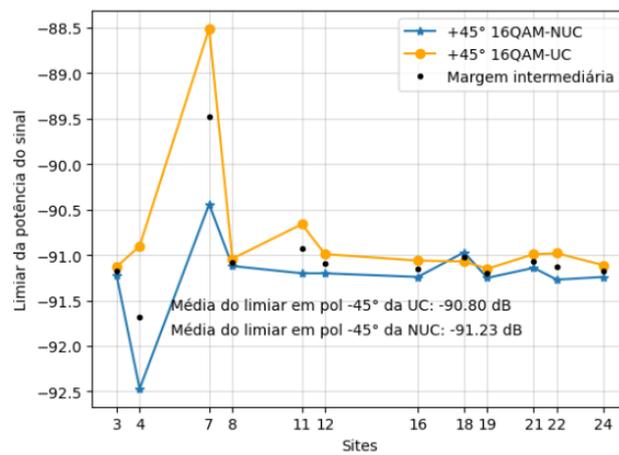
A análise do limiar de recepção foi possível com uso de uma caixa de RF, ilustrada na Figura 12, utilizada para simular as perturbações decorrentes nos meios de transmissão sem fio, como AWGN. Esse processo consiste em injetar um sinal ruidoso combinado com o sinal recebido MIMO. Em seguida, a potência do ruído era aumentada, gradativamente, até ocorrer erros de transmissão de pacotes. As Figuras 28 e 29 demonstram o limiar de recepção do sistema para as recepções 16QAM-NUC e UC, em cada um dos pontos medidos.

Figura 28: Margens do sistema em polarizações $-45^\circ/45^\circ$ das modulações 16QAM-NUC e UC.



Fonte: elaborada pelo autor.

Figura 29: Margens do sistema em polarizações $+45^\circ/+45^\circ$ das modulações 16QAM-NUC e UC.



Fonte: elaborada pelo autor.

9 DIFICULDADES ENCONTRADAS

A geografia da cidade do Rio de Janeiro apresenta características peculiares que dificultam a propagação das ondas eletromagnéticas. Isso porque é constituída por morros e colinas que, ora pode proporcionar uma excelente recepção de sinal, ora pode ser um desafio para recepção, por causa do multipercurso ocasionado por espalhamento e reflexão do sinal. Assim, ao longo das medições e experimentos em campo, dificuldades foram encontradas e, contudo, algumas foram resolvidas, uma vez que dizem respeito aos dispositivos utilizados em testes. Entretanto, duas foram impossíveis de solucionar, visto que estão atreladas à geografia dos pontos da medição que são:

- 1) As relações C/N MINO nos pontos 7, 8 e 18 apresentaram resultados superiores em comparação aos demais, em razão do alto nível dos sinais incidentes nos receptores, causado por espelho da água e pela disposição da antena transmissora e os referidos pontos de medição;
- 2) A intensidade do sinal nos pontos 12 e 16, especificamente, foram muito superiores a outros pontos, dada a proximidade da margem de uma baía, resultando em espelhamento do sinal e, por conseguinte, a maior incidência nos receptores. O referido sinônimo é chamado espelhamento do sinal, o que, de algum modo pode proporcionar a melhoria ou a piora do sinal transmitido, a depender da distância entre o transmissor e receptor e, principalmente, do ângulo de incidência do sinal refletido para o receptor.

Em virtude da sua posição impossibilitar a medição com antena a uma altura de 10 metros acima do nível do mar, o ponto de medição 26 teve mudança na antena receptora, desobedecendo às recomendações do fórum SBTVD.

10 CONCLUSÃO

Esta dissertação teve como base realizar o estudo comparativo do desempenho do sistema ISDB-T avançado com emprego das modulações 16QAM-UC e 16QAM-NUC, ao empregar antenas de dupla polarização $45^\circ \pm$ e MIMO 2x2, para transmissão e recepção, respectivamente, visando atender um dos requisitos para a implementação de TV 3.0 no Brasil.

O trabalho propõe, com isso, analisar, por meio de experimentos em campo, qual modulação oferece o melhor limiar de recepção MIMO, com o intuito de aplicar a técnica de reuso -1, o que significa utilização de mesmo canal de radiofrequência por estações-base independentes nas áreas adjacentes. Com base nisso, foram feitas as medições em campo, a fim de analisar o comportamento de cada tecnologia utilizada. O estudo dessa tecnologia foi motivado em virtude da crescente demanda dos telespectadores por conteúdos multimídias de alta qualidade, o que, por conseguinte, incentivou pesquisas e avanços nos sistemas DTTB para atender à ânsia dos telespectadores. Conseqüentemente, órgãos de padronização e provedores de serviços propuseram mudanças que aprimoraram as tecnologias de transmissão.

Para a próxima geração de TV digital, a TV 3.0, o SBTVD definiu requisitos específicos que incluem casos de uso e especificações técnicas detalhadas. Com isso, este estudo objetiva, também, atender o convite da proposta para implementação das camadas de TV 3.0. Nesse sentido, este trabalho fundamenta-se no estudo de campo, análise e apresentação de soluções para a camada física.

Os experimentos evidenciam que os esquemas de modulação 16QAM-NUC e 16QAM-UC não só oferecem uma excelente modulação do sinal, mas também proporcionam robustez ao sistema e alta eficiência espectral em ampla gama de relação SNR. 16QAM-NUC se revela a mais eficaz na minimização de erro bits e na melhoria do sinal recebido. Essas características decorrem da capacidade da 16QAM-NUC de mitigação tanto o ruído como o desvanecimento do sinal em um canal Rayleigh. Posto isso, fica evidente o mérito da referida modulação, tendo em conta a complexidade da topografia da cidade, uma vez que é constituída por morros, espelhos d'água e vegetação.

Mediante os resultados obtidos, foi possível concluir que a modulação 16QAM-NUC se mostrou a solução robusta diante dos desafios dos ambientes urbanos atuais, uma vez que se demonstrou a notável capacidade de contornar os obstáculos relativos à transmissão de sinais em ambientes complexos proporcionando uma comunicação robusta e fidedigna. Essa solução tecnológica não apenas garante uma boa recepção condicionada

pela complexidade das condições urbanas atuais, mas também visa melhor, principalmente, a experiência dos telespectadores, ao possibilitar uma conexão consistente e estável em ambientes sujeitos a interferências.

Por um lado, a capacidade de reduzir as interferências do sinal causadas por outras fontes de sinal, reflexões entre outros fenômenos é fundamental para garantir uma transmissão fidedigna em condições geográficas e climáticas adversas. Por outro, a mitigação de ruídos, proveniente de diversas fontes de sinais, se apresenta como um dos fatores determinantes para garantir a qualidade dos dados transmitidos.

Sob outra perspectiva, são imprescindíveis novas configurações e arranjos de antenas para fazer face aos complexos ambientes de propagação. Nesse sentido, utilizou-se a antena de dupla polarização inclinada $\pm 45^\circ$ e MIMO 2x2 para transmissão e recepção, respectivamente. Essas antenas foram selecionadas, em virtude das suas especificações técnicas de transmissão, além de fazerem jus aos modernos sistemas de transmissão e recepção.

Vale ressaltar que o uso da antena de dupla polarização inclinada $\pm 45^\circ$ foi um dos componentes fundamentais na configuração do sistema de transmissão, tendo em conta a possibilidade de transmitir o sinal em polarizações distintas. Essa configuração possibilitou aumentar a capacidade de transmissão, sem a necessidade aumento da potência de transmissão nominal, uma vez que emite sinais simultaneamente em polarizações -45° e $+45^\circ$ na mesma frequência.

Portanto, o sistema foi capaz de mitigar a interferência ao transmitir e receber o sinal em planos distintos. Vale ressaltar que a transmissão de sinais em duas direções, possibilitou a boa recepção em diversas condições, mesmo mediante a topografia complexa dos pontos de medição.

O emprego da tecnologia MIMO 2x2 na recepção aumentou significativamente a capacidade de recepção do sinal, por meio de ganho de matriz e de diversidade espacial. Essas condições viabilizaram a obtenção de uma qualidade de sinal recepção superior, ao combinar sinais recebidos pelas antenas. Além disso, proporcionou a redução do desvanecimento independente do sinal, ao mitigar a degradação causada por multipercurso do sinal, através do ganho de diversidade. Fundamentalmente, a tecnologia MIMO evidenciou ser essencial na recepção dos sistemas mais modernos das DTTB, preenchendo a lacuna necessária para a implementação de sistemas televisivos de próxima geração.

Os experimentos conduzidos avaliaram configurações da camada física que possibilitem operar com o reuso-1, objetivando aumentar a eficiência espectral e

segmentação geográfica do conteúdo televisivo. No entanto, é importante frisar que a 16QAM-NUC apresentou menor limiar de C/N MIMO que a modulação 16QAM-UC.

Com o uso de modulações UC e NUC, associadas a antenas de polarização cruzada $\pm 45^\circ$ e MIMO 2x2, foi possível atingir o menor limiar de C/N para MIMO, evidenciando a sua eficácia como uma das tecnologias optas para a implementação da camada física de TV 3.0.

Os testes em campo demonstraram que a 16QAM-NUC com uso de antena duplamente polarizada e MIMO 2x2 alcançou uma relação C/N MIMO de até 100% em maioria dos pontos medidos e foi superior aos 120% em outros, em comparação à 16QAM-UC. Em um ponto específico, o desempenho da NUC foi superior a 120%, conforme mostrado na Figura 23. A 16QAM-NUC também demonstrou maior resistência ao multipercurso, mitigando os efeitos de atenuação.

Portanto, foi possível propor uma técnica de transmissão que colabore com a implementação da TV 3.0, em todo o Brasil, atendendo ao principal requisito para a implementação da camada física.

O estudo realizado neste trabalho também se baseia em normas (recomendações) da ITU-T e IEEE, as quais definem os parâmetros e as especificações técnicas da instalação e serviram de norte à realização de pesquisa bibliográfica.

11 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Considerando os resultados obtidos nesta dissertação, há várias sugestões para pesquisas futuras:

1. Apesar de os esquemas de modulação 16QAM-NUC e 16QAM-UC tenham sido analisados neste estudo, é interessante investigar outras modulações e técnicas de codificação, a fim de entender melhor seu desempenho em ambientes urbanos complexos. Os estudos poderiam incluir modulações mais avançadas, como 64QAM ou 256QAM e outras técnicas de codificação de canal;
2. É de fundamental importância analisar o comportamento das modulações em diferentes topologias urbanas, com o objetivo de observar o comportamento do sinal e sobre como otimizar sistemas de transmissão para áreas específicas. Logo, isso poderia envolver estudos pormenorizados sobre o efeito de características geográficas como morros, espelhos d'água e vegetação na qualidade do sinal recebido;
3. Estudar outras configurações de antenas, além das duplas polarizações $\pm 45^\circ$ e MIMO 2x2 utilizadas neste trabalho, sendo importante para analisar o desempenho e compará-la com os resultados obtidos neste trabalho e outros, pois antenas com outras polarizações e MIMO mais avançadas proporcionarão a melhor recepção;
4. Aprofundar a investigação dos efeitos interferentes causados por outras fontes de sinal, reflexões e fenômenos atmosféricos nas comunicações urbanas, objetivando desenvolver estudar as técnicas de mitigação mais eficazes;
5. Desenvolver algoritmos mais avançados para adaptação dinâmica de modulação, codificação e configuração de antenas, considerar a dinâmica das condições urbanas em constante mudanças devido a construção de condomínios, o que pode ser altamente benéfico. Logo, isso permitiria que os sistemas de transmissão atuais e futuros se ajustassem automaticamente às mudanças nas condições do ambiente, garantindo uma comunicação robusta e confiável em tempo real.

12 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MUELA, Manuel Fuentes. **Non-Uniform Constellations for Next-Generation Digital Terrestrial Broadcast Systems**, 8f. Tese (PhD em engenharia de Telecomunicações). Universidade Politécnica de Valência, Espanha. 2017. Disponível em: <<https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/84743/Fuentes?sequence=1>>. Acesso em: 3 de Jul 2023.
- [2] DIGITAL VIDEO BROADCASTING (DVB). Implementation guidelines for a second-generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). **ETSI TS**, 102 831 V1.2.1, Aug. 2012.
- [3] “**Roadmap for the Evolution of DTT - A bright Future for TV**” Digital Television Action Group (DIGITAG), Genebra, Suíça, 2015.
- [4] FAY, Luke; MICHAEL, Lachlan; GÓMEZ-BARQUERO, David et al. An Overview of the ATSC 3.0 Physical Layer Specification. **IEEE**. Jan. 2016.
- [5] JOONG, Kyung-Joong; MYUNG, Seho; PARK, Sung-ik et al. Low-Density Parity-Check Codes for ATSC 3.0. **IEEE**. Jan. 2016
- [6] LOGHIN, N. et al. Non-Uniform Constellations for ATSC 3.0. **IEEE Transactions on Broadcasting**, vol. 62, no. 1, pp. 197-203, March 2016.
- [7] GOLDSMITH, A.; JAFAR S. A.; JINDAL N.; VISHWANATH, S. Capacity Limits of MIMO channels. **IEEE J. Sel. Areas Commun.** June 2003.
- [8] MICHAEL, Lachlan; GÓMEZ-BARQUERO, David. Bit-Interleaved Coded Modulation (BICM) for ATSC 3.0. **IEEE**. Mar. 2016.
- [9] SHITOMI, Takuya; SAITO, Susumu; ASAKURA, Shingo et al. Field experiments of dual-polarized MIMO-OFDM transmission using non-uniform constellations. **IEEE**. Mar. 2016.
- [10] TAKADA, M.; SAITO M. Transmission System for ISDB-T in **Proceedings of the IEEE**, vol. 94, no. 1, pp. 251-256, Jan. 2006.
- [11] ARIB STANDARD STD-B31. Revised: Ver.1.6. **Transmission system for digital terrestrial television broadcasting**. Jul. 2005.
- [12] NAKAMURA, M. et al. A Study on the Transmission System of an Advanced ISDB-T”, 2019. **IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)**, Jeju, Korea (South), 2019, pp. 1-5, doi: 10.1109/BMSB47279.2019.8971915.
- [13] GONSIOROSKI, L. H. et al., Advanced ISDB-T—Next Generation Digital TV System: Performance in Field Tests in Brazil. **IEEE Transactions on Broadcasting**, vol. 69, no. 2, pp. 538-551, June 2023, doi: 10.1109/TBC.2022.3226657.

- [14] MOSS, PN. **2-by-2 MIMO fixed reception channel model for dual-polar terrestrial transmission**, janeiro de 2008, [online]. Disponível em: <http://www.bbc.co.uk/rd/publications/>. Acesso em: 14. jul. 2023.
- [15] GÓMEZ-BARQUERO, David; VARGAS, Davi; FUENTES, Manuel. MIMO for ATSC 3.0. **IEEE**. Mar. 2016.
- [16] PAREDERO, David E. Vargas. **Transmit and Receive Signal Processing for MIMO Terrestrial Broadcast Systems**, Ph.D. dissertation, Universitat Politecnica de Valencia, Valencia, Spain, May 2016. Disponível em: <
<https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/66081/VARGAS%20-%20Transmit%20and%20Receive%20Signal%20Processing%20for%20MIMO%20Terrestrial%20Broadcast%20Systems.pdf;sequence=1>. >. Acesso em: 10 de jul. 2013.
- [17] GÓMEZ-BARQUERO, David; VARGAS, David; FUENTES, Manuel. MIMO for ATSC 3.0. **IEEE**. Jan. 2016.
- [18] VARGAS, David. GONZALVEZ, David. GOMEZ-BARQUERO, David et al. MIMO for DVB-NGH, the Next Generation Mobile TV Broadcasting, **IEEE**. July 2013.
- [19] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION – RADIOCOMMUNICATION SECTOR - ITU-R. ITU-R Recommendation p. 1546-1. 2013. **Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz**. Geneva. 2003.
- [20] WHITTEKER, J. H. Physical optics and field-strength predictions for wireless systems. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, vol. 20, no. 3, pp. 515-522, April 2002, doi: 10.1109/49.995510.
- [21] BOTELO, Alberto Leonardo Penteado. **Otimização de Modelo de Propagação por Medição de Campo e Inteligência Artificial**. Dissertação, Universidade Presbiteriana Mackenzie, São Paulo, 2019.
- [22] BOTELO, Alberto Leonardo Penteado. **Propagation Models Comparison by Propagation Features**, Dissertação, Universidade Presbiteriana Mackenzie, São Paulo, 2019.
- [23] ITU-R. Revised: Ver.1.6. **Transmission system for digital terrestrial television broadcasting**. Jul. 2005.
- [24] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION – RADIOCOMMUNICATION SECTOR - ITU-R. ITU-R Recommendation, p. 1812-3. 2013. **A path-specific propagation prediction method for point-to-area terrestrial services in the VHF and UHF bands**. Geneva.
- [25] MASSEY, J. Coding and Modulation in Digital Communications. **International Zurich Seminar on Digital Communications**, Zurich, Switzerland Mar. 1974.

- [26] ARIB TR-B14. Revised: Ver. 2.8. **Operational guidelines for digital terrestrial television broadcasting**. May. 2006.
- [27] ARAGÓN-ZAVALA, A.; Angueira, P.; MONTALBAN, J.; VARGAS-ROSALES, C. Radio Propagation in Terrestrial Broadcasting Television Systems: A Comprehensive Survey. **IEEE Access**, vol. 9, pp. 34789-34817, 2021.
- [28] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES – ANATEL. **Resolução nº 398**. 2005. Disponível em:< <https://www.gov.br/anatel/pt-br/regulado/radiodifusao/televisao-digital>. > Acesso em: 15 de agosto de 2023.
- [29] **Testing and Evaluation Report: TV 3.0 Project - Over-the-air Physical Layer Field Tests. 2021**. Disponível em:< https://forumsbtvd.org.br/wp-content/uploads/2021/12/SBTVD-TV_3_0-PL-Field-Report.pdf. > Acesso em: 15 de agosto de 2023.
- [30] OMI, J. et al. Performance Analysis of TV 3.0 Over-the-Air Physical Layer Protocols 2022. **IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB)**, Bilbao, Spain, 2022.
- [31] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION – RADIOCOMMUNICATION SECTOR - ITU-R. Report ITU-R BT.2343-6. **Collection of field trials of UHDTV over DTT networks**. Geneva.
- [32] SISTEMA BRASILEIRO DE TELEVISÃO DIGITAL – SBTVD. **Testing and Evaluation Report: TV 3.0 Project - Over-the-air Physical Layer Field Tests**. Rio de Janeiro, 2021.
- [33] CIOFFI, J.M. **Signal Processing and Detection**. Stanford University Web Page, Jul. 2017.
- [34] SUNG, W.; KANG, S.; KIM, P.; CHANG, D-I.; SHIN, D-J. Performance analysis of APSK modulation for DVB-S2 transmission over nonlinear channels. **International Journal of Satellite Communications and Networking**, vol. 27, no.6, Nov. 2009.
- [35] BOTELO, Alberto Leonardo Penteadó. **Advanced Constellation and Demapper Schemes for Next Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting Systems**. Tese de PhD, Universidad del País Vasco, Espanha. 2019.
- [36] COMMERCIAL REQUIREMENTS FOR DVB-T2, Digital Video Broadcasting, 2007.
- [37] NOUR, C. A.; DOUILLARD, C. Rotated QAM constellations to improve BICM performance for DVBT2. **Proc. IEEE Int. Symp. Spread Spectrum Tech. Appl.** Bologna, Italy, Aug. 2008.
- [38] SISTEMA BRASILEIRO DE TELEVISÃO DIGITAL – SBTVD. **Call for Proposals: TV 3.0 Project**. São Paulo, 2020.

- [39] WANG, Q. et al. A Universal Low-Complexity Symbol-to-Bit Soft Demapper, **IEEE Trans. Vehicular Technology**, vol. 63, no. 1, pp. 119–130, Jan. 2014.
- [40] PÉREZ-CALDERÓN, D; BAENA-LECUYER, V.; ORIA, A. C.; LÓPEZ, P.; DO BLADO, J. G. Rotated constellation demapper for DVB-T2. **IEEE Electron. Lett.** vol. 47, no. 1, pp. 31–32, Jan. 2011.
- [41] FUENTES, M.; VARGAS, D.; GÓMEZ-BARQUERO, D. Low-Complexity Demapping Algorithm for TwoDimensional Non-Uniform Constellations. **IEEE Trans. Broadcast.** vol. 62, no. 2, pp. 375–383, June 2016.
- [42] BALANIS, Constantine A. **Antenna theory: analysis and design**. 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2005.
- [43] PAN, Y. M.; ZHENG, S. Y.; HU, B. J. Singly-Fed Wideband 45° Slant-Polarized Omnidirectional Antennas. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**. 2014.
- [44] LINDMARK, B.; NILSSON, M. On the available diversity gain from different dual-polarized antennas. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, Feb 2001.
- [45] XULIN QUAN et al. Analysis and Design of a 45° Slant-Polarized Omnidirectional Antenna. **IEEE transactions on antennas and propagation** 62.1 (2014): 86–93. Print.
- [46] FUSCOAND, V. F.; RAO, P. H. Wide-band slant linearly polarized antenna. **IEEE Trans. Antennas Propagation**. 2003.

ANEXO 1 – ALGORITMO DESENVOLVIDO PARA O PROCESSAMENTO DE DADOS DOS EXPERIMENTOS E IMPLEMENTAÇÃO DAS FIGURAS

```

import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
import statistics as stat
import matplotlib.ticker as ticker

POTÊNCIA RECEBIDA NAS POLARIZAÇÕES +45°/-45° - 16QAM-UC

sites = [3,4,7,8,11,12,16,18,19,21,22,24]
polari_positiva = [-83.42, -84.43, -84.67, -72.72, -77.77, -62.85, -65.89, -82.28, -68.62,
-79.44, -69.54, -66.00]
polari_negativa = [-83.31, -83.54, -83.46, -71.9, -79.18, -63.18, -64.38, -84.25, -66.92,
80.14, -68.29, -65.38]

# Plotar o gráfico
plt.plot(sites, polari_positiva, label='+45°', marker = '*')
plt.plot(sites, polari_negativa, label='-45°', marker = 'o', color='orange')
# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
plt.xlabel('Sites')
plt.ylabel('Potência de canal (dBm)')
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)

# Mostrar todos os pontos do eixo x

plt.xticks(sites)
plt.yticks(list(range(-60, -90, -5)))

# Calcular a média dos valores NUC e UC
media_polari_positiva = np.mean(polari_positiva)
media_polari_negativa = np.mean(polari_negativa)

# Adicionar anotação ao gráfico

plt.annotate('Média das potências de +45°: {:.2f} dBm'.format(media_polari_positiva),
xy=(5, media_polari_positiva), xytext=(5, media_polari_positiva + 0.5), textco-
ords='offset points', ha='left', va='top', color='black', size=10)

```

```
plt.annotate('Média das potências de -45°: {:.2f} dBm'.format(media_polari_negativa),
xy=(5, media_polari_negativa), xytext=(5, media_polari_negativa + 0.5), textco-
ords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
```

```
# Plotar valores intermediários
```

```
valores_intermediarios = [(polari_positiva[i] + polari_negativa[i]) / 2 for i in
range(len(polari_positiva))]
```

```
plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='Potências intermediárias', marker='.', lin-
estyle='None', color='black')
```

```
# Legendas
```

```
plt.legend(loc='upper right', bbox_to_anchor=(0.47, 1))
```

```
# Exibir o gráfico
```

```
plt.show()
```

POTÊNCIA RECEBIDA NAS POLARIZAÇÕES +45°/-45° - 16QAM-nUC

```
polari_positiva = [-83.96, -83.71, -86.43, -72.33, -81.31, -65.72, -66.68, -82.88, -70.84,
-83.46, -71.36, -71.03]
```

```
polari_negativa = [-83.43, -81.55, -84.05, -69.94, -79.56, -61.47, -63.3, -82.16, -66.84, -
81.81, -68.47, -68.76]
```

```
# Plotar o gráfico
```

```
plt.plot(sites, polari_positiva, label='+45°', marker = '*')
```

```
plt.plot(sites, polari_negativa, label='-45°', marker = 'o', color='orange')
```

```
# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
```

```
plt.xlabel('Sites')
```

```
plt.ylabel('Potência de canal (dBm)')
```

```
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
```

```
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)
```

```
# Mostrar todos os pontos do eixo x
```

```
plt.xticks(sites)
```

```
plt.yticks(list(range(-60, -90, -5)))
```

```
# Calcular a média dos valores NUC e UC
```

```

media_polari_positiva = np.mean(polari_positiva)
media_polari_negativa = np.mean(polari_negativa)

# Adicionar anotação ao gráfico

plt.annotate('+45° mean power: {:.2f} dBm'.format(media_polari_positiva), xy=(6, media_polari_positiva), xytext=(5, media_polari_positiva + 10.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('-45° mean power: {:.2f} dBm'.format(media_polari_negativa), xy=(6, media_polari_negativa), xytext=(5, media_polari_negativa + 0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)

# Plotar valores intermediários
valores_intermediarios = [(polari_positiva[i] + polari_negativa[i]) / 2 for i in range(len(polari_positiva))]
plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='Potências intermediárias', marker='.', linestyle='None', color='black')

# Adicionar legenda
plt.legend(loc='upper right', bbox_to_anchor=(0.49, 1))

# Exibir o gráfico

plt.show()

```

Potências Recebidas nas Polarizações +45/+45 da NUC e UC

```

polari_positiva_uc = [-83.42, -84.43, -84.67, -72.72, -77.77, -62.85, -65.89, -82.28, -68.62, -79.44, -69.54, -66.00]
polari_positiva_nuc = [-83.96, -83.71, -86.43, -72.33, -81.31, -65.72, -66.68, -82.88, -70.84, -83.46, -71.36, -71.03]
# Plotar o gráfico
plt.plot(sites, polari_positiva_nuc, label='+45° NUC', marker = '*')
plt.plot(sites, polari_positiva_uc, label='+45° UC', marker = 'o', color='orange')

# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
plt.xlabel('Sites')
plt.ylabel('Potência de canal (dBm)')
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)

```

```

# Mostrar todos os pontos do eixo x

plt.xticks(sites)
plt.yticks(list(range(-60, -90, -5)))

# Plotar valores intermediários
valores_intermediarios = [(polari_positiva_nuc[i] + polari_positiva_uc[i]) / 2 for i in
range(len(polari_positiva_uc))]
plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='Potências intermediárias', marker='.', li-
nestyle='None', color='black')

# Calcular a média dos valores NUC e UC
media_polari_postiva_nuc = np.mean(polari_positiva_nuc)
media_polari_positiva_uc = np.mean(polari_positiva_uc)

# Adicionar anotação ao gráfico

plt.annotate('Média das potências de +45°: {:.2f} dBm'.format(media_polari_posi-
tiva_uc), xy=(5, media_polari_positiva_uc), xytext=(5, media_polari_positiva_uc +
0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média das potências de +45°: {:.2f} dBm'.format(media_polari_posi-
tiva_nuc), xy=(5, media_polari_postiva_nuc), xytext=(5, media_polari_postiva_nuc +
0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)

# Adicionar legenda

# Adicionar legenda
plt.legend(loc='upper right', bbox_to_anchor=(0.47, 1))

# Exibir o gráfico

plt.show()

```

Potência Recebida nas Polarizações -45°/-45° da NUC e UC

```

polari_negativa_uc = [-83.31, -83.54, -83.46, -71.9, -79.18, -63.18, -64.38, -84.25, -
66.92, -80.14, -68.29, -65.38]
polari_negativa_nuc = [-83.43, -81.55, -84.05, -69.94, -79.56, -61.47, -63.3, -82.16, -
66.84, -81.81, -68.47, -68.76]

```

```

# Plotar o gráfico
plt.plot(sites, polari_negativa_nuc, label='-45° NUC', marker = '*')
plt.plot(sites, polari_negativa_uc, label='-45° UC', marker = 'o', color='orange')

# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
plt.xlabel('Sites')
plt.ylabel('Potência de canal (dBm)')
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)

# Mostrar todos os pontos do eixo x
plt.xticks(sites)
plt.yticks(list(range(-60, -90, -5)))

# Plotar valores intermediários
valores_intermediarios = [(polari_negativa_nuc[i] + polari_negativa_uc[i]) / 2 for i in
range(len(polari_negativa_uc))]
plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='Potências intermediários', marker='.', li-
nestyle='None', color='black')

# Calcular a média dos valores NUC e UC
media_polari_negativa_nuc = np.mean(polari_negativa_nuc)
media_polari_negativa_uc = np.mean(polari_negativa_uc)

# Adicionar anotação ao gráfico
plt.annotate(' Média das potências de +45°: {:.2f} dBm'.format(media_polari_nega-
tiva_uc), xy=(5, media_polari_negativa_uc), xytext=(5, media_polari_negativa_uc +
18), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate(' Média das potências de +45°: {:.2f} dBm'.format(media_polari_nega-
tiva_nuc), xy=(5, media_polari_negativa_nuc), xytext=(5, media_polari_negativa_nuc +
0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)

# Adicionar legenda
# Adicionar legenda
plt.legend(loc='upper right', bbox_to_anchor=(0.47, 1))

# Exibir o gráfico
plt.show()

```

16QAM-UC LIMIAR C/N MIMO

```

UC = [1.35287, 2.45124, 6.28198, 4.1708, 3.55545, 1.30561, 1.85865, 3.76502,
2.27765, 2.37094, 2.90479, 3.44902]
# Plotar o gráfico
plt.plot(sites, UC, label='FEC 2-16 16QAM-UC', marker = '*')
#plt.plot(sites, NUC, label='FEC 2-16 16QAM-NUC',marker = 'o', color='orange')

# Plotar valores intermediários
#valores_intermediarios = [(NUC[i] + UC[i]) / 2 for i in range(len(UC))]
#plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='Mean values', marker='.', lin-
estyle='None', color='black')

# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
plt.xlabel('Sites')
plt.ylabel('Limiar da relação C/N MIMO (dB)')
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)
plt.yticks(list(range(0, 8, 1)))

# Calcular a média dos valores NUC e UC
media_UC = np.mean(UC)
#media_NUC = np.mean(NUC)

# Adicionar anotação ao gráfico
#plt.annotate('NUC mean power: {:.2f} dBm'.format(media_NUC), xy=(5, me-
dia_NUC), xytext=(5, media_NUC + 0.5), textcoords='offset points', ha='left',
va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média do limiar da relação C/N MIMO: {:.2f} dB'.format(media_UC),
xy=(5, media_UC), xytext=(35, media_UC + -78), textcoords='offset points', ha='left',
va='bottom', color='black', size=10)
#plt.annotate('NUC mean power: {:.2f} dBm'.format(media_NUC), xy=(5, me-
dia_NUC), xytext=(5, media_NUC + 0.5), textcoords='offset points', ha='left',
va='bottom', color='black', size=10)

# Mostrar todos os pontos do eixo x
plt.xticks(sites)
# Adicionar legenda
# Adicionar legenda
plt.legend(loc='upper right', bbox_to_anchor=(0.41, 1))
# Exibir o gráfico
plt.show()

```

16QAM-NUC LIMIAR C/N MIMO

```

#NUC = [1.13975, 0.63718, 2.93062, 2.69405, 0.53139, 1.91496, 1.85374, 3.24489,
2.01907, 1.79248, 2.15035, 1.34513]
NUC = [1.13975, 0.63718, 4.93062, 2.69405, 0.53139, 1.39, 1.85374, 3.24489,
2.01907, 1.79248, 2.15035, 1.34513]

# Plotar o gráfico
plt.plot(sites, NUC, label='FEC 2-16 16QAM-NUC', marker = '*', color='orange')
#plt.plot(sites, NUC, label='FEC 2-16 16QAM-NUC',marker = 'o', color='orange')

# Plotar valores intermediários
#valores_intermediarios = [(NUC[i] + UC[i]) / 2 for i in range(len(UC))]
#plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='Mean values', marker='.', linestyle='None', color='black')

# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
plt.xlabel('Sites')
plt.ylabel('Limiar da relação C/N MIMO (dB)')
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)

plt.yticks(list(range(0, 8, 1)))

# Calcular a média dos valores NUC e UC
media_NUC = np.mean(NUC)
#media_NUC = np.mean(NUC)

# Adicionar anotação ao gráfico
#plt.annotate('NUC mean power: {:.2f} dBm'.format(media_NUC), xy=(5, media_NUC), xytext=(5, media_NUC + 0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média do limiar da relação C/N MIMO: {:.2f} dB'.format(media_NUC), xy=(5, media_NUC), xytext=(32, media_NUC + -40.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
#plt.annotate('NUC mean power: {:.2f} dBm'.format(media_NUC), xy=(5, media_NUC), xytext=(5, media_NUC + 0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)

# Mostrar todos os pontos do eixo x
plt.xticks(sites)
# Adicionar legenda
plt.legend(loc='upper right', bbox_to_anchor=(0.43, 1))
# Exibir o gráfico
plt.show()

```

LIMIAR DA RELAÇÃO C/N DAS MODULAÇÕES 16QAM-UC E 16QAM-NUC

```

NUC = [1.13975, 0.63718, 4.93062, 2.69405, 0.53139, 1.39, 1.85374, 3.24489,
2.01907, 1.79248, 2.15035, 1.34513]
UC = [1.35287, 2.45124, 6.28198, 4.1708, 3.55545, 1.30561, 1.85865, 3.76502,
2.27765, 2.37094, 2.90479, 3.44902]

# Plotar o gráfico
plt.plot(sites, UC, label='FEC 2-16 16QAM-UC', marker = '*')
plt.plot(sites, NUC, label='FEC 2-16 16QAM-NUC',marker = 'o')

# Plotar valores intermediários
valores_intermediarios = [(NUC[i] + UC[i]) / 2 for i in range(len(UC))]
plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='C/N MIMO intermediária', marker='.', li-
nestyle='None', color='black')

# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
plt.xlabel('Sites')
plt.ylabel('Limiar da relação C/N MIMO (dB)')
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)
plt.yticks(list(range(0, 8, 1)))

# Calcular a média dos valores NUC e UC
media_UC = np.mean(UC)
media_NUC = np.mean(NUC)

# Adicionar anotação ao gráfico
#plt.annotate('NUC mean power: {:.2f} dBm'.format(media_NUC), xy=(5, me-
dia_NUC), xytext=(5, media_NUC + 0.5), textcoords='offset points', ha='left',
va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média do limiar da relação C/N MIMO da UC: {:.2f} dB'.format(me-
dia_UC), xy=(5, media_UC), xytext=(5, media_UC + -60), textcoords='offset points',
ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média do limiar da relação C/N MIMO da NUC: {:.2f} dB'.format(me-
dia_NUC), xy=(5, media_NUC), xytext=(5, media_NUC + -37), textcoords='offset
points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)

# Mostrar todos os pontos do eixo x
plt.xticks(sites)

```

```
# Adicionar legenda
plt.legend(loc='upper right', bbox_to_anchor=(0., 1))
plt.legend()
# Exibir o gráfico
plt.show()
```

DESEMPENHO MÉDIO DA NUC EM COMPARAÇÃO À UC

```
NUC = [1.13975, 0.63718, 4.93062, 2.69405, 0.53139, 1.39, 1.85374, 3.24489,
2.01907, 1.79248, 2.15035, 1.34513]
UC = [1.35287, 2.45124, 6.28198, 4.1708, 3.55545, 1.30561, 1.85865, 3.76502,
2.27765, 2.37094, 2.90479, 3.44902]
```

```
def calcular_desempenho_medio_percentual(valores1, valores2):
```

```
    desempenhos = []
```

```
    for i in range(len(valores1)):
```

```
        diferenca = valores2[i] - valores1[i]
```

```
        desempenho = (diferenca / valores1[i]) * 100
```

```
        desempenhos.append(desempenho)
```

```
    desempenho_medio = sum(desempenhos) / len(desempenhos)
```

```
    return desempenho_medio
```

```
# Saída
```

```
desempenho_medio = calcular_desempenho_medio_percentual(NUC, UC)
```

```
print(' ')
```

```
print("Desempenho médio é de {:.3f}%".format(desempenho_medio))
```

DIFERENÇAS ENTRE A RELAÇÃO LIMÍAR DA C/N MIMO DA NUC EM COMPARAÇÃO A UC

```
NUC = [1.13975, 0.63718, 4.93062, 2.69405, 0.53139, 1.39, 1.85374, 3.24489,
2.01907, 1.79248, 2.15035, 1.34513]
```

```
UC = [1.35287, 2.45124, 6.28198, 4.1708, 3.55545, 1.30561, 1.85865, 3.76502,
2.27765, 2.37094, 2.90479, 3.44902]
```

```
# Verificar se os conjuntos têm o mesmo tamanho
```

```

if len(UC) != len(NUC):
    print("Os conjuntos têm tamanhos diferentes. Não é possível calcular a distância.")
else:
    # Calcular a distância entre os conjuntos elemento por elemento
    distancias = []
    for i in range(len(NUC)):
        distancia = abs(NUC[i] - UC[i])
        distancias.append(distancia)

    # Calcular as distâncias em percentagem
    distancias_percentagem = [distancia * 100 for distancia in distancias]

    # Exibir as distâncias calculadas com os sites correspondentes
    print("\nAs diferenças, percentual, entre os valores da NUC em comparação aos da
    UC são:\n")
    for i in range(len(distancias)):
        print(f"Site {sites[i]}: {distancias_percentagem[i]}%")

    #Plotar o gráfico de barras
    plt.bar(sites, distancias_percentagem)
    plt.xlabel('Sites')
    plt.ylabel('Diferença percentual')
    plt.xticks(list(range(0, 25, 2)))
    plt.grid(True, color='gray', alpha=0.2)
    plt.yticks(list(range(0,320,20)))

    # plt.title('Diferença em Percentagem entre NUC e UC')

    # Média aritmética
    print("\nO desempenho médio da NUC em comparação à UC é de {:.2f}%\n".for-
    mat(sum(distancias_percentagem) / len(distancias_percentagem)))
    #Mostrar o gráfico
    plt.show()

```

C/N Ratio das Polarizações +45/+45 NUC e UC

```

import matplotlib.pyplot as plt
import matplotlib.ticker as ticker

relacao_cn_nuc = [1.04, -0.19, 3.64, 1.51, -0.04, -0.77, -0.29, 2.88, -0.52, 0.95, 0.39,
0.18]
relacao_cn_uc =[1.56, 1.87, 5.65, 3.57, 4.32, 1.15, 0.51, 5.56, 1.35, 3.23, 2.22, 3.96]

# Plotar o gráfico
plt.plot(sites, relacao_cn_uc, label='Relação C/N +45° da UC', marker = '*')

```

```

plt.plot(sites, relacao_cn_nuc, label='Relação C/N +45° da NUC', marker = 'o', color='orange')

# Plotar valores intermediários
valores_intermediarios = [(relacao_cn_nuc[i] + relacao_cn_uc[i]) / 2 for i in
range(len(relacao_cn_uc))]
plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='C/N intermediária', marker='.', linestyle='None', color='black')

# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
plt.xlabel('Sites')
plt.ylabel('Relação C/N (dB)')
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)

# Calcular a média dos valores NUC e UC
media_UC = np.mean(relacao_cn_uc)
media_NUC = np.mean(relacao_cn_nuc)

# Adicionar anotação ao gráfico
#plt.annotate('NUC mean power: {:.2f} dBm'.format(media_NUC), xy=(5, media_NUC), xytext=(5, media_NUC + 0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média da relação C/N +45° da UC:: {:.2f} dB'.format(media_UC), xy=(4, media_UC), xytext=(5, media_UC + -95.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média da relação C/N +45° da NUC: {:.2f} dB'.format(media_NUC), xy=(4, media_NUC), xytext=(5, media_NUC + -30.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)

# Mostrar todos os pontos do eixo x
plt.xticks(sites)
# Adicionar legenda
plt.legend(loc='upper right', bbox_to_anchor=(0.7, 1))
# Exibir o gráfico
plt.show()

```

C/N ratio threshold polarizações -45/-45 da NUC e UC

```

import matplotlib.pyplot as plt
import matplotlib.ticker as ticker

```

```

relacao_cn_nuc = [1.23, 1.23, 5.9, 3.56, 0.96, 3.6, 3.36, 3.58, 3.67, 2.48, 3.44, 2.22]
relacao_cn_uc = [1.16, 2.99, 6.83, 4.74, 2.68, 1.48, 3.15, 1.91, 3.04, 1.54, 3.5, 3.05]

# Plotar o gráfico
plt.plot(sites, relacao_cn_uc, label='Relação C/N -45° da UC', marker = '*')
plt.plot(sites, relacao_cn_nuc, label='Relação C/N -45° da NUC', marker = 'o', color='orange')

# Plotar valores intermediários
valores_intermediarios = [(relacao_cn_nuc[i] + relacao_cn_uc[i]) / 2 for i in range(len(relacao_cn_uc))]
plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='C/N intermediária', marker='.', linestyle='None', color='black')

# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
plt.xlabel('Sites')
plt.ylabel('Relação C/N (dB)')
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)

# Calcular a média dos valores NUC e UC
media_UC = np.mean(relacao_cn_uc)
media_NUC = np.mean(relacao_cn_nuc)

# Adicionar anotação ao gráfico
#plt.annotate('NUC mean power: {:.2f} dBm'.format(media_NUC), xy=(5, media_NUC), xytext=(5, media_NUC + 0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média da relação C/N -45° da UC: {:.2f} dB'.format(media_UC), xy=(5, media_UC), xytext=(5, media_UC + -25.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média da relação C/N -45° da NUC: {:.2f} dB'.format(media_NUC), xy=(5, media_NUC), xytext=(5, media_NUC + -30.5), textcoords='offset points', ha='left', va='top', color='black', size=10)

# Mostrar todos os pontos do eixo x
plt.xticks(sites)
# Adicionar legenda
plt.legend(loc='upper right', bbox_to_anchor=(1, 1))
# Exibir o gráfico
plt.show()

```

RELAÇÕES C/N DA 16QAM-UC E 16QAM-NUC

```

relacao_cn_nuc1 = [1.23, 1.23, 5.9, 3.56, 0.96, 3.6, 3.36, 3.58, 3.67, 2.48, 3.44, 2.22]
relacao_cn_nuc2 = [1.04,-0.19, 3.64,1.51,-0.04,-0.77,-0.29,2.88,-0.52,0.95, 0.39, 0.18]

relacao_cn_uc1 =[1.56, 1.87, 5.65, 3.57, 4.32, 1.15, 0.51, 5.56, 1.35, 3.23, 2.22, 3.96]
relacao_cn_uc2 =[1.16, 2.99, 6.83, 4.74, 2.68, 1.48, 3.15, 1.91, 3.04, 1.54, 3.5, 3.05]

media_cn_nuc = []
for x, y in zip(relacao_cn_nuc1, relacao_cn_nuc2):
    media_cn_nuc.append((x + y) / 2)

media_cn_uc = []
for x, y in zip(relacao_cn_uc1, relacao_cn_uc2):
    media_cn_uc.append((x + y) / 2)

# Plotar o gráfico
plt.plot(sites, media_cn_uc, label='Média da relação C/N da 16QAM-UC', marker =
'*')
plt.plot(sites, media_cn_nuc, label='Média da relação C/N da 16QAM-NUC',marker =
'o', color='orange')

# Plotar valores intermediários
valores_intermediarios = [(media_cn_nuc[i] + media_cn_uc[i]) / 2 for i in
range(len(media_cn_uc))]
plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='C/N intermediária', marker='.', lines-
tyle='None', color='black')

# Adicionar anotação ao gráfico
#plt.annotate('NUC mean power: {:.2f} dBm'.format(media_cn_nuc), xy=(5, me-
dia_cn_nuc), xytext=(5, media_cn_nuc + 0.5), textcoords='offset points', ha='left',
va='bottom', color='black', size=10)
#plt.annotate('UC mean loss: {:.2f} dB'.format(media_cn_uc), xy=(5, media_cn_uc),
xytext=(5, media_cn_uc + 0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom',
color='black', size=10)

# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
plt.xlabel('Sites')
plt.ylabel('Relação C/N (dB)')
plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)

```

```
# Mostrar todos os pontos do eixo x
plt.xticks(sites)
# Adicionar legenda
plt.legend()
# Exibir o gráfico
plt.show()
```

MARGENS DAS POLARIZAÇÕES -45°/-45° DA 16QAM-UC E NUC

```
margem_nega_uc = [-91.17, -90.84, -87.31, -90.93, -91.17, -91.03, -91.02, -91.17, -
91.11, -91.04, -90.05, -90.98]
```

```
margem_nega_nuc = [-91.19, -92.23, -89.39, -90.86, -91.05, -90.94, -90.97, -90.96, -
91.04, -91.06, -91.03, -91.04]
```

```
# Plotar o gráfico
```

```
plt.plot(sites, margem_nega_nuc, label='-45° 16QAM-NUC', marker = '*')
plt.plot(sites, margem_nega_uc, label='-45° 16QAM-UC', marker = 'o', color='orange')
```

```
# Plotar valores intermediários
```

```
valores_intermediarios = [(margem_nega_uc[i] + margem_nega_nuc[i]) / 2 for i in
range(len(margem_nega_uc))]
plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='Margem intermediária', marker='.', linestyle='None', color='black')
```

```
# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
```

```
plt.xlabel('Sites')
plt.ylabel('Limiar da potência do sinal')
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)
```

```
# Calcular a média dos valores NUC e UC
```

```
media_margem_nega_uc = np.mean(margem_nega_uc)
media_margem_nega_nuc = np.mean(margem_nega_nuc)
```

```
# Adicionar anotação ao gráfico
```

```
#plt.annotate('NUC mean power: {:.2f} dBm'.format(media_NUC), xy=(5, media_NUC), xytext=(5, media_NUC + 0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
```

```
plt.annotate('Média do limiar em pol -45° da UC: {:.2f} dB'.format(media_margem_nega_uc), xy=(5, media_margem_nega_uc), xytext=(5, media_margem_nega_uc + 40), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média do limiar em pol -45° da NUC: {:.2f} dB'.format(media_margem_nega_nuc), xy=(5, media_margem_nega_nuc), xytext=(5, media_margem_nega_nuc + 40), textcoords='offset points', ha='left', va='top', color='black', size=10)
```

```
# Mostrar todos os pontos do eixo x
```

```
plt.xticks(sites)
```

```
# Adicionar legenda
```

```
plt.legend()
```

```
# Exibir o gráfico
```

```
plt.show()
```

MARGENS DE POLARIZAÇÕES +45°/+45° DA 16QAM-UC E NUC

```
margem_posi_nuc = [-91.22, -92.47, -90.44, -91.12, -91.2, -91.2, -91.24, -90.97, -91.25, -91.14, -91.27, -91.24]
```

```
margem_posi_uc = [-91.13, -90.9, -88.51, -91.04, -90.66, -90.99, -91.06, -91.07, -91.15, -90.99, -90.98, -91.11]
```

```
# Plotar o gráfico
```

```
plt.plot(sites, margem_posi_nuc, label='+45° 16QAM-NUC', marker = '*')
```

```
plt.plot(sites, margem_posi_uc, label='+45° 16QAM-UC', marker = 'o', color='orange')
```

```
# Plotar valores intermediários
```

```
valores_intermediarios = [(margem_posi_uc[i] + margem_posi_nuc[i]) / 2 for i in range(len(margem_posi_uc))]
```

```
plt.plot(sites, valores_intermediarios, label='Margem intermediária', marker='.', linestyle='None', color='black')
```

```
# Configurações dos rótulos dos eixos e título do gráfico
```

```
plt.xlabel('Sites')
```

```
plt.ylabel('Limiar da potência do sinal')
```

```
#plt.title('Valores de Potencias de Sinais')
```

```
plt.grid(True, color='gray', alpha=0.3)
```

```
# Calcular a média dos valores NUC e UC
```

```
media_margem_posi_uc = np.mean(margem_posi_uc)
```

```
media_margem_posi_nuc = np.mean(margem_posi_nuc)
```

```
# Adicionar anotação ao gráfico
#plt.annotate('NUC mean power: {:.2f} dBm'.format(media_NUC), xy=(5, media_NUC), xytext=(5, media_NUC + 0.5), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média do limiar em pol -45° da UC: {:.2f} dB'.format(media_margem_posi_uc), xy=(5, media_margem_posi_uc), xytext=(5, media_margem_posi_uc + 40), textcoords='offset points', ha='left', va='bottom', color='black', size=10)
plt.annotate('Média do limiar em pol -45° da NUC: {:.2f} dB'.format(media_margem_posi_nuc), xy=(5, media_margem_posi_nuc), xytext=(5, media_margem_posi_nuc + 60), textcoords='offset points', ha='left', va='top', color='black', size=10)

# Mostrar todos os pontos do eixo x
plt.xticks(sites)
# Adicionar legenda
plt.legend()
# Exibir o gráfico
plt.show()
```