



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO  
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS  
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E SISTEMAS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RODRIGO FONTAN ARRUDA CEDRIM

**FORMAS DE ONDA NÃO-ORTOGONAIS PARA SISTEMAS 6G USANDO  
RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE**

Recife

2022

RODRIGO FONTAN ARRUDA CEDRIM

**FORMAS DE ONDA NÃO-ORTOGONAIS PARA SISTEMAS 6G USANDO  
RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Comunicações.

Orientador: Prof. Dr. Joaquim Ferreira Martins Filho

Coorientador: Prof. Dr. Leonardo Didier Coelho

Recife

2022

Catálogo na fonte:  
Bibliotecária Sandra Maria Neri Santiago, CRB-4 / 1267

C389f Cedrim, Rodrigo Fontan Arruda.  
Formas de onda não-ortogonais para sistemas 6G usando rádio definido por software / Rodrigo Fontan Arruda Cedrim. – 2022.  
81 f.: il., figs., tabs., abrev. e siglas.

Orientador: Prof. Dr. Joaquim Ferreira Martins Filho.  
Coorientador: Prof. Dr. Leonardo Didier Coelho.  
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG.  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Recife, 2022.  
Inclui referências.

1. Engenharia elétrica. 2. 6G. 3. 5G NR. 4. Rádio sobre fibra. 5. GNURadio. I. Martins Filho, Joaquim Ferreira (Orientador). II. Coelho, Leonardo Didier (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.)

BCTG/2022-363

RODRIGO FONTAN ARRUDA CEDRIM

**FORMAS DE ONDA NÃO-ORTOGONAIS PARA SISTEMAS 6G USANDO  
RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Comunicações.

Aprovada em: 26/08/2022.

**BANCA EXAMINADORA**

---

Prof. Dr. Joaquim Ferreira Martins Filho (Orientador)  
Universidade Federal de Pernambuco

---

Prof. Dr. Leonardo Didier Coelho (Coorientador)  
Universidade Federal de Pernambuco

---

Prof. Dr. Daniel Carvalho da Cunha (Examinador Externo)  
Universidade Federal de Pernambuco

---

Prof. Dr. Jose Sampaio de Lemos Neto (Examinador Externo)  
Universidade Federal de Pernambuco

Dedico este trabalho à Amanda e Isis, que me ensinaram a sentir o maior amor do mundo e me incentivaram incansavelmente durante o desenvolvimento desta dissertação.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais Bartholomeu e Andréia, por nunca deixarem de acreditar que eu conseguiria, isso foi fundamental para me trazer até aqui.

Agradeço a Amanda Tenório por ter sido minha maior incentivadora, sua ajuda e conselhos foram essenciais na jornada.

Agradeço a minha filha Isis Cedrim pela compreensão todas as vezes que não pude brincar, fazer tarefas ou te levar para passear.

Agradeço aos meus irmãos Neto e Maria Eduarda, por serem sempre compreensivos e pacientes.

Agradeço ao meu amigo Matheus Lôbo, que foi parte fundamental dessa jornada, tanto nos momentos difíceis como nos de descontração.

Agradeço ao meu colega de laboratório Hugo pela ajuda com os experimentos e pelas boas horas de conversa.

Agradeço ao colega de Mestrado Rafael Mendes Campelo, pelo desenvolvimento dos códigos 5G LDPC.

Agradeço ao Prof. Dr. Leonardo D. Coelho, meu coorientador, pelos ensinamentos, paciência e longas horas de orientação, sempre compreensivo e disposto a ajudar.

Agradeço ao Prof. Dr. Joaquim F. Martins Filho, pela orientação e apoio prestados durante a elaboração deste trabalho.

Agradeço aos professores do PPGEE pelos conhecimentos transmitidos durante o Mestrado.

Agradeço aos professores membros da banca examinadora, pela presença e contribuição dedicada a esse trabalho.

E agradeço ao Instituto Federal de Alagoas pelo afastamento para realização do Mestrado.

## RESUMO

Esta dissertação trata da avaliação de formas de onda não ortogonais do tipo Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing (*SEFDM*), com as quais é possível aumentar a eficiência espectral de sistemas de comunicação em comparação a sistemas Orthogonal Frequency Division Multiplexing (*OFDM*) por meio da compressão do espaçamento entre subportadoras abaixo do limite da ortogonalidade. A quebra da ortogonalidade causa o aparecimento de Interferência Entre Subportadoras (ICI), que fica mais intensa de acordo com o aumento da compressão do espectro. O desempenho do SEFDM foi comparado com o OFDM, que é a forma de onda utilizada no 5G NR, tanto em simulações como de forma experimental no contexto da Sexta Geração de Comunicações Móveis (6G). Durante as simulações, os sistemas foram analisados quanto à Taxa de Erro de Bit (BER) com e sem a aplicação de códigos corretores de erro do tipo Low Density Parity Check (*LDPC*), quanto a eficiência espectral e a Peak-to-Average power Ratio (*PAPR*). Os experimentos foram realizados considerando dois cenários no contexto de 5G e gerações posteriores, sendo eles o canal sem fio e o canal de Rádio sobre Fibra (RoF). Os transmissores e receptores foram implementados no GNURadio, uma plataforma *open-source* para trabalhar com Rádio Definido por *Software* (SDR) e por meio dele foi possível realizar as transmissões e receber os sinais. Os resultados obtidos mostram que utilizando o SEFDM é possível obter a mesma taxa de transmissão de sistemas OFDM com uma ordem de modulação superior.

Palavras-chaves: 6G; 5G NR; rádio sobre fibra; GNURadio.

## ABSTRACT

This work deals with the evaluation of non-orthogonal waveforms of the type *Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing* (SEFDM), in which it is possible to increase the spectral efficiency compared to *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) systems by compressing the spacing between subcarriers below the orthogonality limit. The break of the orthogonality causes the appearance of Inter-Carrier Interference (ICI), which becomes more intense as the spectrum compression increases. The performance of SEFDM was compared with OFDM, which is the waveform used in 5G NR, both in simulations and experimentally in the context of Sixth Generation of mobile communications 6G. During the simulations, the systems were analyzed for Bit Error Rate (BER) with and without the application of error-correcting codes of the type *Low Density Parity Check* (LDPC), for spectral efficiency and *Peak-to-Average power Ratio* (PAPR). The experiments were carried out considering two scenarios in the context of 5G and beyond, namely the wireless channel and Radio over Fiber RoF. The transmitters and receivers were implemented in GNURadio, an open-source platform to work with Software Defined Radios SDR and through it was possible to carry out the transmissions and receive the signals. The results show that using SEFDM it is possible to obtain the same transmission rate of OFDM systems with a higher modulation order.

Keywords: 6G; 5G NR; radio over fiber; GNURadio.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Indicadores de Desempenho do 5G. . . . .	18
Figura 2 – Espectros de um sistema multiportadora convencional e do OFDM. . . . .	22
Figura 3 – Sistema OFDM. . . . .	23
Figura 4 – Sistema SEFDM. . . . .	27
Figura 5 – Espectros de OFDM e SEFDM. . . . .	27
Figura 6 – Sistema de comunicação com codificação. . . . .	30
Figura 7 – Caracterização da resposta do HPA. . . . .	34
Figura 8 – Potência máxima e média em 3 símbolos OFDM consecutivos. . . . .	35
Figura 9 – Esquema de acesso FiWi simplificado. . . . .	36
Figura 10 – Arquitetura de rádio definido por software. . . . .	37
Figura 11 – Conceito operacional de um modulador externo genérico. . . . .	38
Figura 12 – Conceito operacional de um modulador Mach-Zehnder. . . . .	39
Figura 13 – Estrutura do <i>laser</i> de realimentação distribuída (DFB). . . . .	40
Figura 14 – Estrutura de uma fibra de sílica convencional. . . . .	41
Figura 15 – Representação de um fotodiodo <i>pin</i> com polarização reversa. . . . .	42
Figura 16 – Fluxograma do cálculo da taxa de erro. . . . .	45
Figura 17 – Conexões nos SDRs utilizados. . . . .	50
Figura 18 – Antena Log-Periódico. . . . .	50
Figura 19 – Analisador de Espectro Tektronix RSA306B. . . . .	51
Figura 20 – Potência de saída dos SDR medida com o analisador de espectro. . . . .	52
Figura 21 – Fonte óptica utilizada no experimento. . . . .	52
Figura 22 – Modulador e Fotodiodo. . . . .	53
Figura 23 – Vista geral do setup RoF. . . . .	53
Figura 24 – Transmissor OFDM no GNURadio. . . . .	54
Figura 25 – Receptor OFDM no GNURadio. . . . .	55
Figura 26 – Transmissor Simplificado no GNURadio. . . . .	57
Figura 27 – Receptor Simplificado no GNURadio. . . . .	58
Figura 28 – Sistema Canal Sem Fio. . . . .	58
Figura 29 – Sistema Rádio Sobre Fibra. . . . .	59

Figura 30 – Curvas de probabilidade de erro de bit versus relação sinal-ruído ( $E_b/N_0$ ) para sistemas SEFDM com modulação 4-QAM. Para todos os casos, foi assumido o canal com ruído aditivo Gaussiano branco. . . . .	61
Figura 31 – Curvas de probabilidade de erro de bit versus relação sinal-ruído ( $E_b/N_0$ ) para sistemas SEFDM com modulação 4-QAM e maximizando o número de subportadoras. Para todos os casos, foi assumido o canal com ruído aditivo Gaussiano branco. . . . .	63
Figura 32 – Curvas de probabilidade de erro de bit versus relação sinal-ruído ( $E_b/N_0$ ) para sistemas SEFDM com códigos LDPC (1088, 352). Para todos os casos, foi assumido o canal com ruído aditivo Gaussiano branco. . . . .	64
Figura 33 – Curvas de probabilidade de erro de bit versus relação sinal-ruído ( $E_b/N_0$ ) para sistemas SEFDM codificados (1088, 352) e não-codificados, com 12 subportadoras. Para todos os casos, foi assumido o canal com ruído aditivo Gaussiano branco. . . . .	65
Figura 34 – Curva da probabilidade de erro dos sistemas analisados nas Tabelas 6 e 7 .	67
Figura 35 – CCDF da PAPR dos sistemas SEFDM e OFDM com 12 subportadoras. . .	68
Figura 36 – CCDF da PAPR do sistema SEFDM 0,8 coletada no analisador de espectro.	69
Figura 37 – Diagrama esquemático do GNURadio para medição da potência de saída. .	70
Figura 38 – Tensão pico-a-pico da senoide gerada pelo N210 em função do ganho no GNURadio. . . . .	70
Figura 39 – Tensão pico-a-pico da senoide gerada pelo X310 em função do ganho no GNURadio. . . . .	71
Figura 40 – Tensão pico-a-pico da senoide gerada na saída do fotodiodo em função do ganho no GNURadio. . . . .	71
Figura 41 – Sinais transmitidos visualizados no analisador de espectro - Canal sem fio. .	72
Figura 42 – Experimento Canal sem fio. . . . .	73
Figura 43 – Sinais recebidos - Canal sem fio. . . . .	73
Figura 44 – Sinais no analisador de espectro - RoF . . . . .	74
Figura 45 – Sinais no GNURadio - RoF . . . . .	75

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Configurações para diferentes numerologias. . . . .	25
Tabela 2 – Cenários analisados. . . . .	46
Tabela 3 – Parâmetros utilizados nos códigos 5G LDPC. . . . .	47
Tabela 4 – Parâmetros dos sistemas OFDM e SEFDM com $\alpha = 0,7$ . . . . .	47
Tabela 5 – Parâmetros dos sistemas OFDM e SEFDM com $\alpha = 0,8$ . . . . .	47
Tabela 6 – Parâmetros dos sistemas OFDM e SEFDM com $\alpha = 0,7$ . . . . .	66
Tabela 7 – Parâmetros dos sistemas OFDM e SEFDM com $\alpha = 0,8$ . . . . .	66

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

1G	Primeira Geração de Comunicações Móveis
2G	Segunda Geração de Comunicações Móveis
3G	Terceira Geração de Comunicações Móveis
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
4G	Quarta Geração de Comunicações Móveis
5G	Quinta Geração de Comunicações Móveis
6G	Sexta Geração de Comunicações Móveis
ADC	Conversor Analógico Digital
APD	Fotodiodo de Avalanche
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
AWGN	Ruído Aditivo Gaussiano Branco
BER	Taxa de Erro de Bit
CCDF	Função de Distribuição Cumulativa Complementar
CP	Prefixo Cíclico
DAC	Conversor Digital Analógico
DFB	Laser de Realimentação Distribuída
DFT	Transformada Discreta de Fourier
DVB-S2	Segunda Geração de Transmissão de Vídeo Digital via Satélite
EAM	Modulador por Absorção Elétrica
ECDF	Função de Distribuição Cumulativa Empírica
eMBB	<i>Enhanced Mobile Broadband</i>
EO	Modulador de Fase Eletro-Ótico
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FiWi	<i>Fiber-Wireless</i>
FPGA	<i>Field Programmable Array of Gates</i>

FTN	<i>Faster Than Nyquist</i>
GI	Intervalo de Guarda
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
HPA	Amplificador de Alta Potência
ICI	Interferência Entre Subportadoras
IDFT	Transformada Inversa Discreta de Fourier
IEEE	Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos
IFFT	Transformada Rápida Inversa de Fourier
Laser	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LDPC	<i>Low Density Parity Check</i>
LED	Diodo Emissor de Luz
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MMF	Fibra Multimodo
mMTC	<i>Massive Machine-Type Communication</i>
MZM	Modulador Mach-Zehnder
NR	<i>New Radio</i>
NTC	<i>Non-Terrestrial Communications</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OOB	<i>Out-of-band</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average power Ratio</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RF	Radiofrequência
RoF	Rádio sobre Fibra
SDR	Rádio Definido por <i>Software</i>

SEFDM	<i>Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing</i>
SISO	<i>Soft-In Soft-Out</i>
SMF	Fibra Monomodo
SMS	<i>Short Message System</i>
SNR	Relação Sinal-Ruído
UFPE	Universidade Federal de Pernambuco
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
URLLC	<i>Ultra-Reliable and Low-Latency Communication</i>
USRP	<i>Universal Software Radio Peripheral</i>
VANT	Veículo Aéreo Não Tripulado
VOA	Atenuador Óptico Variável
ZP	Preenchimento com Zeros

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>16</b>
1.1	OBJETIVOS	19
1.2	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	20
<b>2</b>	<b>REFERENCIAL TEÓRICO</b>	<b>21</b>
2.1	MODULAÇÕES MULTIPORTADORA	21
<b>2.1.1</b>	<b>OFDM</b>	<b>21</b>
2.1.1.1	<i>Princípio de Funcionamento</i>	22
2.1.1.2	<i>Eficiência Espectral</i>	23
2.1.1.3	<i>OFDM em 5G</i>	24
<b>2.1.2</b>	<b>Formas de onda não ortogonais</b>	<b>25</b>
<b>2.1.3</b>	<b>SEFDM</b>	<b>26</b>
2.1.3.1	<i>Princípio de Funcionamento</i>	26
2.1.3.2	<i>Eficiência Espectral</i>	29
2.2	CÓDIGOS CORRETORES DE ERROS	29
<b>2.2.1</b>	<b>LDPC</b>	<b>30</b>
2.2.1.1	<i>Princípio de Funcionamento</i>	31
2.2.1.2	<i>5G LDPC</i>	32
2.3	<i>PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO (PAPR)</i>	33
<b>2.3.1</b>	<b>PAPR em Sistemas Multiportadora</b>	<b>34</b>
2.4	RÁDIO SOBRE FIBRA	35
<b>2.4.1</b>	<b>Rádio Definido por Software</b>	<b>36</b>
<b>2.4.2</b>	<b>Modulação de Diodos <i>Laser</i></b>	<b>37</b>
2.4.2.1	<i>Moduladores Externos</i>	38
<b>2.4.3</b>	<b>Fontes Ópticas</b>	<b>39</b>
<b>2.4.4</b>	<b>Fibra Óptica</b>	<b>40</b>
<b>2.4.5</b>	<b>Receptores Ópticos</b>	<b>42</b>
<b>2.4.6</b>	<b>Modelo de Propagação no Espaço Livre</b>	<b>43</b>
<b>3</b>	<b>METODOLOGIA</b>	<b>44</b>
3.1	SIMULAÇÃO DE DESEMPENHO DOS SISTEMAS	44
<b>3.1.1</b>	<b>Taxa de erro de <i>bit</i> (BER)</b>	<b>45</b>

3.1.2	<b>Eficiência Espectral</b> . . . . .	46
3.1.3	<b>PAPR</b> . . . . .	48
3.2	TRANSMISSÃO EXPERIMENTAL . . . . .	48
3.2.1	<b>GNURadio 3.8</b> . . . . .	48
3.2.2	<b>Rádio Definido por Software</b> . . . . .	49
3.2.3	<b>Antenas</b> . . . . .	50
3.2.4	<b>Analizador de Espectro</b> . . . . .	51
3.2.5	<b>Setup Rádio Sobre Fibra</b> . . . . .	51
3.2.6	<b>Transmissão com Sincronismo no GNURadio</b> . . . . .	53
3.2.7	<b>Transmissão no GNURadio</b> . . . . .	57
3.2.7.1	<i>Canal Sem Fio</i> . . . . .	58
3.2.7.2	<i>Rádio Sobre Fibra</i> . . . . .	59
4	<b>RESULTADOS</b> . . . . .	61
4.1	TAXA DE ERRO . . . . .	61
4.1.1	<b>LDPC</b> . . . . .	62
4.2	EFICIÊNCIA ESPECTRAL . . . . .	65
4.3	PAPR . . . . .	67
4.4	ANÁLISE DA TRANSMISSÃO . . . . .	69
4.4.1	<b>Canal Sem Fio</b> . . . . .	71
4.4.2	<b>Rádio sobre Fibra</b> . . . . .	73
5	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	76
5.1	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	77
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	78

## 1 INTRODUÇÃO

No fim do século XIX o italiano *Guglielmo Marconi* demonstrou a capacidade do rádio de fornecer comunicação contínua e sem fios com navios que navegavam pelo Canal da Mancha na Inglaterra. As descobertas que ocorreram na eletrônica no século seguinte permitiram um forte avanço nas comunicações móveis, que já foram utilizadas em escala durante a segunda guerra mundial. Mas a capacidade de fornecer comunicações móveis a uma cidade inteira só foi possível após o desenvolvimento do conceito celular pelo *Bell Labs* nas décadas de 1960 e 1970(RAPPAPORT, 2009).

Foi a partir deste conceito celular, em que a cidade era dividida em células atendidas por estações rádio-base, que no início dos anos 80 foi lançada a primeira geração de comunicações móveis, que posteriormente seria chamada de 1G. Ela foi implantado em várias cidades no mundo, mas com quantidade limitada de usuários devido ao alto custo dos dispositivos móveis e da assinatura(HENRIQUE; PRASAD, 2021). Esse sistema utilizava sinais analógicos para transmissão de voz e já permitia a reutilização de frequências em células que não fossem vizinhas. O sistema sofria com baixa qualidade de voz nas ligações, pois não conseguia reduzir os ruídos de fundo(NITESH; KAKKAR, 2016).

O surgimento das redes de segunda geração (2G) ocorreu no começo dos anos 90 e teve como ponto importante o início das padronizações dos sistemas de comunicação móvel, processo esse que permitiu a redução do custo de implantação e conseqüente aumento no número de usuários(HENRIQUE; PRASAD, 2021). Esta foi a primeira geração que utilizou sinais digitais para voz, melhorando a qualidade da ligação. A utilização destes sinais também permitiu ampliar o leque de serviços oferecidos, que agora contava também com mensagens curtas (SMS) e pacotes de dados (GPRS), que permitia até acesso a internet numa velocidade de até 64Kbps(RAPPAPORT, 2009).

A terceira geração (3G) surgiu na virada do milênio e a partir dela houve um grande desenvolvimento de serviços que utilizavam comunicações sem fio. Seu objetivo principal era criar um mercado massivo de comunicações móveis com alta qualidade para serviços de multimídia, combinando vídeo, texto, imagens e áudio(HENRIQUE; PRASAD, 2021). Também conhecido como Sistema Universal de Telecomunicações Móveis (UMTS), esta geração tornou possível realizar vídeo-chamadas, utilizar o sistema de posicionamento global (GPS) e ampliou significativamente a oferta de *roaming* internacional. O número de usuários também aumentou

drasticamente em relação à geração passada, graças a redução do custo dos dispositivos móveis e da maior capacidade de conexões simultâneas(NITESH; KAKKAR, 2016).

Seguindo a onda de crescimento no número de usuários vista durante a terceira geração, em 2010 foi lançada a quarta geração, chamada de *Long Term Evolution* (4G-LTE), trazendo banda larga móvel com altas taxas e latência reduzida, viabilizando uma variação ainda maior nos serviços de telefonia móvel(NITESH; KAKKAR, 2016). O mercado de multimídia seguia em forte crescimento, aproveitando-se não somente das melhorias trazidas pelo 4G, mas também do aumento significativo no poder de processamentos dos dispositivos móveis. Em 2019 o consumo de internet móvel seguia em constante crescimento, com o 4G sendo responsável por 52% de todas as conexões móveis banda larga e atingindo a marca de 3,8 bilhões de usuários(HENRIQUE; PRASAD, 2021).

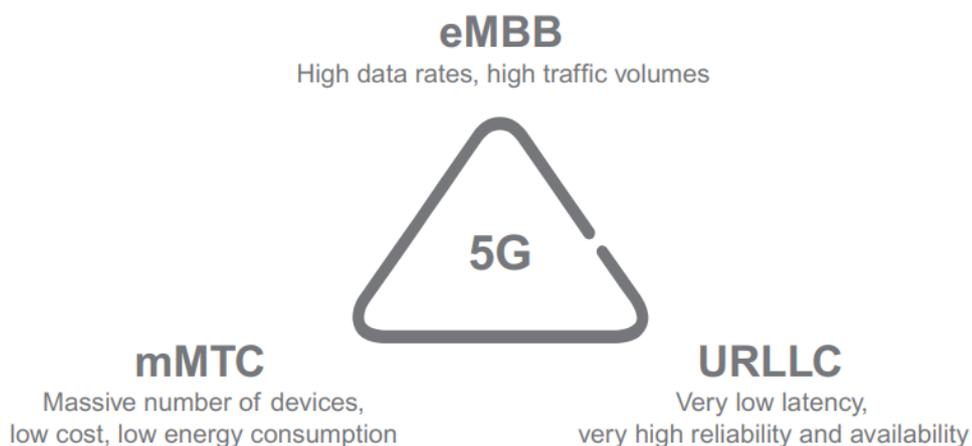
Para atender esta enorme demanda, o 3rd Generation Partnership Project (*3GPP*) estabeleceu requisitos e especificações mais robustas para quarta geração. Ela utiliza multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM), que é robusto em canais seletivos na frequência e flexível no ajuste da largura de banda, bastando alterar o número de subportadoras utilizadas na transmissão(HENRIQUE; PRASAD, 2021). Estas características somadas ao fato de OFDM oferecer ótimo desempenho em sinais banda larga (altas taxas) e ter suporte para transmissões com múltiplas-entradas e múltiplas-saídas (MIMO), fez com que esta forma de onda fosse uma ótima escolha para atingir os requisitos-chave do 4G-LTE (DAHLMAN; PARKVALL; SKÖLD, 2016).

O lançamento da quinta geração dos sistemas de telecomunicação veio para quebrar paradigmas, buscando não somente melhorar todas as métricas existentes no 4G, como também expandir a oferta de serviços para clientes com necessidades distintas, que vão poder utilizar fatias da rede otimizadas para suas aplicações(DAHLMAN; PARKVALL; SKÖLD, 2021).

Esta otimização é baseada nos três indicadores de desempenho (Figura 1) que visam atender os casos de uso do 5G, sendo eles o Enhanced Mobile Broadband (*eMBB*), Massive Machine-Type Communication (*mMTC*) e Ultra-Reliable and Low-Latency Communication (*URLLC*). O eMBB corresponde a uma evolução dos serviços de banda larga móvel utilizados atualmente, disponibilizando altas taxas de dados (1Gbps) para muitos usuários simultaneamente. O mMTC corresponde a serviços que precisam de uma conexão massiva de dispositivos, como redes de sensores, atuadores e equipamentos de monitoramento, mas que não precisam de altas taxas e tampouco um tempo de resposta rápido. É preciso que estes dispositivos tenham custo e consumo energético muito baixos, permitindo o funcionamento deles por vários anos

sem troca de bateria. No URLLC, as aplicações precisam de latências muito baixas ( $<1\text{ms}$ ) e altíssima confiabilidade ( $>99,999\%$ ), como automação industrial, veículos autônomos e saúde, para realização de exames e cirurgias remotas (HENRIQUE; PRASAD, 2021).

Figura 1 – Indicadores de Desempenho do 5G.



Fonte: Extraído de Dahlman, Parkvall e Sköld (2021).

Com os requisitos definidos, a quinta geração apresentou o New Radio (*NR*), uma nova tecnologia de acesso ao rádio que trouxe recursos inovadores, como o MIMO massivo e *beam-forming*. Esta tecnologia foi construída baseada numa numerologia em que o sistema fornece apenas os recursos ótimos necessários para cada um dos casos de uso, variando a largura de banda, espaçamento entre subportadoras, Prefixo Cíclico (CP), entre outros (DAHLMAN; PARKVALL; SKÖLD, 2021).

Foi justamente esta numerologia tão flexível que possibilitou que o 5G NR continuasse utilizando o OFDM como modulação. A simplicidade na formação do sinal, o controle espectral e o cancelamento do ruído devido a ortogonalidade são características que favorecem o OFDM, porém o aumento na utilização do espectro coloca em evidência a limitação da eficiência espectral desta modulação. Durante o desenvolvimento do padrão 5G NR, diversas formas de onda foram consideradas (BANELLI et al., 2014) (VIHRIALA et al., 2015), porém nenhuma delas se mostrou madura o suficiente para cumprir os requisitos da quinta geração.

A sexta geração dos sistemas de telecomunicação tem previsão de lançamento para 2030 e as pesquisas iniciaram em meados de 2018. Os indicadores de desempenho previstos para o 6G são uma evolução dos propostos no 5G e buscam com isso viabilizar tecnologias como telepresença holográfica, comunicações não-terrestres (NTC), veículos aéreos não tripulados (VANT) conectados na rede móvel, gerenciamento de desastres e prover uma cobertura massiva em nível mundial. (WU et al., 2021).

A quantidade de pesquisas sobre 6G vem aumentando significativamente desde 2018 e buscam responder perguntas sobre a infra-estrutura necessária (BRITO; MENDES; GONTIJO, 2020) (LOPEZ-LOPEZ et al., 2020), utilização de espectro (RAPPAPORT et al., 2019), coexistência de tecnologias (LIU; XU; DARWAZEH, 2020), superfícies inteligentes (MUKHERJEE et al., 2021) (GENG et al., 2021), formas de onda (CONCEIÇÃO et al., 2021), entre outros.

É esperado que na sexta geração não se utilize mais OFDM, pois apesar de ser uma excelente tecnologia, existem limitações que dificultam sua utilização em sistemas cada vez mais densos, como a alta relação entre potência de pico e potência média (PAPR), a alta radiação fora da banda (OOB) e a limitada eficiência espectral (CONCEIÇÃO et al., 2021).

Dentre as formas de onda propostas, existe o Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing (*SEFDM*), que abre mão da ortogonalidade do OFDM para melhorar o aproveitamento espectral e reduzir a PAPR, ao custo de interferência entre portadoras (ICI). Nesta dissertação são feitas comparações entre o OFDM e o SEFDM, para avaliar a viabilidade de utilização do SEFDM em sistemas 6G.

## 1.1 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo analisar a viabilidade das formas de onda não ortogonais para sistemas 6G realizando comparações com a forma de onda ortogonal utilizada no padrão 5G NR, e realizar uma transmissão experimental utilizando Rádio Definido por *Software* (SDR). Os objetivos específicos do trabalho são:

- Simular o desempenho dos sistemas OFDM e SEFDM levando em consideração a taxa de erro em diferentes cenários;
- Avaliar a eficiência espectral dos sistemas analisados;
- Comparar potência de pico e potência média (PAPR);
- Realizar uma transmissão dos sinais utilizando Rádio Definido por *Software*.

## 1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

- Capítulo 2: Introduz brevemente a evolução das modulações multiportadora, apresentando as principais características. Em seguida, é apresentada uma fundamentação teórica sobre as formas de onda OFDM e SEFDM, dos códigos corretores de erros e dos conteúdos utilizados na transmissão experimental. O objetivo deste capítulo é fundamentar os conceitos que são utilizados e desenvolvidos nesta dissertação;
- Capítulo 3: Apresenta a metodologia aplicada na simulação e avaliação dos sistemas. Mostra também os critérios e parâmetros que são utilizados para obtenção dos resultados, bem como os componentes usados na transmissão experimental, com suas especificações;
- Capítulo 4: Apresenta os resultados das simulações para as formas de onda OFDM e SEFDM com parâmetros variados. Inicialmente são mostradas as curvas das taxas de erro de *bit* (BER) pela relação sinal-ruído (SNR) para os dois sistemas. Em seguida, é feita uma discussão acerca da eficiência espectral e da PAPR dos sistemas. Por fim, são apresentados os resultados obtidos na transmissão experimental;
- Capítulo 5: Apresenta as conclusões acerca dos objetivos e finaliza propondo alguns temas de trabalhos futuros que complementam os tópicos abordados nesta Dissertação.

## 2 REFERENCIAL TEÓRICO

Este capítulo tem o objetivo de apresentar as informações relevantes para a compreensão desta dissertação. Serão apresentados conceitos e características de modulação multiportadora, com ênfase em OFDM e SEFDM. Além da apresentação de conceitos importantes sobre códigos corretores de erro do tipo Low Density Parity Check (*LDPC*), Peak-to-Average power Ratio (*PAPR*) e sistemas Rádio sobre Fibra (RoF).

### 2.1 MODULAÇÕES MULTIPORTADORA

O conceito de transmissão multiportadora surgiu na década de 60 e foi construído a partir da necessidade de maximizar a taxa de dados e minimizar as interferências entre canais e entre símbolos (CHANG, 1966). Nas transmissões monoportadora eram utilizados canais largos visando aumentar a taxa de dados, o que acaba por reduzir a duração do símbolo, tornando a transmissão mais suscetível ao desvanecimento dispersivo dos canais sem fio, que por consequência causará interferência entre símbolos mais agressiva (HWANG et al., 2008).

Para reduzir os efeitos da interferência entre símbolos, é preciso que a duração do símbolo seja muito maior que o atraso de propagação do canal sem fio. Utilizar canais estreitos aumenta a duração do símbolo, mas limita a taxa de transmissão. A solução encontrada para esse problema foi a modulação multiportadora, em que se divide a informação em várias subportadoras de banda estreita que transmitem de forma paralela numa taxa menor, mas que quando combinadas atingem taxas elevadas e são mais resistentes ao desvanecimento dispersivo, sofrendo menos de interferência entre símbolos (PRASAD, 2004).

OFDM é uma das técnicas de modulação multiportadora mais utilizadas atualmente, o próximo tópico aborda os conceitos que envolvem esta técnica e a razão dela ser largamente aplicada nos sistemas de comunicações móveis modernos.

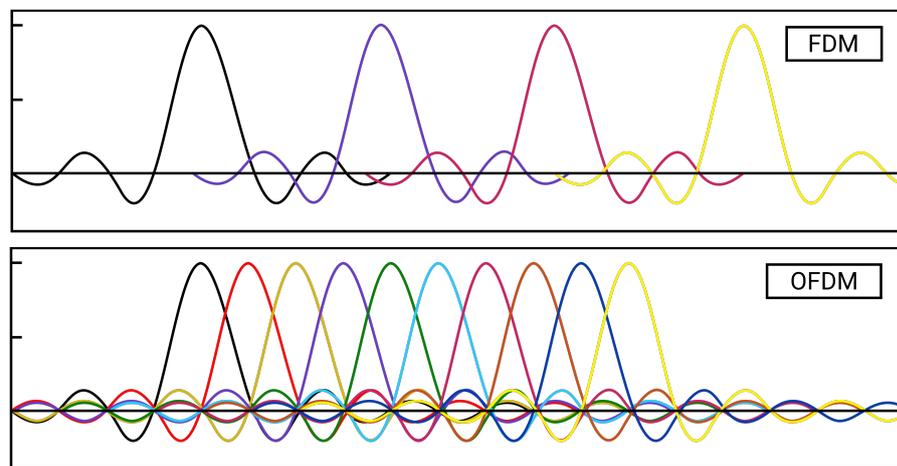
#### 2.1.1 OFDM

É uma técnica de modulação multiportadora que se destacou devido sua capacidade de sobrepor parcialmente as subportadoras, melhorando o aproveitamento espectral. Isso é possível pois no OFDM as subportadoras são centralizadas em frequências ortogonais entre si, sendo

capaz de alocar mais símbolos num canal de banda limitada enquanto a interferência causada por essa sobreposição é evitada devido a ortogonalidade (PRASAD, 2004).

Essa sobreposição das subportadoras gera uma clara vantagem do OFDM em relação à modulação multiportadora convencional, pois nela é necessário um espaçamento maior entre as subportadoras (Figura 2), para reduzir a interferência entre elas. Dessa forma, OFDM consegue alcançar taxas maiores alocando mais símbolos num canal banda limitada, ao mesmo tempo que ao aumentar o número de subportadoras, o símbolo OFDM tem duração muito maior que o tempo de dispersão do canal, reduzindo a interferência entre símbolos causada pela seletividade em frequência (LI; STUBER, 2006)

Figura 2 – Espectros de um sistema multiportadora convencional e do OFDM.



Fonte: O Autor (2022).

### 2.1.1.1 Princípio de Funcionamento

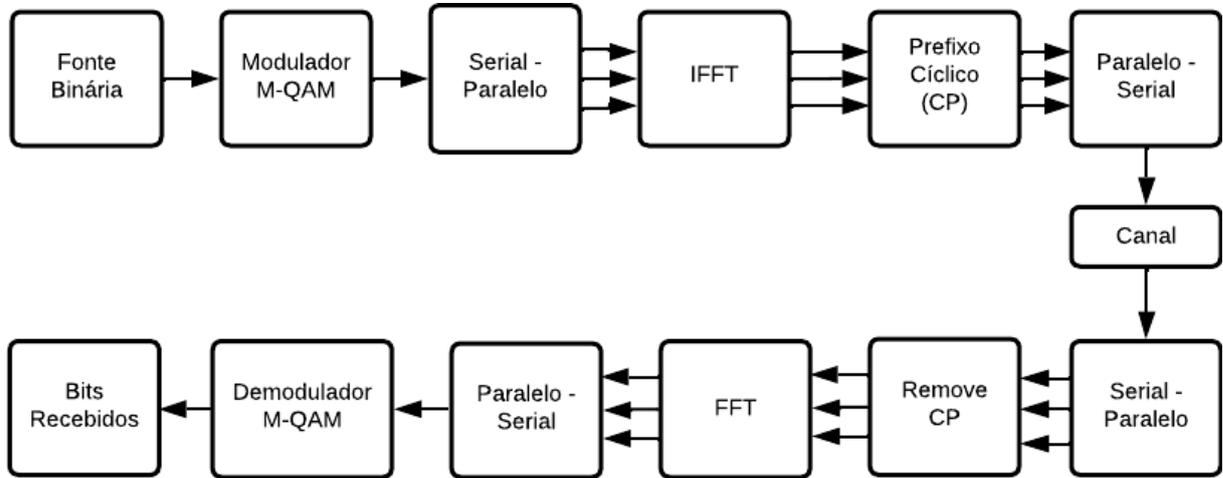
A partir de uma mensagem representada por uma sequência de *bits*  $\mathbf{b}$ , são gerados símbolos complexos conforme tipo e ordem de modulação  $\mathbf{M}$ , selecionando blocos de  $\log_2 M$  *bits* para cada símbolo. Após este mapeamento, os símbolos complexos são convertidos em  $\mathbf{K}$  blocos de comprimento  $\mathbf{N}$ , sendo este último o tamanho do símbolo OFDM desejado.

A conversão do sinal serial em blocos paralelos acontece imediatamente antes do modulador OFDM, que pode ser implementado como uma transformada inversa discreta de Fourier (IDFT) de  $\mathbf{N}$  pontos, dando origem ao sinal  $x_k(t)$ , que é um símbolo OFDM.

No receptor, o sinal recebido  $y_k(t)$  passa pelo demodulador OFDM, que realiza uma transformada discreta de Fourier (DFT), recuperando os símbolos complexos, que são demapeados

e transformados em *bits*  $\hat{\mathbf{b}}$ , recuperando a mensagem transmitida. A Figura 3 mostra um sistema OFDM.

Figura 3 – Sistema OFDM.



Fonte: O Autor (2022).

A forma discreta do sinal OFDM é dada pela Equação 2.1:

$$X[k] = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{\left( \frac{j2\pi nk}{Q} \right)}, \quad (2.1)$$

em que  $X[k]$  é a  $k$ -ésima amostra temporal do sinal, com  $k = [0, 1, \dots, Q-1]$ ,  $s_n$  é um símbolo complexo modulado na  $n$ -ésima subportadora e  $\frac{1}{\sqrt{Q}}$  é o fator de normalização.

A Equação 2.1 é a IDFT dos símbolos complexos  $s_n$ . No processo de recepção, uma DFT é o suficiente para transformar o sinal recebido em estimativas de símbolos complexos. Os algoritmos da transformada rápida inversa de Fourier (IFFT) e da transformada rápida de Fourier (FFT) são utilizados nas implementações em *hardware* devido a sua boa velocidade de execução, substituindo o par IDFT/DFT sem prejuízos.

### 2.1.1.2 Eficiência Espectral

A eficiência espectral é medida em bits/s/Hz e está relacionada a taxa de transmissão ( $R_b$ ) sobre um canal com largura de banda ( $B$ ), para um determinado sistema de comunicação. Pegando o caso mais simples, é possível calcular a eficiência espectral de um sistema monoportadora da seguinte maneira:

$$\eta = \frac{\log_2 M / T_s}{B} = \log_2 M, \quad (2.2)$$

em que  $M$  é a ordem de modulação,  $T_s$  é a duração do símbolo e  $B$  é a largura de banda, que nesse caso é o inverso da duração do símbolo. Para calcular a eficiência espectral de um sistema OFDM, é utilizada a Eq. 2.2 com os devidos ajustes (GHANNAM, 2019).

Para encontrar a taxa de transmissão é necessário calcular a duração de um símbolo, fazendo  $T = N \times T_s$ , onde  $T$  é o tempo de transmissão de um símbolo OFDM. Sabendo o tempo de transmissão, basta fazer:

$$R_b = \frac{\log_2 M \times N}{N \times T_s} = \frac{\log_2 M}{T_s}, \quad (2.3)$$

e então calcular a largura de banda:

$$B = f_{N-1} - f_0 + 2\delta \quad (2.4)$$

em que  $f_{N-1} - f_0 = (N-1)\Delta f = N-1/NT_s$  e  $\delta$  é a largura de banda unilateral das bordas do espectro, que equivalem a metade da largura de banda da subportadora (GHANNAM, 2019), ou seja,  $1/2NT_s$ . Com isso, ao dividir a taxa  $R_b$  pela largura de banda  $B$ , tem-se:

$$\eta = \frac{\log_2 M / T_s}{\frac{N-1}{NT_s} + \frac{2}{2NT_s}} = \log_2 M. \quad (2.5)$$

Com esse resultado, é possível ver que a eficiência espectral do OFDM é igual a de um sistema monoportadora. Para as transmissões em ambientes agressivos como os canais sem fio, OFDM leva vantagem devido a duração maior dos seus símbolos, conforme explicado anteriormente. Existem técnicas que visam melhorar aspectos diversos do sinal que impactam diretamente no cálculo da eficiência espectral, como o Prefixo Cíclico (CP), Intervalo de Guarda (GI), Preenchimento com Zeros (ZP), entre outros. Porém eles não são considerados pois impactam de forma semelhante qualquer tipo de sinal que os utilizados.

### 2.1.1.3 OFDM em 5G

O *release* 15 do 3GPP definiu que a forma de onda utilizada no 5G para *downlink* e *uplink* é o CP-OFDM, que adiciona o prefixo cíclico ao OFDM com objetivo de auxiliar na recuperação do sinal transmitido. Esta definição veio junto da especificação da numerologia, que permite diferentes configurações para atender demandas diversas, variando o espaçamento das subportadoras, comprimento do prefixo cíclico, largura do canal, entre outros (DAHLMAN; PARKVALL; SKÖLD, 2021).

A Tabela 1 apresenta os principais parâmetros que são reconfiguráveis na numerologia utilizada no CP-OFDM para o sistema 5G. Esta flexibilidade possibilitou a continuação da utilização do OFDM no 5G, o que facilita a coexistência desta tecnologia com o 4G, que também utiliza OFDM.

Tabela 1 – Configurações para diferentes numerologias.

Resumo Numerologia 5G					
Espaçamento de Subportadoras (KHz)	15	30	60	120	240
Duração do Símbolo ( $\mu$ )	66,7	33,3	16,7	8,33	4,17
Duração do prefixo cíclico (CP)	4,7	2,3	1,2 (Normal), 4,13 (Extendido)	0,59	0,29

Fonte: Extraído de Dahlman, Parkvall e Sköld (2021).

### 2.1.2 Formas de onda não ortogonais

No final da década de 90 surgiram estudos que tinham como proposta a quebra da ortogonalidade em sistemas multiportadora, com o objetivo de aumentar a taxa e a eficiência espectral. Tais estudos baseavam-se no limite de Mazo, que publicou um artigo em 1975 (MAZO, 1975) mostrando ser possível acelerar um pulso *sinc* de modo a aumentar a eficiência espectral em até 25% sem prejuízo na taxa de erro.

Dessa descoberta de Mazo, surgiu a técnica Faster Than Nyquist (FTN), que se baseia na aceleração dos pulsos buscando uma taxa de transmissão acima da taxa de Nyquist. Esta técnica sofre com ICI pois os pulsos acelerados não são mais decorrelacionados (ANDERSON; RUSEK; ÖWALL, 2013). Variantes da FTN surgiram ao longo dos anos, como a *frequency-FTN* que surgiu em 2005 e se baseava na quebra da ortogonalidade no domínio da frequência, situação em que a ICI também é criada (RUSEK; ANDERSON, 2005) e a *Multistream FTN*, que quebra a ortogonalidade na frequência e no tempo, o que torna o processo de detecção ainda mais complexo (RUSEK; ANDERSON, 2009).

Em 2002 foi proposto o *Fast-OFDM*, cuja proposta era dobrar a eficiência espectral ao reduzir em 50% a distância entre as subportadoras. Porém esta técnica só era aplicável em modulações unidimensionais, como BPSK ou M-ASK, por conta da elevada ICI criada no domínio complexo (RODRIGUES; DARWAZEH, 2002).

E baseado no *Fast-OFDM*, surgiu em 2003 o SEFDM, que utiliza um fator de compressão buscando o compromisso entre melhora na eficiência espectral e controle da ICI. Tal técnica

é semelhante ao *Frequency-FTN*, porém surgiu dois anos antes e desde 2003 diversos estudos exploraram as capacidades e limitações desta técnica, tendo bastante evolução desde então (DARWAZEH; GHANNAM; XU, 2018). O SEFDM é a forma de onda escolhida para exploração nesta dissertação, onde ela será comparada em diversos aspectos com o OFDM, que é a forma de onda utilizada atualmente no 5G.

### 2.1.3 SEFDM

SEFDM é uma técnica de modulação multiportadora não-ortogonal capaz de reduzir a largura de banda necessária para transmissão ao reduzir o espaçamento entre as subportadoras. Com essa técnica é possível atingir um aproveitamento espectral melhor que OFDM, no entanto, essa redução de largura de banda aumenta a complexidade do transmissor e do receptor, além de gerar ICI (LIU; XU; DARWAZEH, 2020).

#### 2.1.3.1 Princípio de Funcionamento

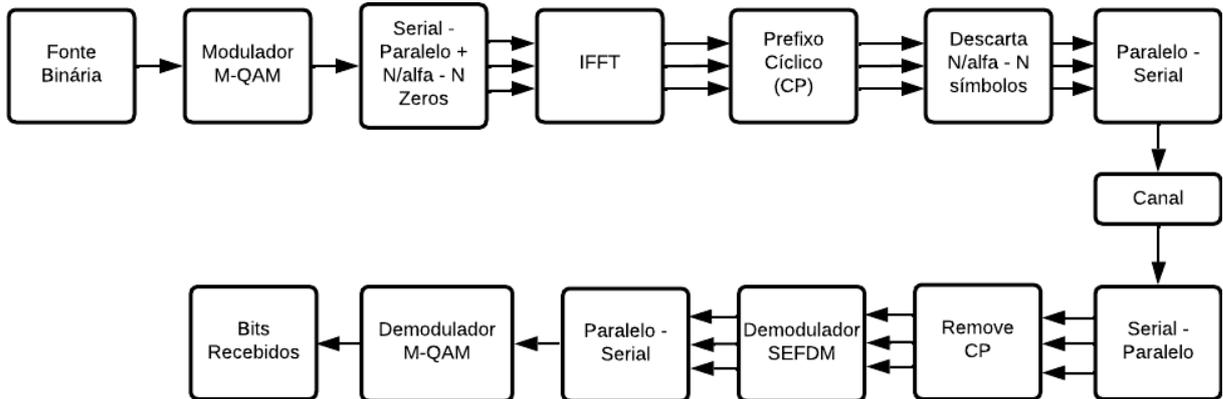
De forma análoga ao OFDM, um símbolo SEFDM consiste em um bloco de  $N$  símbolos complexos, cada um alocado em uma subportadora. A diferença é que no SEFDM, as subportadoras não são ortogonais entre si, elas estão posicionadas sobrepostas e ainda mais próximas que no OFDM (LUO; ZHANG, 2016).

Ao observar as Figuras 3 e 4 é visível que o sistema SEFDM é semelhante ao OFDM, com as diferenças ocorrendo apenas nos respectivos moduladores e demoduladores. A Figura 4 representa um sistema SEFDM, em que uma sequência de *bits* (Fonte Binária) é mapeada numa constelação M-QAM, em blocos de  $\log_2 M$  *bits*. Esses blocos passam por um conversor Serial-Paralelo e são encaminhados ao Modulador SEFDM, que aloca os símbolos nas subportadoras. A partir desse ponto os dois sistemas diferem, pois no OFDM estas subportadoras são ortogonais e no SEFDM o espaçamento entre as subportadoras é menor, tornando-o não-ortogonal.

Na recepção o sinal passa pelo demodulador, que é o ponto crítico do sistema SEFDM, pois para conseguir bom desempenho é necessário utilizar técnicas que o tornam mais complexo. Na saída do demodulador SEFDM os símbolos complexos são enviados para um demodulador QAM e os *bits* transmitidos são recuperados.

Este sistema utiliza um fator de compressão de espectro chamado de  $\alpha$  para determinar

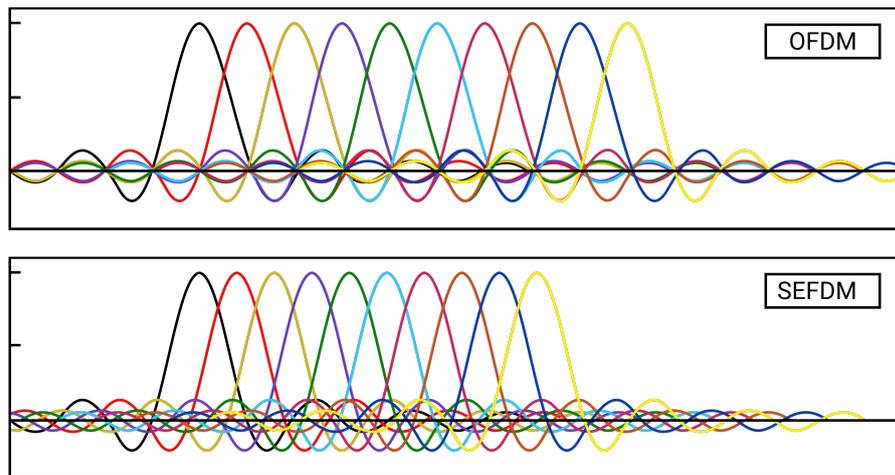
Figura 4 – Sistema SEFDM.



Fonte: O Autor (2022).

quão próximas estão as subportadoras. Quanto mais próximas, maior a ICI. Em SEFDM, tem-se sempre  $0 < \alpha < 1$  e em OFDM  $\alpha = 1$ , podendo ainda fazer  $(1 - \alpha) \times 100\%$  para calcular a economia de largura de banda ou aumento de taxa em relação a um sinal OFDM (DARWAZEH; GHANNAM; XU, 2018). Na Figura 5 é possível visualizar a diferença na alocação de subportadoras dos sistemas.

Figura 5 – Espectros de OFDM e SEFDM.



Fonte: O Autor (2022).

A forma discreta do sinal SEFDM é dada pela Equação 2.6:

$$X[k] = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{n=0}^{N-1} s_n \exp\left(\frac{j2\pi nk\alpha}{Q}\right), \quad (2.6)$$

em que  $X[k]$  é a  $k$ -ésima amostra temporal do sinal, com  $k = [0, 1, \dots, Q-1]$ ,  $s_n$  é um símbolo complexo modulado na  $n$ -ésima subportadora e  $\frac{1}{\sqrt{Q}}$  é o fator de normalização.

Para facilitar o entendimento do processo de recepção e demodulação do sinal SEFDM, é utilizada a representação matricial. O sinal transmitido  $X$  (Eq. 2.6) pode ser representado na forma:

$$X = \mathbf{F}S, \quad (2.7)$$

em que  $X$  é um vetor  $Q$ -dimensional de amostras temporais do sinal transmitido,  $S$  é um vetor de dados representados por símbolos complexos com modulação QAM de comprimento  $N$  e  $\mathbf{F}$  é uma matriz de subportadoras de dimensão  $Q \times N$  com elementos iguais as subportadoras complexas  $e^{\frac{j2\pi nk\alpha}{Q}}$  (LUO; ZHANG, 2016).

Considerando o caso mais simples, em que o sinal é contaminado apenas por ruído gaussiano branco, tem-se que o sinal recebido  $Y$  é dado por:

$$Y = X + Z, \quad (2.8)$$

em que  $X$  é o sinal transmitido e  $Z$  é o vetor com amostras contaminadas com Ruído Aditivo Gaussiano Branco (AWGN). O processo de recepção inicia com a demodulação do sinal, que se dá por meio de um processo de correlação entre o vetor recebido  $Y$  e o conjugado da matriz de subportadoras  $\mathbf{F}^*$ :

$$R = \mathbf{F}^*Y = \mathbf{F}^*X + \mathbf{F}^*Z \quad (2.9)$$

Na Equação 2.9, o ruído gaussiano branco  $Z$  precisa ser correlacionado com o conjugado da matriz de subportadoras  $\mathbf{F}$ , tornando-se um ruído colorido (DARWAZEH; GHANNAM; XU, 2018).

Apesar da semelhança no processo de construção dos sinais, a compressão que acontece no SEFDM aumenta a ocorrência de ICI e por isso o processo de detecção do sinal é mais complexo. A ICI pode ser calculada a partir da matriz de correlação  $\mathbf{C}$ , expressa na Equação 2.10:

$$\begin{aligned} c_{m,n} &= \frac{1}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} e^{\frac{j2\pi mk\alpha}{Q}} e^{-\frac{j2\pi nk\alpha}{Q}} \\ &= \frac{1}{Q} \times \begin{cases} Q & , m = n \\ \frac{1 - e^{j2\pi\alpha(m-n)}}{j2\pi\alpha(m-n)} & , m \neq n \end{cases}, \end{aligned} \quad (2.10)$$

em que  $m$  e  $n$  são índices de duas subportadoras e  $c_{m,n}$  representa a correlação cruzada entre elas, ou seja, a potência da interferência na subportadora  $m$  resultante da não-ortogonalidade

da subportadora  $n$ . Em um sistema OFDM, esta matriz de interferências é uma matriz identidade, pois devido a ortogonalidade, não existe interferência entre subportadoras (LUO; ZHANG, 2016).

Esta interferência entre subportadoras causa um aumento na taxa de erro da transmissão utilizando sinal SEFDM em comparação ao OFDM. Esta interferência cresce conforme reduzimos o espaçamento entre subportadoras e aumentamos o número delas por símbolo SEFDM. Códigos corretores de erros podem ser empregados para reduzir a taxa de erro do sinal através do cancelamento da interferência citada.

### 2.1.3.2 Eficiência Espectral

Ao posicionar as subportadoras mais próximas umas das outras em relação ao OFDM, é possível melhorar a eficiência espectral. Com isso, pode-se escolher entre reduzir a largura de banda necessária para a transmissão, mantendo o mesmo número de subportadoras ou aumentar a taxa, colocando mais subportadoras na banda disponível (DARWAZEH; GHANNAM; XU, 2018). Devido a semelhança na criação dos sinais OFDM e SEFDM, é possível calcular a eficiência espectral dos dois sistemas de forma análoga, sendo o fator de compressão de espectro a única diferença entre eles, conforme a Equação 2.11:

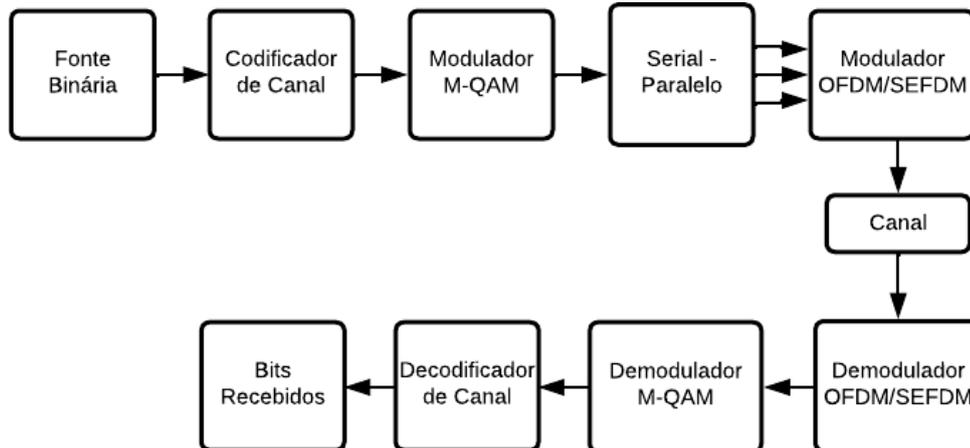
$$\eta = \frac{\log_2 M / T_s}{\frac{N-1}{NT_s} + \frac{2}{2NT_s}} \times (2 - \alpha) = \log_2 M \times (2 - \alpha). \quad (2.11)$$

## 2.2 CÓDIGOS CORRETORES DE ERROS

Conforme apresentado por Shannon em 1948, a codificação da informação pode reduzir os ruídos oriundos de um canal de comunicação para qualquer nível desejado sem prejudicar a taxa de transmissão dos dados, desde que ela seja menor que capacidade do canal. Desde então, diversas pesquisas foram realizadas buscando desenvolver um método eficiente de codificar e decodificar a informação buscando o controle de erros em canais ruidosos (LIN; COSTELLO, 2001).

As demandas decorrentes da evolução dos sistemas de comunicação fizeram com que a aplicação de códigos corretores de erros se tornasse indispensável no seu desenvolvimento. A Figura 6 mostra um diagrama de blocos onde a codificação de canal é utilizada.

Figura 6 – Sistema de comunicação com codificação.



Fonte: O Autor (2022).

O codificador de canal transforma a sequência de *bits* de informação que saem da fonte binária em uma sequência discreta chamada de palavra-código, que pode ou não ser uma sequência binária. Após modulação e transmissão, o sinal recebido é demodulado e passa pelo decodificador de canal, que tem o objetivo de recuperar os *bits* de informação (LIN; COSTELLO, 2001).

O processo descrito acima pode ser realizado utilizando diversas técnicas de codificação. No padrão 5G NR por exemplo, temos a utilização de códigos polares nos canais de controle e códigos do tipo *Low Density Parity Check* (LDPC) nos canais de dados (DAHLMAN; PARKVALL; SKÖLD, 2021). A próxima seção apresenta os principais aspectos dos códigos LDPC e suas especificações dentro do padrão 5G NR.

### 2.2.1 LDPC

Os códigos LDPC foram propostos por Robert Gallager no início da década de 60 (GALLAGER, 1962), porém sua descoberta não foi muito valorizada durante quase 20 anos. Em 1981, Tanner propôs uma nova interpretação dos códigos LDPC, de um ponto de vista gráfico. Apesar de muito consistente, seu trabalho permaneceu sem chamar muita atenção até o final da década de 90, quando os pesquisadores MacKay and Neal começaram a investigar códigos em grafos e decodificação iterativa, resultando na redescoberta do trabalho de Gallager e das contribuições de Tanner (LIN; COSTELLO, 2001).

O fato de que códigos LDPC longos conseguem atingir uma taxa de erro apenas uma fração de dB de distância do limite teórico de Shannon, fez com que eles fossem considerados

ótimos concorrentes aos códigos Turbo para sistemas de comunicação e armazenamento que requerem alta confiabilidade (BENVENUTO; CHERUBINI, 2002).

Comparando com os códigos turbo, as principais vantagens do LDPC são a versatilidade na escolha do tamanho do bloco e da taxa, possibilidade de paralelismo na implementação em *hardware* e maior simplicidade no processo de decodificação, já que não é baseado em treliças (LIN; COSTELLO, 2001). Por conta destes fatores, é possível atingir uma alta taxa de dados com menor complexidade de implementação, tendo assim um desempenho excelente - entre os melhores códigos conhecidos - sendo adotados em padrões de comunicação modernos, como IEEE 802.16, IEEE 802.20, IEEE 802.3, DVB-S2 e mais recentemente o 5G NR (MOON, 2021).

Define-se um código LDPC como um código de bloco linear que possui uma matriz de verificação de paridade muito esparsa, com uma pequena parte dos seus elementos diferentes de zero (MOON, 2021).

### 2.2.1.1 Princípio de Funcionamento

O termo baixa densidade (*Low Density*) numa matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$  corresponde a uma matriz esparsa. Esta característica é a chave para a decodificação eficiente deste código pelo algoritmo conhecido como soma-produto (BENVENUTO; CHERUBINI, 2002).

Definindo as linhas desta matriz de paridade  $\mathbf{H}$  como:

$$H = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_M^T \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

A equação  $\mathbf{h}_m^T c = 0$  é uma verificação de paridade linear para a palavra código  $c$ . Para um vetor  $v$ , a verificação é feita por  $z_m = \mathbf{h}_m^T v$ , onde  $v$  é, conseqüentemente, uma palavra código se e apenas se  $z_m = 0$  para todos  $m = 1, 2, \dots, M$ .

Para um código definido por uma matriz de verificação de paridade  $\mathbf{H}$ , é conveniente para fins de codificação determinar a matriz geradora  $\mathbf{G}$  correspondente. Uma forma sistemática de fazer isso é usando eliminação Gaussiana com rotação de coluna, conforme necessário, para determinar uma matriz  $M \times M$  chamada  $H_p^{-1}$ , de modo que:

$$H_{\text{sistemático}} = H_p^{-1}H = [I - H_2]. \quad (2.13)$$

Após encontrar  $H_{\text{sistemático}}$ , pode-se calcular a matriz geradora  $\mathbf{G}$  fazendo:

$$G = \begin{bmatrix} H_2^T \\ I \end{bmatrix}. \quad (2.14)$$

Logo:

$$GH^T = 0. \quad (2.15)$$

Sendo assim,  $\mathbf{G}$  é uma matriz geradora para  $\mathbf{H}$ . Embora a matriz de paridade  $\mathbf{H}$  deva ser esparsa, nem a geradora  $\mathbf{G}$  nem  $H_{\text{sistemático}}$  precisam.

Diante do exposto, pode-se dizer que esta codificação possui complexidade quadrática, sendo este um ponto negativo do LDPC. Alguns padrões modificam/adicionam estruturas para facilitar o processo de codificação. De forma simplificada, este processo é realizado pela multiplicação do vetor  $b$  com  $k_0$  bits de informação pela matriz geradora  $\mathbf{G}$  do código LDPC:

$$\mathbf{c}^T = \mathbf{b}^T \mathbf{G}. \quad (2.16)$$

Com as operações no GF(2).

A decodificação dos bits de informação é feita utilizando o algoritmo soma-produto, refinando as medidas de confiabilidade do vetor recebido através de um algoritmo iterativo Soft-In Soft-Out (SISO), que utiliza as equações de paridade definidas pela matriz  $\mathbf{H}$  do código LDPC.

### 2.2.1.2 5G LDPC

Os códigos 5G LDPC pertencem a uma família de códigos QC-LDPC (*Quasi-Cyclic*) e são construídos utilizando protografos. A partir deles, constrói-se códigos longos por meio do *lifting*, que são operações de repetição e permutação. Os valores de *lifting* variam de 0 a 7 e para cada valor, possui um conjunto de tamanhos de *lifting*, também chamados de fator de expansão, que são determinados conforme o padrão 5G (BAE et al., 2019).

O padrão 5G utiliza dois protótipos, chamados de Grafo Base (*Base Graph*) 1 e 2. O primeiro possui tamanho de 46x68 e taxa de 1/3, enquanto o segundo possui tamanho de 42x52 e taxa de 1/5. É possível aumentar esta taxa por meio do *puncturing*, uma técnica que descarta *bits* de paridade para aumentar a taxa, processo chamado de *Rate Matching* (BAE et al., 2019).

### 2.3 PEAK-TO-AVERAGE POWER RATIO (PAPR)

As implementações práticas de sistemas de comunicação necessitam de otimizações para atender as restrições de consumo de potência, tamanho e custo. Um parâmetro importante no projeto do *hardware* é a faixa dinâmica dos sinais, para que os componentes sejam especificados corretamente e o sistema possa ser otimizado para aquelas faixas de funcionamento. A PAPR é uma medida que contém informações sobre a faixa de variação da potência do sinal, relacionando a potência máxima pela potência média (ISAM; DARWAZEH, 2011). A PAPR de um sinal  $x(t)$ , pode ser calculada por meio da Equação 2.17:

$$PAPR = \frac{\max |x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]}, \quad (2.17)$$

em que  $E[.]$  é o operador esperança,  $\max |x(t)|^2$  e  $E[|x(t)|^2]$  são respectivamente a potência de pico e a potência média do sinal transmitido  $x(t)$ .

Um sinal que possui a PAPR elevada apresenta picos de potência com valores muito superiores aos de sua potência média. Estes picos causam grande degradação no desempenho do sistema, pois quando um sinal com estes valores elevados passa pelo amplificador de alta potência (HPA), estes passam a operar na região de saturação. A operação de amplificadores de potência fora da zona linear causa distorções na banda, o que aumenta a taxa de erro da transmissão, além de aumentar a radiação fora da banda (OOB), causando interferência nos canais adjacentes (PAREDES; NAVARRETE; PLACENCIA, 2016).

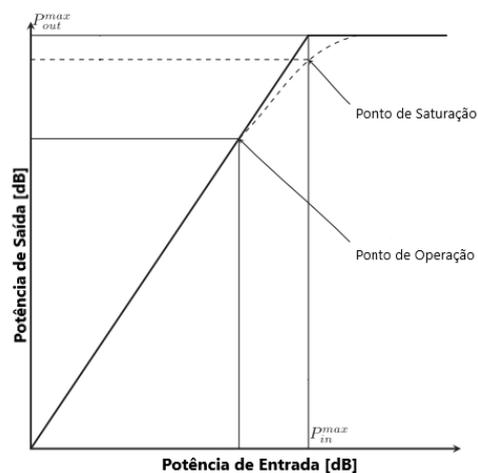
Adequar o projeto para lidar com estes picos nas faixas de variação da potência requer a utilização de amplificadores de potência ineficientes e com custo muito elevado, além da necessidade de adequar outros componentes do circuito, como os conversores digitais para analógico (DAC), o que acaba por encarecer o preço dos transmissores e drenar a bateria dos dispositivos rapidamente (SUN; YANG; ZHANG, 2012).

Sinais multiportadora são propensos a ter alta PAPR, pois seu processo de criação pode

resultar na adição construtiva de potências de diferentes subportadoras, o que causa os picos de potência, sendo este o maior obstáculo no transmissor de um sistema OFDM (PAREDES; ESCUDERO-GARZAS; GARCIA, 2015). Embora seja improvável que essa adição construtiva de potências ocorra na maior parte das subportadoras, a probabilidade é grande o suficiente para desencadear flutuações no envelope do sinal OFDM (TELLADO, 2002).

Adicionando a isso o fato de que os HPA operam perto da região de saturação para tirar o máximo proveito de seu desempenho, tem-se que a margem para picos de potência que levam o amplificador para sua região de saturação é muito pequena, como pode ser visto na Figura 7, que ilustra a relação de potências com o ponto de operação e saturação de um HPA genérico.

Figura 7 – Caracterização da resposta do HPA.



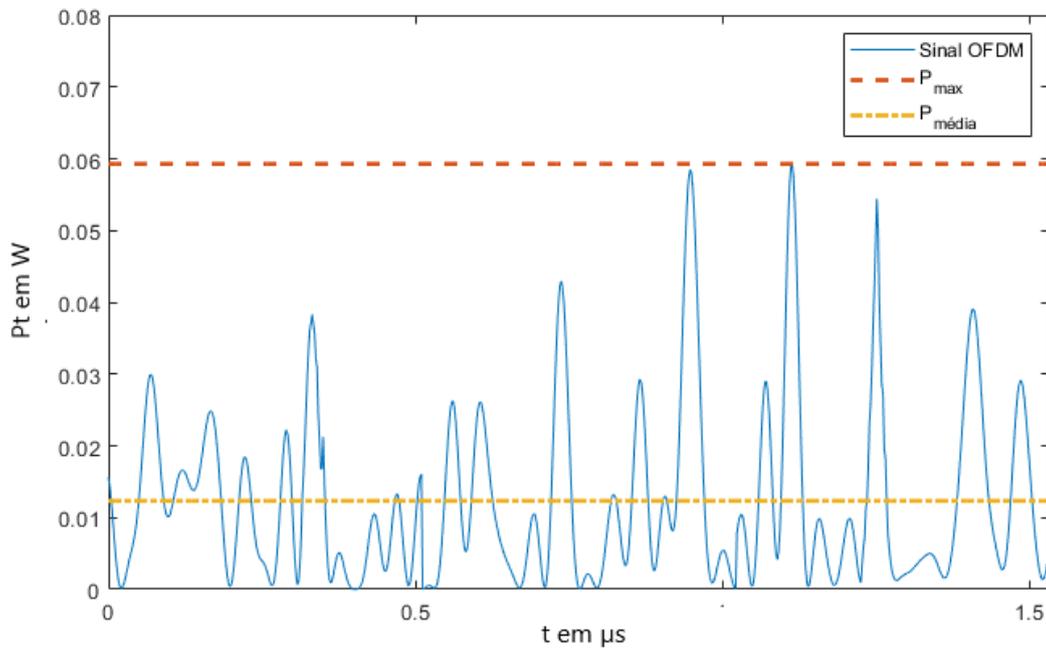
Fonte: Extraído de Paredes, Navarrete e Placencia (2016).

### 2.3.1 PAPR em Sistemas Multiportadora

Em teoria, a PAPR em sistemas multiportadora é uma função do número de portadoras utilizadas, mas na prática, a probabilidade de todas as portadoras chegarem em seu valor máximo é reduzido quando utilizamos dados aleatórios e constelações com ordem de modulação mais altas (ISAM; DARWAZEH, 2011).

A Figura 8 mostra a evolução temporal da potência instantânea de 3 símbolos OFDM transmitidos em sequência, além de deixar evidente a diferença na potência máxima que aparece em um dos picos e a potência média do sinal, tornando evidente a alta PAPR presente nos sinais OFDM.

Figura 8 – Potência máxima e média em 3 símbolos OFDM consecutivos.



Fonte: O Autor (2022).

## 2.4 RÁDIO SOBRE FIBRA

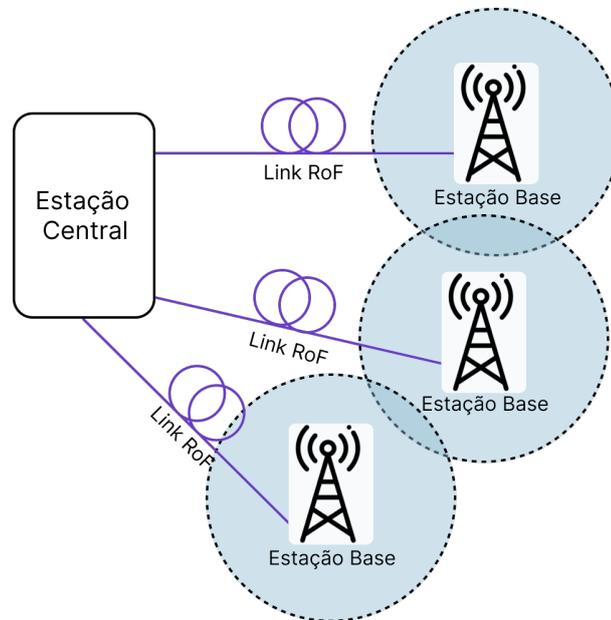
A tecnologia de rádio sobre fibra (RoF) é uma forma efetiva de levar conexão banda larga para pontos de acesso de rádio. O termo RoF é utilizado para se referir a técnica pela qual os sinais RF são transportados pela fibra óptica, para posterior uso em serviços de comunicação sem fio.

Esse processo ocorre por meio da modulação do sinal óptico utilizando o sinal RF pertencente a uma rede sem fio. Apesar da transmissão de sinal RF sobre a fibra óptica ser usada em outras aplicações, como tv a cabo e estações base de satélite, na literatura, o termo RoF é utilizado de forma exclusiva em sistemas *Fiber-Wireless* (FiWi). Em sistemas FiWi, a largura de banda abundante da fibra óptica é utilizada para fornecer acesso sem fio em banda larga, encurtando o canal sem fio e trazendo o sinal RF mais próximo do usuário final (FERNANDO, 2014).

A Figura 9 ilustra um esquema de acesso de um sistema FiWi. Na estação central, o sinal óptico é modulado com o sinal RF e é lançado na fibra óptica, com destino à estação base, onde este sinal óptico é convertido para sinal elétrico com a utilização de um fotodiodo. Até este ponto, o sistema é chamado de rádio sobre fibra. Depois da conversão O/E, o sinal é

transmitido pelo canal sem fio por meio das antenas presentes na estação base, comunicando-se com os dispositivos dos usuários. A partir do ponto que o sistema é analisado incluindo o trecho sem fio, tem-se um sistema *Fiber-Wireless*.

Figura 9 – Esquema de acesso FiWi simplificado.



Fonte: O Autor (2022).

Uma vantagem importante dessa abordagem é a possibilidade de simplificar o máximo possível a estação base, já que o sinal RF é transportado pela fibra já processado e modulado, não havendo necessidade de realizar processamento do sinal na estação base. Com isso, esta arquitetura possibilita que a estação base tenha custo reduzido, realizando apenas conversões O/E e E/O e outros processamentos ópticos e RF necessários (FERNANDO, 2014).

Como a fibra óptica possui largura de banda suficiente para transmitir ondas de rádio com dezenas de GHz apresentando pouca distorção e baixíssima atenuação (na faixa de 0,2dB/km, em teoria), é possível transmitir sinais de rádio na ordem de GHz por muitos quilômetros com pouquíssima perda (SENIOR, 2009).

As seções a seguir apresentam as definições e características dos principais componentes em um sistema de rádio sobre fibra.

#### 2.4.1 Rádio Definido por Software

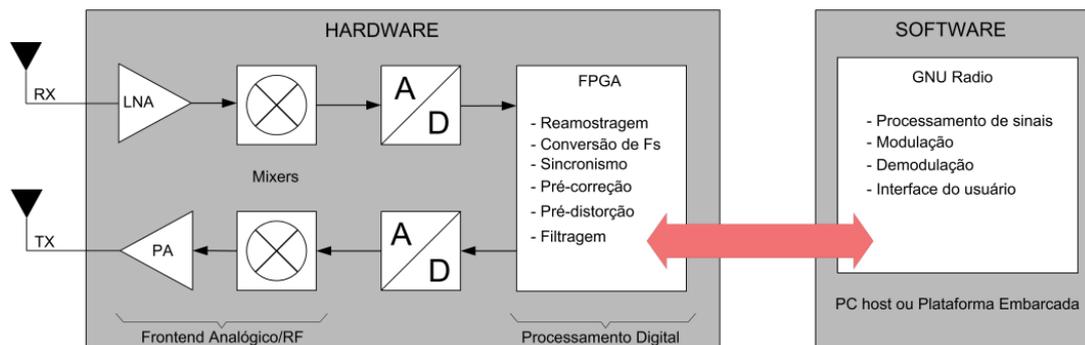
De acordo com o grupo de trabalho P1900.1 do Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos (IEEE), Rádio Definido por *Software* (SDR) é definido como um Rádio em que

algumas ou todas as funções de camada física são definidas por software (IEEE, 2019).

A combinação de processamento digital de sinais e radiodifusão analógica sempre fez parte dos sistemas de comunicação. Nos sistemas modernos, o processamento de sinais evoluiu de forma que a maioria das funcionalidades de banda base são realizadas via *software*. A flexibilidade do hardware de RF para ser reaproveitado e reconfigurado levou a um único *front-end* de rádio que lida com a maioria dos sistemas RF, sendo ele normalmente controlado via *software*. Esta combinação moderna de *front-ends* flexíveis e processamento de sinais levou ao nascimento do rádio definido por software (COLLINS et al., 2018).

SDR é um dispositivo que executa várias tarefas de forma simultânea para permitir a transmissão e recepção dos dados de forma ininterrupta. Ele tem como características fundamentais a flexibilidade na parte de RF e as infinitas possibilidades de processamento de sinal, já que esta etapa é feita no computador e pode ser escolhida e alterada pelo usuário (COLLINS et al., 2018).

Figura 10 – Arquitetura de rádio definido por software.



Fonte: Extraído de Sousa (2021).

Estes dispositivos tem o processamento de amostras concentrados numa *Field Programmable Array of Gates* (FPGA), pois devido ao paralelismo proporcionado por elas, é possível utilizar taxas de amostragens elevadas. A Figura 10 apresenta a arquitetura básica de um rádio definido por *software*, em que é possível visualizar quais etapas do processamento de sinal são feitas pela FPGA e quais são feitas no computador do usuário.

#### 2.4.2 Modulação de Diodos *Laser*

No contexto de comunicação óptica, o processo de inserir informação numa onda de luz é chamado de modulação. Modular informações no fluxo luminoso de um *laser* pode ser feito

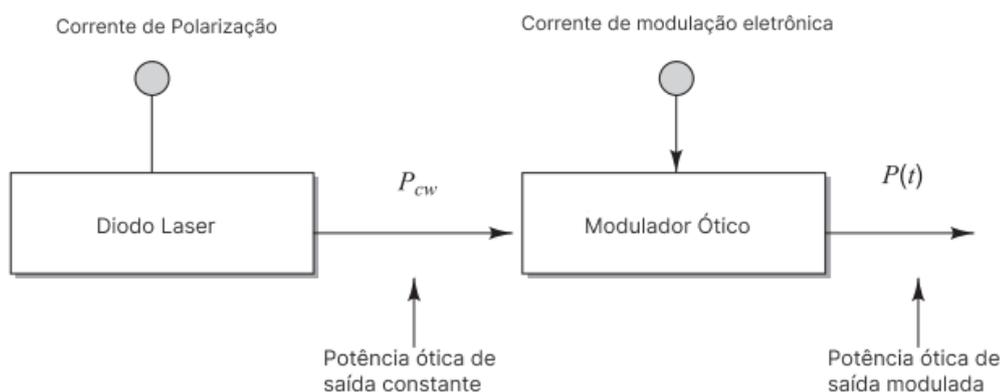
de forma direta ou indireta, o que depende da taxa utilizada. Taxas menores que 10 Gb/s (tipicamente até 2,5 Gb/s) podem utilizar modulação direta, o que envolve variar diretamente a corrente de alimentação do *laser* com informação formatada em sinal elétrico para produzir uma variação correspondente na potência ótica de saída (KEISER, 2010).

No contexto de RoF, o sinal luminoso é modulado com o sinal RF, geralmente de forma externa. Esta configuração funciona com um *laser* ligado o tempo inteiro, enquanto o sinal RF é utilizado para excitar o modulador externo, que por sua vez modula o sinal luminoso para transportar a informação (FERNANDO, 2014). Um fator importante no processo de modulação externa do sinal luminoso é observar a região de operação do *laser* e do modulador, pois é fundamental que ambos estejam trabalhando em região linear, evitando distorções no sinal transmitido.

#### 2.4.2.1 Moduladores Externos

Para aplicações que exigem taxas muito elevadas, é preferível que se use um modulador externo, como na Figura 11. Nesta configuração, a fonte ótica emite um sinal de luz com amplitude constante, que entra no modulador externo, que por sua vez varia dinamicamente o nível da potência ótica de saída (KEISER, 2010).

Figura 11 – Conceito operacional de um modulador externo genérico.



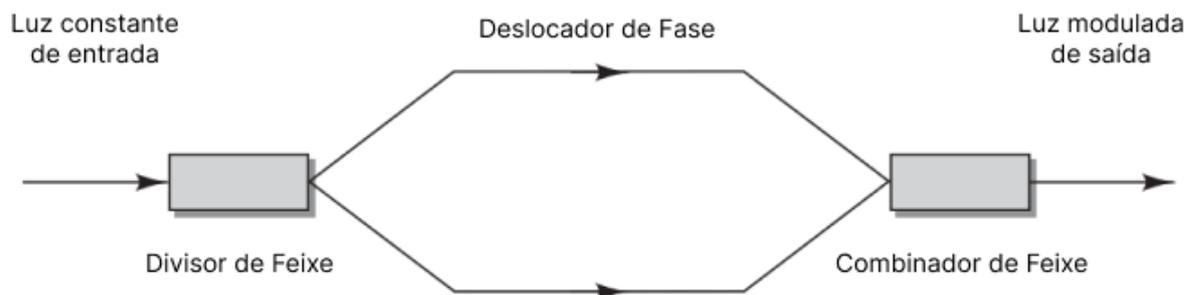
Fonte: Adaptado de Keiser (2010).

Este processo produz um sinal ótico variante no tempo e os dois principais tipos destes dispositivos são o modulador por absorção elétrica (EAM) e modulador de fase eletro-ótico (EO). O EAM é tipicamente construído a partir de Fosforeto de índio (InP) e funciona utilizando um sinal elétrico para alterar as propriedades de transmissão do material no caminho

da luz, para torná-lo transparente durante um pulso de valor um 1 ou opaco durante um pulso de valor zero.

O modulador EO, também chamado de modulador Mach-Zehnder (MZM), é feito de niobato de lítio (LiNbO<sub>3</sub>) e no seu processo de operação um feixe de luz é dividido na metade e então enviados por dois caminhos distintos, como mostrado na Figura 12. Um sinal elétrico é então utilizado para alterar a fase do sinal óptico em um desses caminhos e quando os sinais se encontram novamente na saída do dispositivo, eles são recombinados de forma construtiva ou destrutiva. Quando a recombinação é construtiva, isso produz um sinal luminoso e corresponde a um pulso de valor um e quando ela é destrutiva, resulta nas duas metades do sinal cancelando-se e não há sinal luminoso na saída do dispositivo, o que equivale a um pulso com valor zero (KEISER, 2010).

Figura 12 – Conceito operacional de um modulador Mach-Zehnder.



Fonte: Adaptado de Keiser (2010).

### 2.4.3 Fontes Ópticas

A fonte óptica é frequentemente considerada como o componente ativo em um sistema de comunicação por fibra óptica. Sua principal função é converter energia elétrica na forma de corrente em energia óptica (luz) de maneira eficiente, permitindo que a luz de saída seja efetivamente lançada ou acoplada numa fibra óptica (SENIOR, 2009).

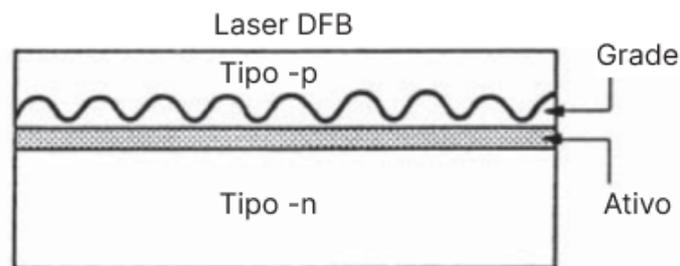
Os tipos de fontes ópticas mais comuns são o *Diodo Emissor de Luz (LED)* e o *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation (Laser)* e suas aplicações dependem dos requisitos do sistema. Para sistemas de comunicação óptica que utilizam taxas menores que 200 Mbps, juntamente com potência óptica acoplada a fibra multimodo na casa das dezenas de microwatts, a utilização do LED como fonte óptica é geralmente a melhor escolha. A razão

disso está na complexidade, os LEDs utilizam circuitos de potência menos complexos que os *laser* pois não precisam de circuitos de estabilização óptica e de temperatura, além de terem custo menor e bom rendimento (KEISER, 2010).

No contexto de sistemas de comunicações móveis, RoF e 5G e gerações posteriores, os trechos destes cenários que utilizam comunicação óptica realizam transmissões em altas taxas, se aproveitando da baixa atenuação da fibra para transmitir taxas elevadas por longas distâncias. Para atender a esta demanda, a fonte óptica adequada é o *Laser*.

Os principais tipos de *lasers* semicondutores são: *laser* de realimentação distribuída (DFB), *laser* semiconductor ajustável, laser semiconductor de cavidade acoplada e *lasers* de cavidade vertical com emissão pela superfície (AGRAWAL, 2021), sendo o *laser* de realimentação distribuída bastante utilizado em sistemas RoF.

Figura 13 – Estrutura do *laser* de realimentação distribuída (DFB).



Fonte: Adaptado de Keiser (2010).

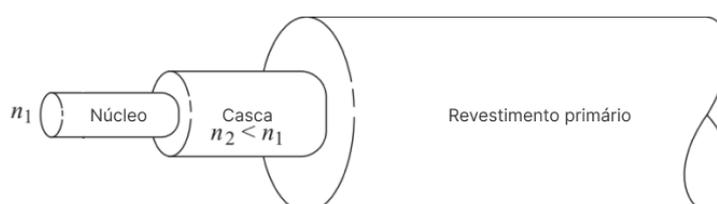
A Figura 13 apresenta a estrutura de um *laser* DFB, em que é possível visualizar a existência de uma grade sobre a região ativa do *laser*. Esta grade age como um filtro e a emissão de saída é produzida na condição de Bragg, sendo dependente do período de ondulação da grade. Nesta configuração, os *lasers* DFB produzem um feixe de luz estreito e na frequência determinada, ocasionando ótima seletividade nos comprimentos de onda. Tais características fazem dele ideal para sistemas de alto desempenho que utilizam fibras monomodo. No entanto, é difícil controlar o comprimento de onda emitido ao operar próximo ao limiar (UJAGER; ZAIDI; YOUNIS, 2010).

#### 2.4.4 Fibra Óptica

Uma fibra óptica é um guia de ondas dielétrico que opera em frequências ópticas, normalmente possuindo uma forma cilíndrica. Energia eletromagnética na forma de luz é confinada em suas superfícies e guiada numa direção paralela ao seu eixo. As propriedades de transmis-

são da fibra são ditadas por suas características estruturais, que têm um efeito importante na determinação de como um sinal óptico é afetado à medida que se propaga ao longo da fibra. A estrutura basicamente estabelece a capacidade de transporte de informação da fibra e também influencia sua resposta às perturbações ambientais (KEISER, 2010).

Figura 14 – Estrutura de uma fibra de sílica convencional.



Fonte: Adaptado de Agrawal (2021).

A Figura 14 apresenta a estrutura simplificada de uma fibra de sílica ( $\text{SiO}_2$ ) convencional. Um núcleo sólido circular de índice de refração  $n_1$  é cercado por uma casca com índice de refração  $n_2 < n_1$ , que tem a função de reduzir a perda de espalhamento que resulta de discontinuidades dielétricas na superfície do núcleo, adicionando resistência mecânica à fibra e protegendo o núcleo da absorção de contaminantes da superfície com os quais ele pode entrar em contato (KEISER, 2010).

Existem dois tipos de fibras ópticas utilizadas em sistemas de telecomunicações, sendo classificadas conforme o número de modos que o sinal óptico propaga-se pelo seu núcleo: a Fibra Multimodo (MMF) e a Fibra Monomodo (SMF). Estes modos referem-se as distribuições do campo eletromagnético guiado ao longo do comprimento da fibra. Na SMF apenas uma distribuição de campo eletromagnético fica confinada no núcleo, reduzindo a dispersão e possibilitando atingir taxas de *bits* mais elevadas (RIBEIRO, 2003).

Como as aplicações de RoF exigem altas taxas, a fibra utilizada é a monomodo, que fica responsável por transportar o sinal RF por longas distâncias até o destino, onde o sinal óptico é transformado em sinal elétrico por um fotodetector. Neste transporte, o sinal sofre principalmente com dois efeitos, a atenuação e a dispersão. A atenuação é a razão entre a potência óptica de entrada e a potência óptica de saída, sendo dependente principalmente do comprimento de onda do sinal óptico. A dispersão está relacionada a largura espectral da fonte óptica e como seu pulso pode se espalhar dentro da fibra (KEISER, 2010).

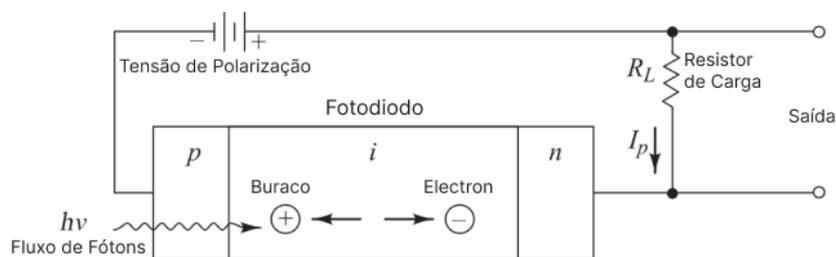
### 2.4.5 Receptores Ópticos

De forma geral, o papel de um receptor óptico é converter o sinal óptico de entrada em um sinal elétrico e recuperar os dados que foram transmitidos pela fibra óptica. Seu componente principal é o fotodetector, responsável por detectar a potência óptica sobre ele e converter a variação desta potência numa variação de corrente elétrica, realizando a conversão de sinal O/E, de óptico para elétrico (AGRAWAL, 2021).

Como o sinal óptico recebido geralmente está com baixa potência e distorcido, o fotodetector precisa atender requisitos de desempenho elevados, como alta sensibilidade para a faixa de comprimento de onda utilizado na fonte óptica, adicionar o mínimo possível de ruído ao sistema, resposta rápida e largura de banda suficiente para lidar com a taxa de dados desejada. Outras características importantes do fotodetector são sua alta resistência a variações de temperatura, ser compatível com as dimensões físicas do núcleo da fibra óptica, ter custo compatível com o dos outros componentes do sistema e uma longa durabilidade (KEISER, 2010).

Os fotodetectores que melhor atendem estes requisitos são os feitos de materiais semicondutores, sendo o fotodiodo utilizado quase exclusivamente nos sistemas ópticos. De acordo com (KEISER, 2010), os dois tipos mais utilizados de fotodiodos são o fotodetector *pin* e o Fotodiodo de Avalanche (APD). Apesar de atender parte dos critérios citados, o fotodiodo de avalanche possui um mecanismo de multiplicação (ganho) que quando aplicado a aleatoriedade do sistema, pode resultar em ruído excessivo (FERNANDO, 2014).

Figura 15 – Representação de um fotodiodo *pin* com polarização reversa.



Fonte: Adaptado de Keiser (2010).

A Figura 15 ilustra o fotodiodo *pin*, cuja estrutura consiste em regiões *p* e *n* separadas por uma região intrínseca (*i*) e levemente dopada com *n*. Devido a esta natureza intrínseca, a camada central *i* possui alta resistência e a maior parte da queda de tensão ocorre nesse ponto, gerando um campo elétrico proporcionalmente grande. A região de depleção da junção

estende-se pela região  $i$ , e sua largura pode ser controlada alterando a espessura da camada central (AGRAWAL, 2021).

#### 2.4.6 Modelo de Propagação no Espaço Livre

Este modelo é usado para calcular a potência do sinal recebido quando o transmissor e o receptor possuem um campo de visão desobstruído entre eles. Sistemas de comunicação por satélite normalmente experimentam uma propagação no espaço livre. Este modelo de propagação prevê que a potência recebida diminui em função da distância entre o transmissor e o receptor elevada a alguma potência (RAPPAPORT, 2009).

A equação de espaço livre (Eq. 2.18) foi proposta por (FRIIS, 1946) e permite prever a potência no espaço livre recebida por uma antena receptora que está separada de uma antena transmissora por uma distância  $d$ . Esta equação mostra que a potência recebida cai conforme o quadrado da distância, o que implica que a potência recebida cai em uma taxa de 20 dB/década (RAPPAPORT, 2009).

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad (2.18)$$

Na qual  $P_t$  é a potência transmitida,  $P_r(d)$  é a potência recebida, que é uma função da distância entre transmissor e receptor,  $G_t$  é o ganho da antena transmissora,  $G_r$  é o ganho da antena receptora.  $d$  é a distância entre transmissor e receptor em metros e  $\lambda$  é o comprimento de onda em metros.

### 3 METODOLOGIA

Neste capítulo são apresentados os recursos e a metodologia aplicados para avaliar a taxa de erro, eficiência espectral e a PAPR dos sistemas apresentados no Capítulo 2, bem como os parâmetros e equipamentos utilizados para realização dos experimentos.

#### 3.1 SIMULAÇÃO DE DESEMPENHO DOS SISTEMAS

Foi desenvolvido um ambiente de simulação em *Python* com o objetivo de avaliar o desempenho dos sistemas utilizando diferentes parâmetros. O simulador foi desenvolvido em camadas e após a conclusão de cada uma, testes foram executados para validar se os resultados gerados estavam de acordo com os esperados, comparando sempre que possível com o que se tem disponível na literatura.

A primeira camada criada foi a de comunicação digital. Foi implementado um modem capaz de trabalhar com modulações 4, 16, 64 e 256-QAM. Os *bits* foram modulados de acordo com a ordem de modulação escolhida, tornando-se símbolos QAM, que são transmitidos por um canal AWGN. No processo de recepção, os símbolos transmitidos adicionados de ruído gaussiano branco são demodulados pelo e os *bits* transmitidos são recuperados.

Utilizando esta base de comunicação digital, foi criada a camada de OFDM, em que os símbolos QAM criados no modem supracitado foram distribuídos em subportadoras ortogonais, utilizando o algoritmo da IFFT. As amostras temporais do sinal criadas nesse processo foram transmitidas por meio de um canal AWGN e a recepção inicia-se com uma FFT. Transforma-se as amostras temporais recebidas em símbolos QAM adicionados de ruído gaussiano branco, que são enviadas para o processo de demodulação, recuperando os *bits*. Para esta camada, são utilizadas combinações de parâmetros, variando-se o número de subportadoras, presença e duração do prefixo cíclico(CP) e o comprimento do símbolo OFDM.

Na camada de SEFDM, os símbolos QAM são distribuídos em subportadoras não ortogonais, cuja distância é menor que no OFDM e depende do fator de compressão de espectro  $\alpha$ . Esta distribuição ocorre utilizando a Eq. 2.6, que é uma IDFT modificada para adicionar o fator de compressão de espectro, retornando as amostras temporais do símbolo SEFDM para serem transmitidas pelo canal AWGN. O processo de recepção é realizado conforme Eq. 2.9, em que se recupera os símbolos QAM adicionados de ruído colorido, que são demodulados

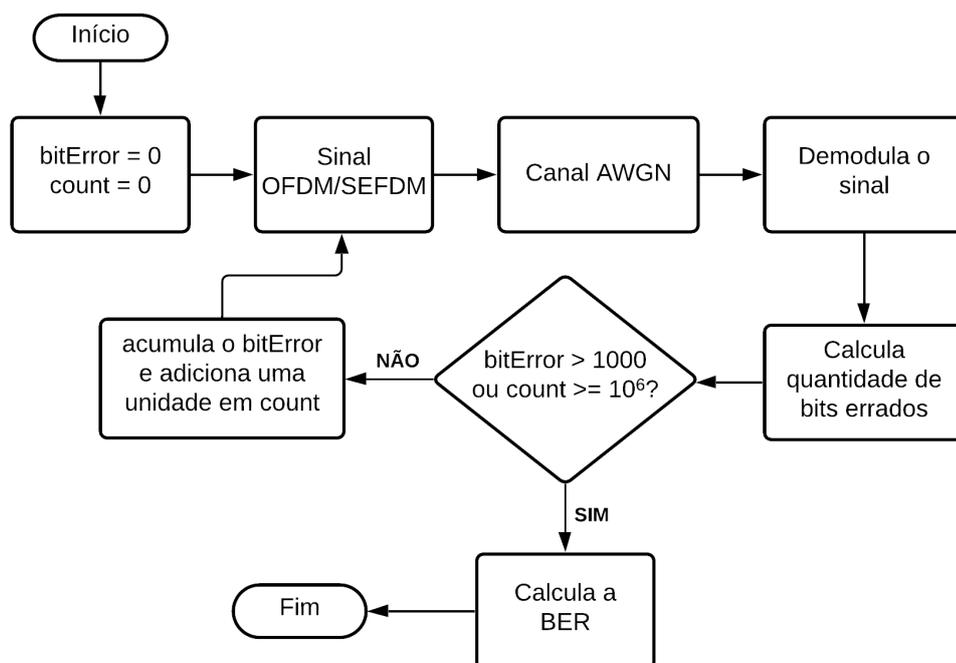
para recuperação dos bits de informação. Nesta camada, foram simulados diversos valores de subportadoras e do fator de compressão de espectro, com o objetivo de avaliar o sistema em comparação com o OFDM. O simulador desenvolvido está disponível em (CEDRIM, 2022).

O computador utilizado para as simulações tem um processador core I7-4700HQ de quarta geração com frequência de 2,40GHz e 4 núcleos, 8Gb de memória RAM DDR3 de 2400MHz, armazenamento SSD padrão SATA III e placa gráfica nvidia geforce gtx 860m de 2Gb.

### 3.1.1 Taxa de erro de *bit* (BER)

A taxa de erro de bit é obtido pela relação entre os *bits* recebidos incorretos pelo total de bits transmitidos, e é calculada utilizando o método de Monte Carlo. Como o ruído é aleatório, é necessário transmitir o sinal repetidas vezes pelo canal e acumular os erros ocorridos. A taxa resultante é a quantidade total de erros pelo número de *bits* transmitidos pelo canal. Os critérios de parada escolhidos para a simulação são a transmissão do sinal  $10^6$  vezes pelo canal AWGN ou a ocorrência de 1000 erros, o que acontecer primeiro. A Figura 16 apresenta o fluxo percorrido pelo simulador para determinar a BER para cada uma das SNRs, ou seja, o processo descrito no fluxograma ocorre para cada valor de SNR escolhido.

Figura 16 – Fluxograma do cálculo da taxa de erro.



Fonte: O Autor (2022).

Foram realizadas simulações utilizando modulações 4, 8, 16 e 32-QAM, transmitindo os

sinais OFDM e SEFDM. Para avaliação do sistema SEFDM, são utilizados os valores de 0,9, 0,8 e 0,7 no fator de compressão de espectro, além de variar o número de subportadoras. A Tabela 2 resume os cenários de simulação analisados.

Tabela 2 – Cenários analisados.

Sinal	$\alpha$	Número de Subportadoras
SEFDM	0,7	8/12/32
	0,8	8/12/32
	0,9	8/12/32/64
OFDM	1	8/12/32
LDPC-SEFDM	0,7	8/12/32/64
	0,8	8/12/32
	0,9	8/12/32
LDPC-OFDM	1	8/12/32

Fonte: O Autor (2022).

Sabendo que a quebra da ortogonalidade que ocorre no SEFDM gera interferência entre subportadoras, variou-se este número para buscar qual seria a quantidade limite de subportadoras para cada fator de compressão de espectro, sempre comparando o desempenho com o sistema OFDM. Após encontrar os parâmetros em que a transmissão torna-se inviável, são utilizados códigos corretores de erros como forma de ampliar a investigação.

Os códigos são utilizados em todos os cenários analisados, inclusive naqueles que utilizaram os valores limites de subportadoras, para averiguar se os códigos aplicados conseguem reduzir os efeitos da interferência entre subportadoras.

O tipo de código corretor de erro escolhido foi o Low Density Parity Check (*LDPC*), pois conforme exposto no Capítulo 2, é o utilizado para os canais de dados do padrão 5G NR. Existem vários parâmetros que podem ser ajustados para se obter os melhores resultados em diferentes cenários, a Tabela 3 apresenta os parâmetros utilizados neste trabalho.

### 3.1.2 Eficiência Espectral

Esta medida refere-se a taxa de transmissão que é possível alocar numa determinada fatia do espectro, ou seja, quanto maior a taxa alocável numa fatia determinada, maior é a eficiência espectral. Os principais parâmetros que a afetam são a largura de banda, o número de subportadoras e a ordem de modulação, sendo a taxa de símbolos a combinação destes

Tabela 3 – Parâmetros utilizados nos códigos 5G LDPC.

Parâmetro	Valor
Grafo Base	1
<i>Rate Matching</i>	Sem <i>Rate Matching</i>
Fator de Expansão	16
Iterações	8
<i>Bits</i> de Informação	352
palavra-código	1088

Fonte: O Autor (2022).

fatores.

Como dito anteriormente, o SEFDM permite comprimir o espectro em relação ao OFDM, permitindo ou economizar banda na transmissão, ou alocar mais subportadoras de dados numa banda fixa, aumentando a taxa de transmissão, sendo os dois processos dependentes do fator de compressão de espectro  $\alpha$ . Estas abordagens são possíveis variando a largura de banda e o número de subportadoras, respectivamente. Porém, temos ainda a ordem de modulação, que estava fixa nas comparações mencionadas anteriormente.

Buscando-se uma forma objetiva de comparar os sistemas SEFDM e OFDM do ponto de vista da eficiência espectral, as Tabelas 4 e 5 apresentam os parâmetros dos sistemas com variação na ordem de modulação, para os fatores de compressão de espectro  $\alpha$  iguais a 0,7 e 0,8. A largura de banda foi fixada em 20MHz e o número de subportadoras foi maximizado, sendo possível analisar de forma justa as características dos sistemas.

Tabela 4 – Parâmetros dos sistemas OFDM e SEFDM com  $\alpha = 0,7$ .

Sinal	FFT	N	Largura de Banda
4QAM/OFDM	32	11	20 MHz
8QAM/OFDM	32	11	20 MHz
4QAM/SEFDM	32	16	20 MHz

Fonte: O Autor (2022).

Tabela 5 – Parâmetros dos sistemas OFDM e SEFDM com  $\alpha = 0,8$ .

Sinal	FFT	N	Largura de Banda
16QAM/OFDM	32	11	20 MHz
32QAM/OFDM	32	11	20 MHz
16QAM/SEFDM	32	14	20 MHz

Fonte: O Autor (2022).

Com os parâmetros definidos, é necessário verificar quais são as taxas alcançadas e o comportamento das curvas de taxa de erro nas configurações apresentadas.

### 3.1.3 PAPR

A análise da PAPR é realizada por meio da Função de Distribuição Cumulativa Complementar (CCDF), que é utilizada para descrever a probabilidade de a PAPR do sinal ser maior que um limiar  $\gamma$ . É importante que o sinal seja sobreamostrado de modo que todos os picos presentes no sinal estejam com sua amplitude correta (PAREDES; NAVARRETE; PLACENCIA, 2016).

Para gerar a CCDF do sinal, utilizam-se 10.000 símbolos em sequência para cada um dos sinais analisados, quais sejam os sinais SEFDM com  $\alpha$  variando de 0,7 a 0,9, além do sinal OFDM. Dado o respectivo sinal, calculam-se as potências de pico e a potência média, após isso é possível calcular o vetor de PAPRs utilizando a Equação 2.17. A conversão destes valores para dB auxilia na compreensão dos resultados.

Em posse do vetor de PAPRs em dB, é utilizada uma Função de Distribuição Cumulativa Empírica (ECDF), que utiliza os dados para criar uma função de distribuição de probabilidades. Esta função representa a probabilidade de existir um pico com potência de  $\gamma$  dB acima da potência média do sinal. Ou seja, quanto menor a probabilidade de ter picos menores em relação à média, melhor.

## 3.2 TRANSMISSÃO EXPERIMENTAL

Para avaliar os sinais OFDM e SEFDM de forma experimental, foram realizadas transmissões utilizando rádios definidos por *software*, no laboratório LADAMS, do Departamento de Eletrônica e Sistemas da UFPE. As seções a seguir discorrem sobre os materiais e métodos empregados nestes experimentos, bem como detalham os cenários em que os sinais foram analisados.

### 3.2.1 GNURadio 3.8

GNURadio 3.8 é um programa de desenvolvimento gratuito com código aberto que fornece blocos de processamento de sinal para implementação de rádios definidos por *software*. Ele

pode ser utilizado com hardwares RF de baixo custo prontos para uso, para criar rádios definidos por software ou ser utilizado sem hardware, realizando simulações. O GNURadio é largamente utilizado por *hobbyistas* do mundo RF, em pesquisa científica e em ambientes comerciais, dando suporte para pesquisas em sistemas de comunicação sem fio e sistemas de rádio existentes (GNURADIO, 2022).

O sistema foi desenvolvido em C++ e se utiliza de extensões para realizar o processamento de sinal em tempo real. Ele pode ser utilizado como uma biblioteca em *Python* ou com uma interface gráfica baseada em diagrama de blocos, o GNURadio *Companion*. Ao utilizar o programa como uma biblioteca de *Python*, os blocos do GNURadio *Companion* viram funções, que precisam ser interligadas de forma adequada, para que o fluxo de dados percorra os blocos na sequência correta.

O GNURadio possui compatibilidade com diversos dispositivos RF, possuindo bibliotecas e blocos que podem ser instalados para utilização destes dispositivos de forma integrada. Estes blocos comunicam-se com o hardware RF, sendo possível realizar transmissões juntamente com o processamento de sinais, em tempo real (GNURADIO, 2022).

No contexto deste trabalho, o GNURadio é utilizado para transmitir os sinais via RF com a utilização dos blocos do GNURadio *Companion* a partir de um arquivo, que é gerado no simulador em *Python*. No processo de recepção o sinal recebido via RF é enviado para o computador, que utiliza as amostras para gerar um espectro e salvar os arquivos recebidos.

### 3.2.2 Rádio Definido por Software

Os SDRs utilizados são modelos Universal Software Radio Peripheral (*USRP*) N210 e X310, ambos da marca Ettus *Research*. O USRP N210 é um modelo de entrada da marca e conta com conexão via cabo *ethernet Gigabit*, que é utilizada para enviar e receber as amostras digitalizadas para o computador. Além disso, possui um conector para que dois rádios sejam interconectados para realizar transmissões MIMO e duas conexões RF, TX e RX. O rádio trabalha em até 6GHz de frequência, com capacidade para enviar e receber até 50Msps em comunicação em tempo real com o computador, possui ADC de 14 *bits* e DAC de 16 *bits*, além de sua FPGA Spartan 3A-DSP 3400 (ETTUS, 2012).

Na Figura 17 é possível visualizar o SDR N210 ao lado do X310, modelo superior que conta com maior capacidade de processamento de amostras e maior número de conexões. Operando em frequência de até 6GHz, com capacidade de processamento em tempo real de

Figura 17 – Conexões nos SDRs utilizados.



(a) USRP N210.



(b) USRP X310.

Fonte: O Autor (2022).

até 200Msps, possui 4 entradas RF, 2 TX e 2 RX. Possui conversores analógico-digitais de 14 *bits* e digital-analógicos de 16 *bits*, além de uma FPGA Xilinx Kintex-7 XC7K410T (ETTUS, 2014).

No contexto deste trabalho, cada equipamento é utilizado num cenário adequado ao seu desempenho, sendo eles um canal sem fio para o N210 e um *link* de rádio sobre fibra para o X310.

### 3.2.3 Antenas

As antenas utilizadas na transmissão do canal sem fio são do modelo LP09650 (Figura 18). São antenas do tipo Log-periódica direcionais, com ganho na faixa de 6dBi e adequadas para sinais na faixa de frequência de 850MHz até 6,5GHz (ETTUS, 2022). Os sinais utilizados na transmissão estão na frequência de 3,5GHz, sendo esta uma antena adequada.

Figura 18 – Antena Log-Periódico.



Fonte: O Autor (2022).

### 3.2.4 Analisador de Espectro

O Analisador de espectro utilizado foi RSA306B (Figura 19) da *Tektronix*, que analisa até 40Msps em tempo real, trabalha na faixa de frequência de 9KHz a 6,2GHz e mede sinais com potências na faixa de -160 dBm até +20 dBm. A visualização dos dados é feita no computador por meio do *software Tektronix SignalVU*. Um cabo USB 3.0 faz a conexão do analisador de espectro com o computador (TEKTRONIX, 2022).

Figura 19 – Analisador de Espectro Tektronix RSA306B.



Fonte: O Autor (2022).

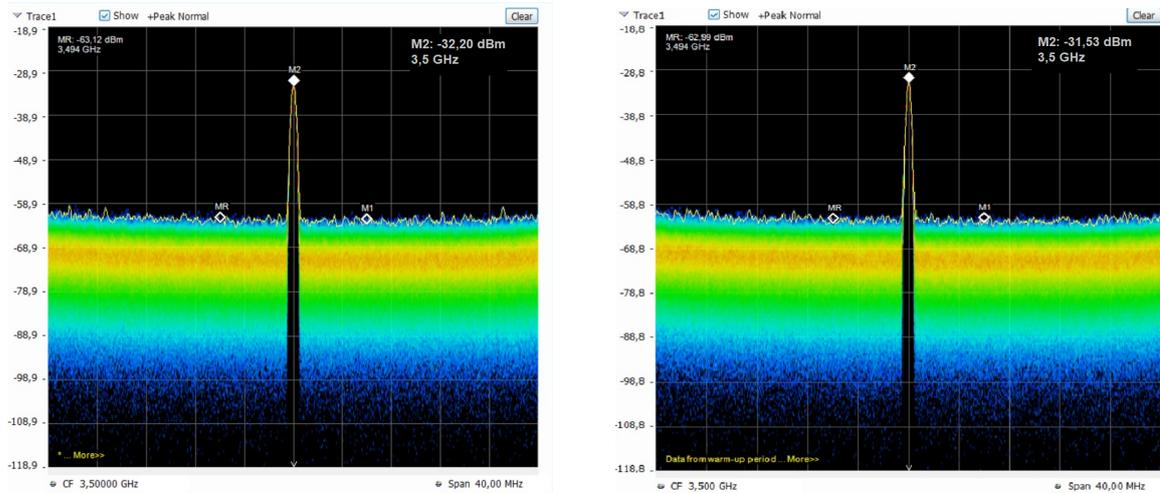
Ele é utilizado para verificar a potência dos sinais transmitidos e recebidos no experimento, podendo verificar a potência de transmissão dos dois SDR utilizados. Na Figura 20 é possível visualizar a transmissão apenas da portadora, mostrando a potência de transmissão dos equipamentos.

### 3.2.5 Setup Rádio Sobre Fibra

A fonte óptica utilizada no *setup* do rádio sobre fibra é um *laser* DFB da marca Thorlabs, modelo D2525P (Figura 21a), utilizando um comprimento de onda  $\lambda = 1541,35 \pm 0,4nm$ , que é modulado externamente por um modulador Mach-Zehnder da marca JDS Uniphase (Figura 22a), modelo OC-192, operando em taxas de até 10Gbps. Este *laser* tem uma potência de até 10mW e tem sua corrente e temperatura controladas pelo dispositivo ITC4005 (Figura 21a), também fabricado pela Thorlabs.

O sinal RF na saída do transmissor do SDR X310 excita o MZM (Figura 22a), que inicia o processo de modulação do feixe de luz emitido pelo *laser*, resultando no sinal óptico que

Figura 20 – Potência de saída dos SDR medida com o analisador de espectro.



(a) Potência da portadora do rádio N210.

(b) Potência da portadora do rádio X310.

Fonte: O Autor (2022).

Figura 21 – Fonte óptica utilizada no experimento.



(a) Laser D2525P.



(b) Dispositivo de controle de temperatura e corrente ITC4005.

Fonte: O Autor (2022).

carrega as informações do sinal carregado no computador, via GNURadio. O sinal é enviado por 20 metros de fibra óptica, passando por um atenuador óptico variável (VOA) que atenua o sinal em 1dBm e depois o envia para ser detectado pelo fotodiodo.

O fotodiodo utilizado foi o PIN da Nortel Networks, modelo PP10G (Figura 22b), que é fabricado de Arsenieto de Índio e Gálio (InGaAs), e possui um amplificador de baixo ruído integrado. Possui uma largura de banda de até 11GHz e é utilizado com fibras monomodo. Após o fotodiodo, o sinal é convertido de óptico para elétrico e ligado na entrada RF do SDR X310, que vai digitalizar o sinal RF e enviar as amostras de volta para o computador. Na Figura 23 é possível visualizar a estação de trabalho em que o setup está montado, bem como

Figura 22 – Modulador e Fotodiodo.



(a) Modulador Mach-Zehnder JDS Uniphase OC-192.



(b) Fotodiodo Nortel Networks PP10G.

Fonte: O Autor (2022).

aonde se encontram os principais componentes utilizados.

Figura 23 – Vista geral do setup RoF.



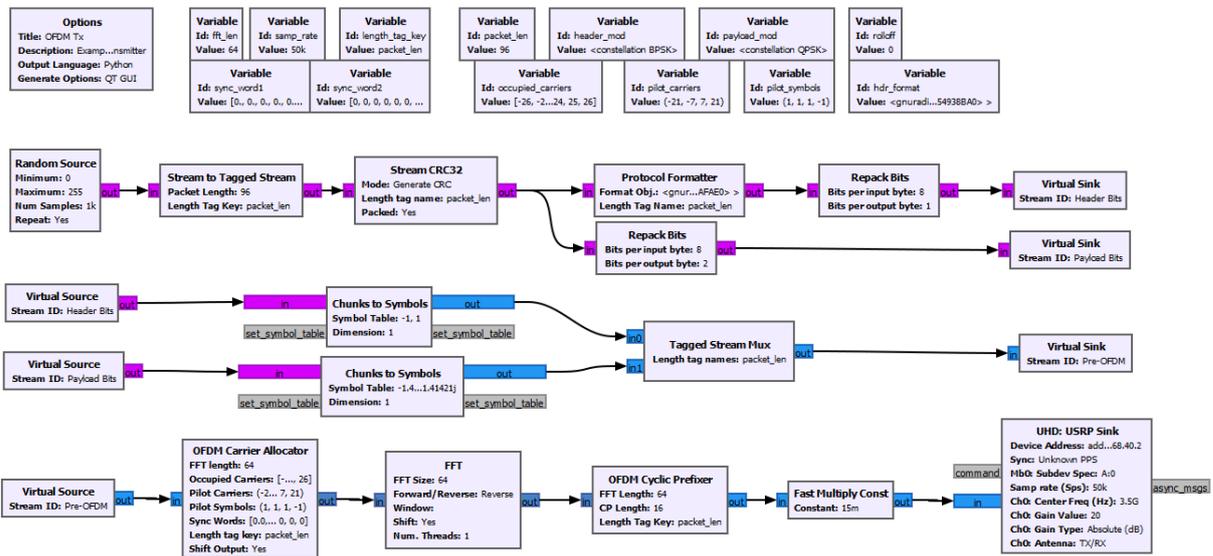
Fonte: O Autor (2022).

### 3.2.6 Transmissão com Sincronismo no GNURadio

Os sinais utilizados na transmissão experimental são o SEFDM 0,7, SEFDM 0,8, SEFDM 0,9 e OFDM, gerados no simulador apresentado na Seção 3.1. Para transmitir e receber os sinais utilizando os SDRs, fez-se necessário utilizar algoritmos para sincronizar os sinais e estimar o canal. Dada a semelhança no processo de construção dos sinais, decidiu-se analisar os algoritmos utilizados em OFDM nos sinais SEFDM. Para tal, utilizou-se o exemplo de transmissor e receptor OFDM que acompanha a instalação do GNURadio, pois neles estão

sendo utilizados os algoritmos de sincronismo e estimação do canal. A Figura 24 mostra os blocos utilizados no transmissor OFDM padrão do GNURadio.

Figura 24 – Transmissor OFDM no GNURadio.



Fonte: O Autor (2022).

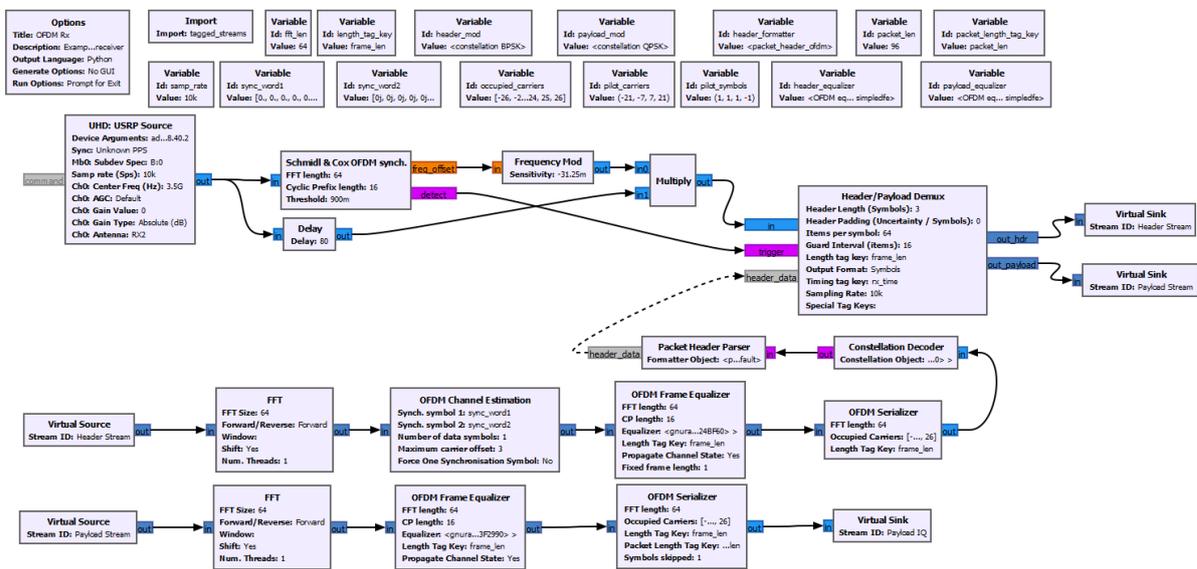
O programa inicia pelo bloco *Random Source*, que gera um fluxo de *bytes* aleatórios, que são depois etiquetados pelo bloco *Stream to Tagged Stream*, de acordo com o tamanho do pacote (*packet len*) escolhido. Estas etiquetas são utilizadas por diversos blocos ao longo deste programa para controlar o tamanho dos pacotes em diferentes etapas. Em seguida, o fluxo de *bytes* é dividido entre cabeçalho (*header*) e carga útil (*payload*). O cabeçalho é formatado pelo bloco *Protocol Formatter* e depois os *bytes* são desempacotados de 1 em 1 *bit*, para depois serem modulado em BPSK. Quanto ao *payload*, os *bytes* são desempacotados de 2 em 2 *bits*, para posterior modulação em 4-QAM.

Na segunda linha, os blocos cabeçalho e carga útil são modulados em BPSK e 4-QAM, respectivamente. O próximo passo é a junção desses dois fluxos, através do bloco *Tagged Stream Mux*, sendo o novo fluxo formado por cabeçalho mais carga útil. Após isso, este fluxo de dados segue para o bloco *OFDM Carrier Allocator*, que organiza os dados modulados digitalmente nas subportadoras ocupadas (*Occupied Carriers*), insere portadoras piloto (*pilot carriers*) para permitir a estimação do canal e adiciona palavras de sincronismo (*Sync Words*) para facilitar o sincronismo do sinal durante o processo de recepção. Já com os dados alocados nas subportadoras, o bloco *FFT* no sentido reverso realiza a IFFT, levando o sinal para o domínio do tempo. O bloco *OFDM Cyclic Prefixer* adiciona um prefixo cíclico de tamanho *CP length* ao símbolo OFDM, que tem função de permitir a utilização de um equalizador mais

simples no processo de recepção, devido a possibilidade de utilizar uma convolução circular em vez de uma linear. O último passo do transmissor é multiplicar o sinal por uma constante, de modo a manter a amplitude dos sinais entre -1 e 1, respeitando os valores de entrada permitidos nos USRP utilizados.

O processo de recepção do sinal (Figura 25) é iniciado pelo bloco *UHD: USRP Source*, que se comunica com o SDR, recebe as amostras RF e faz a digitalização, enviando ao GNURadio para processamento. Estas amostras são enviadas ao bloco *Schmidl and Cox OFDM Synch.*, que é necessário ao sincronismo do sinal, informando o desvio de frequência sofrido na transmissão. Este bloco utiliza os algoritmos propostos em (SCHMIDL; COX, 1997) para correção do desvio de frequência e possui uma saída que informa quando a detecção ocorre, informação necessária em outros blocos. O bloco *Delay* gera um atraso no sinal para que este possa ser corretamente multiplicado pelo desvio de frequência, enviando assim o sinal com o desvio corrigido para o próximo bloco, que realiza a separação dos dados do cabeçalho e da carga útil. O bloco *Header/Payload Demux* precisa do comprimento dos símbolos de cabeçalho *Header length*, o tamanho do símbolo OFDM (*Items per Symbol*) e o tamanho do prefixo cíclico, além do sinal de detecção emitido pelo bloco *Schmidl and Cox OFDM Synch.*

Figura 25 – Receptor OFDM no GNURadio.



Fonte: O Autor (2022).

Com o cabeçalho e carga útil separados, o cabeçalho segue um caminho separado com o objetivo de recuperar sua informação original, que é posteriormente enviada ao bloco *Header/Payload Demux* para que este refine seus dados de saída. O processo de recuperação dos dados do cabeçalho segue o seguinte fluxo: FFT para transformar as amostras para o domínio

da frequência, OFDM *Channel Estimation*, em que será feita uma estimativa das condições do canal e nova estimativa do desvio de frequência, aplicando novamente o algoritmo descrito em (SCHMIDL; COX, 1997). O bloco OFDM *Frame Equalizer* por sua vez utiliza os dados sobre o tamanho do sinal e do prefixo cíclico para aplicar um equalizador *Simple DFE*, que precisa conhecer qual a modulação aplicada, pois sua saída é uma constelação de pontos exatos. O bloco OFDM *Serializer* faz o oposto do bloco OFDM *Carrier Allocator*, desmontando o símbolo OFDM e retirando as portadoras piloto, tendo como saída apenas símbolos modulados na ordem de modulação escolhida. Finalmente, os símbolos são enviados para o bloco *Packet Header Parser*, em que são selecionados os dados relevantes no cabeçalho que serão enviadas para o bloco *Header/Payload Demux*.

O processo de recepção é concluído com a demodulação da carga útil, que passa pelo bloco FFT para transformação para o domínio da frequência, OFDM *Frame Equalizer* para aplicação do equalizador e OFDM *Serializer* para desmontar o símbolo OFDM, tendo como saída os símbolos modulados na ordem de modulação escolhida.

Ao tentar adaptar este fluxo para sincronizar e estimar o canal em uma transmissão com o sinal SEFDM, surgiram alguns problemas:

- O processo encontrado para criar sinais SEFDM utilizando os blocos existente no GNU-Radio foi por meio do bloco *Keep M in N*, em que após a realização da IFFT o sinal no domínio do tempo é truncado, momento em que ocorre a compressão do espectro e a criação da ICI. Porém, ao truncar o sinal já no domínio do tempo, surgiram problemas devido as etiquetas, palavras de sincronismo e portadoras piloto utilizadas pelo GNURadio para sincronismo e estimação do canal;
- Além disso, seria necessário avaliar se a ICI impacta no processo de estimação de frequência realizada pelo bloco *Schmidl and Cox OFDM Synch.*, e caso impacte, verificar se o conhecimento da matriz de interferências (Eq. 2.10) é o suficiente para compensá-las;
- Blocos como OFDM *Channel Estimation*, *Frame Equalizer* e *Serializer* também precisariam de adaptações para o funcionamento do SEFDM, dada a alteração no comprimento do sinal após a IFFT, afetando diretamente as informações utilizadas por estes blocos.

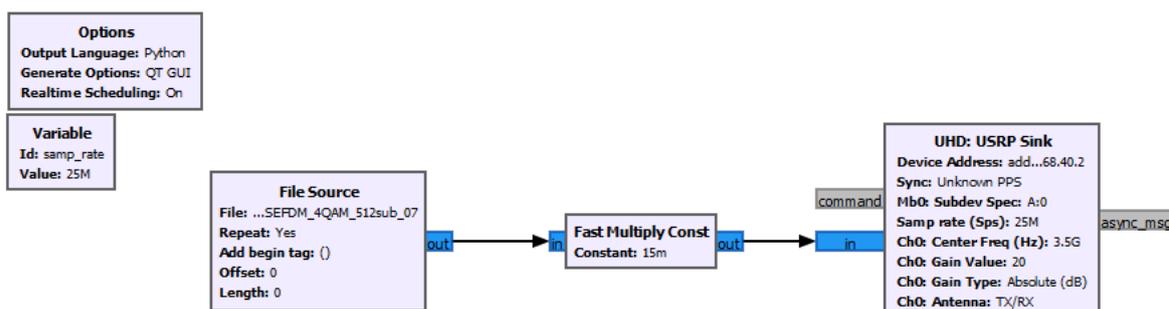
Diante da necessidade de grandes adaptações dos blocos existentes no GNURadio, tentou-se corrigir de forma manual as etiquetas e palavras de sincronismo, mas o processo se mostrou exageradamente demorado e complexo, o que inviabilizou a utilização destes algoritmos de

sincronismo do OFDM nos sinais SEFDM para este trabalho, ficando a necessidade do desenvolvimento de tais algoritmos para que seja possível sincronizar os sinais transmitidos e calcular sua taxa de erro de forma experimental.

### 3.2.7 Transmissão no GNURadio

Por conta das limitações apresentadas, decidiu-se realizar a transmissão apenas com objetivo de verificar o espectro e a potência dos sinais e para isso os eles foram enviados aos SDRs utilizando o GNURadio, que permite carregar um sinal pré-existente por meio do bloco *File Source*. A Figura 26 contem a imagem do transmissor simplificado utilizado para enviar os sinais para os SDRs via bloco *UHD: USRP Sink*, que por sua vez realizam a transmissão do sinal via RF.

Figura 26 – Transmissor Simplificado no GNURadio.



Fonte: O Autor (2022).

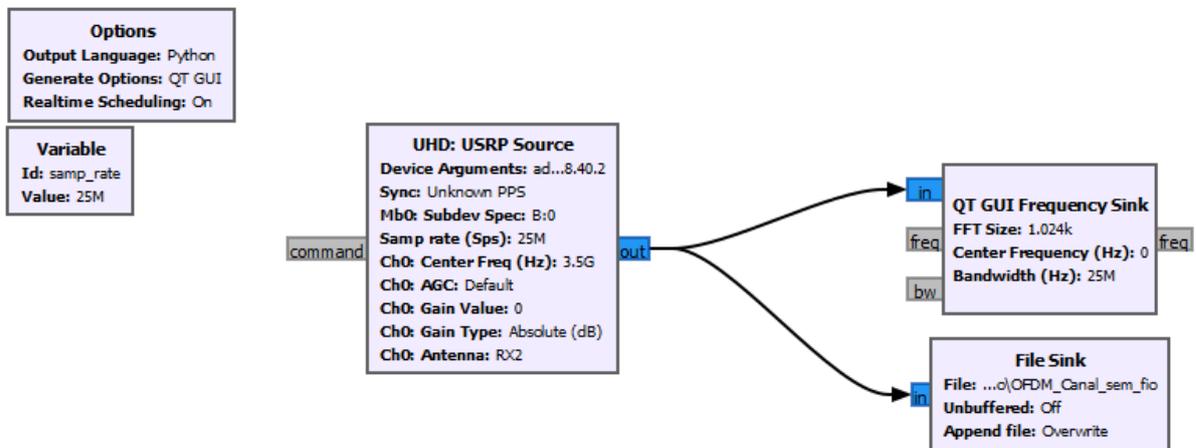
Importante destacar a necessidade de multiplicar o sinal carregado por uma constante, com o objetivo de reduzir a amplitude do sinal, pois tanto o N210 como o X310 trabalham com valores de entrada entre -1 e 1. Caso não utilize o bloco, o rádio limita os valores recebidos para esta faixa, perdendo boa parte da informação transmitida.

A recepção dos sinais também ocorreu via GNURadio, foi utilizado o bloco *UHD: USRP Source* para que o rádio coletasse as amostras RF e enviasse ao PC, para que o sinal recebido fosse visualizado no GNURadio e salvo num arquivo para posterior processamento. A Figura 27 mostra o arquivo utilizado como receptor.

Os materiais descritos e os arquivos de transmissão e recepção foram utilizados em dois cenários, um canal sem fio e um rádio sobre fibra. Estes cenários foram escolhidos pois estão previstos nos sistemas 5G e gerações posteriores (DAHLMAN; PARKVALL; SKÖLD, 2021), sendo

importante avaliar o comportamento das formas de onda não-ortogonais neles.

Figura 27 – Receptor Simplificado no GNURadio.

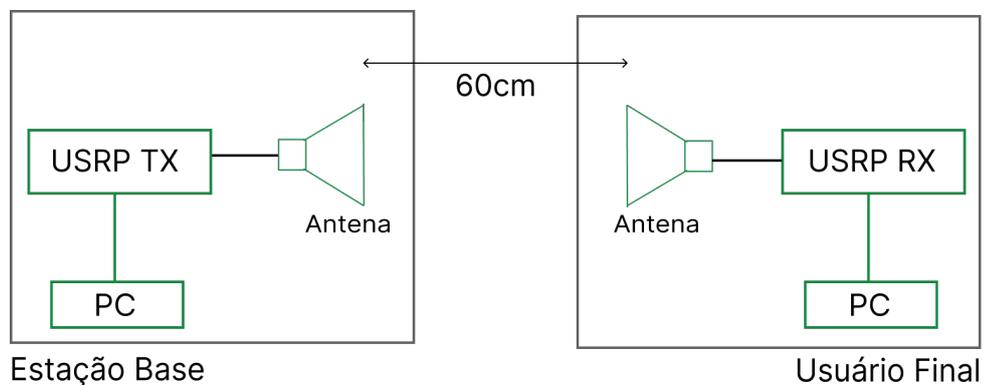


Fonte: O Autor (2022).

### 3.2.7.1 Canal Sem Fio

Inicialmente utilizou-se o rádio N210 conectado via cabo ao analisador de espectro, com o objetivo de verificar o espectro e a potência dos sinais transmitidos. A taxa de amostragem utilizada foi de 20Msps, que é próxima do limite deste rádio. A frequência utilizada na transmissão foi de 3,5 GHz, pois é uma das utilizadas nos sistemas 5G NR. A Figura 28 apresenta os componentes utilizados nesta etapa do experimento.

Figura 28 – Sistema Canal Sem Fio.



Fonte: O Autor (2022).

O sinal OFDM transmitido possui uma largura de banda de 10 MHz, enquanto nos sinais SEFDM a largura de banda é reduzida conforme o valor de  $\alpha$ . Este sistema emulou o canal sem

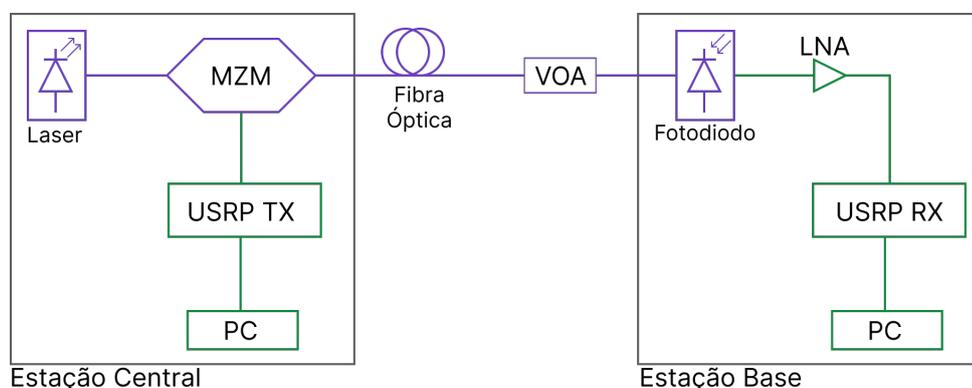
fibra, que costuma representar o trecho final de um sistema de comunicação móvel. A medição da potência de transmissão foi medida de modo que seja possível relacionar com a potência medida no fotodiodo do sistema Rádio Sobre Fibra.

### 3.2.7.2 Rádio Sobre Fibra

Para emular um sistema de rádio sobre fibra, utilizou-se o *setup* presente no LADAMS da UFPE. Os componentes deste *setup* e suas especificações podem ser encontrados nas seções anteriores. O trabalho (WANDERLEY, 2020) utilizou este *setup* para realizar a transmissão de sinais QPSK de portadora única em canais de até 20MHz, enquanto (SOUSA, 2021) realizou transmissões em cenários RoF e FiWi utilizando OFDM com as especificações do padrão 5G NR. Neste trabalho, o *setup* foi utilizado para transmissão de formas de onda não-ortogonais do tipo SEFDM, comparando com a forma de onda OFDM.

O transmissor presente na Figura 26 foi configurado para trabalhar com o rádio X310, numa frequência central de 3,5 GHz, ganho de 20dB e taxa de amostragem de 25Msps. Inicialmente o objetivo era utilizar o rádio X310 com uma taxa de amostragem de 100Msps, simulando um possível canal de 100MHz de largura de banda, porém o analisador de espectro utilizado tem o limite de 40Msps para operar em tempo real. Diante disso, ao tentar utilizar a taxa de amostragem de 40Msps, o rádio X310 retorna o aviso de que o filtro meia banda foi desativado, pois o resultado da divisão  $R_{s,max}/R_s(200/40)$  é ímpar. Para contornar esse aviso e trabalhar com melhor desempenho, optou-se por utilizar uma taxa de 25Msps, pois o resultado da divisão é par e todos os requisitos são satisfeitos.

Figura 29 – Sistema Rádio Sobre Fibra.



Fonte: O Autor (2022).

A Figura 29 apresenta os componentes utilizados neste sistema, que emula uma comuni-

cação entre a estação central e uma estação base, ligação que nos padrões do 5G NR utiliza um *link* de rádio sobre fibra. Os sinais não-ortogonais são carregados no GNURadio por meio do PC, que por sua vez envia o sinal com amplitude adequada para o rádio X310. A saída RF do rádio é ligada via cabo no modulador Mach-Zehnder (MZM), que modula o sinal luminoso do *laser* com o sinal RF e o envia pela fibra óptica com comprimento de 20 metros. O sinal segue para o atenuador óptico variável (VOA), que está configurado com uma atenuação de 1dB. O fotodiodo recebe o sinal do VOA, realiza a conversão O/E e amplifica o sinal elétrico resultante, que é posteriormente enviado via cabo para a recepção do rádio X310, que coleta as amostras em RF, digitaliza e envia para o PC, onde é possível visualizar o espectro recebido e o sinal, salvos para processamento posterior.

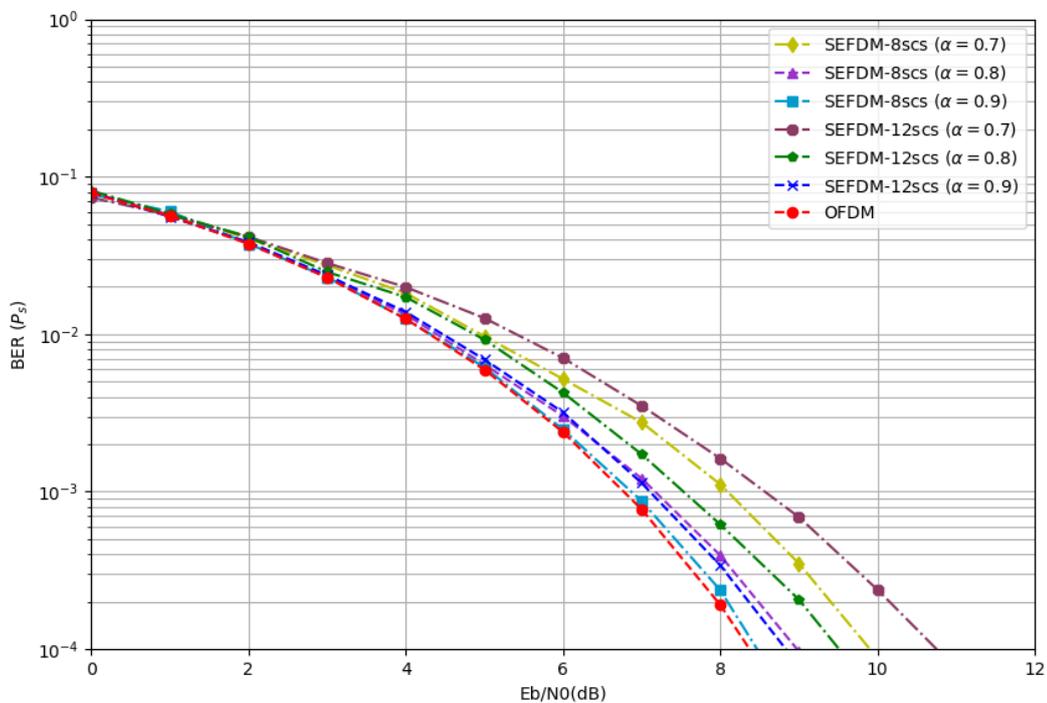
## 4 RESULTADOS

Para analisar o desempenho dos sistemas OFDM e SEFDM, são utilizados os métodos e materiais descritos no capítulo 3. São apresentados os resultados e discussões pertinentes, que foram divididos em seções de acordo com os objetivos.

### 4.1 TAXA DE ERRO

A Figura 30 apresenta os resultados obtidos no simulador para o sistema com 8 e 12 subportadoras de dados. É possível notar que o desempenho piora conforme reduzimos o valor de  $\alpha$ , sendo necessário melhorar a relação sinal-ruído para obter a mesma probabilidade de erro de *bit* do sistema OFDM. A redução no valor de  $\alpha$  provoca uma diminuição no espaçamento entre subportadoras, aumentando a interferência entre elas e ficando cada vez mais difícil mitigar seus efeitos.

Figura 30 – Curvas de probabilidade de erro de bit versus relação sinal-ruído ( $E_b/N_0$ ) para sistemas SEFDM com modulação 4-QAM. Para todos os casos, foi assumido o canal com ruído aditivo Gaussiano branco.



Fonte: O Autor (2022).

Para os sistemas com oito subportadoras (8scs) que utilizam  $\alpha$  igual a 0,9 e 0,8, o de-

sempenho é próximo ao OFDM, tendo uma penalidade de menos de 1dB. Com o fator de compressão de 0,7, a penalidade aumenta e se aproxima de 2dB para mesma taxa de erro, com a vantagem de se obter até 30% mais taxa ou reduzir em até 30% a largura de banda necessária no canal.

Ainda na Figura 30 é possível observar o quanto o aumento no número de subportadoras afeta o desempenho dos sinais SEFDM. Utilizando 12 subportadoras, observa-se uma piora no desempenho para uma mesma relação sinal-ruído. A penalidade de aumentar o número de subportadoras de 8 para 12 é de aproximadamente 1dB para quaisquer dos valores de  $\alpha$  analisados.

Investigando o número máximo de subportadoras para os  $\alpha$  analisados, a Figura 31 apresenta os valores limitantes, onde ou a taxa de erro de *bit* não melhora conforme a SNR aumenta, ou as penalidades tornam-se muito elevadas.

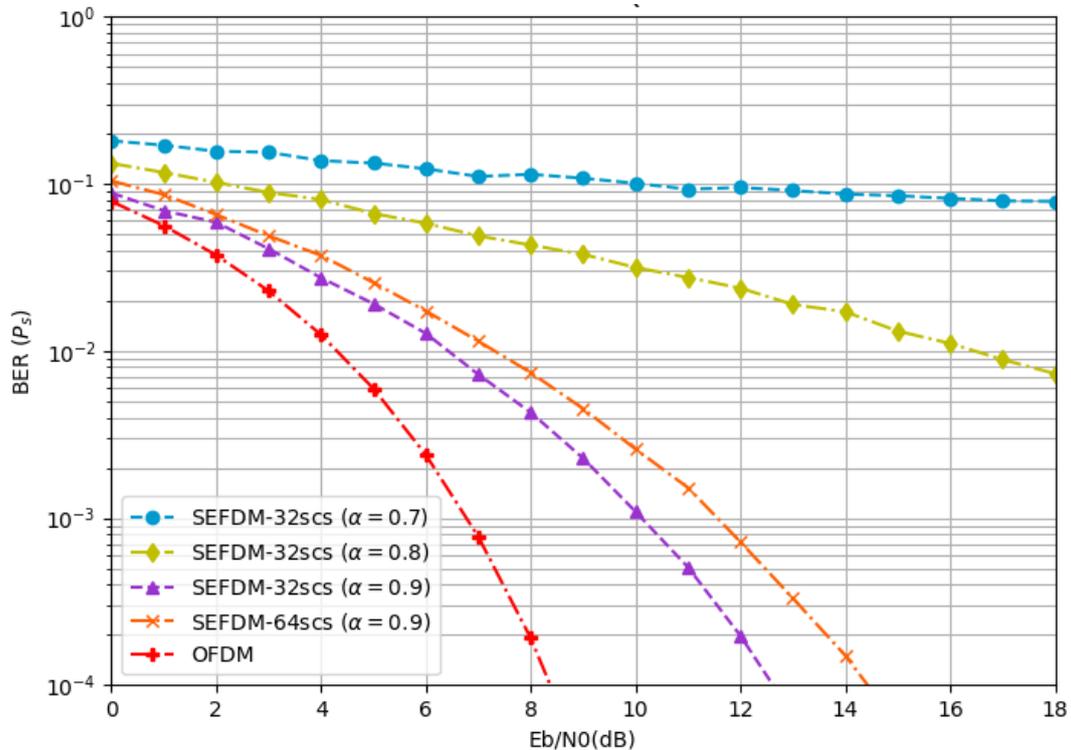
Ao utilizar um fator de compressão de espectro de  $\alpha=0,7$  num sistema com 32 subportadoras, a Figura 31 mostra que a probabilidade de erro de *bit* não diminui de forma significativa com o aumento da SNR, o que torna sua utilização inviável. Apesar de menos crítico, algo semelhante ocorre com o sistema que utiliza  $\alpha=0,8$  e 32 subportadoras. Para os sistemas que utilizam fator de compressão  $\alpha=0,9$ , existe a diminuição na taxa de erro conforme o aumento na relação sinal-ruído, porém a um custo de 4dB em relação ao OFDM e reduzindo em apenas 10% a utilização espectral. Estes resultados possibilitam estabelecer as faixas em que o SEFDM é melhor aproveitado e ajudam a definir os possíveis cenários de aplicação.

A razão do aumento da probabilidade de erro de *bit* apresentada na Figura 31 é a interferência entre subportadoras (ICI), que ocorre devido a quebra da ortogonalidade na criação dos sinais SEFDM e cresce conforme aumentamos o número de subportadoras e reduzimos o fator de compressão de espectro. É importante destacar que uma interferência tão elevada como no caso do SEFDM-32scs ( $\alpha = 0,7$ ), pode afetar os algoritmos de sincronismo e estimação do canal, que podem não funcionar corretamente devido a quantidade elevada de *bits* errados na recepção. Considerando estas limitações, foram aplicados códigos LDPC para compensar parte desta interferência, conforme investigado por (YUAN et al., 2018) e (LIU et al., 2021).

#### 4.1.1 LDPC

Com a utilização dos códigos LDPC foi possível melhorar a taxa de erro em todos os cenários analisados, inclusive naqueles em que o desempenho já estava degradado, de modo

Figura 31 – Curvas de probabilidade de erro de bit versus relação sinal-ruído ( $E_b/N_0$ ) para sistemas SEFDM com modulação 4-QAM e maximizando o número de subportadoras. Para todos os casos, foi assumido o canal com ruído aditivo Gaussiano branco.



Fonte: O Autor (2022).

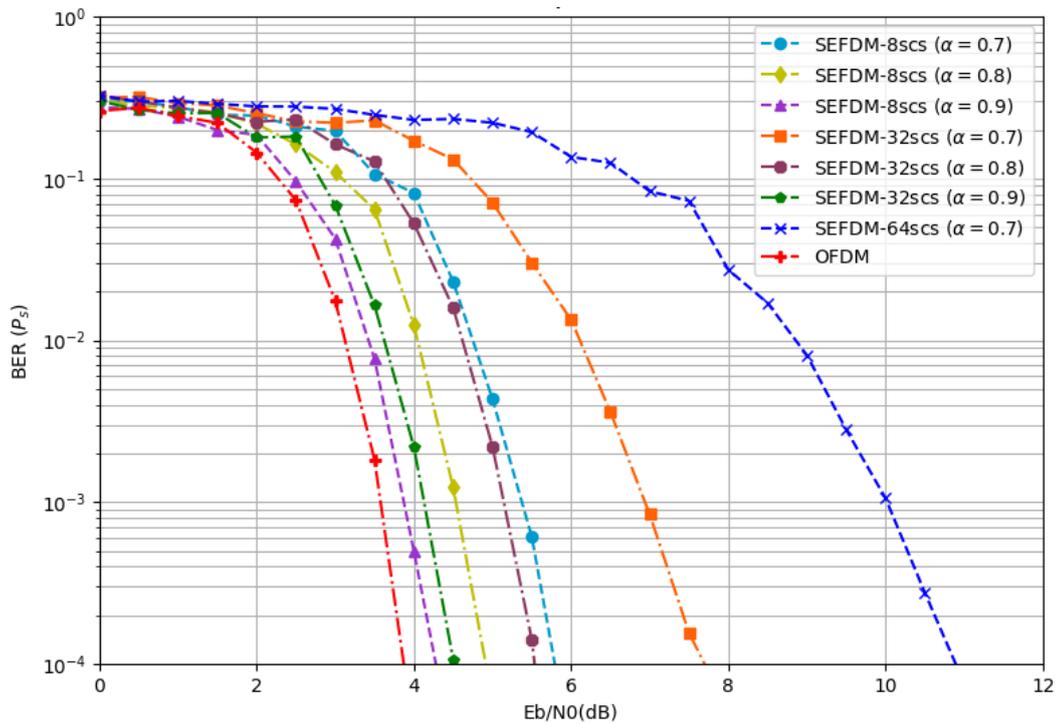
que a utilização sem os códigos seria inviável. A Figura 32 apresenta os resultados obtidos nas simulações com a utilização dos códigos LDPC.

A curva de taxa de erro dos sinais SEFDM utilizando 8 subportadoras melhorou significativamente, apresentando um melhor desempenho na curva de taxa de erro do sinal. Os sistemas codificados que utilizam 32 subportadoras de dados apresentam evolução em comparação aos sistemas não codificados (Figura 31), especialmente para os  $\alpha=0,7$  e  $0,8$ , em que há transmissões inviáveis sem o uso de códigos para transmissões com bom desempenho após utilização do LDPC.

A Figura 33) apresenta a comparação do desempenho do sistema com 12 subportadoras com e sem o uso de códigos LDPC. A curva da taxa de erro apresenta melhora em relação ao sistema não codificado, conforme esperado. Importante apontar que mesmo utilizando códigos, o sistema com 12 subportadoras apresenta uma curva de taxa de erro levemente pior que o sistema com 8 subportadoras, o que mostra que o cancelamento da interferência alcançada pelo LDPC é limitado, especialmente com o espectro mais comprimido, como no  $\alpha=0,7$ .

A aplicação dos códigos corretores de erros nos sinais SEFDM mostra que, com o emprego

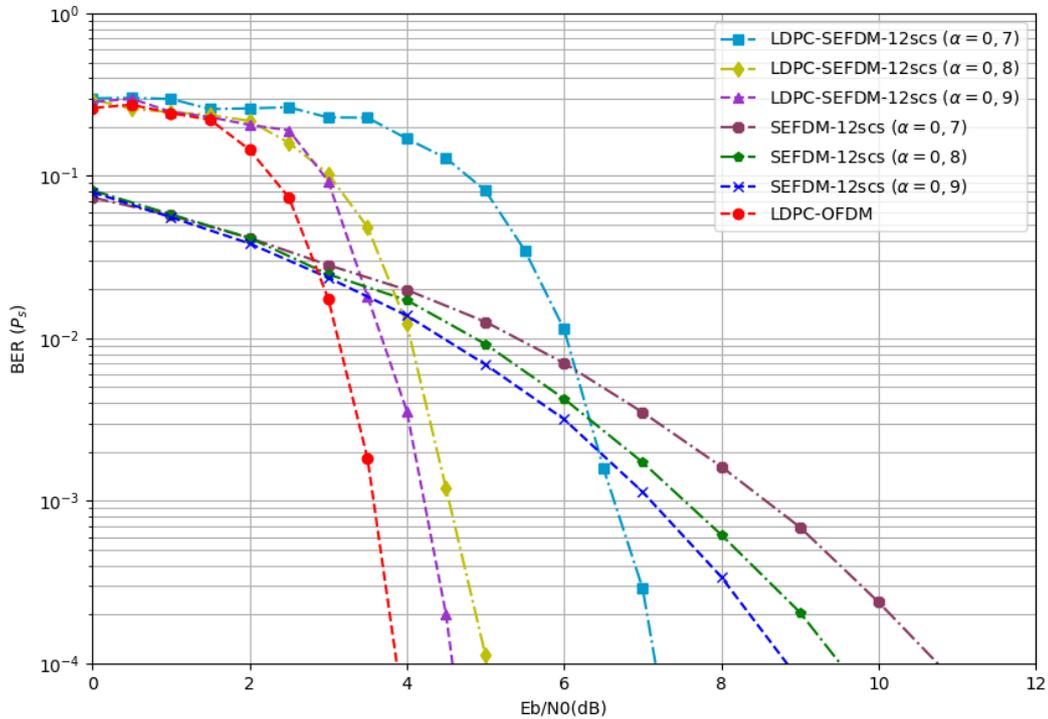
Figura 32 – Curvas de probabilidade de erro de bit versus relação sinal-ruído ( $E_b/N_0$ ) para sistemas SEFDM com códigos LDPC (1088, 352). Para todos os casos, foi assumido o canal com ruído aditivo Gaussiano branco.



Fonte: O Autor (2022).

de técnicas de cancelamento da interferência, os efeitos negativos da quebra da ortogonalidade podem ser amenizados, tornando viável a utilização de sistemas não ortogonais. Diferentemente dos códigos LDPC utilizado neste trabalho, (LUO; ZHANG, 2016) utilizou códigos Turbo nos sinais SEFDM, melhorando a curva de taxa de erro do sistema por meio da redução dos efeitos da ICI.

Figura 33 – Curvas de probabilidade de erro de bit versus relação sinal-ruído ( $E_b/N_0$ ) para sistemas SEFDM codificados (1088, 352) e não-codificados, com 12 subportadoras. Para todos os casos, foi assumido o canal com ruído aditivo Gaussiano branco.



Fonte: O Autor (2022).

## 4.2 EFICIÊNCIA ESPECTRAL

Considerando os parâmetros dos sistemas apresentados nas Tabelas 4 e 5, é possível calcular a taxa de símbolos para cada um dos sistemas. Ao fixar a banda utilizada e maximizar o número de subportadoras do SEFDM, é possível atingir taxas equivalentes ao OFDM com uma modulação de ordem superior.

A Tabela 6 mostra que um sinal 4QAM/SEFDM com fator de compressão de espectro de 0,7 e ocupando uma banda de 20 MHz consegue alocar 5 subportadoras de dados a mais que um sinal OFDM. Por conta disso, apesar da largura de banda dos sinais ser a mesma, o sinal 4QAM/OFDM alcança uma taxa de símbolos de até 20 Msímbolos/s, enquanto o 4QAM/SEFDM alcança até 30 Msímbolos/s, resultando no aumento da taxa de *bits* transmitidos.

Ao comparar o 4QAM/SEFDM com o 8QAM/OFDM, temos as mesmas taxas de símbolos, porém como o 8QAM carrega 3 *bits* por símbolo, sua taxa de *bits* é 50% maior que a do 4QAM/OFDM, igualando a taxa alcançada pelo 4QAM/SEFDM. Ou seja, dada uma largura de banda, ao utilizar o sinal SEFDM é possível obter a mesma taxa de *bits* de um sistema

OFDM com ordem de modulação superior.

Tabela 6 – Parâmetros dos sistemas OFDM e SEFDM com  $\alpha = 0,7$ .

Sinal	FFT	N	Largura de Banda	Taxa de Símbolos	Taxa de Bits
4QAM/OFDM	32	11	20 MHz	20 Msímbolos/s	40 Mbps
8QAM/OFDM	32	11	20 MHz	20 Msímbolos/s	60 Mbps
4QAM/SEFDM	32	16	20 MHz	30 Msímbolos/s	60 Mbps

Fonte: O Autor (2022).

A Tabela 7 traz comparações entre os sinais SEFDM e OFDM nas modulações 16 e 32QAM, para um  $\alpha=0,8$  e 20 MHz de largura de banda. Como a compressão do espectro é menor que na Tabela 6, o sinal SEFDM tem agora 14 subportadoras de dados, apenas 3 a mais que nos sinais OFDM. Comparando os sinais modulados em 16QAM, o SEFDM apresenta uma taxa de *bits* até 25% maior que o OFDM na mesma modulação, sendo a taxa a mesma obtida pelo sinal 32QAM/OFDM, que é a modulação de ordem imediatamente superior.

Tabela 7 – Parâmetros dos sistemas OFDM e SEFDM com  $\alpha = 0,8$ .

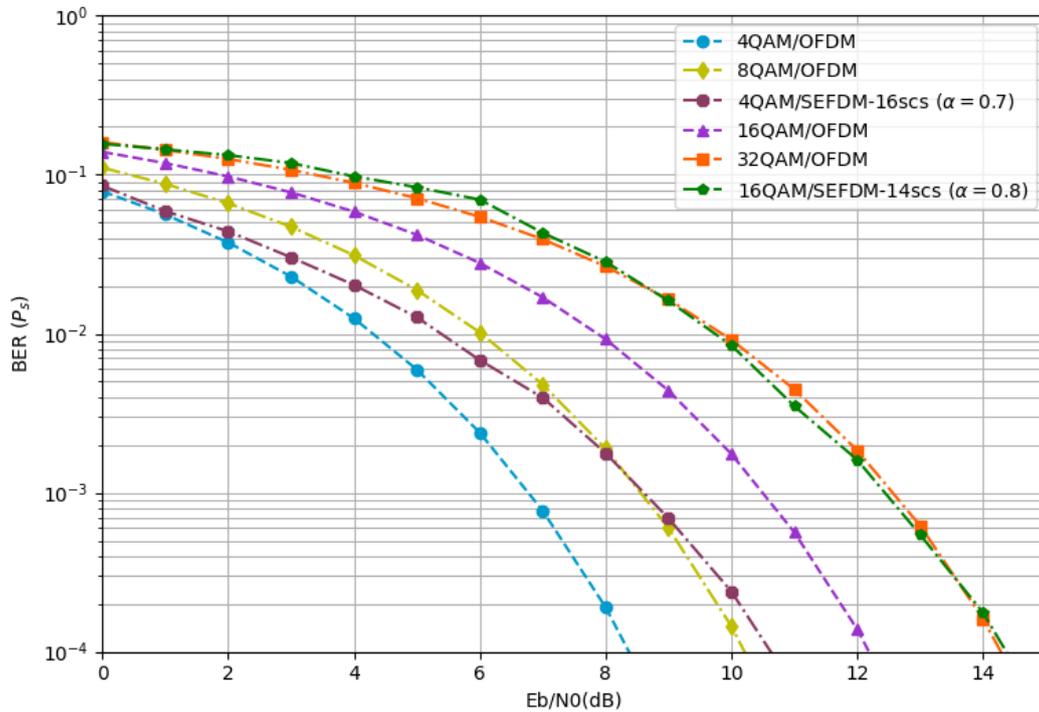
Sinal	FFT	N	Largura de Banda	Taxa de Símbolos	Taxa de Bits
16QAM/OFDM	32	11	20 MHz	20 Msímbolos/s	80 Mbps
32QAM/OFDM	32	11	20 MHz	20 Msímbolos/s	100 Mbps
16QAM/SEFDM	32	14	20 MHz	25 Msímbolos/s	100 Mbps

Fonte: O Autor (2022).

Em sistemas de comunicação, aumentar a ordem de modulação do sinal é uma das formas de aumentar a taxa de transmissão, porém essa mudança de ordem acarreta numa piora na curva de taxa de erro, sendo necessário aumentar a potência da transmissão para melhorar a relação sinal-ruído e utilizar técnicas de demodulação mais avançadas, para que o sinal transmitido possa ser recuperado sem um custo computacional elevado. Sendo assim, o fato de que o SEFDM consegue manter as taxas de transmissão utilizando uma modulação de ordem inferior é positivo.

Considerando o desempenho da taxa de erro apresentado na seção 4.1, que mostrou que os sinais SEFDM apresentam degradação de desempenho ao aumentar o número de subportadoras e/ou reduzir o fator de compressão espectral, entendeu-se como necessário analisar as curvas de taxas de erro dos sistemas apresentados nas Tabelas 6 e 7, como forma de verificar o impacto da redução na ordem de modulação.

Figura 34 – Curva da probabilidade de erro dos sistemas analisados nas Tabelas 6 e 7



Fonte: O Autor (2022).

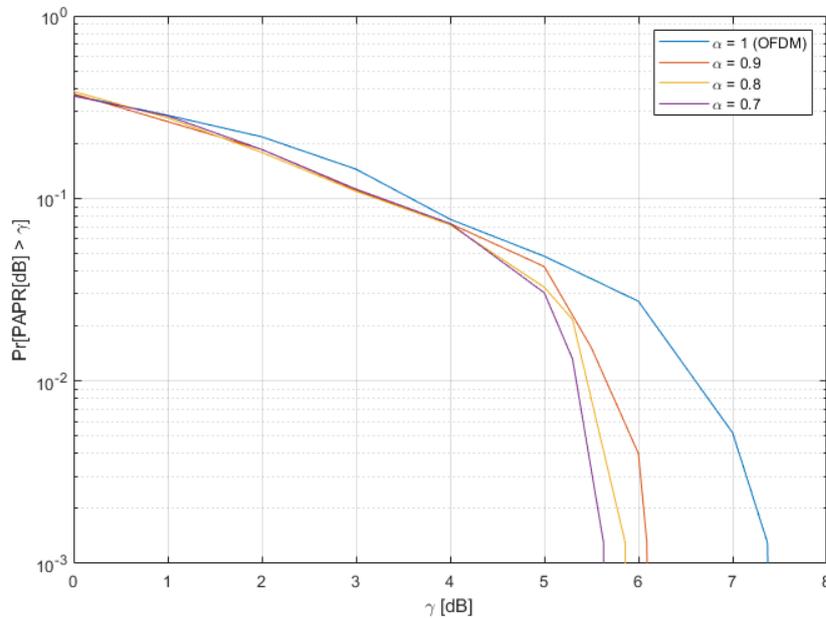
A Figura 34 traz as curvas de taxa de erro dos sistemas analisados, tendo como pontos mais importantes as comparações entre 8QAM/OFDM ( $N=11$ ) e 4QAM/SEFDM ( $N=16$ ) com  $\alpha=0,7$  e entre 32QAM/OFDM ( $N=11$ ) e 16QAM/SEFDM ( $N=14$ ) com  $\alpha = 0,8$ , pois são os pares que possuem as mesmas taxas de transmissão de *bits*. Nos dois casos investigados, as diferenças nas taxas de erro são irrelevantes, limitando o benefício de se utilizar uma modulação de ordem inferior, já que não há vantagem quanto a taxa de erro. Porém, é importante destacar que mesmo obtendo uma curva de taxa de erro semelhante, utilizar uma modulação de ordem inferior continua sendo vantajoso pois é possível reduzir a potência da transmissão e utilizar algoritmos de demodulação mais simples.

#### 4.3 PAPR

De posse dos símbolos OFDM/SEFDM sobreamostrados, é possível gerar a curva complementar da função de distribuição cumulativa (CCDF) para os sinais gerados no simulador. A Figura 35 apresenta as curvas CCDF para os diferentes valores de  $\alpha$ , bem como para o sinal OFDM. A curva mostra que conforme reduzimos o valor do fator de compressão de espectro, a probabilidade de ter picos com potência muito maior que a potência média do sinal diminui.

Ao comparar o sinal OFDM com o SEFDM com  $\alpha = 0,9$ , existe uma redução no valor da PAPR de pouco mais de 1dB ao analisar pontos com a mesma probabilidade.

Figura 35 – CCDF da PAPR dos sistemas SEFDM e OFDM com 12 subportadoras.



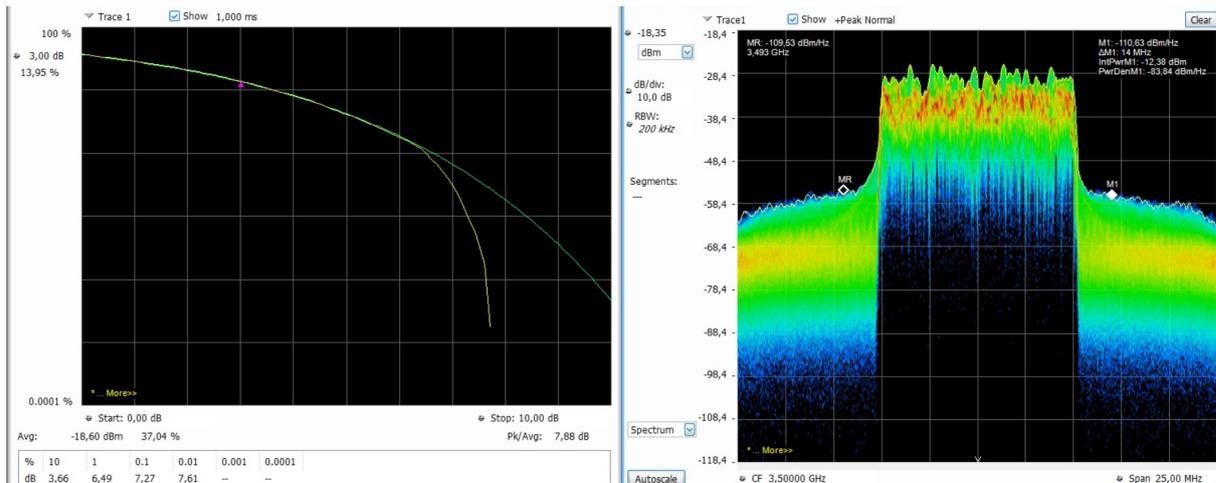
Fonte: O Autor (2022).

Apesar da PAPR dos sinais SEFDM ser menor que no OFDM, ela não é necessariamente baixa, como em qualquer sistema multiportadora, existe sempre a probabilidade dos valores do sinal se unirem de forma construtiva e resultar num pico muito acima da média.

Como o analisador de espectro utilizado possui a função CCDF, os valores de PAPR dos sinais foram obtidos de forma experimental, capturando o sinal na saída do transmissor do USRP X310. Na Figura 36 é possível ver um exemplo de funcionamento da função CCDF do analisador de espectro, que além da CCDF do sinal analisado, possui a referência gaussiana da curva da PAPR, que são os valores obtidos para o caso de um canal apenas com ruído gaussiano branco.

Ao coletar a PAPR de forma experimental para todos os quatro sinais, verificou-se que os valores observados eram todos iguais, o que contradiz os valores encontrados em simulação e resultados análogos anteriores (LIU; XU; DARWAZEH, 2020). A justificativa encontrada para isso é o fato de que analisar a PAPR após a passagem do sinal pelo transmissor não é efetivo, pois nesse ponto, caso haja uma alta PAPR, o sinal já foi prejudicado, parte de sua informação já foi perdida no momento que houve um pico muito elevado e o amplificador saiu de sua faixa de operação. E essa perda de informação ocorre de forma igual para todos os sinais, pois a

Figura 36 – CCDF da PAPR do sistema SEFDM 0,8 coletada no analisador de espectro.



Fonte: O Autor (2022).

partir de certo limiar, os valores não são amplificados corretamente, gerando novos limites para os valores de pico dos sinais. Desse modo, os resultados apresentados para PAPR neste trabalho ficam limitados aos obtidos através da simulação.

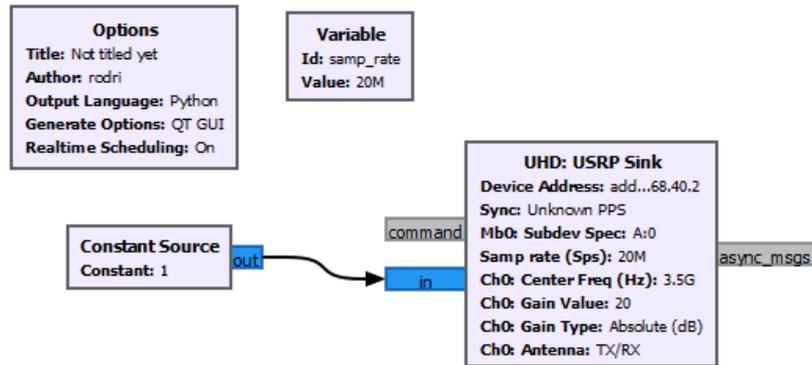
#### 4.4 ANÁLISE DA TRANSMISSÃO

Utilizando os materiais e métodos apresentados no Capítulo 3, é possível realizar a transmissão experimental dos sinais SEFDM e OFDM nos cenários de canal sem fio e de rádio sobre fibra, para analisar o comportamento espectral e de potência de um sinal não-ortogonal em comparação com o OFDM. O primeiro passo para avaliação da transmissão é a caracterização dos sistemas, em que os valores de saída dos SDR são avaliados. A Figura 37 mostra o arquivo do GNURadio utilizado para medição da potência de saída dos SDRs.

A Figura 38 apresenta a curva da tensão pico-a-pico pelo ganho do USRP N210 inserido via GNURadio, em que se pode observar a existência uma saturação na potência de saída a partir de 24dB de ganho. Apesar do *datasheet* do USRP N210 informar que a potência máxima de saída rádio é de 15dBm (ETTUS, 2012), as medições mostram comportamento saturado a partir de 10,1dBm ( $V_{pp} = 2,023V$ ), em que ao aumentar o ganho para 26dB, a potência de saída limita-se a 10,41dBm ( $V_{pp} = 2,097V$ ). É necessário uma investigação para compreender melhor esta limitação, porém isto foge dos objetivos deste trabalho e fica como sugestão de trabalhos futuros.

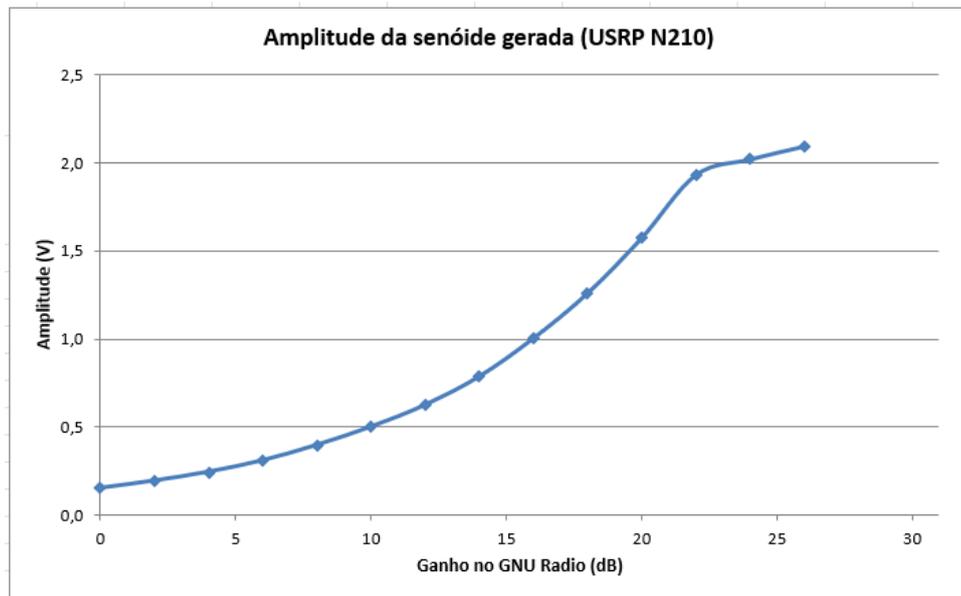
Para as medições de potência no USRP X310, utilizou-se o mesmo diagrama esquemático

Figura 37 – Diagrama esquemático do GNURadio para medição da potência de saída.



Fonte: O Autor (2022).

Figura 38 – Tensão pico-a-pico da senoide gerada pelo N210 em função do ganho no GNURadio.

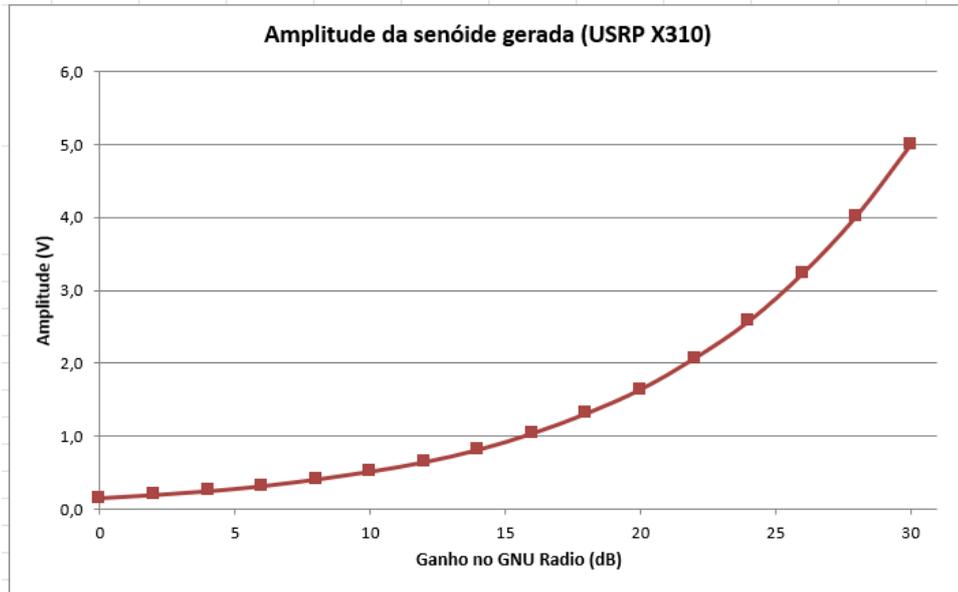


Fonte: O Autor (2022).

presente na Figura 37. As potências de saída do rádio foram medidos por (SOUSA, 2021) e podem ser visualizadas na Figura 39.

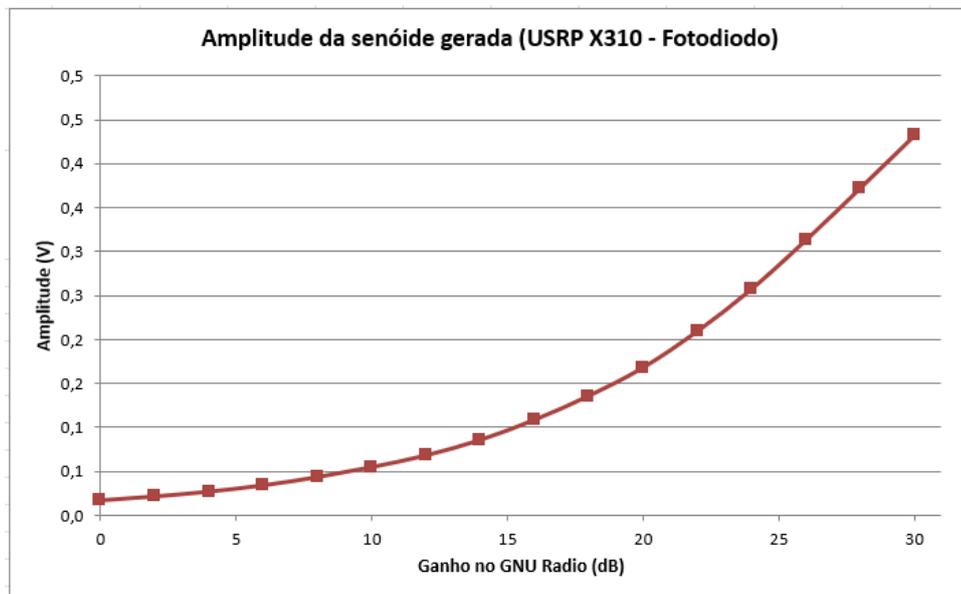
Foram realizadas medições da potência elétrica na saída do fotodiodo, considerando a atenuação óptica de 1dB do VOA. O resultado destas medições podem ser vistos na Figura 40 e a partir deles é possível notar que para estas configurações do sistema RoF, a saída no fotodiodo apresenta comportamento linear.

Figura 39 – Tensão pico-a-pico da senoide gerada pelo X310 em função do ganho no GNURadio.



Fonte: Extraído de (SOUSA, 2021).

Figura 40 – Tensão pico-a-pico da senoide gerada na saída do fotodiodo em função do ganho no GNURadio.



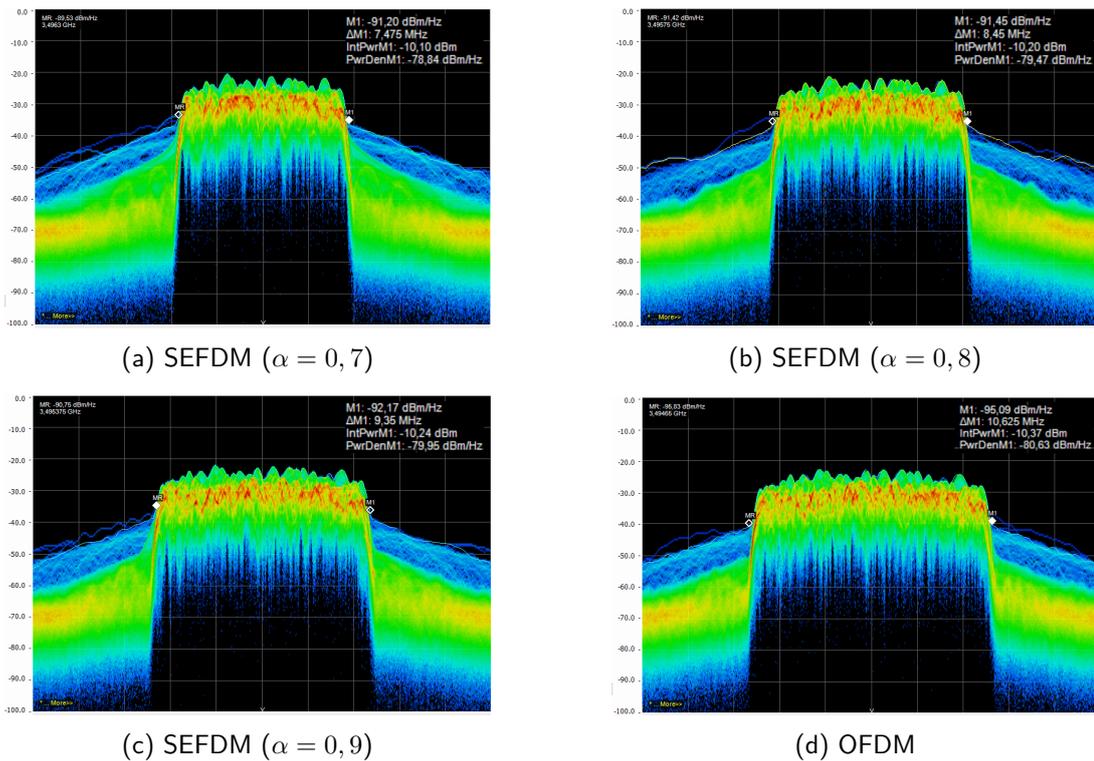
Fonte: O Autor (2022).

#### 4.4.1 Canal Sem Fio

Após a organização do ambiente para realização das transmissões neste primeiro cenário, iniciou-se medindo com o analisador de espectro a potência de transmissão do rádio e visualizando os espectros formados. Na Figura 41 é possível visualizar os espectros coletados com as respectivas potências.

As potências observadas estão todas na faixa de -10.3dBm, utilizando ganho de 0dB no transmissor e com uma taxa de amostragem de 20Msps. Importante destacar aqui que mesmo o SEFDM ( $\alpha=0,7$ ) tendo uma redução de 3MHz na banda em relação ao OFDM para transportar a mesma informação com a mesma taxa, esta análise espectral indica que do ponto de vista da forma e potência de transmissão, não existem diferenças entre o OFDM e o SEFDM.

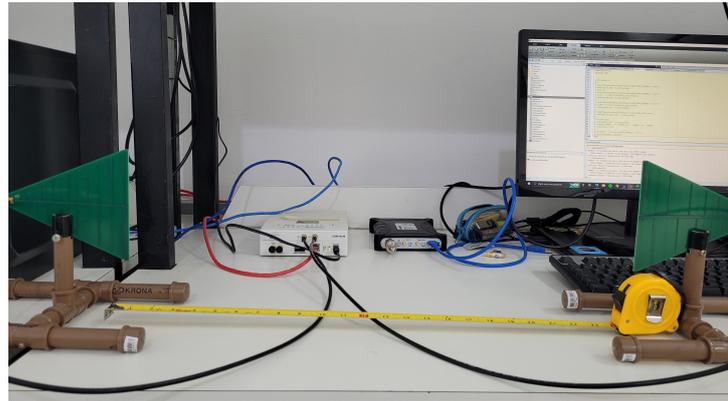
Figura 41 – Sinais transmitidos visualizados no analisador de espectro - Canal sem fio.



Fonte: O Autor (2022).

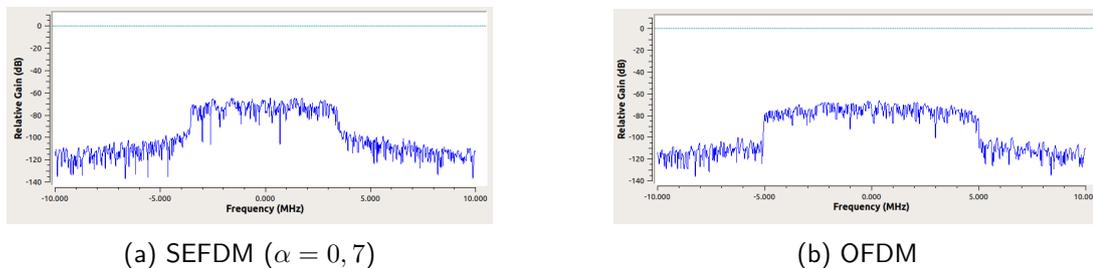
Após visualização dos sinais transmitidos, as antenas LP09650 são conectadas nas entradas RF do USRP N210 (Figura 42) para transmissão do sinal pelo canal sem fio. Com a antena receptora conectada ao rádio, o sinal recebido foi digitalizado, amostrado e enviado para o GNURadio no computador. O sinal recebido foi armazenado para ser processado posteriormente e foi possível visualizar seu espectro. Na Figura 43 pode-se observar os espectros dos sinais OFDM e SEFDM ( $\alpha=0,7$ ) após transmissão pelo canal sem fio.

Figura 42 – Experimento Canal sem fio.



Fonte: O Autor (2022).

Figura 43 – Sinais recebidos - Canal sem fio.



Fonte: O Autor (2022).

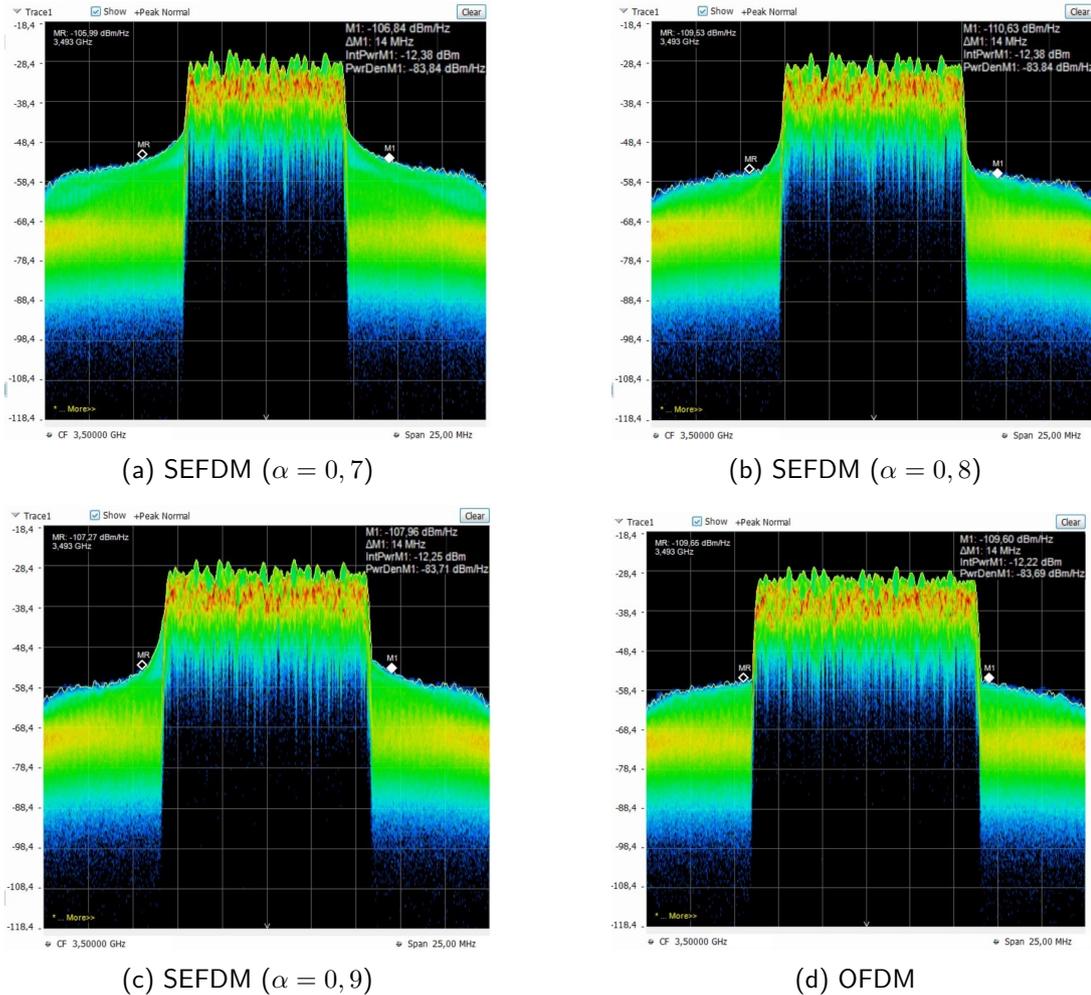
#### 4.4.2 Rádio sobre Fibra

Para analisar a potência elétrica recebida no rádio após o fotodiodo, utiliza-se o analisador de espectro. Dessa forma é possível comparar a potência elétrica do sinal transmitido pelo USRP X310 e a potência elétrica recebida, levantando assim a atenuação sofrida pelo sinal ao passar pelo *link* de rádio sobre fibra.

Na Figura 44 é possível visualizar os espectros dos sinais na saída do fotodiodo, com suas respectivas potências elétricas, após ter passado pelo processo de conversão O/E do fotodiodo.

A potência elétrica da portadora do USRP X310 é  $P_c = -31,53dBm$  (Figura 20) e nesta transmissão é utilizado um ganho de 20dB no transmissor, além de uma atenuação de 1dB no VOA. Nestas configurações, a potência elétrica medida após o fotodiodo é na faixa de -12,5dBm, que corresponde a  $P_c + G_t - VOA$ . E aqui vale destacar dois pontos: a atenuação sofrida pelos componentes da parte ótica do *setup* de rádio sobre fibra do laboratório é irrelevante e que não há diferenças na forma como os sinais OFDM e SEFDM enfrentam os

Figura 44 – Sinais no analisador de espectro - RoF

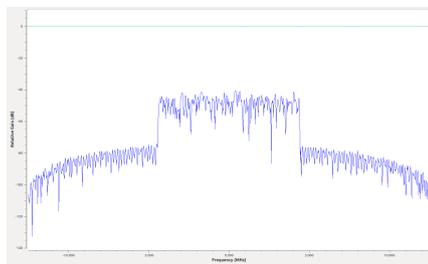
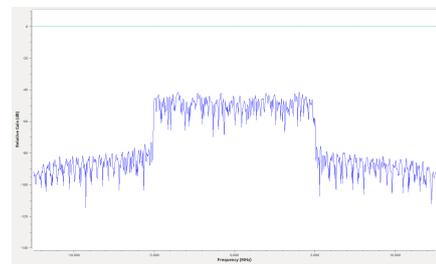
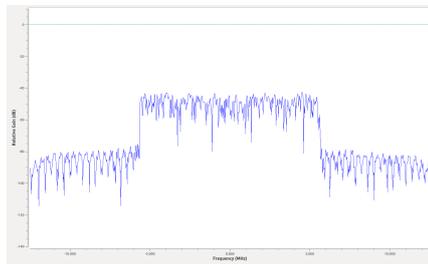
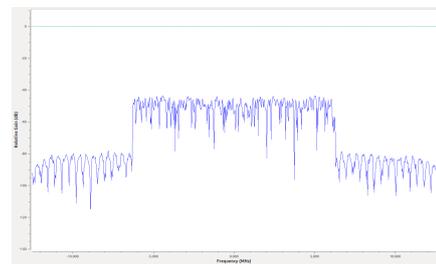


Fonte: O Autor (2022).

efeitos dos canais de comunicação, ao menos do ponto de vista espectral e de potência.

Ligando a saída do fotodiodo no RX do USRP X310, o sinal é recebido, digitalizado e amostrado, com as amostras sendo enviadas ao computador para utilização no GNURadio. No GNURadio o sinal foi armazenado em arquivo para posterior processamento e o espectro dos sinais recebidos foi registrado (Figura 45). Aqui vale destacar que apesar do espectro mostrado no GNURadio ter uma escala de potência, os valores das potências não são condizentes com os valores medidos com o analisador de espectro.

Figura 45 – Sinais no GNURadio - RoF

(a) SEFDM ( $\alpha = 0,7$ )(b) SEFDM ( $\alpha = 0,8$ )(c) SEFDM ( $\alpha = 0,9$ )

(d) OFDM

Fonte: O Autor (2022).

## 5 CONCLUSÃO

Foi apresentada nesta Dissertação uma análise de desempenho de uma forma de onda não-ortogonal do tipo SEFDM em comparação à forma de onda ortogonal OFDM, utilizada tanto no 4G LTE como no 5G NR. Foram realizadas simulações para averiguar o desempenho desta forma de onda em diferentes cenários, com e sem a utilização de códigos corretores de erros, além da análise sobre a eficiência espectral e da PAPR. Do ponto de vista experimental, a forma de onda foi submetida a um canal sem fio e a um *link* de rádio sobre fibra. Foram escolhidos estes cenários pois eles são frequentes no 5G NR e provavelmente continuarão existindo com a chegada da sexta geração.

O objetivo geral do trabalho foi alcançado, sendo possível analisar o desempenho do SEFDM em diversas configurações e constatar que apesar da limitação desta forma de onda em relação ao número de subportadoras, o sistema apresenta uma melhor eficiência espectral e uma redução na PAPR em comparação aos sistemas ortogonais (OFDM). A limitação no número de subportadoras ocorre devido a interferência entre subportadoras (ICI), criada com a quebra da ortogonalidade e que se torna mais intensa conforme o número de subportadoras aumenta. Apesar desta interferência ser determinística, as técnicas aplicadas atualmente conseguem reduzir seus efeitos, mas não eliminá-los.

Com a utilização dos códigos 5G LDPC, é possível melhorar a curva de taxa de erro do sistema SEFDM, conseguindo inclusive aumentar o número limite de subportadoras nas configurações analisadas. A diferença de desempenho em relação ao OFDM cresce com o aumento da compressão espectral, com ou sem o uso de códigos corretores de erros. Enquanto o SEFDM com  $\alpha = 0,9$  possui desempenho semelhante ao OFDM na maioria dos cenários analisados, o mesmo não pode ser dito para o SEFDM com  $\alpha = 0,7$ , que apresenta limitações mais evidentes, especialmente ao aumentar o número de subportadoras.

Na análise da eficiência espectral, considera-se que os canais dos sistemas de telecomunicações possuem largura definida, e portanto a forma mais justa de realizar a comparação entre os sistemas é utilizando canais com a mesma largura de banda. Ao maximizar o número de subportadoras do SEFDM até o limite da largura do canal, evidenciam-se cenários em que o SEFDM torna possível obter a mesma taxa, numa mesma banda, utilizando uma ordem de modulação inferior em relação ao OFDM. Apesar das taxas de erro serem semelhantes, a utilização de uma ordem de modulação menor permite utilizar uma potência menor na transmissão

e reduzir a complexidade do receptor, já que a constelação possui menos pontos.

O próximo ponto investigado é a PAPR dos sistemas, em que os resultados são obtidos no ambiente de simulação e apresentados por meio de uma curva complementar da função de distribuição cumulativa (CCDF). Os resultados mostram que para os sistemas analisados, quanto menor o valor de  $\alpha$ , menor é a PAPR, ou seja, o OFDM ( $\alpha = 1$ ) apresenta o pior desempenho, com uma PAPR pouco mais de 1dB maior que a do SEFDM com  $\alpha = 0,9$ .

O objetivo de transmitir os sinais utilizando o SDR foi alcançado por meio das transmissões experimentais, que mostram que os sinais SEFDM comportam-se de maneira similar ao OFDM nos cenários de RoF e canal sem fio. Esta semelhança é um aspecto positivo, pois um ponto fundamental da razão do OFDM ser tão utilizado é justamente seu bom comportamento nos canais sem fio.

De acordo com os resultados apresentados, apesar das vantagens do SEFDM em relação ao OFDM, é necessário de lidar com a ICI, de forma que seja possível utilizar esta forma de onda com um número maior de subportadoras, se adequando aos valores estabelecidos nos sistemas de comunicação modernos. Além disso, é importante verificar de que maneira a ICI presente no SEFDM prejudica o processo de sincronismo.

## 5.1 TRABALHOS FUTUROS

- Buscar outras técnicas para amenizar os efeitos da ICI nos sistemas SEFDM;
- Realizar as adequações necessárias nos algoritmos de sincronismo do OFDM para avaliar seu funcionamento em sistemas SEFDM;

## REFERÊNCIAS

- AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communications Systems*. 5. ed. Nova York: John Wiley and Sons, 2021.
- ANDERSON, J. B.; RUSEK, F.; ÖWALL, V. Faster-than-nyquist signaling. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 101, n. 8, p. 1817–1830, 2013.
- BAE, J.; ABOTABL, A.; LIN, H.-P.; SONG, K.-B.; LEE, J. An overview of channel coding for 5g nr cellular communications. *APSIPA Transactions on Signal and Information Processing*, v. 8, 2019.
- BANELLI, P.; BUZZI, S.; COLAVOLPE, G.; MODENINI, A.; RUSEK, F.; UGOLINI, A. Modulation formats and waveforms for 5g networks: Who will be the heir of ofdm?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency. *IEEE Signal Processing Magazine*, IEEE, v. 31, n. 6, p. 80–93, 2014.
- BENVENUTO, N.; CHERUBINI, G. *Algorithms for Communications Systems and Their Applications*. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2002.
- BRITO, J. M. C.; MENDES, L. L.; GONTIJO, J. G. S. Brazil 6g project-an approach to build a national-wise framework for 6g networks. In: IEEE. *2020 2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT)*. [S.l.], 2020. p. 1–5.
- CEDRIM, R. *simsefdm*. 2022. Disponível em: <<https://github.com/rcedrim/simsefdm>>.
- CHANG, R. W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell System Technical Journal*, Wiley Online Library, v. 45, n. 10, p. 1775–1796, 1966.
- COLLINS, T.; GETZ, R.; PU, D.; WYGLINSKI, A. M. *Software-Defined Radio for Engineers*. [S.l.]: Artech House, 2018.
- CONCEIÇÃO, F.; GOMES, M.; SILVA, V.; DINIS, R.; SILVA, A.; CASTANHEIRA, D. A survey of candidate waveforms for beyond 5g systems. *Electronics*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, n. 1, p. 21, 2021.
- DAHLMAN, E.; PARKVALL, S.; SKÖLD, J. *4G, LTE-Advanced Pro and The Road to 5G*. 3. ed. Estados Unidos: Academic Press, 2016.
- DAHLMAN, E.; PARKVALL, S.; SKÖLD, J. *5G NR: The next generation wireless access technology*. 2. ed. Estados Unidos: Academic Press, 2021.
- DARWAZEH, I.; GHANNAM, H.; XU, T. The first 15 years of sefdm: A brief survey. In: IEEE. *2018 11th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP)*. [S.l.], 2018. p. 1–7.
- ETTUS. *USRP™ N200/N210 Networked Series*. [S.l.], 2012. Disponível em: <[https://www.ettus.com/wp-content/uploads/2019/01/07495\\_Ettus\\_N200-210\\_DS\\_Flyer\\_HR\\_1.pdf](https://www.ettus.com/wp-content/uploads/2019/01/07495_Ettus_N200-210_DS_Flyer_HR_1.pdf)>.
- ETTUS. *USRP™ X Series: X300 and X310*. [S.l.], 2014. Disponível em: <[https://www.ettus.com/wp-content/uploads/2019/01/X300\\_X310\\_Spec\\_Sheet.pdf](https://www.ettus.com/wp-content/uploads/2019/01/X300_X310_Spec_Sheet.pdf)>.

ETTUS. *LP0965 Antenna*. [S.l.], 2022. Disponível em: <<https://www.ettus.com/all-products/lp0965/>>.

FERNANDO, X. N. *Radio over Fiber for Wireless Communications: From Fundamentals to Advanced Topics*. Canadá: John Wiley and Sons, 2014.

FRIIS, H. A note on a simple transmission formula. *IEEE Proceedings*, v. 34, p. 254–256, 1946.

GALLAGER, R. Low-density parity-check codes. *IRE Transactions on information theory*, IEEE, v. 8, n. 1, p. 21–28, 1962.

GENG, Y.; YAJNANARAYANA, V.; BEHRAVAN, A.; DAHLMAN, E.; SHRESTHA, D. Study of reflection-lass-based material identification from common building surfaces. In: IEEE. *2021 Joint European Conference on Networks and Communications & 6G Summit (EuCNC/6G Summit)*. [S.l.], 2021. p. 526–531.

GHANNAM, H. *Mathematical Modelling and Signal and System Design for Spectrally Efficient Future Wireless Communications*. Tese (Doutorado) — UCL (University College London), 2019.

GNURADIO. *Main Page*. 2022. Disponível em: <[https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Main\\_Page](https://wiki.gnuradio.org/index.php?title=Main_Page)>.

HENRIQUE, P. S. R.; PRASAD, R. *6G The Road to the Future*. 1. ed. Dinamarca: River Publishers, 2021.

HWANG, T.; YANG, C.; WU, G.; LI, S.; LI, G. Y. Ofdm and its wireless applications: A survey. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, IEEE, v. 58, n. 4, p. 1673–1694, 2008.

IEEE. Ieee standard for definitions and concepts for dynamic spectrum access: Terminology relating to emerging wireless networks, system functionality, and spectrum management. *IEEE Std 1900.1-2019 (Revision of IEEE Std 1900.1-2008)*, p. 1–78, 2019.

ISAM, S.; DARWAZEH, I. Peak to average power ratio reduction in spectrally efficient fdm systems. In: *18th International Conference on Telecommunications*. [S.l.]: IEEE, 2011. p. 363–368.

KEISER, G. *Optical Fiber Communications*. 4. ed. Nova York: McGraw-Hill, 2010.

LI, Y. G.; STUBER, G. L. *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2006.

LIN, S.; COSTELLO, D. J. *Error control coding*. [S.l.]: Prentice hall Scarborough, 2001. v. 2.

LIU, X.; DARWAZEH, I.; ZEIN, N.; SASAKI, E. Spectrally efficient fdm system with probabilistic shaping. In: *2021 IEEE 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6.

LIU, X.; XU, T.; DARWAZEH, I. Coexistence of orthogonal and non-orthogonal multicarrier signals in beyond 5g scenarios. In: IEEE. *2020 2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT)*. [S.l.], 2020. p. 1–5.

- LOPEZ-LOPEZ, L.; MATINMIKKO-BLUE, M.; CARDENAS-JUAREZ, M.; STEVENS-NAVARRO, E.; AGUILAR-GONZALEZ, R.; KATZ, M. Spectrum challenges for beyond 5g: The case of mexico. In: IEEE. *2020 2nd 6G Wireless Summit (6G SUMMIT)*. [S.l.], 2020. p. 1–5.
- LUO, F.-L.; ZHANG, C. J. *Signal processing for 5G: algorithms and implementations*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016.
- MAZO, J. E. Faster-than-nyquist signaling. *The Bell System Technical Journal*, Nokia Bell Labs, v. 54, n. 8, p. 1451–1462, 1975.
- MOON, T. K. *Error Correction Coding: Mathematical methods and algorithms*. 2. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2021.
- MUKHERJEE, M.; KUMAR, V.; GUO, M.; COSTA, D. B. da; BASAR, E.; DING, Z. The interplay of reconfigurable intelligent surfaces and mobile edge computing in future wireless networks: A win-win strategy to 6g. *arXiv preprint arXiv:2106.11784*, 2021.
- NITESH, G. S.; KAKKAR, A. Generations of mobile communication. *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering*, IJARCSSE, v. 6, n. 3, p. 320–324, 2016.
- PAREDES, M. C. P.; ESCUDERO-GARZAS, J. J.; GARCIA, M. J. F.-G. Papr reduction via constellation extension in ofdm systems using generalized benders decomposition and branch-and-bound techniques. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, IEEE, v. 65, n. 7, p. 5133–5145, 2015.
- PAREDES, M. C. P.; NAVARRETE, D. M.; PLACENCIA, D. F. P. Analysis of quantization metrics for papr evaluation in ofdm systems. In: *2016 8th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*. [S.l.]: IEEE, 2016. p. 1–6.
- PRASAD, R. *OFDM for wireless communications systems*. [S.l.]: Artech House, 2004.
- RAPPAPORT, T. S. *Comunicações sem Fio*. 2. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009.
- RAPPAPORT, T. S.; XING, Y.; KANHERE, O.; JU, S.; MADANAYAKE, A.; MANDAL, S.; ALKHATEEB, A.; TRICHOPOULOS, G. C. Wireless communications and applications above 100 ghz: Opportunities and challenges for 6g and beyond. *IEEE access*, IEEE, v. 7, p. 78729–78757, 2019.
- RIBEIRO, J. *Comunicações Ópticas*. [S.l.]: Erica, 2003.
- RODRIGUES, M.; DARWAZEH, I. Fast ofdm: A proposal for doubling the data rate of ofdm schemes. In: *Proceedings of the International Conference on Telecommunications*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 484–487.
- RUSEK, F.; ANDERSON, J. B. The two dimensional mazo limit. In: IEEE. *Proceedings. International Symposium on Information Theory, 2005. ISIT 2005*. [S.l.], 2005. p. 970–974.
- RUSEK, F.; ANDERSON, J. B. Multistream faster than nyquist signaling. *IEEE Transactions on Communications*, IEEE, v. 57, n. 5, p. 1329–1340, 2009.
- SCHMIDL, T.; COX, D. Robust frequency and timing synchronization for ofdm. *IEEE Transactions on Communications*, v. 45, n. 12, p. 1613–1621, 1997.

SENIOR, J. M. *Optical Fiber Communications Principles and Practice*. 3. ed. Essex: Pearson Prentice Hall, 2009.

SOUSA, H. V. F. *Transmissão de Sinais 5G New Radio em Sistemas Fiber Wireless usando Rádio Definido por Software*. 2021.

SUN, E.; YANG, R.; ZHANG, Y. Raised cosine-like companding scheme for peak-to-average power ratio reduction of scfdma signals. In: *Wireless Personal Communications 67*. [S.l.]: Springer, 2012. p. 913–921.

TEKTRONIX. *Spectrum Analyzer RSA306B and RSA306B-SMA USB Real Time Spectrum Analyzer Datasheet*. [S.l.], 2022. Disponível em: <<https://www.tek.com/en/datasheet/spectrum-analyzer-0>>.

TELLADO, J. *Multicarrier modulation with low PAR: Applications to DSL and wireless*. [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2002.

UJAGER, F. S.; ZAIDI, S. M. H.; YOUNIS, U. A review of semiconductor lasers for optical communications. In: IEEE. *7th International Symposium on High-capacity Optical Networks and Enabling Technologies*. [S.l.], 2010. p. 107–111.

VIHRIALA, J.; ERMOLOVA, N.; LAHETKANGAS, E.; TIRKKONEN, O.; PAJUKOSKI, K. On the waveforms for 5g mobile broadband communications. In: IEEE. *2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. [S.l.], 2015. p. 1–5.

WANDERLEY, J. *Transmissão de Sinais de Rádio sobre Fibra Óptica em Sistemas 5G New Radio*. 2020.

WU, Y.; SINGH, S.; TALEB, T.; ROY, A.; DHILLON, H. S.; KANAGARATHINAM, M. R.; DE, A. *6G Mobile Wireless Networks*. 1. ed. Suíça: Springer, 2021.

YUAN, L.; PAN, J.; YANG, N.; DING, Z.; YUAN, J. Successive interference cancellation for ldpc coded non-orthogonal multiple access systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, PP, p. 1–1, 04 2018.