



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

HUGO VALE FRANKLIN DE SOUSA

**TRANSMISSÃO DE SINAIS 5G *NEW RADIO* EM SISTEMAS *FIBER-WIRELESS*
USANDO RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE**

Recife

2021

HUGO VALE FRANKLIN DE SOUSA

**TRANSMISSÃO DE SINAIS 5G *NEW RADIO* EM SISTEMAS *FIBER-WIRELESS*
USANDO RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Comunicações.

Orientador: Prof^o. Dr. Joaquim Ferreira Martins Filho

Coorientador: Prof^o. Dr. Leonardo Didier Coelho

Recife

2021

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

S725t Sousa, Hugo Vale Franklin de.
Transmissão de sinais 5G New Radio em Sistemas Fiber-Wireless usando rádio definido por software / Hugo Vale Franklin de Sousa. – 2021. 80 f.: il., figs., tabs.

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, 2021.
Inclui referências e anexos.

1. Engenharia elétrica. 2. 5G NR. 3. GNU Radio. 4. Fiber-wireless. 5. Rádio sobre fibra. 6. Fotônica de microondas. I. Martins Filho, Joaquim Ferreira (Orientador). II. Coelho, Leonardo Didier (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2022-84

HUGO VALE FRANKLIN DE SOUSA

**TRANSMISSÃO DE SINAIS 5G *NEW RADIO* EM SISTEMAS *FIBER-WIRELESS*
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 a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Comunicações

Aprovada em: 21/12/2021.

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Dr. José Sampaio de Lemos Neto (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Divanilson Rodrigo de Sousa Campelo (Examinador Externo)
Universidade Federal de Pernambuco

AGRADECIMENTOS

À minha família e meus amigos que nunca entenderam do que se tratava esse mestrado.

Aos professores Leonardo e Joaquim por compartilharem seus conhecimentos e terem me dado todo suporte para realização deste trabalho.

Aos colegas de laboratório Rodrigo Cedrim e Victhor Foster que me ajudaram nos experimentos.

Aos meus chefes do trabalho que foram compreensíveis com minhas faltas.

E, principalmente, à minha esposa que apoiou nos dias difíceis e nas pequenas conquistas.

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo documentar a implementação experimental de um sistema *Fiber Wireless*, baseado na tecnologia analógica de rádio sobre fibra, aplicada no contexto das redes de comunicações móveis de quinta geração. O sistema emula uma rede de acesso 5G, em que uma Estação Central é conectada através de fibra óptica a uma Estação Base, transmitindo um sinal com as características do padrão 5G NR (*New Radio*), por uma banda de 20 MHz. O transmissor e o receptor são implementados no GNU Radio, uma plataforma *open source* de rádio definido por software (SDR, *Software Defined Radio*). Para viabilizar os experimentos, foi necessário projetar a arquitetura do sistema, realizar a caracterização dos componentes e implementar o sinal 5G NR, tanto na geração da forma de onda na estação central, quanto na recepção e processamento na estação base. Para analisar a qualidade do sistema, foi desenvolvida uma metodologia para calcular a taxa de erro (BER, *Bit Error Rate*) entre os dados transmitidos e recebidos. Os testes são realizados na configuração rádio sobre fibra tradicional e sua variação *Fiber Wireless*. Para as duas configurações, é possível verificar a taxa de erro em função da potência recebida pelo fotodiodo. Por fim, os resultados obtidos foram coletados e registrados neste documento a fim de servirem de referência para avaliar a aplicabilidade de um sistema *Fiber Wireless* diante dos variados cenários da rede 5G.

Palavras-chave: 5G NR; GNU Radio; Fiber-Wireless; rádio sobre fibra; fotônica de micro-ondas.

ABSTRACT

This work aims to document the experimental implementation of an Fiber Wireless system, based on analogue radio over fiber technology, applied in the context of fifth generation mobile communications networks. The system emulates a Central Station connected through fiber optics to a Base Station, transmitting a signal with the characteristics of the 5G New Radio standard, over a 20 MHz band. Transmitter and receiver were implemented in GNU Radio, an open source Software Defined Radio (SDR) platform. To make this transmission feasible, it was necessary to design the system architecture, carry out the characterization of the components and implement the 5G NR signal, both in waveform generation at the central station and in reception and processing at the base station. To analyze the quality of the system, a methodology was developed to estimate the bit error rate (BER) between transmitted and received data. The tests were carried out in the traditional radio over fiber configuration and its variation Fiber Wireless. For both configurations, it was possible to verify the bit error rate as a function of the power received by the photodiode. Finally, the results obtained were collected and registered in this document in order to serve as a reference to assess the applicability of a Fiber Wireless system in the various scenarios of the 5G network.

Keywords: 5G NR; GNU Radio; Fiber-Wireless; radio over fiber; microwave photonics.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Principais serviços atendidos por cada cenário.	16
Figura 2 – Cenários em que o sistema Fiber Wireless é empregado em um Fronthaul; CO-central office, FH-fronthaul, BH-backhaul.	17
Figura 3 – Estrutura do frame para diferentes numerologias.	23
Figura 4 – Espectro de um sinal OFDM	26
Figura 5 – Diagrama de blocos de modulador OFDM	27
Figura 6 – Símbolo OFDM com CP	28
Figura 7 – Portadoras piloto	30
Figura 8 – Sistemas FiWi 5G baseados em rádio sobre fibra analógico e digital	32
Figura 9 – Componentes básicos da Estação Central e da Estação Base de um sistema de RoF.	33
Figura 10 – Curva de transmissão normalizada do MZM.	35
Figura 11 – Estrutura de um Diodo laser de realimentação distribuída	36
Figura 12 – Arquitetura de rádio definido por software.	44
Figura 13 – Demodulador FM implementado no GNU Radio.	45
Figura 14 – Diagrama de Blocos de um sistema rádio sobre fibra tradicional	45
Figura 15 – Diagrama de Blocos do sistema Fiber Wireless implementado.	46
Figura 16 – (a) Sistema FiWi (b) Sistema Rádio sobre fibra tradicional.	46
Figura 17 – (a) Laser DFB (b) Controlador de temperatura e corrente.	48
Figura 18 – Representação do <i>far field</i> da antena utilizada no experimento.	49
Figura 19 – (a) Modulador Mach-Zehnder (b) Fotodiodo.	49
Figura 20 – Transmissor OFDM no GNU Radio	52
Figura 21 – Diagrama para transmissão e recepção do sinal através do sistema.	54
Figura 22 – Receptor OFDM no GNU Radio.	55
Figura 23 – Estrutura do algoritmo implementado para o cálculo da BER.	58
Figura 24 – Diagrama do <i>setup</i> implementado destacando os pontos medidos para o balanceamento de potência.	60
Figura 25 – Splitter 90/10 para medição do ponto P_{10} utilizando o <i>Optical Power Meter</i>	60
Figura 26 – (a) Potência de saída do laser x Potência de saída do MZM (b) Potência de saída do MZM em função da sua tensão de bias.	61

Figura 27 – Programa utilizado para gerar um sinal constante na frequência de 3,5 GHz.	61
Figura 28 – Tensão pico a pico da senoide gerada pelo X310 em função do ganho no GNU Radio.	61
Figura 29 – Ajuste da constante que multiplica os valores complexos do sinal para evitar <i>clipping</i> em função da BER	63
Figura 30 – Comparação entre QPSK e OFDM no sistema Rádio sobre fibra tradicional.	64
Figura 31 – Comparação entre QPSK e OFDM no sistema Fiber Wireless.	64
Figura 32 – Transmissão QAM 16 no sistema RoF (a) e no sistema FiWi (b); transmissão QAM 64 no sistema RoF (c) e no sistema FiWi (d); transmissão QAM 256 no sistema RoF (e) e no sistema FiWi (f)	65
Figura 33 – Espectro do sinal recebido pelo rádio no sistema RoF (a) e no sistema FiWi (b) para uma potência no fotodiodo de 0 dBm. Em (a) a potência elétrica é -5,28 dBm e em (b) -48,56 dBm.	66
Figura 34 – Comparação entre os sistemas FiWi e RoF destacando as potências P_{FD} e P_{RX}	67
Figura 35 – Sinal com potência no fotodiodo de -10,8 dBm, atenuado em 10,8 dBm em relação à figura 35, para ambos os sistemas RoF (a) e FiWi (b). A figura mostra uma potência elétrica de -25,20 dBm em (a) e -67,12 dBm em (b).	69
Figura 36 – (a) Utilização de obstáculo metálico entre as antenas, ocasionando uma atenuação quase que total do sinal (b), resultando em uma potência elétrica de 69,47 dBm.	70

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Faixas de frequências segundo o 3GPP	21
Tabela 2 – Características do 5G para diferentes numerologias	22
Tabela 3 – Taxa de Dados por camada de rádio para 256 QAM	24
Tabela 4 – Parâmetros do OFDM no GNU Radio	51
Tabela 5 – Exemplo dos níveis de potência óptica e elétrica encontrados em uma determinada medição. Os valores de P_0 , P_1 e P_{TX} foram fixos para todas as medições.	70

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
3G	Sistema de Telefonia Móvel de Terceira Geração
4G	Sistema de Telefonia Móvel de Quarta Geração
5G	Sistema de Telefonia Móvel de Quinta Geração
5G NR	<i>5G New Radio</i>
A-RoF	<i>Analog Radio-over-fiber</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
BBoF	<i>Baseband over fiber</i>
BBU	<i>Baseband Unit</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
BTS	<i>Base Transceiver Station</i>
CO	<i>Central Office</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CP-OFDM	<i>Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
CPRI	<i>Common Public Radio Interface</i>
C-RAN	<i>Centralized Radio Access Network</i>
CS	<i>Cyclic Suffix</i>
D-RoF	<i>Digital Radio-over-fiber</i>
DAC	<i>Digital-to-analog Converter</i>
DFB	<i>Distributed Feed-back Laser</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DFT-S-OFDM	<i>Discrete Fourier Transform Spread Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
DSP	<i>Digital Signal Processing</i>
eMBB	<i>Enhanced Mobile Broadband</i>
eRAC	<i>Enhanced Remote Area Communications</i>
FBMC	<i>Filter bank multicarriers</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>

FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FiWi	<i>Fiber Wireless</i>
GFDM	<i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i>
HFR	<i>Hybrid Fiber Radio</i>
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFoF	<i>Intermediate Frequency over Fiber</i>
IoT	<i>Internet of Things</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
ITU	<i>International Telecommunications Union</i>
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
LTE	<i>Long-term Evolution</i>
MATP	<i>Maximum Transmis-sion Point</i>
MBB	<i>Enhanced Mobile Broadband</i>
MCM	<i>Multi-Carrier Modulation</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MITP	<i>Minimum Transmission Point</i>
MMF	<i>Multi-mode fiber</i>
mMTC	<i>Massive Machine Type Communications</i>
MWP	<i>Microwave Photonics</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
NOMA	<i>Non-orthogonal Multiple Access</i>
NSA	<i>Non Standalone</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
OOBE	<i>Out of Band Emission</i>
OTN	<i>Optical Transport Network</i>
PA	<i>Power Amplifier</i>
PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i>
PIN	<i>Positive Intrinsic Negative</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>

QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QP	<i>Quadrature Point</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RAN	<i>Radio Access Network</i>
RAU	<i>Remote Antenna Unit</i>
RF	<i>Radiofrequency</i>
RFoF	<i>Radiofrequency over Fiber</i>
RoF	<i>Radio over fiber</i>
RRU	<i>Remote Radio Unit</i>
SA	<i>Standalone</i>
SDR	<i>Software Defined Radio</i>
SMF	<i>Single mode fiber</i>
SNR	<i>Signal-to-noise Ratio</i>
TVRO	<i>Television receive only</i>
UF-OFDM	<i>Universal-filtered Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
URLLC	<i>Ultra-Reliable Low Latency Communications</i>
USRP	<i>Universal Software Radio Peripheral</i>
VOA	<i>Variable Optical Attenuator</i>
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>
WOLA-OFDM	<i>Weighted Overlap and Add Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
ZP	<i>Zero Padding</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	OBJETIVOS	18
1.2	DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	18
2	REFERENCIAL TEÓRICO	20
2.1	QUINTA GERAÇÃO DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS: 5G <i>NEW RADIO</i>	20
2.2	FORMAS DE ONDA PARA 5G	24
2.2.1	OFDM	25
2.2.1.1	<i>Intervalo de Guarda</i>	27
2.2.1.2	<i>Estimativa de Canal</i>	29
2.3	SISTEMAS <i>FIBER WIRELESS</i> 5G	30
2.3.1	Rádio Sobre Fibra	31
2.3.2	Modulador Mach-Zehnder	33
2.3.3	Laser	35
2.3.4	Fibra Óptica	37
2.3.5	Fotodetector	38
2.3.6	Canal Sem Fio	39
3	METODOLOGIA	41
3.1	RÁDIO DEFINIDO POR <i>SOFTWARE</i>	41
3.1.1	Arquitetura SDR	43
3.1.2	GNU Radio	44
3.2	IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA <i>FIBER WIRELESS</i>	45
3.2.1	Detalhamento do Hardware	47
3.3	IMPLEMENTAÇÃO DO OFDM NO GNU RADIO	50
3.3.1	Transmissor	51
3.3.2	Transmitindo e recebendo o sinal através do sistema	54
3.3.3	Receptor	54
3.4	CÁLCULO DA BER	57
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E ANÁLISE	59
4.1	CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA	59
4.2	EXPERIMENTOS REALIZADOS	62

4.3	ANÁLISE DOS RESULTADOS	66
5	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	71
	REFERÊNCIAS	73
	ANEXO A – <i>SCRIPT</i> UTILIZADO PARA CÁLCULO DA BER . .	79

1 INTRODUÇÃO

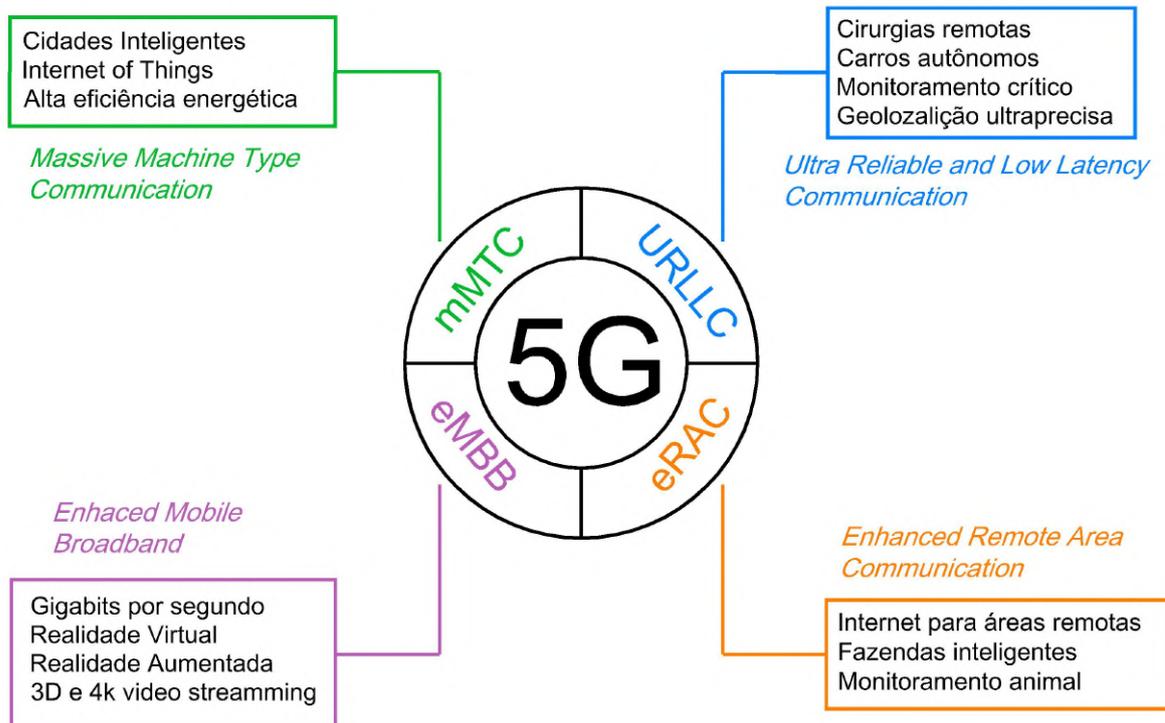
Lançada comercialmente em 2020, a quinta geração de comunicações móveis (5G) surge com o compromisso de atender diversas aplicações que exigem alta demanda por vazão de dados, confiabilidade, conexão de bilhões de dispositivos, baixa latência e eficiência energética (PEREIRA et al., 2020). Essa nova geração trouxe também um aumento da complexidade da rede, uma vez que novas técnicas de comunicação precisam ser implementadas para atender os novos requisitos desafiadores. Conseqüentemente, as arquiteturas das redes tradicionais, empregadas em gerações de comunicações móveis anteriores, estão sendo modificadas a fim de aumentar a eficácia da distribuição, transporte e transmissão de sinais de rádio.

Diante desse contexto, a arquitetura 5G foi planejada para possibilitar vários cenários e aplicações, cujos principais são: URLL (*Ultra-Reliable Low Latency Communications*), para as aplicações de internet táctil, Indústria 4.0, cirurgias remotas e carros autônomos; eMBB (*Enhanced Mobile Broadband*) com taxas na ordem de Gbps por usuário para oferecer serviços de streaming de vídeo 3D e 4k, realidade virtual e realidade aumentada; mMTC (*Massive Machine Type Communications*) com o objetivo de atender os bilhões de dispositivos conectados para as aplicações de IoT (*Internet of Things*)(OSSEIRAN et al., 2014); eRAC (*Enhanced Remote Area Communications*) tem o objetivo de aumentar a área de cobertura em locais remotos, possibilitar a implementação de fazendas inteligentes e monitoramento da produção rural (RYU et al., 2015). A Figura 1 resume os principais cenários que o 5G pretende atender.

Devido à pluralidade de aplicações e requisitos para o 5G, as redes de acesso via rádio (RAN, *Rádio Access Network*) passaram a ser um ponto mais crítico da rede. O 5G deve ser compatível com diversas tecnologias de acesso via rádio, além de fazer uso eficiente do espectro, permitir alocação dinâmica de recursos e ter compatibilidade com os sistemas legados já padronizados. Diante disso, se fez necessário o uso de soluções inovadoras, incluindo nesse contexto, a técnica rádio sobre fibra (RoF, *Radio over fiber*), na qual sinais de radiofrequência (RF, *Radio frequency*) são transmitidos utilizando uma portadora óptica, através de fibras ópticas. Essa técnica pertence a uma área de estudo conhecida como fotônica de micro-ondas (MWP, *Microwave Photonics*) e as principais vantagens incluem: o custo reduzido, tamanho compacto, uma atenuação reduzida e independente da frequência de RF, além de imunidade à interferência eletromagnética e alta capacidade de transferência de dados (YAO, 2009).

A área de fotônica de micro-ondas tem mostrado potencial nos últimos anos em diversos

Figura 1 – Principais serviços atendidos por cada cenário.



Fonte: O autor (2021).

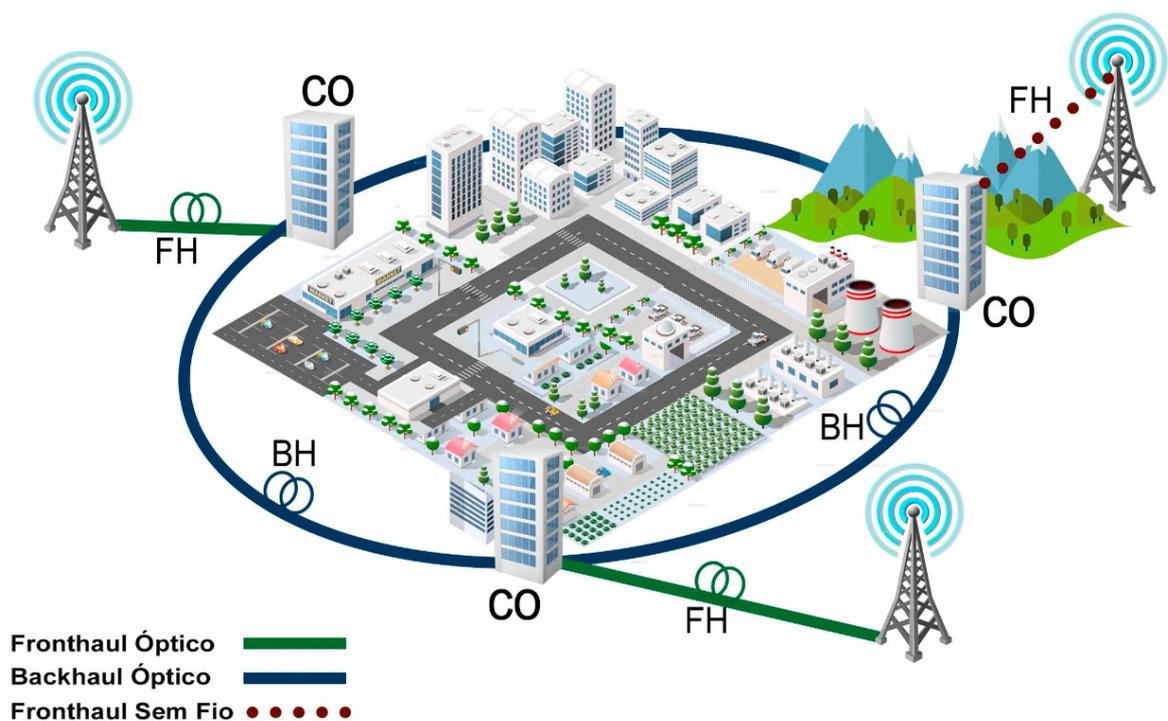
segmentos de telecomunicações e tem sido apontada como uma “solução chave” para o 5G, pois combina as vantagens das comunicações ópticas e sem fio em um único sistema (YAO, 2009). A principal vantagem da fotônica de micro-ondas é sua faixa ultra larga de operação que se estende linearmente desde poucos kHz até dezenas de GHz, sem a necessidade de troca de equipamento. Suas vantagens também impulsionam as pesquisas das próximas gerações de sistema sem fio que suportarão altas frequências com elevadas taxas de transmissão e permitirão a convergência de diferentes tecnologias, como 3G, 4G, 5G e WiFi (*Wireless Fidelity*)(TORNATORE; CHANG; ELLINAS, 2017).

A arquitetura das RANs evoluiu para uma arquitetura centralizada (C-RAN) e introduziu o conceito de um novo segmento de rede de acesso chamado *fronthaul*, onde é realizada uma transmissão de sinais de RF utilizando fibras ópticas. Este segmento surgiu com a separação de parte do processamento do sinal de RF da BTS (*Base Transceiver Station*), com o objetivo de centralizar a arquitetura da rede de acesso. Tipicamente, transporta-se os sinais no *fronthaul* utilizando a técnica de D-RoF (*Digital Radio-over-fiber*), cujo padrão mais comum de transmissão digital utilizado é o CPRI (*Common Public Radio Interface*).

Porém, como o padrão 5G propõe a utilização de frequências de até 52GHz, o transporte digital D-RoF baseado na interface CPRI pode não ser capaz de lidar com um grande volume

de tráfego sem fio, principalmente porque é necessário utilizar altas taxas de amostragem para digitalizar o sinal antes de transmitir. Vários estudos anteciparam que as transmissões utilizando CPRI serão um gargalo das comunicações sem fio para o 5G e para as gerações superiores (CHITIMALLA et al., 2017). Nesse contexto, a solução rádio sobre fibra analógico (A-RoF) está emergindo como um possível sistema candidato e bastante viável para transportes em links *fronthaul*.

Figura 2 – Cenários em que o sistema Fiber Wireless é empregado em um Fronthaul; CO-central office, FH-fronthaul, BH-backhaul.



Fonte: O autor (2021).

Dessa forma, sistemas FiWi (*Fiber wireless*) baseados na tecnologia A-RoF vem sendo propostos para arquiteturas 5G, com o intuito de favorecer a transmissão simultânea de múltiplos sinais de RF entre uma estação central da rede e a RAU (*Remote Antenna Unit*) (KALFAS et al., 2019). Esse sistema também permite explorar a infraestrutura óptica existente, bem como sua capilaridade para criar uma rede com uma banda larga de distribuição de sinais de RF, favorecendo a distribuição de sinais 5G em ondas milimétricas (KALFAS et al., 2019). Sendo assim, os sistemas FiWi desempenham um papel crucial na construção das redes 5G, pois oferecem uma solução promissora de transporte de sinais RF, simplificando e diminuindo os custos de implementação da rede e, portanto, estudos analisando o desempenho e a versatilidade desses sistemas são de grande relevância. A Figura 2 ilustra os cenários em que um

sistema Fiber Wireless é empregado numa rede 5G.

1.1 OBJETIVOS

Desenvolvimento de uma plataforma experimental de Rádio Definido por Software em um sistema de rádio sobre fibra analógico para investigar os sistemas *Fiber Wireless* 5G, utilizando os parâmetros estabelecidos pelo padrão 5G *New Radio*. Os objetivos específicos são enumerados a seguir:

1. Caracterização dos componentes e da arquitetura do sistema, utilizando equipamentos de medição como analisador de espectro e medidor de potência óptica.
2. Implementação do transmissor e receptor OFDM em uma plataforma *open source* de rádio definido por software (GNU Radio), utilizando os parâmetros estabelecidos pelo padrão 5G NR nas modulações QPSK, 16 QAM, 64 QAM e 256 QAM.
3. Realização de testes sistêmicos para avaliar a variação da taxa de erro BER em função da Potencia Óptica no receptor.
4. Avaliar a viabilidade do sistema FiWi para os links de *fronthaul* na rede de acesso 5G através dos resultados obtidos.

1.2 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

- **Capítulo 2** - Introduz as redes móveis de quinta geração, apresentando o padrão 5G NR e sua numerologia. Em seguida, é feita uma fundamentação teórica a respeito das formas de onda para o 5G e a forma de onda OFDM. Também são apresentados os conceitos e componentes pertinentes ao sistema *Fiber Wireless*. O intuito desse capítulo é dar embasamento e contextualizar o cenário do trabalho desenvolvido nesta Dissertação.
- **Capítulo 3** - Apresenta a metodologia e ferramentas utilizadas na realização dos testes experimentais. Mostra também os componentes utilizados na montagem do *setup* experimental, a implementação em Rádio Definido por Software e os testes para medir a qualidade do sistema.

- **Capítulo 4** - Mostra os resultados dos experimentos e das caracterizações do sistema e faz uma análise detalhada.
- **Capítulo 5** - Apresenta as conclusões da avaliação experimental realizada e sugere alguns trabalhos futuros na mesma linha de pesquisa.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Este capítulo tem o objetivo de apresentar a fundamentação teórica para prover uma melhor compreensão e contextualização do trabalho desenvolvido nesta Dissertação. São abordadas as características do Padrão 5G NR, as formas de onda para 5G e o sistema Fiber-Wireless e seus componentes.

2.1 QUINTA GERAÇÃO DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS: 5G *NEW RADIO*

A padronização das redes 5G está sendo realizada pela União Internacional de Telecomunicações (ITU, *International Telecommunications Union*) por meio do padrão IMT-2020 (ITU-R, 2015). As especificações iniciais estão contidas no *Release 15*, lançado em 2017 pelo grupo 3GPP, (*3rd Generation Partnership Project*) que denominou o novo padrão como 5G *New Radio* (5G NR). Comparado ao 4G LTE (*Long Term Evolution*), o novo padrão oferece vazão de dados da ordem de Gbit/s, comunicações de baixa latência, flexibilidade, elevada eficiência energética e qualidade de serviço. Para isso, implementaram-se tecnologias capazes de explorar de maneira eficiente e otimizada os recursos físicos existentes, como por exemplo o uso de formas de onda com elevada eficiência espectral, transmissões MIMO (*Multiple Inputs and Multiple Outputs*), utilização de tecnologias de direcionamento de feixe (*beamforming*) e codificações avançadas de canal, a fim de aumentar a capacidade da rede. Além disso, esse novo padrão propõe a exploração de bandas de frequências em ondas milimétricas para prover maiores taxa de dados (DAHLMAN et al., 2018).

Para atender esses diversos tipos de cenários e serviços, identificou-se a necessidade de operar com múltiplas frequências. O 3GPP especificou duas faixas de frequências, reconhecidas como FR1 (*Frequency Range 1*) e FR2 (*Frequency Range 2*) (3GPP, 2019). Conforme demonstrado na Tabela 1, a faixa FR1 compreende frequências entre 0,45 até 7,125 GHz e a FR2 frequências entre 24,25 e 53,6 GHz. Sendo assim, é possível selecionar as faixas de operação adequadas em cada cenário de uso 5G. Por exemplo, as frequências entre 1 e 6 GHz podem ser utilizadas para aplicações mMTC (BOCKELMANN et al., 2018). As frequências na faixa FR2 são atrativas para implementação de femto-células para atender aplicações eMBB em ambientes internos e também para as aplicações URLLC da indústria 4.0 (NIU et al., 2015). Por apresentarem melhores condições de propagação, as frequências entre 450 MHz e 1 GHz

Tabela 1 – Faixas de frequências segundo o 3GPP

	FR 1	FR2
Frequências (MHz)	450 A 7125	24350 a 52600
Larguras de banda (MHz)	5, 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 80 e 100	50, 100, 200, e 400

Fonte: O autor (2021). Adaptada de (3GPP, 2018).

são propícias para serem implementadas no cenário eRAC e também para as aplicações IoT, habilitando cobertura de pelo menos 50 km a partir da estação rádio base (RYU et al., 2015).

A rede 5G irá operar no modos *standalone* (SA) e *non standalone* (NSA). O modo NSA utiliza-se da infraestrutura já existente do padrão 4G LTE para acesso e implementações iniciais. Este modo de operação permitiu com que a implementação da fase inicial do 5G fosse mais rápida e econômica, já que não houve um investimento em uma nova infraestrutura de rede própria. Versões posteriores irão introduzir operação SA com o 5G NR conectando-se ao núcleo 5G. A diferença entre o modo NSA e SA afeta somente as camadas superiores relacionadas ao núcleo da rede, sendo a tecnologia de rádio a mesma para ambos os modos de operação (LIBERG et al., 2017).

No Brasil, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) gerencia a alocação de espectro e distribui as faixas de frequências de acordo com as aplicações e regiões. Algumas bandas de frequências abaixo de 6 GHz são utilizadas para fornecer outros serviços de radio-difusão como comunicação por satélite e telefonia móvel de gerações anteriores e sistemas de TVRO (*Television receive only*). Em fevereiro de 2020, a ANATEL aprovou a consulta pública do edital do maior leilão de espectro já realizado na América Latina para o 5G (AQUINO, 2020). Foi considerada a faixa de 3,3 a 3,7 GHz para operação da tecnologia 5G por estar mais protegida contra possíveis interferências causadas pelas soluções já existentes. Foi sugerido também um intervalo de guarda de 100 MHz de 3,7 a 3,8 GHz para que sejam implantadas soluções de filtros e se mantenha uma convivência entre os sistemas 5G e TVRO. Para as ondas milimétricas, serão vendidos 2GHz de faixa espectral na frequência de 26 GHz (NACIONAL, 2020)(POSSEBON, 2020). O leilão do 5G ocorreu em novembro de 2021 (ANATEL, 2020).

Para o 5G NR, a organização padronizadora decidiu usar a multiplexação ortogonal por divisão de frequência baseada em prefixo cíclico (CP-OFDM) como o esquema de acesso (3GPP, 2018). Esta forma de onda apresenta robustez contra dispersões causadas pelo canal e sua estrutura permite explorar os domínios do tempo e frequência. Diferente do 4G LTE, o 5G NR também é compatível com CP-OFDM na direção de *uplink*. O esquema de *uplink* utilizando

Tabela 2 – Características do 5G para diferentes numerologias

Espaçamento de subportadora	15 KHz	30 KHz	60 KHz	120 KHz	240 KHz
Duração de símbolo (us)	66,7	33,3	16,7	8,33	4,17
Duração do CP (us)	4,7	2,3	1,2 (normal) 4,13 (estendido)	0,59	0,29
Máxima largura de faixa (MHz)	50	100	100 para FR1 200 para FR2	400	400
Máximo número da FFT	4096	4096	4096	4096	4096
Símbolos por slot	14	14	14 12 (CP estendido)	14	14
Slots por sub quadro	1	2	4	8	16
Slots por quadro	10	20	40	80	160

Fonte: O autor (2021). Adaptada de (3GPP, 2018).

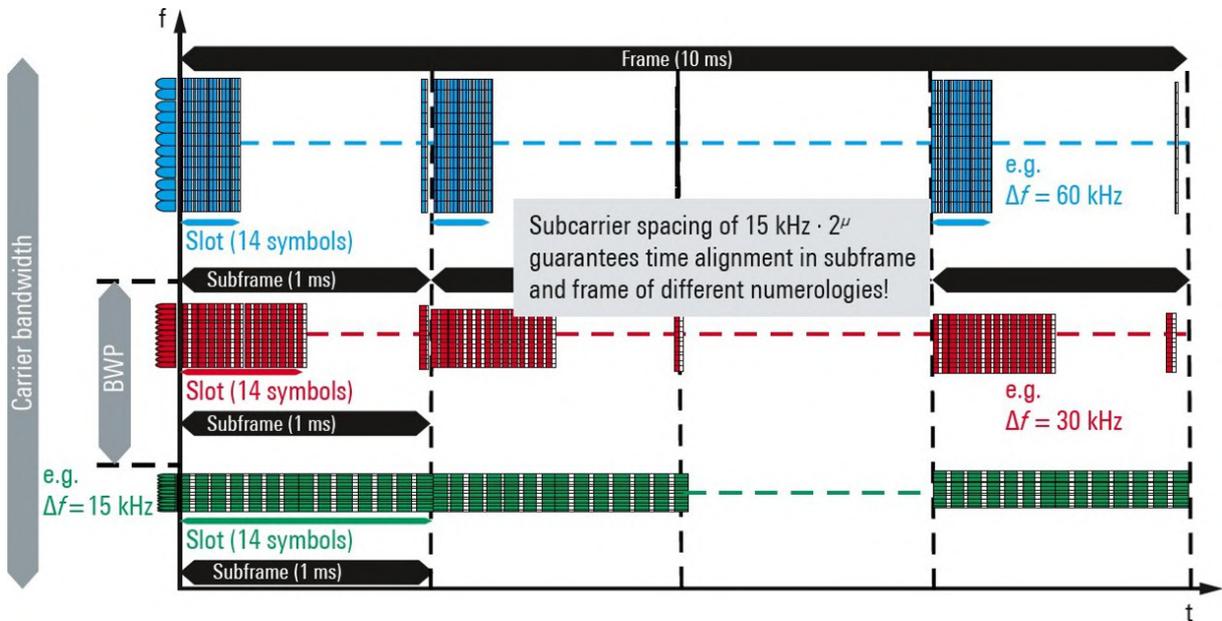
OFDM de difusão da transformação Fourier separada (DFT-s-OFDM) do LTE ainda será um esquema de acesso válido e o suporte a essa técnica é obrigatório para qualquer terminal de 5G. Em (3GPP, 2019) é definido que, tanto a forma de onda CP-OFDM quanto a forma de onda DFT-S-OFDM, são mandatórias para o equipamento de usuário (UE, *user equipment*).

Foram implementadas para o 5G novas numerologias que permitem diferentes configurações de espaçamento de subportadoras OFDM, não se limitando ao espaçamento de subportadora fixo de 15 KHz como é no LTE. O 5G NR permite espaçamentos de 15, 30, 60, 120 e 240 kHz, ocasionando um tempo de símbolo diferente de acordo com a numerologia adotada, assim como uma subdivisão adaptativa de *slots* (MEIT et al., 2019)(DAHLMAN et al., 2018). A Tabela 2 compara as características do sinal 5G NR para diferentes numerologias.

A estrutura tempo/frequência do 5G NR é mostrada na Figura 3, na qual a informação é dividida em quadros (*frames*) de 10 ms, como no 4G LTE. Cada *frame* é dividido em 10 *subframes* de 1 ms cada. O *subframe* de 1 ms é dividido em 1 ou mais *slots* no 5G, enquanto o LTE tem exatos 2 *slots* por *subframe*. A duração dos *slots* varia em função do espaçamento entre subportadoras. O número de símbolos OFDM por *slot* é 14 para uma configuração com prefixo cíclico normal e de 12 símbolos com prefixo cíclico estendido. A duração dos *slots* diminui com o aumento do espaçamento entre subportadoras, visto que este possui um comprimento fixo de símbolos OFDM. Podem existir 1, 2, 4, 8 ou 16 *slots* por *subframe*. Cada numerologia é rotulada pelo parâmetro (μ) em $2^\mu \times 15\text{KHz}$, que pode assumir os valores de 1 a 4, então, $\mu = 0$ representa um espaçamento de subportadora de 15 KHz. Os sinais de sincronismo e dados também podem ter diferentes espaçamentos de subportadoras e não possuem mais espaços fixos no mapa de alocação de recursos do quadro OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*). Por isso, são alocados de acordo com a necessidade de

cada aplicação ou cenário de disponibilidade do espectro de frequências.

Figura 3 – Estrutura do frame para diferentes numerologias.



Fonte: Extraída de (MEIT et al., 2019).

Para calcular a máxima taxa de bits, o documento TS 38.306 disponibiliza uma fórmula para esse propósito (3GPP, 2018):

$$TaxadeDados(Mbps) = 10^{-6} \times \sum_{J=1}^J (v_{camadas}^j \times Q_m^j \times f^j \times R_{max}) \times \frac{N_{PRB}^{BW(J),\mu}}{T_s^\mu} \times (1 - OH^J) \quad (2.1)$$

na qual J é o número de portadoras moduladas agregadas; R_{max} é o número máximo da taxa de codificação com valor igual a 948/1024, assumindo o uso de códigos de LDPC (*Low-density Parity-check Code*); v é o número máximo de camadas de rádios para aplicações MIMO; Q_m o número de bits por símbolo utilizados pela modulação aplicada; f é o fator de escala definido pela camada de aplicação, com valores permitidos de 1, 0,8, 0,75 e 0,4; $N_{PRB}^{BW(J)}$ máximo número de *resource blocks* (RB) por *bandwidth part* (BWP), um RB contém 12 subportadoras; T_s é tempo médio de duração de símbolo, levando em conta a duração do CP para o primeiro símbolo OFDM; OH é o cabeçalho utilizado para sinalização e assume os valores de 0,14 para FR1 e 0,18 para FR2, no *downlink*, 0,08 e 0,1, respectivamente, no *uplink*.

Na Tabela 3, consta a capacidade teórica de taxa de dados para FR1 e FR2, utilizando a equação 2.1. Observa-se para FR1 uma taxa máxima de 584,3 Mbps em *downlink* considerando

Tabela 3 – Taxa de Dados por camada de rádio para 256 QAM

Faixa de Frequência	Espaçamento de Subportadora	Largura de Banda	Taxa de Dados (Downlink)	Taxa de Dados (Uplink)
FR1	15 kHz	50 MHz	288,9 Mbps	309,1 Mbps
FR1	30 kHz	100 MHz	584,3 Mbps	625 Mbps
FR2	60 kHz	100 MHz	577,8 Gbps	618,1 Mbps
FR2	60 kHz	200 MHz	1,08 Gbps	1,18 Gbps
FR2	120 kHz	400 MHz	2,15 Gbps	2,37 Gbps

Fonte: O autor (2021). Adaptada de (MEIT et al., 2019).

apenas uma camada de rádio. Se aplicada uma configuração MIMO 4 X 4 para a faixa de frequência em FR2, por exemplo, a taxa de dados pode alcançar até 8,61 Gbps, mostrando-se atraente para aplicações que demandam altas taxas dados em pequenas células.

2.2 FORMAS DE ONDA PARA 5G

Escolher a forma de onda é uma decisão importante na implementação de um sistema de comunicação móvel, pois essa decisão impacta na estrutura temporal e espectral do sinal transmitido (AHMED et al., 2019). Nas redes de comunicações de quarta geração, utiliza-se o esquema de multiplexação OFDM, proposto em 1966, o qual se tornou muito popular devido a robustez contra os impactos causados pelo desvanecimento seletivo de canal, que é bastante comum em transmissões que apresentam múltiplos caminhos entre as antenas do transmissor e do receptor (CHANG, 1966). Porém a OOB (Out of Band Emission) e a elevada PAPR (Peak to Average Power Ratio) apresentaram ser um problema para os sistemas de quinta geração. Sendo assim, aumentou o interesse por pesquisas que propõem novas formas de onda capazes de, além de minimizar esses problemas, fazer um uso mais eficiente do espectro.

Diante disso, as principais pesquisas apontam para as seguintes formas de onda: CP-OFDM (Cyclic Prefix Orthogonal Frequency Division Multiplexing), GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing), UF-OFDM (Universal-filtered Orthogonal Frequency Division Multiplexing) e FBMC (Filter bank multicarriers) (GERZAGUET et al., 2017). Além de propostas de formas de onda não ortogonais (NOMA, Non-orthogonal Multiple Access) para melhorias no aproveitamento espectral, permitindo o acesso de múltiplos usuários no mesmo canal, através de técnicas de cancelamento de interferência no receptor (LIU et al., 2018).

N. Michailow e colaboradores em (MICHALOW et al., 2014), definiram o GFDM como uma forma de onda inovadora e flexível, capaz de atender os pré-requisitos de alta vazão de

dados, eficiência energética e baixa latência. Os autores de (MEDJAHDI et al., 2017) relataram uma comparação de desempenho entre formas de onda potenciais para o 5G em termos de OOB, eficiência espectral, latência, complexidade e robustez contra erros de sincronismo, em um cenário de mMTC. Em (DELMADÉ et al., 2018) os autores propuseram a coexistência das formas UF-OFDM, OFDM e GFDM em um *fronthaul* de 25km, utilizando a métrica EVM_{RMS} (*Root Mean Square Error Vector Magnitude*) em função da potência de entrada no fotodetector.

O *release 15* do 3GPP definiu a forma de onda CP-OFDM, incluindo as opções de filtragem e janelamento para cenários de operação que demandam taxas de dados na ordem de Gbit/s. As formas de onda F-OFDM e UF-OFDM aplicam técnicas de filtragem, enquanto a forma de onda WOLA-OFDM (*Weighted Overlap and Add*) aplica a técnica de janelamento (ZAYANI et al., 2016)(ZHANG et al., 2015). Em resumo, a técnica de filtragem permite reduzir a OOB, pois as sub-bandas são filtradas no domínio da frequência, e a técnica de janelamento opera no domínio do tempo, suavizando as transições entre a última amostra de um símbolo e a primeira amostra do símbolo seguinte.

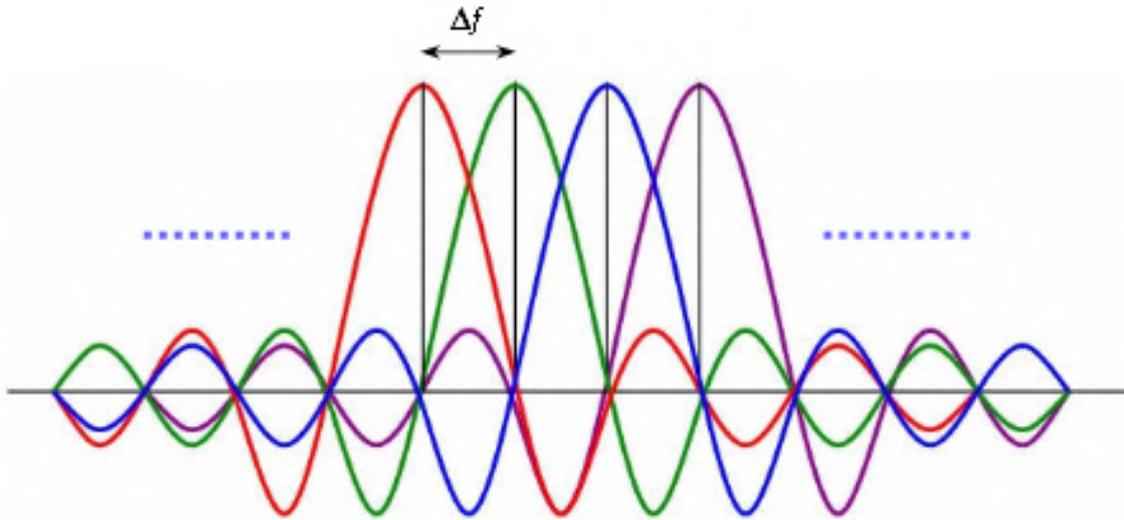
2.2.1 OFDM

Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência (OFDM) é uma técnica baseada em modulação por múltiplas portadoras MCM (*Multi-Carrier Modulation*) e em multiplexação por divisão de frequência FDM (*Frequency Division Multiplexing*). O OFDM pode ser considerado um método de modulação ou de multiplexação. A ideia básica por trás da modulação por múltiplas portadoras é dividir a largura de banda do sinal em portadoras paralelas chamadas de subportadoras (BAHAI et al., 2004). Ao contrário de um sistema MCM tradicional em que as subportadoras não são sobrepostas, o OFDM utiliza subportadoras que são matematicamente ortogonais. A ortogonalidade permite sobreposição espectral entre as subportadoras sem que hajam interferências mútuas (BAHAI et al., 2004). A Figura 4 ilustra o espectro de um sinal OFDM. O espaçamento mínimo entre as subportadoras (Δf) que garante a ortogonalidade depende do tempo do símbolo OFDM (T_{OFDM}) e obedece a expressão (HAMPTON, 2014):

$$\Delta f = \frac{1}{T_{OFDM}} \quad (2.2)$$

O símbolo OFDM é criado no domínio digital antes da transmissão através de técnicas

Figura 4 – Espectro de um sinal OFDM



Fonte: Autor desconhecido.

de DSP (*Digital Signal Processing*), utilizando transformadas de Fourier para modular as portadoras. Os dados em série são primeiro mapeados utilizando métodos de modulação digital como PSK (*Phase Shift Keying*) ou a modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Depois de mapeados, os símbolos passam por um conversor serial-paralelo (S/P), gerando N feixes de símbolos complexos. Em seguida, é aplicada a inversa da transformada discreta de Fourier (IDFT) no conjunto de símbolos complexos a serem transmitidos.

Devido ao efeito de dispersão temporal do canal, pode ocorrer sobreposição entre os blocos transmitidos, resultando em interferências intersimbólicas. Para evitar esse efeito, adiciona-se um prefixo cíclico ao sinal (CP, *Cyclic Prefix*), que consiste na alocação de cópias das últimas amostras de um símbolo OFDM no início de cada símbolo, mantendo assim a circularidade com a primeira amostra. A duração do CP deve ser maior do que a máxima dispersão temporal do canal, para que a interferência intersimbólica seja eliminada (MENDES, 2003).

De acordo com Hampton em (HAMPTON, 2014), o sinal OFDM transmitido no tempo em banda passante pode ser representado matematicamente por:

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{j2\pi(f_c + k/T_{OFDM})t} \right\}, 0 \leq t \leq T_{OFDM} \quad (2.3)$$

onde a duração do símbolo OFDM é representada por $T_{OFDM} = NT_S$, T_S é o período do símbolo M-ário modulado, N é o número de subportadoras com frequência definida como sendo $f_c + k/T_{OFDM} \mid k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ e $x(k)$ denota um determinado símbolo modulado

a ser transmitido. A equação 2.3 pode ser escrita como $y(t) = Re \{s'(t)e^{j2\pi f_c t}\}$, onde $s'(t)$ é a equivalente complexa em banda base de $y(t)$. Dessa forma, temos (HAMPTON, 2014):

$$s'(t) = Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} x(k)e^{j2\pi kt/T_{OFDM}} \right\}, 0 \leq t \leq T_{OFDM} \quad (2.4)$$

A forma discreta dessa equação é obtida fazendo $t = nT_s$ e $T_{OFDM} = NT_s$. Substituindo essas expressões por t e T_{OFDM} resulta em:

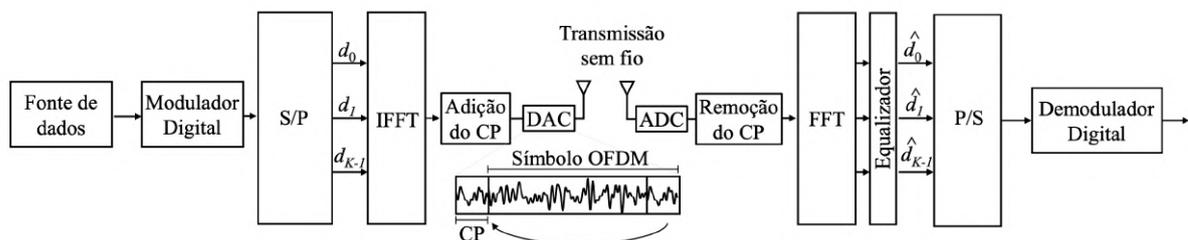
$$s'(t) = Re \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} x(k)e^{j2\pi kn/N} \right\}, n = 0, \dots, N - 1 \quad (2.5)$$

A equação 2.5 mostra que o símbolo OFDM é obtido aplicando a Transformada Inversa Discreta de Fourier (IDFT) em um bloco com N símbolos modulados no transmissor (HAMPTON, 2014). No receptor, retira-se o prefixo cíclico do sinal antes de aplicar a Transformada Discreta de Fourier (DFT) para demodular os símbolos transmitidos. Na prática, a IDFT e DFT são implementadas usando o algoritmo da transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*). Devido à adição do prefixo cíclico na transmissão, a convolução entre o sinal OFDM e a resposta ao impulso do canal $h[n]$ torna-se circular. Dessa forma, o sinal discreto recebido $r[n]$, pode ser modulado por (GOLDSMITH, 2005):

$$r[n] = h[n] \otimes x[n] + w[n] \quad (2.6)$$

em que $w[n]$ representa as amostras ruidosas provenientes do ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). A Figura 5 representa o diagrama de blocos de um sistema OFDM.

Figura 5 – Diagrama de blocos de modulador OFDM



Fonte: Extraída de (AUGUSTO, 2020).

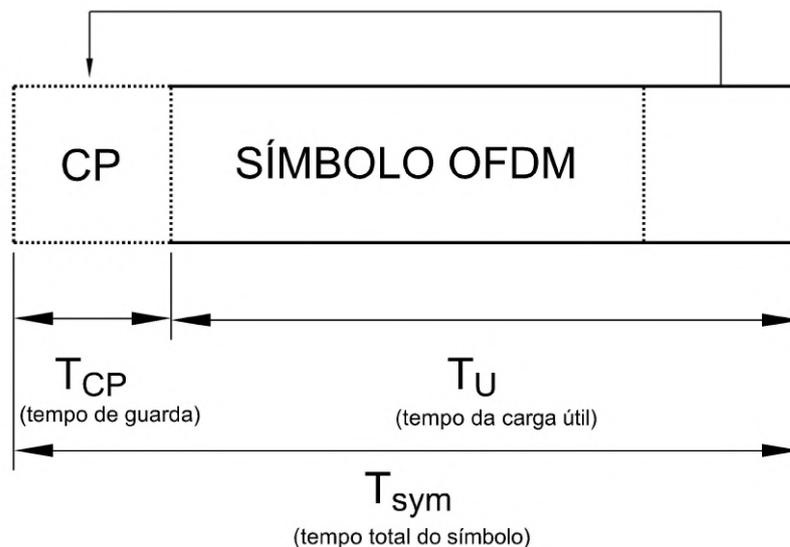
2.2.1.1 Intervalo de Guarda

Um dos principais problemas nas comunicações sem fio através de canais dispersivos no tempo é a possibilidade de receber réplicas atrasadas do sinal transmitido, este fenômeno é

conhecido como desvanecimento por multipercurso (AGRAWAL, 2010). Essas cópias atrasadas ocorrem quando o sinal transmitido encontra obstáculos, tais como prédios ou árvores, que podem refletir, absorver e espalhar o sinal original e, conseqüentemente, criar cópias atrasadas com diferentes ganhos. Na recepção, estas réplicas podem ocasionar interferência ISI como resultado da sobreposição entre o final do símbolo transmitido e o início da sua cópia atrasada (AGRAWAL, 2010).

Para lidar com esses atrasos, os sistemas baseados em OFDM implementam bandas de guarda que são anexadas nos símbolos OFDM. Existem 3 tipos de bandas de guarda: *Cyclic Prefix*, *Cyclic Suffix* (CS) e *Zero Padding* (ZP). Por ser mais eficiente contra os efeitos de de ISI, o método que será abordado é o Cyclic Prefix (CHIUEH; Y., 2007).

Figura 6 – Símbolo OFDM com CP



Fonte: O autor (2021).

O esquema de CP é uma extensão de um símbolo cíclico de OFDM, em que uma cópia dos bits finais do símbolo é anexada ao início. Isso fornece uma certa periodicidade ao símbolo que, conseqüentemente, irá permitir transformar a convolução inerente à recepção em uma convolução circular. Dessa forma, sempre haverá um símbolo OFDM completo na janela FFT. Esse esquema cria um método fácil para eliminar os efeitos de ISI e ICI (*Inter Carrier Interference*), mantendo a ortogonalidade (CHIUEH; Y., 2007). Um problema com esses métodos é o desperdício de recursos já que ele incrementa ao tamanho do símbolo OFDM com bytes, conseqüentemente, diminuindo a taxa útil de dados transmitidos. A figura 4 representa um símbolo OFDM com CP, onde T_{sym} é o período do símbolo com CP.

2.2.1.2 Estimativa de Canal

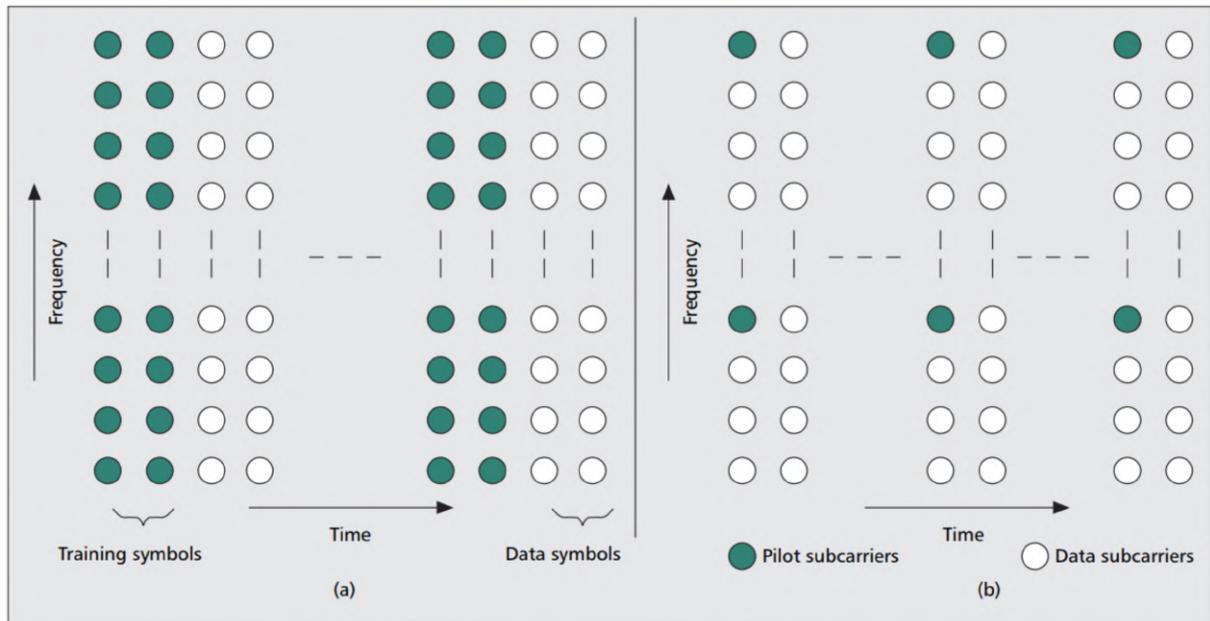
Num sistema de comunicação o canal de transmissão não é ideal, o que significa que quando um sinal é enviado através do ar é afetado por fenômeno que irá degradar o sistema, como desvanecimento por múltiplos caminhos, ruído e desvio de fase. Dessa forma, para minimizar esses efeitos na recepção é crucial estimar o canal e realizar uma equalização. Técnicas de estimação de canal são classificadas como(OZDEMIR; ARSLAN, 2007):

- *Blind channel estimation*: esse estado de estimação de canal é obtido sem nenhum conhecimento do sinal transmitido.
- *Data-aided channel estimation*: técnicas que necessitam que o sinal transmitido carregue uma informação conhecida no receptor para determinar a resposta do canal.

Em técnicas de *blind estimation*, não é necessária nenhuma referência do sinal, o que significa que há mais largura de banda disponível para o *payload* da informação. Porém, como não há testes do sinal, essa técnica requer uma coleta dados significativa, porque este método explora o comportamento estatístico do sinal recebido (BEEK et al., 1995). Por outro lado, técnicas de *data-aided channel estimation* precisam de informação conhecida, o que irá reduzir o *payload* a ser transmitido, mas permite realizar uma rápida e confiável estimação de canal através da comparação entre o sinal recebido e o sinal treinado.

O foco desta dissertação será na técnica *data-aided channel estimation* por causa da velocidade e da confiabilidade. O primeiro método mais comum dessa técnica é a estimativa de canal com símbolos de treinamento, onde os símbolos OFDM são preenchidos com informações ou dados úteis; o outro método é a estimativa de canal auxiliada por subportadoras piloto (*pilot subcarriers*), em que o *payload* é enviado em subportadoras de dados e informações conhecidas são transmitidas em subportadoras piloto, ambos os métodos são ilustrados na Figura 7 (OZDEMIR; ARSLAN, 2007). Essas técnicas permitem o envio de dados úteis e conhecidos sobre o mesmo símbolo OFDM. A escolha de implementação desse trabalho utiliza estimação de canal com subportadoras piloto.

Figura 7 – Portadoras piloto



Fonte: Extraída de (OZDEMIR; ARSLAN, 2007).

2.3 SISTEMAS *FIBER WIRELESS* 5G

Os sistemas de comunicação atuais exploram as mais diversas tecnologias para transportar e transmitir sinais de entre os usuários e o núcleo da rede. Dentre as mais variadas tecnologias, o FiWi é amplamente utilizado devido as vantagens encontradas na convergência entre sistemas ópticos e sem fio. Sistemas FiWi baseados na tecnologia RoF são empregados nas redes 5G com o intuito de favorecer a transmissão simultânea de múltiplos sinais de RF entre os elementos da rede (KALFAS et al., 2019).

Embora o conceito de rádio sobre fibra tenha sido introduzido há alguns anos, as atenções para este tipo de sistema aumentaram graças ao aperfeiçoamento de fontes luminosas, em conjunto com a baixa perda das fibras ópticas e a evolução das comunicações sem fio (LIM et al., 2019). A MWP desempenha um papel importante na integração entre sistemas de fibra e sem fio para atender as redes 5G, tornando viável a implementação de enlaces de longa distância com elevada vazão de dados (CAPMANY; NOVAK, 2007). Esta seção descreve os principais conceitos e elementos de um sistema FiWi baseados em RoF e como suas características são aplicadas para o transporte de sinais de rádio nas comunicações sem fio 5G.

2.3.1 Rádio Sobre Fibra

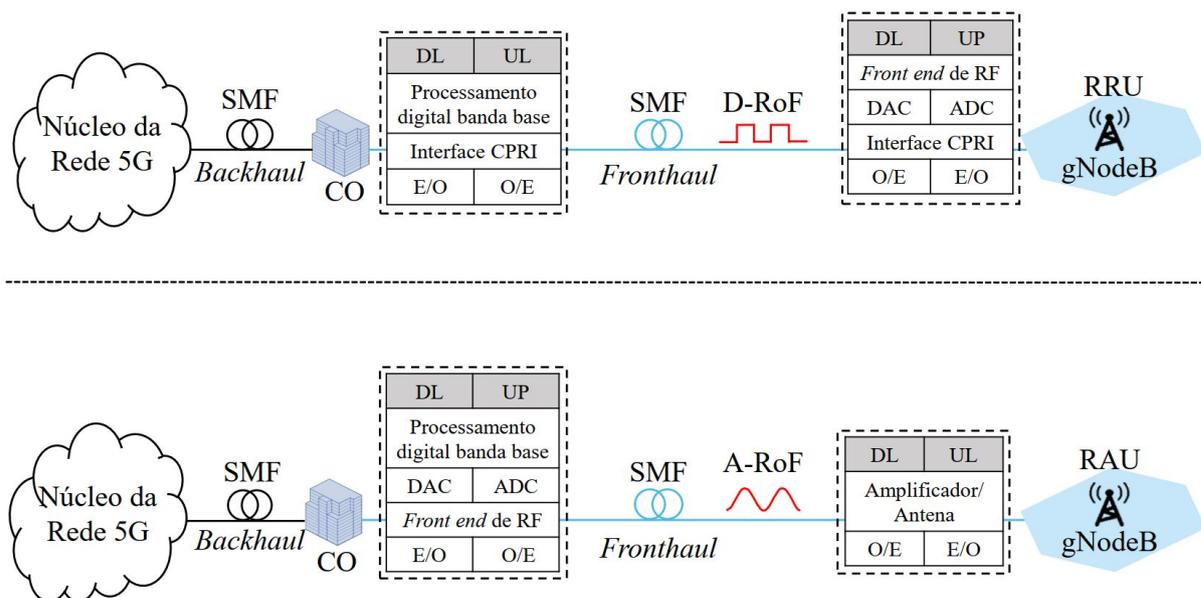
Um das principais aplicações da fotônica de micro-ondas é o transporte e a distribuição de sinais de RF utilizando fibra óptica. O sistema que faz convergência entre as comunicações ópticas e as redes sem fio é conhecido como sistema híbrido fibra-rádio (HFR, *Hybrid Fiber Radio*) ou rádio sobre fibra (CAPMANY; NOVAK, 2007). Esta tecnologia combina a alta taxa de transmissão e robustez dos sistemas ópticos com a mobilidade e a flexibilidade oferecida pelos sistemas sem fio.

Por volta dos anos 2000, os primeiros sistemas eram chamados de Rádio Sobre Fibra analógico (A-RoF), desenvolvidos na academia e na indústria. Porém esses sistemas foram inicialmente descartados pelas operadoras de comunicações móveis por serem muito sensíveis aos efeitos de não-linearidade que degradavam a taxa de dados dos usuários finais (TORNATORE; CHANG; ELLINAS, 2017). Essa restrição fez com que a indústria e academia focassem em uma variante mais robusta de RoF conhecida como RoF digitalizado ou D-RoF. Ao contrário do A-RoF, o D-RoF depende da digitalização da frequência portadora de rádio modulada na Central de Serviços. Em comparação com A-RoF, D-RoF apresenta as vantagens de possuir uma menor sensibilidade às deficiências da camada física e um desempenho mais estável e previsível, além de ter compatibilidade com o encapsulamento de hierarquia digital pliesiocrônica (PDH) e OTN (*Optical Transport Network*) existentes no padrão ITU-T (TORNATORE; CHANG; ELLINAS, 2017).

No entanto, para o padrão 5G NR os benefícios da implementação do D-RoF usando a CPRI herdada são prejudicados pelos requisitos rigorosos de alta taxa de bits, latência e escalabilidade que o CPRI impõe no *fronthaul*, principalmente no processo de digitalização do sinal utilizando altas taxas de amostragem. Sendo assim, aumentou-se o interesse em soluções A-RoF, aplicadas à camada de transporte da rede (ZEB; ZHANG; LU, 2019). O sistema de transmissão A-RoF ressurgiu como um potencial candidato ao transporte de sinais com alta eficiência espectral e reduzida latência da rede, além de simplificar as unidades remotas de rádio (RRU, *Remote Radio Unit*), concentrando todo processamento digital na Central de Serviços [22]. A simplificação ocorre devido ao deslocamento do *frontend* de RF para a Estação Central (CO, *Central Office*) e à eliminação de conversores ADC (*Analog to Digital Converter*) e DAC (*Digital to analog Converter*) nas estações de rádio (CHANG; CHENG, 2016). Esta distinção criou uma nova terminologia para a RRU, passando a ser denominada RAU (*Remote Antenna Unit*). A Figura 8 exibe os dois sistemas para fins de comparação.

Os sistemas A-RoF podem ser divididos em três categorias: RFoF (*Radio frequency over fiber*), IFoF (*Intermediate frequency over fiber*); BBoF (*Baseband over fiber*) (TORNATORE; CHANG; ELLINAS, 2017). A primeira opção consiste em transportar o sinal de rádio modulado (RF) diretamente da CO para a RAU. Essa abordagem é conhecida como RF sobre fibra. Este é o método mais econômico, pois não necessita de nenhum oscilador de rádio nas RAUs, seja na frequência intermediária, ou na frequência da portadora de rádio, diferentemente da opção IFoF em que há a necessidade de osciladores na estação de rádio para multiplicação em frequência. Porém, a técnica RFoF apresenta maior susceptibilidade às dispersões cromáticas e às distorções, comparadas às outras técnicas A-RoF (LIM et al., 2010). Em sistemas baseados em BBoF, transporta-se sinais em banda base até a estação de rádio para a fotodetecção. Em seguida, o sinal de informação modula uma portadora de RF de acordo com a frequência de operação da rede (TORNATORE; CHANG; ELLINAS, 2017).

Figura 8 – Sistemas FiWi 5G baseados em rádio sobre fibra analógico e digital



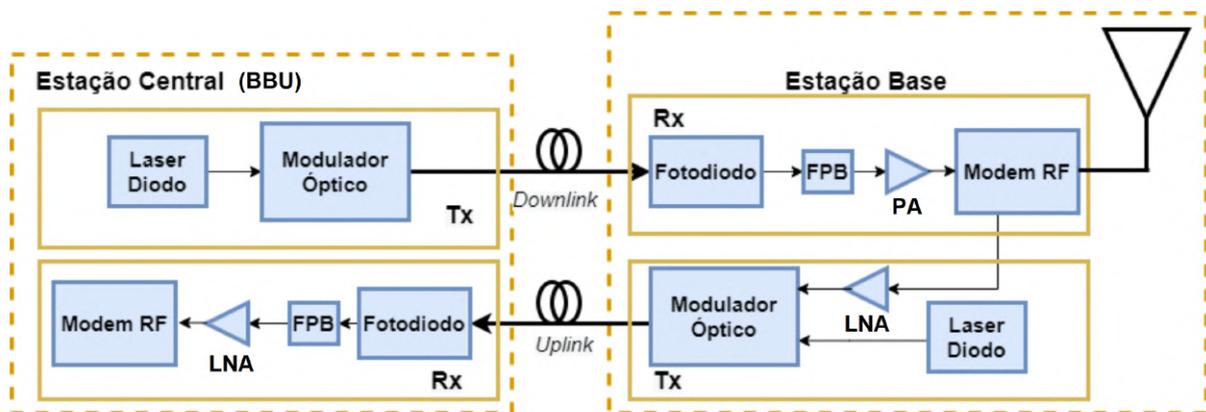
Fonte: Extraída de (AUGUSTO, 2020).

A Figura 9 representa um esquema da utilização da tecnologia RoF em uma rede de acesso de telefonia móvel centralizada (C-RAN). As unidades de processamento em banda base (BBU, *baseband unit*) estão centralizadas e localizadas na Estação Central ou Central de Serviços, onde são realizadas as funções de processamento em banda base, conversão de frequência, modulação e multiplexação (TORNATORE; CHANG; ELLINAS, 2017). O sinal de RF processado é então modulado no domínio óptico e enviado para a estação base por meio do link óptico

de *fronthaul*, que pode ter um alcance de dezenas de quilômetros. Na estação rádio base, é realizada a conversão óptico-elétrica do sinal, passando por um amplificador de potência (PA, *Power Amplifier*) antes de ser irradiado pela antena e transmitido para os usuários.

O enlace de volta é composto pelo sinal de RF gerado pelo usuário, o qual apresenta níveis de potência e SNR (*Signal to noise ratio*) inferiores ao enlace de transmissão, sendo assim, há a necessidade de se utilizar um amplificador elétrico de baixo ruído (LNA, *Low Noise Amplifier*) no sinal recebido. Em seguida, o sinal amplificado é inserido em um modulador óptico e lançado no link óptico para a central de serviços. O módulo de recepção da central de serviços é composto por um fotodiodo que transforma o sinal óptico para o domínio elétrico. Este sinal é filtrado por um filtro passa banda (FPB) e depois é amplificado antes de ser processado.

Figura 9 – Componentes básicos da Estação Central e da Estação Base de um sistema de RoF.



Fonte: O autor (2021). Modificada de (JOSÉ, 2020)

2.3.2 Modulador Mach-Zehnder

O processo de colocar as informações em uma onda luminosa é uma forma de modulação. Para taxas de dados menores do que 10 Gb/s (geralmente 2,5 Gb/s), esse processo pode ser realizado por meio de modulação direta. Na modulação direta, aplica-se o sinal modulante de RF diretamente na corrente de alimentação do laser. Porém, o fato de tornar o laser ligado e desligado com um acionamento elétrico de corrente produz uma ampliação da largura de linha do laser. Esse fenômeno é conhecido como gorjeio (*frequency chirp*) e torna essa configuração indesejável para taxas maiores que 2,5 Gb/s (KEISER, 2010).

Para maiores taxas de dados, é preciso usar um modulador externo. Nessa configuração, a fonte óptica emite um sinal de luz de amplitude constante que penetra no modulador externo. Nesse caso, em vez de variar a amplitude da luz que sai do laser, o sinal elétrico muda dinamicamente o nível de potência óptica que sai do modulador. Uma variedade de moduladores externos está disponível comercialmente como dispositivo separado ou como parte integrante do conjunto transmissor de laser.

O modulador de fase eletro-óptico (EO), também chamado de modulador de Mach-Zehnder (MZM) é feito em geral de niobato de lítio (LiNbO₃) e se baseia no princípio do interferômetro de Mach-Zehnder. Em um modulador MZM, o feixe de luz é dividido em dois e, em seguida, enviado através de dois caminhos separados. Um sinal elétrico de RF muda a fase do sinal de luz de um dos caminhos. Isso é feito de tal maneira que, quando as duas metades do sinal se encontrarem novamente na saída do dispositivo, elas se recombinarão construtiva ou destrutivamente. A recombinação construtiva produz um sinal luminoso e corresponde a um pulso 1; a destrutiva resulta no cancelamento mútuo das duas metades do sinal, de modo que não haja luz na saída do combinador de feixe, correspondendo a um pulso 0 (KEISER, 2010). Desta forma, o sinal de saída $E_{out}(t)$ pode ser descrito por (O'REILLY; LANE, 1994):

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos \left(\frac{\pi}{2} \times \frac{V_m \cos(\omega_{RF} \times t) + V_{bias}}{V_\pi} \right) \quad (2.7)$$

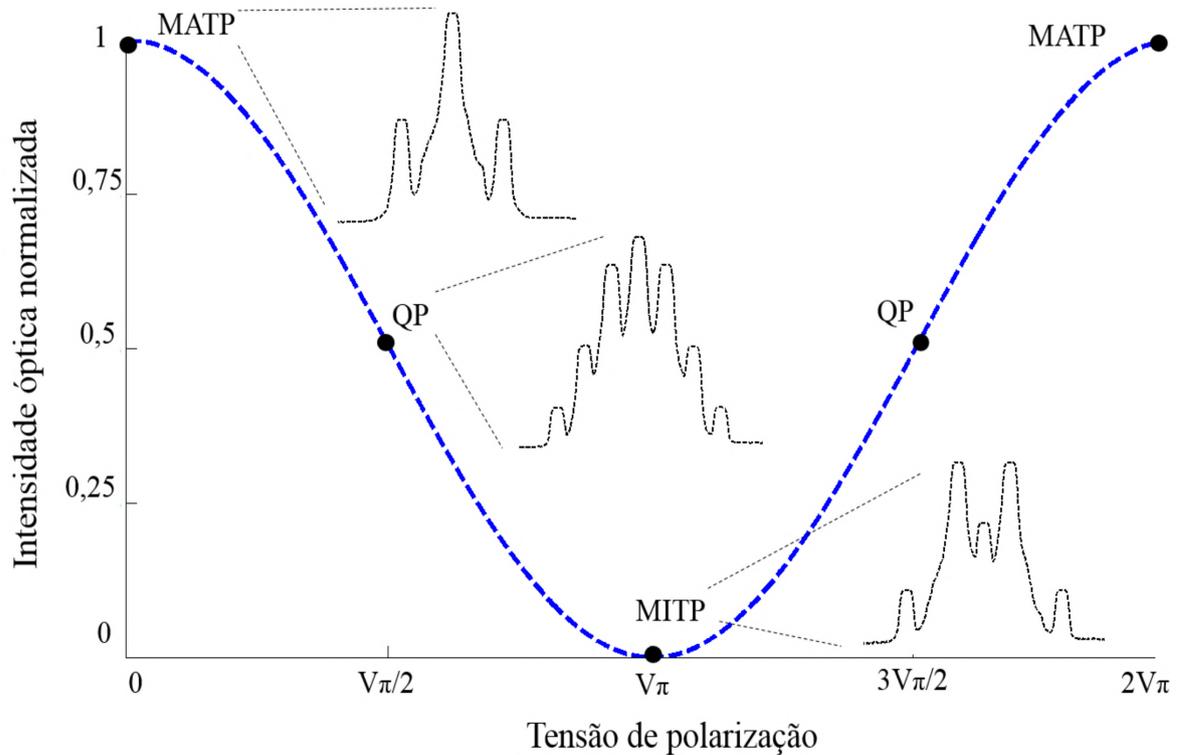
em que $E_{in}(t)$ é o campo elétrico do sinal óptico de uma fonte externa, V_m e ω_{RF} representam a amplitude e a frequência angular do sinal de RF de entrada, respectivamente; V_{bias} é a tensão de modulação ou tensão de polarização do modulador e V_π é a tensão de meia onda do modulador.

Os fatores V_m e principalmente V_{bias} , manipulam o MZM para atuar em três diferentes pontos de operação: ponto máximo de transmissão (MATP, *Maximum Transmission Point*); ponto de quadratura (QP, *Quadrature Point*); ponto mínimo de transmissão (MITP, *Minimum Transmission Point*). A Figura 10 apresenta a função de transferência ou curva característica de transmissão normalizada do modulador MZM e os espectros ópticos de saída para os três diferentes pontos de operação.

A região de maior linearidade do MZM ocorre no ponto de quadratura, quando a tensão de polarização é metade da tensão V_π . Esse ponto é explorado em sistemas rádio sobre fibra, por viabilizar a transmissão de sinais de RF banda larga com um melhor desempenho (FU et al., 2013). Os pontos MATP e MITP, posicionados na região não-linear da curva, são utilizados

em aplicações que demandam geração elevada de intermodulação e criação de harmônicos. Também são utilizados em conversão, geração e multiplicação de sinais de RF no domínio óptico (FU et al., 2013)(LI; YAO, 2010).

Figura 10 – Curva de transmissão normalizada do MZM.



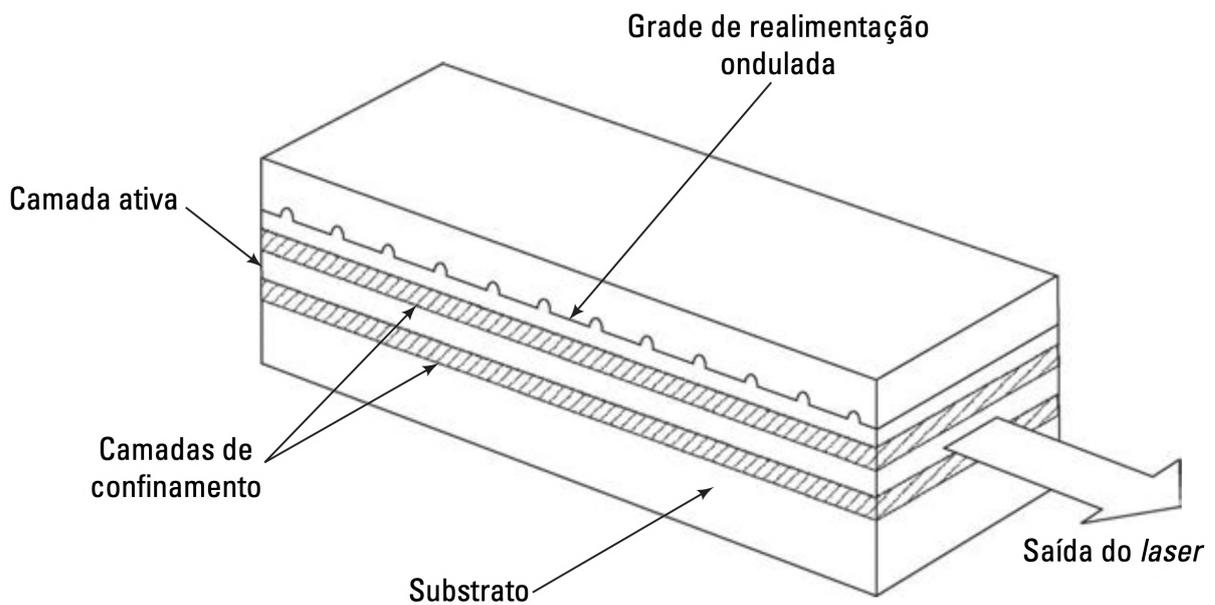
Fonte: Extraída de (LIMA, 2020)

2.3.3 Laser

Fontes ópticas semicondutoras como laser semicondutor (laser diodo) e diodo emissor de luz (LED, *Light Emitting Diode*) são utilizados, de forma geral, em sistemas de comunicação por fibra óptica. Isso se deve, principalmente, por possuírem uma potência de saída adequada para aplicações de longa distância em transmissões por fibra óptica. Somado a isso, as saídas dessas fontes podem ser moduladas diretamente, controlando apenas a corrente de entrada no dispositivo, além de serem altamente eficientes e possuem dimensões compactas (KEISER, 2010). Lasers diodo apresentam como principal característica uma saída óptica coerente, ou seja, o feixe emitido é bastante direcional e altamente monocromático, o que torna o laser semicondutor o mais utilizado no contexto das comunicações ópticas, sendo aplicados quase que exclusivamente para este fim.

Os principais lasers semicondutores são: laser semicondutor monomodo (*Single Mode Semiconductor Laser*), lasers de realimentação distribuída (DFB, *Distributed Feedback Laser*), laser semicondutor sintonizável (*Tunable Semiconductor Laser*) e lasers de cavidade vertical com emissão pela superfície (*Vertical Cavity Surface Emitting laser*) (BRINKMAN et al., 2000). O laser de realimentação distribuída no contexto de RoF é um dos mais comuns e foi o escolhido neste trabalho.

Figura 11 – Estrutura de um Diodo laser de realimentação distribuída



Fonte: Extraída de (KEISER, 2010).

O laser de realimentação distribuída apresenta a sua realimentação óptica positiva ao longo do comprimento de sua cavidade. Isto se deve ao fato de sua estrutura possuir uma grade de difração distribuída de Bragg, conforme mostrado na Figura 11. Seu princípio de operação é baseado na difração de Bragg, que permite que esse tipo de laser apresente um feixe estreito na frequência desejada. O laser DFB é considerado um laser de baixo custo devido à sua estrutura física, o que viabiliza a sua implementação, principalmente em links RoF. Além disso, também apresenta uma maior imunidade a dispersão da fibra e a ruído de fase. Essas vantagens facilitam as aplicações do laser DFB, tornando-o uma das escolhas preferidas para aplicações de RoF (KEISER, 2010).

2.3.4 Fibra Óptica

A fibra óptica é um dos elementos vitais de um sistema FiWi pois é responsável por transmitir o sinal de RF. A fibra é considerada um dos melhores canais de comunicação disponíveis para transmissão de sinal de RF por possuir ampla largura de banda e baixa atenuação. A fibra óptica pode ser categorizada com base no modo de propagação. A fibra monomodo (SMF, *Single mode fiber*) foi projetada para permitir a propagação de apenas um único modo (o modo eletromagnético mais fundamental do sinal da onda de luz). Esse tipo de fibra permite vários comprimentos de onda, predominando apenas o modo básico de cada comprimento de onda. Já a fibra multimodo (MMF, *Multi-mode fiber*) é projetada para permitir a propagação de múltiplos modos eletromagnéticos do mesmo sinal de luz de comprimento de onda. As fibras MMF possuem uma dispersão modal e uma área central relativamente grande. Um sistema com fibras multimodo pode trabalhar com transmissores LED de baixa potência para aplicações de curto alcance e de baixo custo, com uma menor largura de banda (AGRAWAL, 2010).

No contexto de RoF, existem dois parâmetros que limitam o desempenho das fibras ópticas que valem a pena serem destacados: a atenuação e a dispersão. A atenuação é definida como a razão entre a potência óptica de entrada e a potência óptica de saída. As perdas por atenuação acontecem pela absorção da luz do sinal propagado devido às impurezas adicionadas durante o processo de fabricação da fibra (absorção intrínseca e extrínseca), ou por um fenômeno denominado espalhamento de Rayleigh (AGRAWAL, 2010)(KEISER, 2010). A atenuação independe do modo de propagação da fibra e tem como fator determinante o comprimento de onda do sinal de luz. Em sistemas RoF, a atenuação do sinal de RF na fibra é uma função do comprimento de onda da portadora óptica e não da frequência do sinal de rádio (FERNANDO, 2014).

A dispersão é definida como o fenômeno pelo qual diferentes componentes de um sinal propagam-se ao longo da fibra com velocidades diferentes. Existem alguns fatores que contribuem para o surgimento desse fenômeno e os principais são a dispersão cromática e a dispersão de modo de polarização (dispersão modal). A primeira refere-se ao espalhamento de pulso que ocorre dentro de um modo único. Essa dispersão surge a partir da largura espectral finita da emissão de uma fonte óptica.(KEISER, 2010) e também é conhecida como dispersão da velocidade de grupo. A dispersão modal aparece apenas em fibras multimodo. O atraso modal é resultante do fato de cada um dos modos ter um valor diferente de velocidade de grupo em

uma determinada frequência (KEISER, 2010). As fibras monomodo são as fibras utilizadas nas aplicações de RoF.

2.3.5 Fotodetector

Após percorrer a extensão da fibra, o feixe óptico modulado com sinal de RF é convertido para o domínio elétrico por meio de um fotodetector. A operação de conversão O/E no receptor óptico é uma etapa importante em um link RoF (KUMAR; SAMINADAN; WILLIAMS, 2012). O papel de um receptor óptico é converter o sinal óptico de volta à forma elétrica e recuperar os dados transmitidos pelo sistema de onda luminosa. O seu principal componente é um fotodetector, que converte luz em eletricidade por meio da absorção de luz em uma junção semicondutora P-N. O fotodetector deve possuir as seguintes características: alta sensibilidade, resposta rápida, baixo ruído, baixo custo e alta confiabilidade. Além disso, suas dimensões devem ser compatíveis com as do núcleo da fibra. Esses requisitos são melhor atendidos por fotodetectores feitos de materiais semicondutores (AGRAWAL, 2010).

Nas aplicações de RoF, a conversão óptica para RF, na maioria das vezes, resulta num sinal elétrico de baixa amplitude devido à grande extensão percorrida do sinal dentro da fibra, sendo necessário o uso de amplificadores para garantir uma melhor SNR. Alguns fotodetectores já possuem um circuito de amplificação integrado (KUMAR; SAMINADAN; WILLIAMS, 2012).

Os dois tipos de fotodetectores mais utilizados são: fotodiodo de Avalanche (APD, *Avalanche Photodiode*) e o fotodiodo PIN (*Positive Intrinsic Negative*). O primeiro multiplica internamente o sinal de fotocorrente primário antes de ele penetrar no circuito de entrada do amplificador seguinte. Isso aumenta a sensibilidade do receptor, uma vez que a fotocorrente é multiplicada antes de encontrar o ruído térmico associado ao circuito receptor (KEISER, 2010). A desvantagem desse dispositivo é o ruído excessivo na detecção e também a necessidade de uma alta tensão de polarização, o que implica, na maioria dos casos, em um circuito eletrônico adicional. Já o fotodiodo PIN apresenta como principais vantagens sua robustez, baixo custo, tamanho compacto, menor ruído e detecção razoável. O fotodiodo PIN é o fotodetector mais comum nas aplicações de RoF (FERNANDO, 2014).

A responsividade \mathfrak{R} de um fotodetector é definida como a razão entre a potência óptica que incide sobre o dispositivo dividido pela corrente elétrica gerada pela detecção (KEISER, 2010):

$$\mathfrak{R} = \frac{I_p}{P_{in}} \quad (2.8)$$

Em que I_p é a corrente elétrica gerada pelo efeito fotoelétrico, medida em amperes; P_{in} é potência óptica incidente sobre a superfície do detector. A responsividade está relacionada com a sensibilidade do receptor óptico o que, em um link óptico de RoF, pode ser definida como a mínima potência óptica média que deve ser fornecida ao fotodetector para que este atinja a SNR desejada, na largura de banda desejada (KUMAR; SAMINADAN; WILLIAMS, 2012).

Outras características importantes de um fotodetector são a sua eficiência quântica e a sua velocidade de resposta. Esses parâmetros dependem do *bandgap* do material, do comprimento de onda de operação e das características de dopagem e espessura do dispositivo. Seja q a carga do elétron, a eficiência quântica η é o numero de pares elétron-buraco gerados por um fóton incidente e absorvido com energia $h\nu$, dada por (KEISER, 2010):

$$\eta = \frac{\text{número de pares elétron-buraco gerados}}{\text{número de fótons incidentes absorvidos}} = \frac{I_p/q}{P_{in}/h\nu} \quad (2.9)$$

2.3.6 Canal Sem Fio

O último estágio de um sistema FiWi é a transmissão sem fio e pode ser realizada em ambientes internos ou externos. O estudo sobre o canal de comunicação móvel sem fio contempla as características de propagação do sinal em larga escala ou em pequena escala. Na caracterização em grande escala são levadas em conta a potência recebida média em área e média local (GUIMARÃES, 2009). Já em pequena escala são consideradas as variações instantâneas do sinal recebido. As variações de potência média refletem a atenuação do sinal em função da distância entre o transmissor e o receptor, em alguns casos levando em consideração a frequência de operação (GUIMARÃES, 2009).

As variações de potência que estão associadas aos obstáculos entre o transmissor e o receptor são chamadas de Sombreamento (*Shadowing*) e as variações instantâneas de potência ocorrem por causa do desvanecimento por multipercurso (*Multipath Fading*) (GUIMARÃES, 2009). Além do percurso direto, o sinal transmitido chega à antena receptora por múltiplos percursos de propagação criados principalmente pelos mecanismos de reflexão, difração e espalhamento da onda eletromagnética. A reflexão da onda eletromagnética ocorre em obstáculos cujas dimensões físicas são significativamente maiores que o comprimento de onda do sinal. A

difração ocorre pela formação de novas frentes de onda que se propagam em várias direções e surgem quando o sinal encontra as quinas de um objeto, como as bordas de um edifício. O espalhamento pode ser interpretado como um conjunto de múltiplas pequenas reflexões e é causado por obstáculos com dimensões físicas comparáveis ao comprimento de onda do sinal (AGRAWAL, 2010)

A propagação por múltiplos percursos faz com que as várias réplicas do sinal, que trafegam por caminhos distintos, incidam na antena receptora em diferentes instantes de tempo, com diferentes amplitudes e com diferentes fases. A combinação dessas réplicas causa interferências construtivas ou destrutivas, causando variações do sinal recebido pelo terminal móvel. A propagação por múltiplos percursos produz outros efeitos no sinal recebido, tais como a dispersão temporal, a dispersão em frequência, e o desvanecimento seletivo em frequência (OZDEMIR; ARSLAN, 2007)

Existe uma variedade de modelos para prever a cobertura de um sinal sem fio, porém nenhum é capaz de prever com precisão as variações instantâneas do sinal recebido, devido à variação do ambiente em torno do transmissor e do receptor (HIEDER, 2018) (GUIMARÃES, 2009). Por esta razão, é comum que o desvanecimento em pequena escala seja avaliado em termos estatísticos. Podem ser encontrados modelos estatísticos de desvanecimento como o de Rayleigh, de Rice e de Nakagami (SIMON, 2004). O desempenho de sistemas sem fio pode ser aumentada por meio do uso de múltiplas antenas transmissoras e receptoras, utilizando a tecnologia MIMO (*Multiple Inputs and Multiple Outputs*). Nessa técnica, o sinal recebido por múltiplas antenas é combinado a fim de reduzir a taxa de erro e aumentar robustez do sistema de comunicação sem fio (PAULRAJ et al., 2004).

A atenuação no canal sem fio pode ser estimada utilizando o modelo de Friis (FRIIS, 1946). Baseado neste modelo, tem-se que, dadas duas antenas, a razão entre a potência recebida pela antena de recepção P_{RX} e a potência transmitida pela antena transmissora P_{TX} é dada por

$$\frac{P_{RX}}{P_{TX}} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.10)$$

onde G_t e G_r são os ganhos das antenas de transmissão e recepção, respectivamente. O parâmetro λ é o comprimento de onda e d é a distância entre as antenas. A relação em dB é obtida a partir de

$$P_{RX} = P_{TX} + G_t + G_r + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (2.11)$$

3 METODOLOGIA

Neste capítulo são descritas as ferramentas e metodologia utilizada para a avaliação de desempenho de um link *Fiber Wireless* implementado no laboratório LADAMS da UFPE, utilizando uma plataforma *open source* de rádio definido por software. A metodologia utilizada para obtenção de resultados pode ser dividida nas seguintes etapas:

1. Geração de um *stream* de bits aleatórios modulados em um transmissor OFDM com as características de um sinal 5G NR;
2. Transmissão e Recepção do sinal pelo sistema de Rádio sobre Fibra e sua variação sem fio (*Fiber Wireless*) na frequência de 3.5 GHz;
3. Recepção e processamento do sinal;
4. Cálculo da BER;
5. Comparação da taxa BER em função da potência recebida no fotodiodo para diferentes cenários do sistema.

As três primeiras etapas foram realizadas através do GNU Radio. Um *script* desenvolvido no Octave foi utilizado para fazer a estimação da BER. Os programas desenvolvidos e a descrição do hardware também serão apresentados com detalhes nessa seção.

3.1 RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE

As comunicações sem fio evoluem continuamente desde as primeiras transmissões na década de 1890 (BONDYOPADHYAY, 1995). Rádios totalmente baseados em hardware eram desenvolvidos para aplicações específicas, geralmente com funcionalidade única, atendendo somente a aplicação para a qual foi designado. Esta arquitetura atendia ao propósito inicial, mas falhava em flexibilidade de reutilização do rádio para outras aplicações. Para adicionar novas funcionalidades ou novas aplicações era necessário desenvolver um novo hardware (TUTTLEBEE, W., 2002). Os rádios evoluíram e passaram a ter interfaces controladas por software, permitindo ajustes no hardware para alterar parâmetros do rádio como frequência de operação, modo de operação, controle de ganho, entre outros. O software atua apenas como uma interface para ajustes no próprio hardware (TUTTLEBEE, W., 2002).

Com o aprimoramento de tecnologias embarcadas de processadores, dispositivos de programação lógica (FPGA, *Field Programmable Gate Array*) e transceptores de RF, tornou-se possível o desenvolvimento de rádios com características de funcionamento flexíveis. Utilizando plataformas de hardware versáteis, os parâmetros de um rádio podem ser dinamicamente definidos através de implementações em software (TUTTLEBEE, W., 2000)

Conforme definido em (TUTTLEBEE, W., 2000), rádio definido por software é um rádio cuja modulação de formas de onda do canal é definida em software. As formas de ondas são geradas como sinais digitais amostrados, convertidas de digital para analógico através de conversor digital analógico (DAC) de banda larga, que captura todos os canais do nó do SDR. O receptor, por sua vez, captura o sinal, faz um rebaixamento da frequência e demodula a forma de onda do canal por meio de um software. Em resumo, um rádio definido por software é um transceptor de rádio que tem seu princípio de funcionamento sendo executado através de um software, podendo ter seu funcionamento alterado com uma simples atualização deste mesmo software, sem a necessidade de nenhuma alteração de hardware. O principal objetivo desta tecnologia é diminuir o processamento em hardware, digitalizando o sinal o mais próximo possível da antena.

Desde o surgimento do termo SDR, plataformas e ferramentas vêm sendo desenvolvidas e aplicadas na academia, defesa e indústria (MITOLA; MAGUIRE, 1999). Diversas plataformas de hardware estão disponíveis comercialmente, algumas repletas de recursos e outras de baixo custo. Os desenvolvedores de SDR podem optar por diversas ferramentas de software, ou *frameworks*, para implementação de rádios definidos por software, com a disponibilidade de soluções comerciais e outras *open source*. Para fins de pesquisa científica, as plataformas de SDR são atrativas, pois possibilitam a implementação física de novas tecnologias, somente reconfigurando o SDR. Como exemplo, a empresa MathWorks disponibiliza ferramentas para desenvolvimento de sistemas SDR, utilizando o software Matlab associado a um hardware para SDR (MATHWORKS, 2021). Na linha de ferramentas *open source*, existe o projeto *Open Air Interface* que disponibiliza um kit de ferramentas para implementação e desenvolvimento do padrão 5G (OAI, 2021).

A utilização de uma plataforma SDR para o desenvolvimento de um sistema de comunicação deve ser avaliada caso a caso. A alta flexibilidade do SDR vem acompanhada de um custo relativamente alto quando comparada a uma plataforma com implementação específica em hardware. Fatores como o volume de produção, tempo de desenvolvimento, disponibilidade de componentes dedicados, entre outros, podem servir como parâmetros para avaliar a viabilidade

de uso de um sistema baseado em SDR. Algumas limitações impedem que um modelo ideal de SDR seja implementado. Os requisitos necessários de ADCs e DACs esbarram nos limites práticos existentes referentes à taxa de amostragem, largura de banda e faixa dinâmica. Outra limitação relevante é o alto processamento para executar todo esse software ao invés de utilizar um hardware dedicado. Para solucionar esses problemas algumas manipulações do sinal podem ser transferidas para o hardware, juntamente com a utilização do processador do FPGA para lidar com outras partes do processamento.

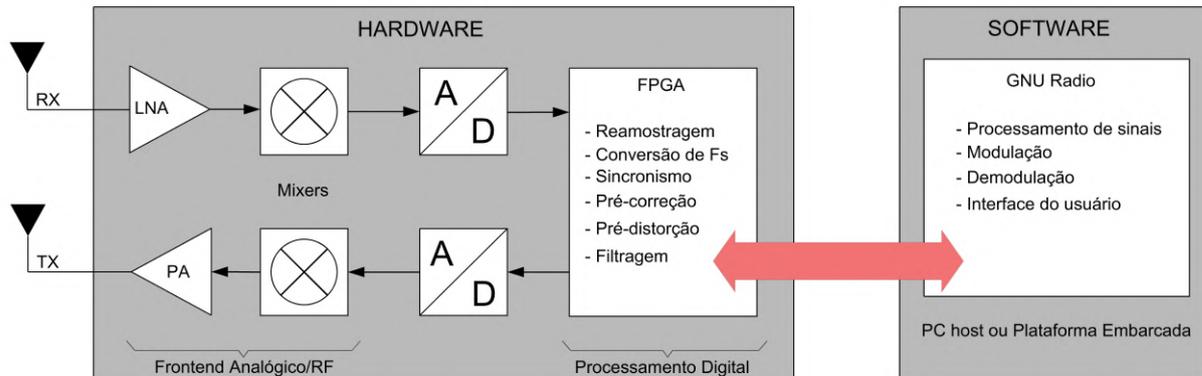
3.1.1 Arquitetura SDR

A arquitetura SDR, pode ser dividida nos seguintes blocos: o primeiro bloco é o *frontend* de RF analógico; o segundo é o bloco composto pelos DAC (conversor digital-analógico) e ADC (conversor analógico-digital); o terceiro é representado pela plataforma de software computacional que desempenha algoritmos para processamento digital de sinais e interface gráfica com o usuário. A Figura 12 ilustra a arquitetura SDR utilizada neste trabalho.

O *frontend* analógico é composto pelos componentes eletrônicos necessários para transmitir e receber sinais de RF, que geralmente são gerados e recebidos por transceptores integrados de RF. Para suportar uma comunicação com alta complexidade, processadores ou FPGAs são utilizados entre o *frontend* analógico e o software. Em algumas plataformas, como por exemplo a solução RFNOC da empresa Ettus (ETTUS, 2021b), o FPGA desempenha funcionalidades de processamento digital de sinais básicas podendo também implementar processamentos mais elaborados como códigos corretores de erro, filtros ou até mesmo um rádio completo.

Controlando o hardware normalmente existe um *framework* para aplicações de SDR, em que algoritmos de DSP estão disponíveis para utilização. Estes algoritmos são normalmente disponibilizados para o desenvolvedor na forma de blocos que se interconectam. Blocos como moduladores, demoduladores, filtros, codificadores, operadores matemáticos, entre outros, podem ser arranjados para formarem sistemas de comunicação flexíveis. A flexibilidade do *framework* está apenas limitada pelo hardware disponível. *Frameworks* como o GNU Radio e o MathWorks Matlab Simulink oferecem interface gráfica para desenvolver e executar projetos de SDR e são extremamente úteis para aplicações em projetos de pesquisa (BLOSSOM, 2007).

Figura 12 – Arquitetura de rádio definido por software.



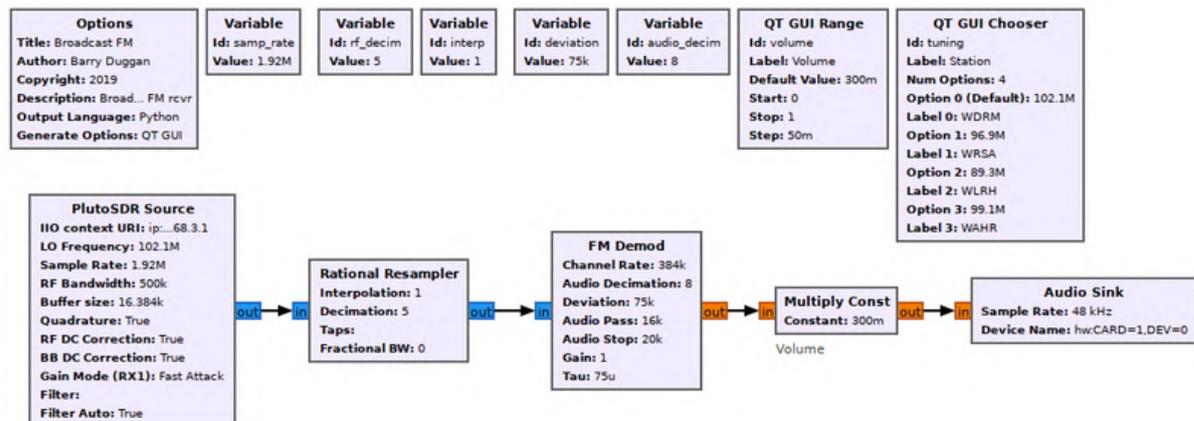
Fonte: O autor (2021).

3.1.2 GNU Radio

Considerado o *framework* para SDR mais utilizado na comunidade *open source*, o GNU Radio (RONDEAU T.; CORGAN, 2021) possui ferramentas para a construção de sistemas de rádio definido por software de alta qualidade e complexidade. O GNU Radio é implementado em linguagem C++ e possui extensões para utilizar aceleradores em hardware a fim de maximizar o desempenho dos algoritmos de DSP e permitir o processamento de sinais em tempo real. Com interfaces de software disponíveis em linguagem Python, o desenvolvimento no *framework* é atrativo e simplificado, oferecendo flexibilidade, capacidade de expansão e uma comunidade ativa que desenvolve novas bibliotecas com blocos de processamento (RONDEAU T.; CORGAN, 2021). No GNU Radio, uma aplicação de SDR pode ser feita inteiramente em formato de diagrama de blocos através da interface gráfica GNU Radio Companion.

Existem blocos nativos no GNU Radio que servem de interface com plataformas de hardware para SDR, tanto para equipamentos de alto desempenho (ETTUS, 2021a), como para receptores de interface USB de baixo custo (PERAL-ROSADO et al., 2014). Para interação com o hardware, são utilizados blocos especiais: o bloco *Source*, para receber do hardware amostras de RF já convertidas para o domínio digital, e o bloco *Sink* para enviar para o hardware amostras digitais do GNU Radio que serão transmitidas por RF. A Figura 13 representa um demodulador FM implementado no GNU Radio.

Figura 13 – Demodulador FM implementado no GNU Radio.

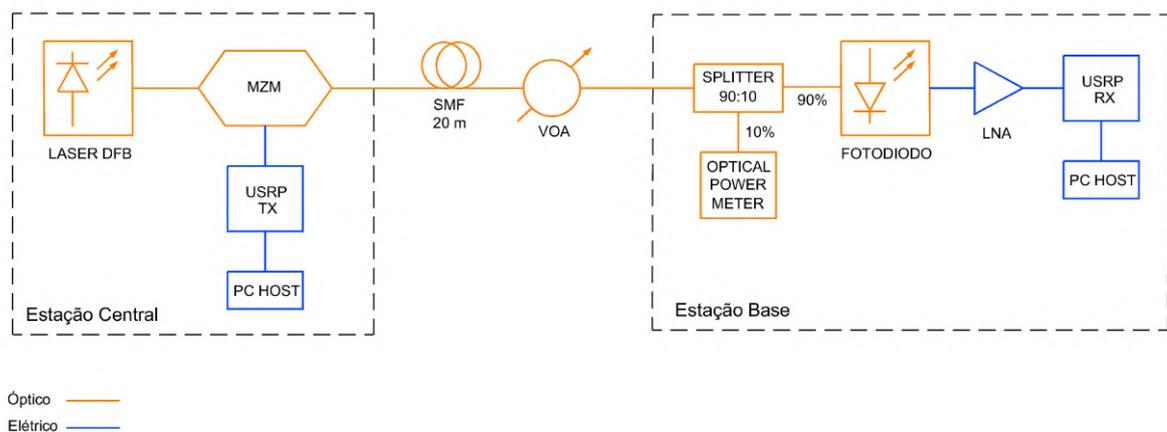


Fonte: Extraída de (GNU RADIO, 2021a).

3.2 IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA FIBER WIRELESS

O sistema rádio sobre fibra óptica foi implementado no Laboratório Didático de Automação e Modelagem de Sistemas do Departamento de Eletrônica e Sistema (DES) da UFPE. O *setup* foi montado para a realização dos experimentos em duas variações de um sistema de RoF. A primeira configuração caracteriza um sistema rádio sobre fibra em que são emuladas apenas a Estação Central e a Estação Base, interligadas por fibra óptica. Nessa configuração, o sinal de RF é gerado na estação central e transmitido através do link óptico até a estação base, onde é devidamente recebido e processado. Por questões de limitação de componentes, apenas o *downlink* dos sistemas foi implementado. O diagrama de blocos do sistema RoF implementado pode ser visualizado na Figura 14. Essa configuração do sistema será tratada neste trabalho com a nomenclatura de *Rádio sobre fibra tradicional*.

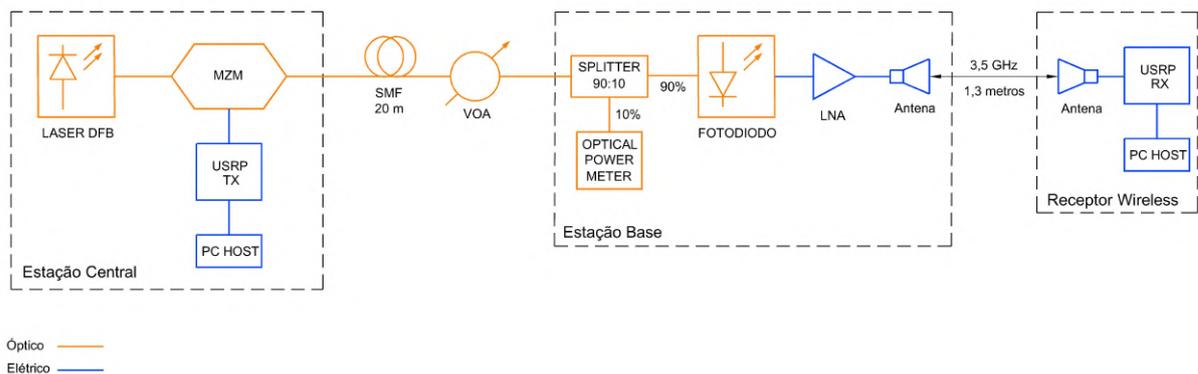
Figura 14 – Diagrama de Blocos de um sistema rádio sobre fibra tradicional



Fonte: O autor (2021).

Na segunda configuração, um receptor *wireless* foi adicionado à rede. Dessa forma, a estação base é responsável apenas por retransmitir o sinal de RF para o receptor *wireless*. Essa configuração representa um sistema de rádio sobre fibra analógico *Fiber Wireless* (FiWi). A Figura 15 mostra o diagrama de blocos do sistema *Fiber Wireless* implementado.

Figura 15 – Diagrama de Blocos do sistema Fiber Wireless implementado.

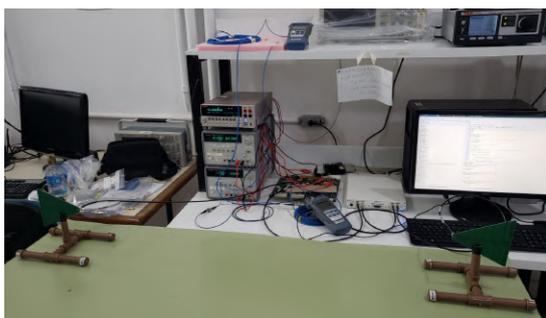


Fonte: O autor (2021).

As duas configurações implementadas no laboratório podem ser vistas na Figura 16a e na Figura 16b. A estação central emulada no experimento é composta pelos seguintes componentes: laser, modulador óptico e rádio transmissor USRP x310 (Porta TX). A portadora óptica é gerada por um laser do tipo DFB com comprimento de onda $\lambda = 1541,35 \pm 0,4 \text{ nm}$, enquanto que sinais 5G NR na frequência $f_{5GNR} = 3,5 \text{ GHz}$ (FR1), com largura de faixa de 20 MHz, são gerados no GNU Radio. Para fazer a modulação da portadora óptica é utilizado um modulador externo do tipo Mach-Zehnder. Além disso, um *workstation* é utilizado para controle e programação do SDR.

Na estação base tem-se um fotodiodo PIN de alta velocidade, de até 11GHz de largura de banda, com um amplificador de baixo ruído integrado. Na primeira configuração do sistema,

Figura 16 – (a) Sistema FiWi (b) Sistema Rádio sobre fibra tradicional.



(a)



(b)

Fonte: O autor (2021).

a saída do receptor óptico é acoplada ao rádio USRP (porta RX), responsável por fazer a recepção do sinal na frequência 3,5 GHz, a conversão para banda base e, em seguida, realizar o processamento do sinal. No sistema FiWi, a saída do fotodiodo é conectada a uma antena do tipo log-periódica, com 6 dBi de ganho, de forma que o sinal seja retransmitido para o receptor *wireless*. A estação central é interconectada com a estação base por meio de um link óptico composto por uma fibra óptica monomodo de 20 metros, em conjunto com um atenuador óptico variável (VOA, *Variable Optical Attenuator*) para simular uma fibra de maior comprimento e atenuando a potência recebida pelo fotodiodo.

O receptor *wireless* é composto basicamente pelo USRP X310 (Porta RX) com uma antena também do tipo log-periódica, responsável por receber o sinal RF retransmitido pela estação base para, então, processar o sinal recebido do SDR no GNU Radio.

3.2.1 Detalhamento do Hardware

Para a implementação do link óptico é utilizado um laser do tipo DFB, da marca Thorlabs, modelo D2525P, utilizando um comprimento de onda $\lambda = 1541,35 \pm 0,4$ nm. Essa família de laser é designada para ser utilizada com moduladores externos de Niobato de Lítio $LiNbO_3$, que foi o tipo de modulador óptico utilizado neste trabalho. As características principais desse laser são: isolador óptico integrado, padrão industrial de pinagem com 14 pinos, alta confiabilidade, largura espectral estreita e alta potência óptica de saída disponível. O dispositivo tem capacidade de fornecer até 10 mW de potência e pode ser utilizado como fonte de luz contínua para sistemas que necessitam de baixo efeito de *frequency chirp*. Em conjunto com o laser, é utilizado o dispositivo de controle de temperatura e corrente (*Laser Diode Current and Temperature Controller*) da Thorlabs modelo ITC4005.

O modulador externo utilizado foi o Mach-Zehnder, da marca JDS Uniphase, modelo OC-192 *Modulator* 10150-002180. Esse dispositivo é capaz de operar com uma taxa de dados de até 10 Gbit/s e foi designado especificamente para atender os requisitos das taxas de transmissão óptica OC-192. Em conjunto com o MZM, é utilizado o Sourcemeter da Keithley série 2400, aplicado na tensão de *bias* do Mach-Zehnder.

O dispositivo de rádio definido por *software* utilizado é o USRP X310 da Ettus Research (*Universal Software Radio Peripheral*). O equipamento conta com um FPGA Xilinx Kintex-7 XC7K410T, duas *daughterboards* independentes, conversores analógico-digital de 14-bits e conversores digital-analógico de 16-bits. O rádio é capaz de operar com uma frequência de até

Figura 17 – (a) Laser DFB (b) Controlador de temperatura e corrente.



(a)

(b)

Fonte: O autor (2021).

6 GHz, além de oferecer interfaces de alta velocidade, permitindo que o dispositivo opere com altas taxas de dados, sendo possível operar com até 200 mil amostras por segundo (ETTUS, 2021a). Para a programação e configuração dos SDRs é utilizado o GNU Radio para gerar e demodular o sinal OFDM 5G NR.

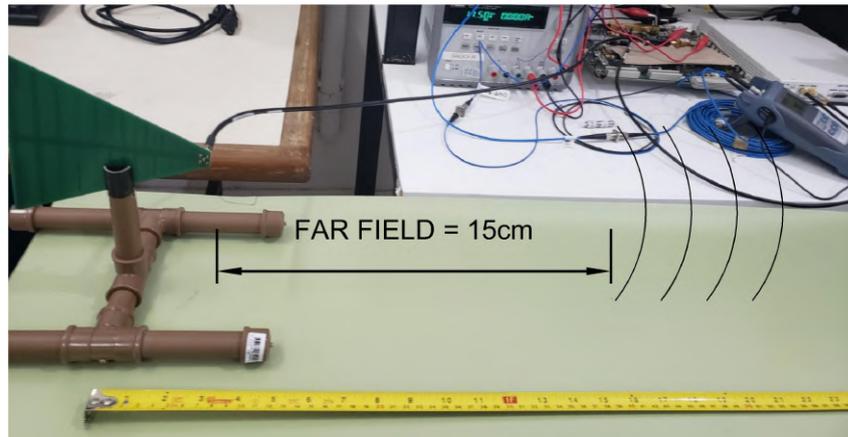
Na conexão entre a estação central e a estação base, foi utilizada uma fibra óptica mono-modo padrão SSMF (*Standard Single Mode Fiber*) de aproximadamente 20 metros de extensão e atenuação de 0,2 dB/km. No canal sem fio, utilizou-se antenas do tipo log-periódica, modelo LP0965 Log-Periodic PCB Antenna (850 MHz a 6.5 GHz) com 6 dBi de ganho na frequência de 3.5 GHz. A região de campo distante (*Far Field*) de uma antena tipo log-periódica pode ser calculada a partir da equação (EVERYTHING RF, 2021):

$$\text{Far Field} \geq \left(\frac{2D^2 f}{c} \right) \quad (3.1)$$

em que c é a velocidade da luz, f a frequência de operação de 3.5 GHz e D o comprimento ou diâmetro da antena. Conforme visto na Figura 18, o valor obtido para o *far field* da antena utilizada foi de aproximadamente 15 cm. A Figura 19a e a Figura 19b exibem, respectivamente, o MZM e o fotodiodo utilizados.

Para fazer a detecção do sinal óptico transmitido pela fibra, é utilizado um fotodetector PIN da Nortel Networks, família PP-10G. Esse dispositivo contém um detector de alta velocidade, baixa capacitância e é feito de Arsenieto de Índio e Gálio (InGaAs), além de ser integrado a um amplificador de trans-impedância de GaAs, com baixo ruído. O dispositivo apresenta uma largura de banda de até 11 GHz, possui uma extensão óptica monomodo na entrada e uma conexão do tipo SMA de 50 ohms de impedância na saída, o que facilitou o casamento de

Figura 18 – Representação do *far field* da antena utilizada no experimento.

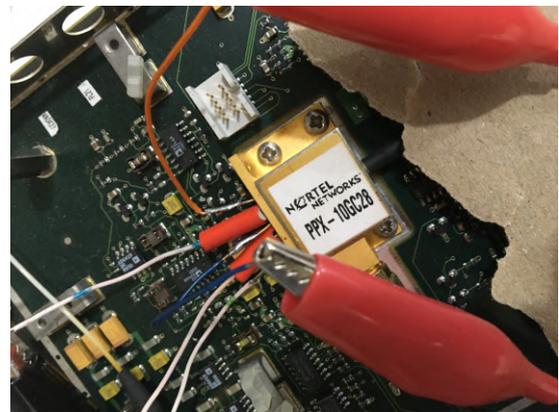


Fonte: o autor (2021).

Figura 19 – (a) Modulador Mach-Zehnder (b) Fotodiodo.



(a)



(b)

Fonte: O autor (2021).

potência com o rádio X310.

O *pc-host* contém um processador Intel Xeon E-2244G e 32 GB de RAM para suportar altas taxas de amostragem e um processamento de software alto. Apesar do *pc-host* ser um *workstation* de bom desempenho, o computador não é capaz de transmitir as amostras do sinal em tempo real para as elevadas taxas de amostragem exigidas para o 5G, causando *underruns* e perda de pacotes no GNU Radio. A conexão do *pc-host* com o USRP X310 é realizada por meio da interface SFP+ 10 GbE, utilizando a placa de rede da marca Mellanox, modelo MCX341, para atingir as taxas de amostragem de até 100 mil amostras por segundo utilizadas neste trabalho.

3.3 IMPLEMENTAÇÃO DO OFDM NO GNU RADIO

Como mencionado na Tabela 2 da Seção 2.1, o padrão 5G NR estabelece o tempo de símbolo OFDM e o espaçamento entre as subportadoras para cada faixa de frequência. Consequentemente, o tamanho da FFT e a taxa de amostragem deverão estar de acordo com a numerologia 5G. O USRP x310 possui compatibilidade com o 5G NR apenas para os canais de 80, 40 e 20 MHz, configurando o *master clock* do rádio para 184,32 Msps (KALTENBERGER et al., 2020). As taxas de amostragem recomendadas para o X310 devem ser resultantes de uma divisão entre o valor do *master clock* e um inteiro par, para que o rádio possa utilizar um filtro *halfband* e trabalhar com um melhor desempenho. Essas informações são do driver UHD e aparecem na tela em forma de aviso quando o programa de transmissão do rádio é executado. Nesse trabalho, são testados parâmetros OFDM para o canal de 20 MHz, em acordo com a numerologia 5G NR. As larguras de faixa comuns para a frequência de 3,5 GHz no Brasil são 20 e 80 MHz. Essas faixas de frequência foram recentemente adquiridas pelas operadoras de telefonia móvel no leilão de espectro, realizado em 5 de novembro de 2021 (AQUINO, 2020).

O canal de 20 MHz foi escolhido principalmente para realizar uma comparação com uma transmissão padrão QPSK de portadora única do GNU Radio (GNU RADIO, 2021b), a fim de testar a robustez da implementação OFDM utilizando subportadoras moduladas em QPSK. As duas implementações garantiram sinais com taxa de transmissão de 40 Mbps para o QPSK de uma portadora e 37,6 Mbps para o OFDM, ambas com largura de faixa de 20 MHz. Essa comparação serviu também para verificar se a calibração do sistema estava de acordo com os resultados apresentados na monografia do aluno Wanderley Filho, que utilizou o mesmo sistema de rádio sobre fibra do laboratório, transmitindo sinais QPSK de portadora única, gerados no GNU Radio (JOSÉ, 2020).

A segunda abordagem foi medir a qualidade da transmissão OFDM nas modulações 16 QAM, 64 QAM e 256 QAM, utilizando o canal de 20 MHz. Os parâmetros OFDM implementados estão descritos na Tabela 4 e os detalhes da geração e recepção do sinal no GNU Radio estão presentes nas subseções seguintes. A versão do GNU Radio utilizada foi a 3.7.14, com UHD 3.15, instalados no sistema operacional Linux Xubuntu 18.04.

É importante ressaltar que o tamanho do prefixo cíclico do algoritmo OFDM no GNU Radio é projetado para ser 1/4 do tamanho da FFT. A alteração desse parâmetro para os padrões 5G NR (aproximadamente 1/8 do tamanho da FFT) não tornou possível a demodulação do sinal no receptor. Uma investigação mais profunda sobre o assunto representa uma tarefa com-

Tabela 4 – Parâmetros do OFDM no GNU Radio

Parâmetros de Transmissão	OFDM
Tamanho da FFT	2048
Subportadoras ativas	1568
Subportadoras piloto	98
Duração do prefixo cíclico	16,65 (us)
Duração do símbolo	66,6 (us)
Espaçamento entre subportadoras	15 kHz
Largura de faixa	20 MHz
Frequência Central	3,5 GHz
Taxa de amostragem	30,72 Msps
Técnicas de Modulação	QPSK, QAM 16, QAM 64, QAM 256

Fonte: O autor (2021).

plexa, pois demandaria uma alteração no código fonte dos blocos OFDM já implementados da biblioteca do GNU Radio. Contudo, esta abordagem proporcionou ao OFDM maior robustez em canais com múltiplos percursos, visto que o comprimento do prefixo cíclico impacta diretamente no nível de ISI e depende do máximo atraso do canal. Conforme citado na seção 2.3, quanto maior o comprimento do prefixo cíclico, maior a proteção contra desvanecimentos causados por múltiplos percursos.

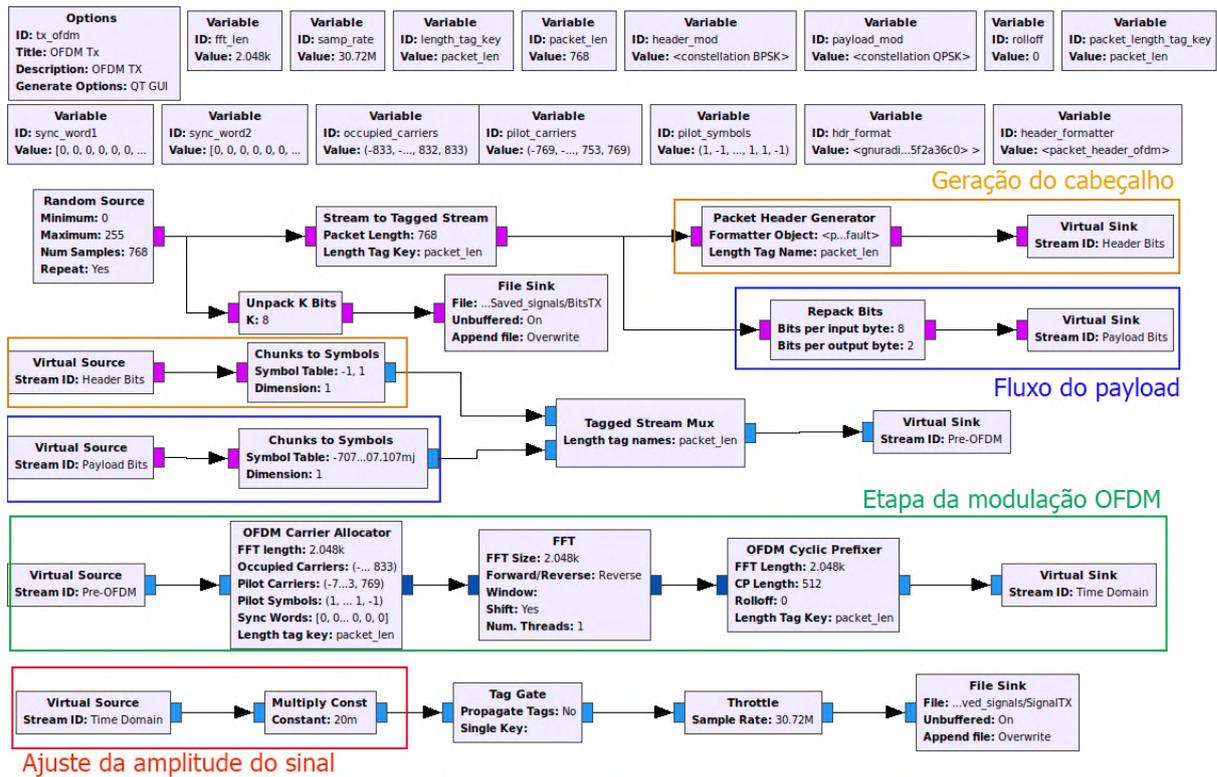
3.3.1 Transmissor

O transmissor OFDM, mostrado na Figura 20, é composto por blocos da biblioteca OFDM do GNU Radio Companion (GRC). Inicialmente, é gerado um fluxo (*stream*) de bytes aleatórios através do bloco *Random Source* e, em seguida, é anexada uma etiqueta (*tag*) a cada N amostras do fluxo de bytes. A utilização de *tags* é um mecanismo desenvolvido no projeto GNU Radio para controle de fluxo de dados, com o objetivo de criar limites, permitindo a introdução do conceito de pacotes. Esses componentes propagam dados em paralelo ao fluxo principal, emparelhando as etiquetas com os itens correspondentes. A etiqueta carrega o valor do tamanho do pacote (*packet length*) que representa o comprimento do *payload* em bytes.

No caminho inferior, tem-se o bloco *Unpack K Bits* responsável por fazer com que os bytes gerados sejam escritos como uma sequência de $K = 8$ bits, antes de serem salvos para o arquivo nomeado como "BitsTX". Esse arquivo contém os dados transmitidos que serão comparados com o arquivo "BitsRX", recebido no final do enlace.

O bloco *Packet Header Generator* inicia o procedimento do cabeçalho. Ele é responsável

Figura 20 – Transmissor OFDM no GNU Radio



Fonte: O autor (2021).

por seleccionar a informação de cada *tag* do fluxo principal e adicionar um cabeçalho de 32 bits, que contém os campos "tamanho do pacote", "número do pacote" e um campo CRC-8 utilizado para verificar a integridade dos dados do cabeçalho (GNU RADIO, 2017a). Na saída desse bloco, é esperado um pacote de 32 bits, porém foi constatado que o cabeçalho assume o mesmo tamanho, em bits, referente à quantidade de subportadoras ocupadas (*occupied carriers*). O cabeçalho irá, portanto, preencher um símbolo OFDM completo e seu tamanho indicará ao receptor a quantidade de subportadoras ocupadas. É importante ressaltar que uma das funções da classe de cabeçalho da biblioteca do GNU Radio permite evitar os efeitos de PAPR que ocorrem no sinal quando é utilizado altos valores de FFT. O parâmetro que minimiza esse efeito é chamado de "*scramble header*" e deve ser aplicado para trazer robustez ao sinal (GNU RADIO, 2017b).

Para aplicar uma modulação digital no fluxo é necessário alterá-lo para a forma binária. O bloco *Packet Header Generator* já possui a saída na forma binária, deixando o fluxo do cabeçalho apto para ser modulado. O bloco *Repack bits* é responsável por esse procedimento no fluxo do *payload*. Neste caso, ele irá ler o valor de cada byte de entrada e irá escrever em forma de 1 bit no fluxo de bytes de saída. A leitura e escrita começam no bit menos

significativo (GNU RADIO, 2017c). Conseqüentemente, o tamanho do pacote irá mudar, pois acontecerá uma interpolação multiplicada pelo valor M de bits por símbolo, de acordo com a técnica de modulação escolhida. A partir disso, ambos os fluxos estarão prontos para serem modulados digitalmente.

O bloco *Chunks to Symbols* é um mapeador de símbolos. Ele irá modular o fluxo de bytes de entrada em símbolos complexos, mapeados de acordo com a constelação aplicada. O cabeçalho é modulado em BPSK, esta modulação é escolhida para simplificar a estimação de canal e aumentar a confiança do sistema.

O procedimento no *payload* é análogo ao do cabeçalho, com pequenas diferenças. Primeiramente, não é necessário adicionar nenhum cabeçalho e toda informação nesse fluxo será importante. O esquema de modulação usado pode ser QPSK, 16 QAM, 64 QAM ou 256 QAM, basta escolher a função correspondente na classe de constelações da biblioteca "gnuradio.digital"(GNU RADIO, 2017d). Os bits são transformados em símbolos complexos de acordo com a tabela de símbolos da modulação escolhida. Se for escolhida a modulação QPSK, por exemplo, serão necessários 2 bits para formar um símbolo complexo, isso significa que o bloco *Repack Bits* irá ler 8 bits de cada byte de entrada e escrever 2 bits em cada byte de saída, o que ocasiona uma interpolação de fator 4. Então, o pacote aumentará 4 vezes de tamanho.

O cabeçalho e o *payload* não são enviados separadamente, pois o bloco *Tagged Stream Mux* irá combinar esses dois fluxos em um único fluxo com *tag*. Depois disso, vem a etapa de modulação OFDM através do bloco *OFDM Carrier Allocator* que é responsável pela construção dos símbolos OFDM, alocando os itens em cada uma das subportadoras. Além disso, ele irá alocar as subportadoras piloto nas posições designadas e adicionará uma banda de guarda (CP). A quantidade total de suportadoras é estabelecida com o tamanho da FFT e cada subportadora recebe um símbolo modulado.

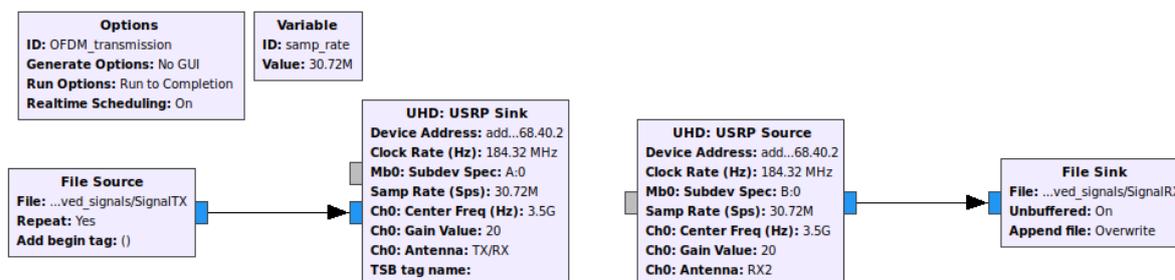
Em seguida, uma IFFT é aplicada ao fluxo de bits no bloco FFT. Esse bloco pode aplicar tanto a FFT como a IFFT, escolhendo os parâmetros "Forward" para FFT ou "Reverse" para IFFT. Depois que a IFFT é aplicada ao sinal, o prefixo cíclico (CP) é adicionado em cada pacote através do bloco *OFDM Cyclic Prefixer*. Este bloco também adiciona um formatador de pulso *Raised Cosine* no domínio do tempo (GNU RADIO, 2020b).

O sinal OFDM é então multiplicado por uma constante a fim de manter a amplitude entre $[-1,1]$, pois o USRP trabalha com amplitude máxima de $|1.0|$, caso contrário, o sinal irá sofrer *clipping*. Finalmente, o sinal é salvo em arquivo para ser transmitido.

3.3.2 Transmitindo e recebendo o sinal através do sistema

A etapa de transmissão dos dados através do sistema precisou ser realizada separadamente, conforme demonstrado na Figura 21. As altas taxas de amostragem utilizadas neste trabalho demandam um alto processamento de software para realizar procedimentos de equalização e sincronização temporal, exigindo também uma leitura de disco elevada e um alto consumo de memória RAM, impossibilitando, assim, a leitura do sinal em tempo real. Para utilizar altas taxas de amostragem nas aplicações SDR em tempo real é recomendável implementar os blocos diretamente no FPGA. Para este trabalho, não foi possível obter as licenças de softwares capazes de programar o FPGA do USRP X310.

Figura 21 – Diagrama para transmissão e recepção do sinal através do sistema.



Fonte: O autor (2021).

O bloco *File Source* carrega o sinal gerado no programa anterior, fazendo com que seja transmitido pelo USRP X310 através do bloco *UHD USRP Sink*. O sinal de RF gerado pelo rádio se conecta ao modulador Mach-zehnder, onde será utilizado para modular a portadora óptica.

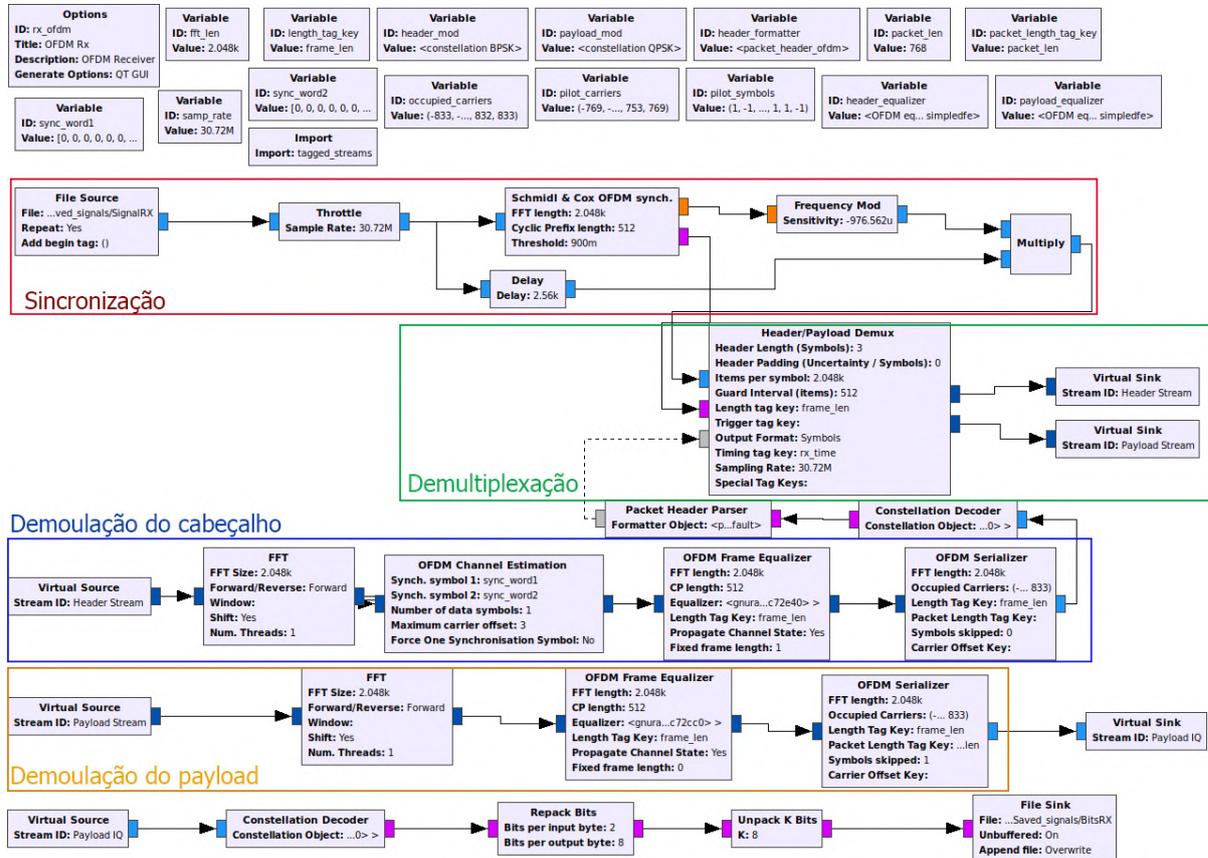
Em seguida, o bloco *UHD URSP Source* é responsável por fazer a recepção do sinal de RF no sistema. Esse bloco de maneira geral apresenta os mesmos parâmetros do bloco *USRP Sink* e também adiciona um ganho ao sinal. As informações recebidas pela porta RX do rádio são gravadas no arquivo chamado "SignalRX" que será utilizado como dados de entrada no receptor, onde será demodulado o sinal.

3.3.3 Receptor

O receptor OFDM usa uma simples estrutura de *frame* sem a complexidade de especificações de protocolos para comunicação sem fio. Na Figura 22 é demonstrado o flowgraph

do receptor onde serão realizadas as etapas sincronização, demultiplexação, demodulação do cabeçalho e demodulação do *payload*.

Figura 22 – Receptor OFDM no GNU Radio.



Fonte: O autor (2021).

O bloco *Schmidl and Cox OFDM synch* implementa o método de sincronização introduzido em (SCHMIDL; COX, 1997) para rápida sincronização de um sistema OFDM. Esse método atinge a sincronização utilizando 2 símbolos como preâmbulo. Primeiramente, é realizada uma busca pelo primeiro símbolo que tem a característica de possuir as duas metades iguais e o utiliza para determinar o sincronismo do quadro. Em seguida, a diferença de fase entre as duas metades do símbolo irá determinar o desvio de fase. O segundo símbolo contém uma sequência PN (*Pseudo-Noise Sequence*) que ajuda a determinar o desvio de frequência (SCHMIDL; COX, 1997). Este bloco possui uma saída gatilho (*trigger*) que é ativada após a leitura dos 2 símbolos de sincronismo, iniciando, assim, a leitura do primeiro símbolo OFDM (GNU RADIO, 2017e). O desvio de frequência Δf representa, nesse caso, um fluxo de amostras com valores reais e é necessário transformar esse fluxo em amostras com valores complexos. O bloco *Frequency Mod* irá receber o desvio de frequência, previamente determinado, e convertê-lo em amostras complexas em banda base. O conceito por trás desse bloco é explicado em (GNU RADIO, 2017f).

Um sinal real de entrada $x[n]$ é convertido em um sinal modulado em frequência $y[n]$ de acordo com a equação:

$$y[n] = e^{jk \sum x[n]} \quad (3.2)$$

onde k é o parâmetro sensibilidade, definido por $k = 2\pi \frac{f_{max}}{f_s}$, em que f_{max} representa a frequência máxima de desvio e f_s a frequência de amostragem. O sinal atrasado pelo bloco *Delay* é então multiplicado pelo *stream* complexo correspondente à correção do desvio de frequência. Em seguida, o sinal é enviado para o próximo bloco com a frequência corrigida.

A segunda etapa do receptor é responsável por separar os dados do cabeçalho e do *payload* em 2 diferentes *streams*. Esse processo acontece no bloco *Header/Payload Demux*. Esse bloco possui 3 entradas: os dados referente ao estágio anterior, o gatilho do sinal que vem do bloco *Schmidl and Cox OFDM Sync* e uma entrada de dicionário PMT (*Polymorphic Types*). Até que o gatilho seja detectado, todas as amostras que entram nesse bloco são descartadas. Depois que o gatilho é acionado, o bloco detecta as amostras equivalentes ao tamanho do cabeçalho que serão copiadas para a primeira saída. Todos os dados dessa primeira saída irão para o estágio de demodulação do cabeçalho. A informação contida no cabeçalho retornará ao bloco *Header/Payload Demux* em forma de dicionário PMT (GNU RADIO, 2017g).

A próxima etapa do receptor é a demodulação do cabeçalho. O fluxo de dados do cabeçalho é enviado até a FFT que converte os símbolos OFDM para o domínio da frequência. Embora o sinal já tenha sofrido uma correção de frequência, isso não será suficiente para ajustar o sinal da maneira ideal, dessa forma, devem ser realizadas uma estimativa de desvio de frequência e uma estimativa do canal, ambas no bloco *Channel Estimation*. A estimativa de desvio de frequência segue o algoritmo descrito em (SCHMIDL; COX, 1997). As estimativas são transmitidas em forma de *tag*, pois as correções do sinal não serão aplicadas nesse bloco (GNU RADIO, 2020a).

O sinal é então enviado até o bloco de equalização *OFDM Frame Equalizer*. Este bloco aplica o equalizador *Simple DFE*, que utiliza o conhecimento prévio dos pontos da tabela de símbolos da modulação aplicada. A constelação na saída desse bloco sempre será uma constelação com os pontos exatos (GNU RADIO, 2017h). Não é possível estimar parâmetros como o EVM (*Error Vector Magnitude*) utilizando esse equalizador. Para enxergar o deslocamento dos símbolos na constelação pode ser utilizado o "equalizador estático" contido na classe de equalizadores do GNU Radio. Porém, de acordo com os testes realizados, o equalizador *Simple DFE* possui um desempenho superior em relação à taxa de erro. É também no bloco *OFDM Frame*

Equalizer em que são corrigidos o desvio de frequência e os efeitos do canal anteriormente estimados.

Para desmontar o símbolo OFDM, isto é, passar de um fluxo paralelo para um fluxo em série, e também para remover as subportadoras piloto, o sinal é enviado para o bloco *OFDM Serializer*. Esse bloco irá procurar por 2 *tags* diferentes que representam o número de símbolos OFDM do quadro e o número de símbolos complexos modulados. Em resumo, o bloco recebe símbolos OFDM como entrada e retorna em símbolos complexos modulados na saída (GNU RADIO, 2020c).

Finalmente, o *stream* é enviado para o *Packet Header Parser* onde serão selecionadas as informações relevantes no cabeçalho que serão enviadas em forma de dicionário PMT para o bloco *Header/Payload Demux*.

O último estágio é a demodulação do *payload* que é semelhante à demodulação do cabeçalho, exceto que não há nenhuma estimativa de canal. Então, essa etapa irá utilizar as estimativas que foram propagadas através de *tags*, oriundas da demodulação do cabeçalho, para realizar a equalização sinal.

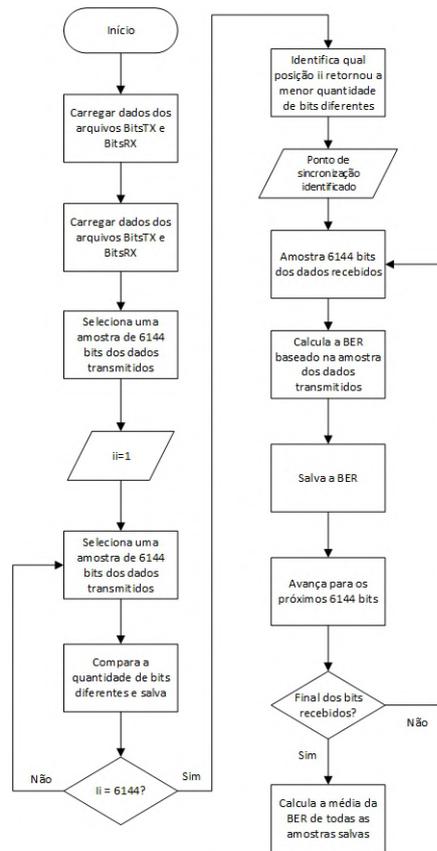
3.4 CÁLCULO DA BER

Uma vez salvos os dados a serem transmitidos e as informações recebidas no final do enlace, um *script* foi desenvolvido no *software* Octave para realizar a comparação entre os arquivos "BitsTX" e "BitsRX" que foram gerados no GNU Radio. Através desses arquivos que será realizada uma estimativa da taxa de erro de bits (BER) do sistema.

O algoritmo implementado pode ser visualizado na Figura 23 e o *script* se encontra no apêndice desta dissertação. O programa pode ser basicamente separado em duas partes: sincronização dos dados e cálculo da BER. A sincronização é necessária porque existe uma perda de amostras até o rádio estabelecer a transmissão. Diante disso, o programa salta os primeiros 2000 bits e, em seguida, procura por um ponto de sincronização para identificar onde é o início do sinal. Uma vez determinado este ponto, as sequências são separadas em amostras de 6144 bits que representa o tamanho, em bits, da sequência aleatória de números de 0 a 255 que foram gerados no GNU Radio. Depois disso, a BER é calculada baseada na comparação entre os bits salvos no arquivo de transmissão e os bits recebidos.

São salvos aproximadamente 1GB de bits recebidos para serem comparados com uma amostra de 768 bytes, gerando aproximadamente 1,3 milhão de valores BER calculadas no

Figura 23 – Estrutura do algoritmo implementado para o cálculo da BER.



Fonte: O autor (2021).

script. O valor final considerado representa a média de todas as taxas BER calculadas.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E ANÁLISE

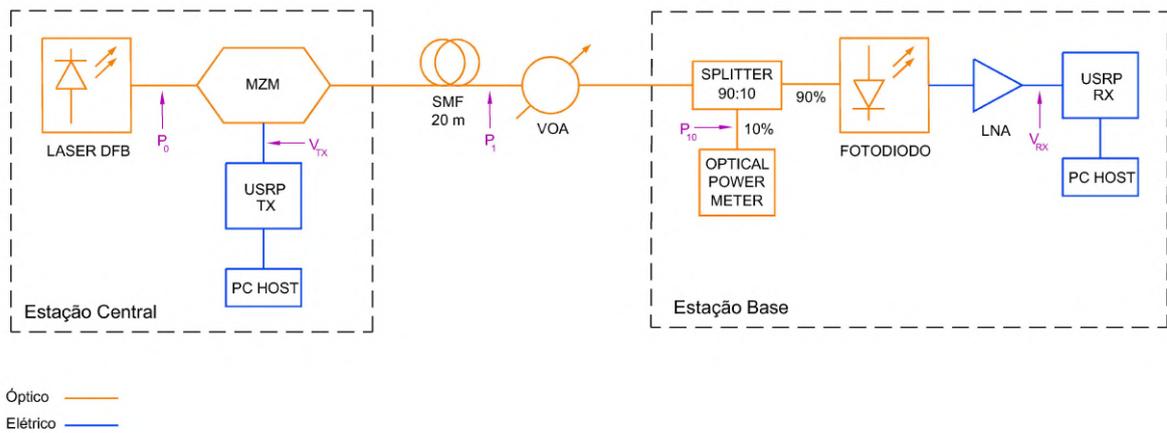
Inicialmente, os componentes apresentados no capítulo 3 foram testados a fim de verificar os seus parâmetros e seus pontos de operação. Em seguida, os pontos de caracterização do sistema da Figura 24 são medidos. Além disso, o sistema também é submetido a um cenário de estresse com o intuito de identificar a sua limitação e os pontos a serem melhorados. O cenário de estresse escolhido foi através da diminuição da potência óptica recebida pelo fotodiodo. Esse procedimento é realizado através do atenuador óptico variável presente na entrada do componente. Esse tipo de teste é feito tanto para o sistema de Rádio sobre Fibra tradicional como para o *Fiber-Wireless*. No sistema FiWi, também é verificada a qualidade do sinal com a existência de obstáculos entre as antenas do transmissor e receptor. Em ambos os cenários, o desempenho é avaliado em termos de medida da BER em função da potência óptica de entrada no fotodetector.

4.1 CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA

Os pontos de caracterização do sistema podem ser visualizados na Figura 24. O ponto P_0 representa a medição de potência da saída do laser DFB; P_1 é a potência de saída do modulador Mach Zehnder e V_{TX} é o sinal de RF gerado pelo X310 conectado ao MZM; o ponto P_{10} é a saída do VOA que está conectado a um *Splitter* óptico 90/10, demonstrado na Figura 25 em que 90% da potência óptica vai para o fotodiodo e 10% é medida no medidor de potência óptica. A potência medida é 10 dB menor que a potência que entra no receptor. O ponto V_{RX} é a potência elétrica recebida pelo rádio. As potências dos sinais de RF foram medidas através do analisador de espectro, modelo RSA306B da marca Tektronix, capaz de operar frequências de até 6GHz.

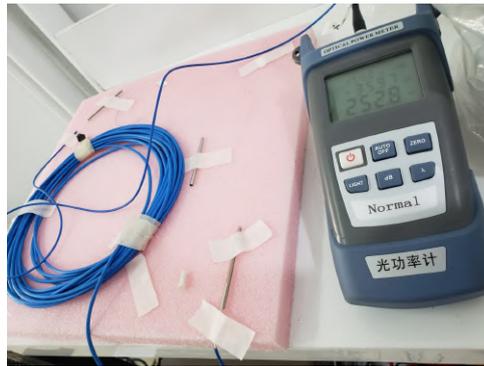
A primeira caracterização testa o funcionamento do laser diodo DFB e do modulador Mach-Zehnder. Em (JOSÉ, 2020), foi constatado que uma corrente de polarização de 110 mA gera uma potência de saída de 7,3 dBm e esses valores serão utilizados neste trabalho. Outros resultados das medições estão exibidos nas Figuras 26a e 26b. Baseado na Figura 26a, é possível verificar que há uma perda de 7 dB da potência de saída do MZM em relação à potência de entrada do laser. Conforme a curva de caracterização do modulador Mach-Zehnder na Figura 26b, opta-se, neste trabalho, por utilizar uma tensão de polarização de 0,4 V com a

Figura 24 – Diagrama do *setup* implementado destacando os pontos medidos para o balanceamento de potência.



Fonte: O autor (2021).

Figura 25 – Splitter 90/10 para medição do ponto P_{10} utilizando o *Optical Power Meter*.

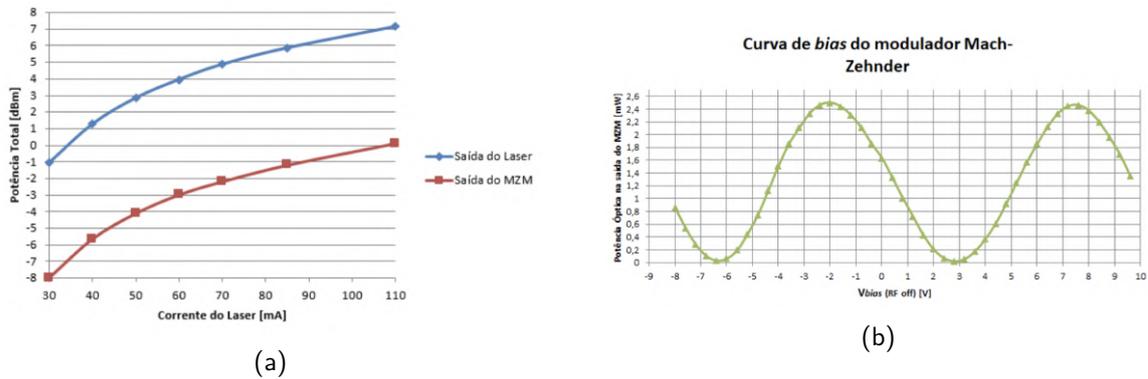


Fonte: O autor (2021).

intenção de operar no ponto médio da região de inflexão negativa (região de quadratura) do MZM.

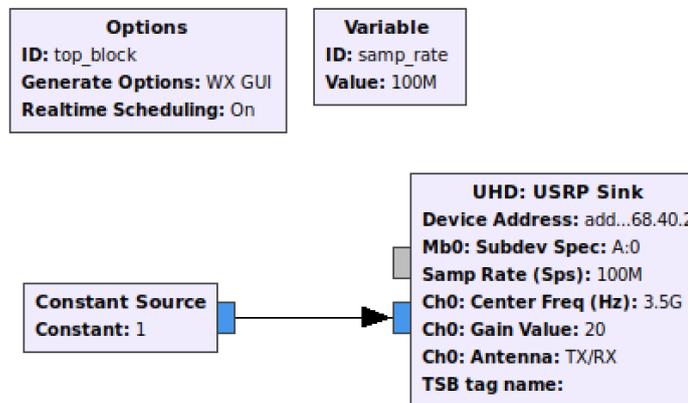
Para verificar a operação do rádio X310, é utilizado o analisador de espectro junto com o GNU Radio, onde foi gerado o sinal de RF na banda de 3,5 GHz. O SDR foi programado para que um sinal senoidal de frequência 3,5 GHz seja enviado de forma constante na saída do dispositivo. Na Figura 27, é possível observar o programa utilizado. O bloco *UHD: USRP Sink* é responsável por configurar o sinal a ser gerado na saída do rádio. Através do parâmetro *Gain Value* foi possível determinar o ganho da transmissão, com limite de até 30 dB. O bloco *Const Source* foi utilizado para manter a forma de onda do sinal constante durante a execução do programa. A saída do X310 é conectada ao analisador de espectro a fim de observar a qualidade do sinal e também sua tensão pico a pico, pois o X310 não fornece a potência de saída do sinal. Para um ganho de 20 dB a tensão pico a pico do sinal V_{TX} foi de aproximadamente 1,64 V. O resultado da medição pode ser observado na Figura 28.

Figura 26 – (a) Potência de saída do laser x Potência de saída do MZM (b) Potência de saída do MZM em função da sua tensão de bias.



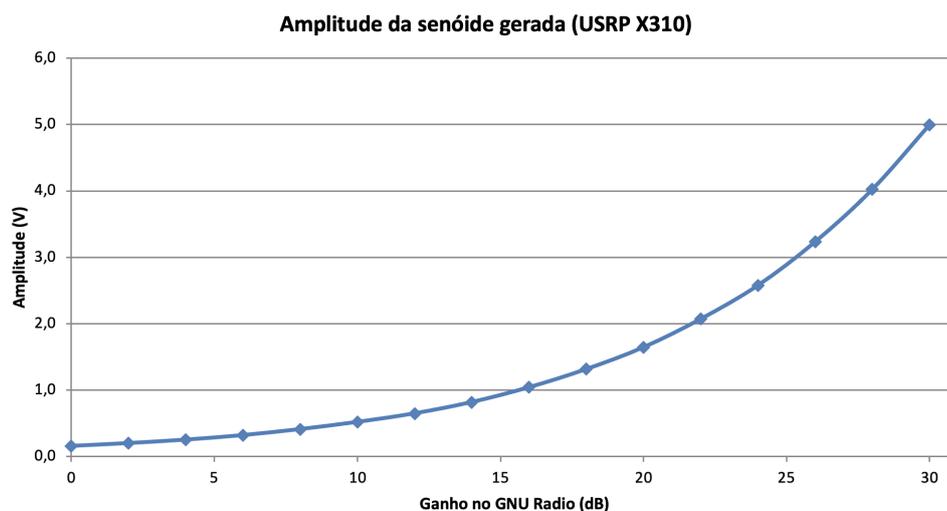
Fonte: Extraídas de (JOSÉ, 2020).

Figura 27 – Programa utilizado para gerar um sinal constante na frequência de 3,5 GHz.



Fonte: O autor (2021).

Figura 28 – Tensão pico a pico da senoide gerada pelo X310 em função do ganho no GNU Radio.



Fonte: O autor (2021).

Depois de caracterizar os componentes do sistema, a etapa seguinte é obter os demais pontos de potência óptica e elétrica e verificar o funcionamento do fotodiodo. Baseado na

Figura 24, a potência óptica é medida nos pontos P_1 e P_{10} , ou seja, no final da fibra e na entrada do fotodiodo. Utilizando uma tensão $V_{bias} = 0,4$ e com o laser operando com corrente de polarização de 110 mA, é medida uma perda de inserção de 1 dB no VOA.

O sinal V_{RX} foi visualizado e teve sua potência medida com o analisador de espectro. Foi medido que uma atenuação de potência no domínio óptico irá representar uma atenuação dobrada na potência de V_{RX} . Para explicar essa relação, seja P_i a potência óptica de entrada no fotodiodo dada por (KEISER, 2010):

$$P_i = \frac{I_{FC}}{\mathfrak{R}} \quad (4.1)$$

em que I_{FC} é a fotocorrente gerada e \mathfrak{R} é a responsividade do fotodetector. A potência elétrica P_E relaciona-se com I_{FC} em

$$P_E = RI_{FC}^2 \quad (4.2)$$

sendo R a impedância de entrada do rádio. A atenuação da potência óptica de entrada em dB pode ser calculada por

$$\alpha_{opt} = 10 \log_{10} \left(\frac{P'_i}{P_i} \right) \quad (4.3)$$

em que P'_i representa a potência atenuada e P_i é a potência de referência. No domínio elétrico, a atenuação α_{elet} da potência elétrica pode ser obtida por

$$\begin{aligned} \alpha_{elet} &= 10 \log_{10} \left(\frac{P'_e}{P_e} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{RI_{FC}^2}{RI_{FC}^2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{I'_{FC}}{I_{FC}} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{\mathfrak{R}P'_i}{\mathfrak{R}P_i} \right) \\ &= 20 \log_{10} \left(\frac{P'_i}{P_i} \right) \end{aligned} \quad (4.4)$$

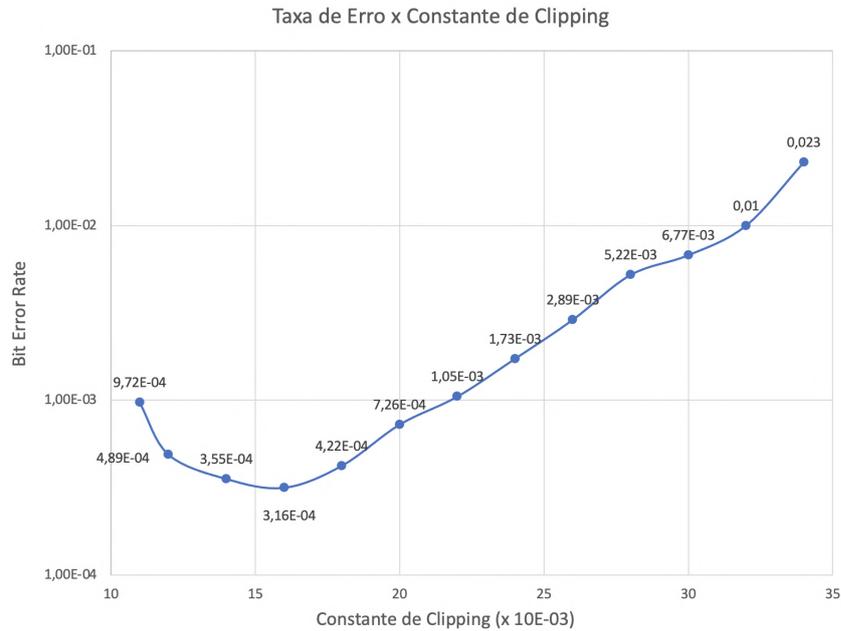
em que P'_e representa a potência elétrica atenuada e P_e a potência de referência. Comparando as equações 4.3 e 4.4, tem-se que $\alpha_{elet} = 2\alpha_{opt}$, ou seja, uma atenuação na potência óptica representa uma atenuação 2 vezes maior na potência elétrica recebida pelo rádio.

4.2 EXPERIMENTOS REALIZADOS

Os testes são realizados utilizando os arquivos de transmissão e recepção do GNU Radio, exceto pelo ajuste da constante que evita que o sinal sofra *clipping* por meio do bloco *Multiply Const* do transmissor que possui um valor ótimo para as diferentes modulações. O valor ótimo

dessa constante é distinto para as diferentes modulações e é obtido empiricamente por meio da variação da constante em função da taxa de erro, conforme demonstrado na Figura 29.

Figura 29 – Ajuste da constante que multiplica os valores complexos do sinal para evitar *clipping* em função da BER

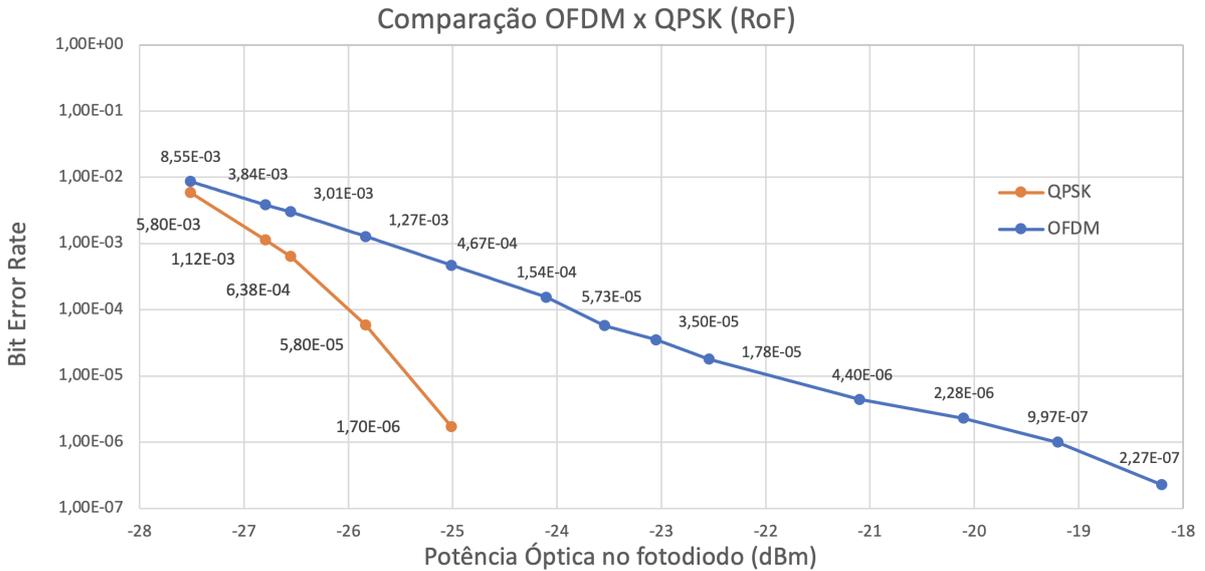


Fonte: O autor (2021).

Na primeira etapa, o sistema de rádio sobre fibra tradicional tem a BER mapeada em função da potência óptica do fotodiodo, variando em um intervalo de -28 a -18 dBm. Os valores calculados da BER podem ser visualizados na Figura 30. A transmissão OFDM 5G NR foi comparada, como referência, a uma transmissão robusta QPSK de portadora única da biblioteca no GNU Radio (GNU RADIO, 2021b), por ser uma implementação que se comporta próxima à curva teórica BER x SNR. Conforme visto na Figura 30, o desempenho da curva QPSK é superior ao do OFDM. Como a antena utilizada é do tipo log-periódica e possui um lóbulo direcional, não é possível observar a vantagem do sistema de múltiplas subportadoras em relação ao QPSK para as recepções do sinal através de múltiplos caminhos. Essas vantagens seriam observadas utilizando uma antena omnidirecional.

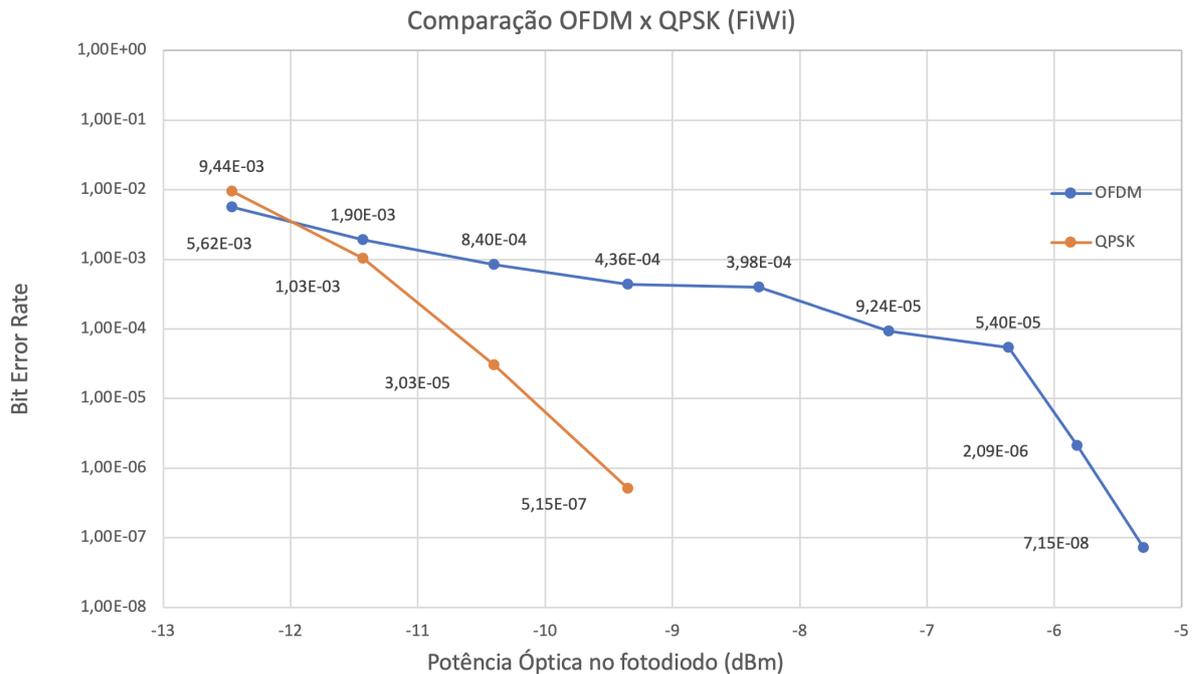
Em seguida, um experimento semelhante é realizado no sistema *Fiber Wireless*, em que a BER é mapeada em função da potência óptica recebida pelo fotodiodo. Como o canal sem fio possui uma atenuação maior do que a fibra, a potência elétrica recebida pelo rádio é menor, dessa forma, a potência óptica no fotodiodo precisou ser maior em comparação ao sistema RoF, a fim de caracterizar as curvas QPSK e OFDM. O mapeamento foi feito para o intervalo de -5dBm a -13 dBm, conforme apresentado na Figura 31.

Figura 30 – Comparação entre QPSK e OFDM no sistema Rádio sobre fibra tradicional.



Fonte: O autor (2021).

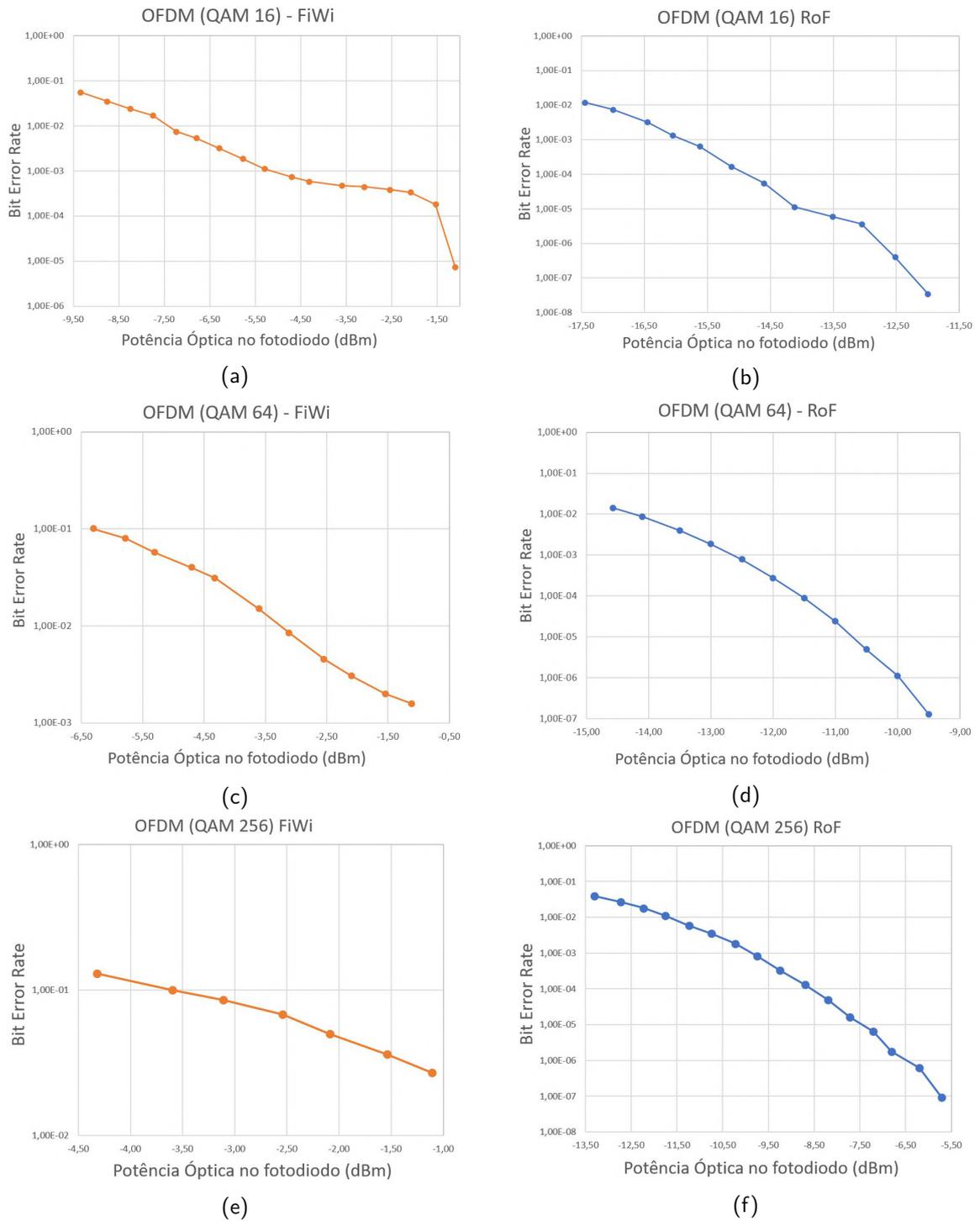
Figura 31 – Comparação entre QPSK e OFDM no sistema Fiber Wireless.



Fonte: O autor (2021).

Na segunda abordagem, é verificado o comportamento dos sistemas Rádio sobre fibra tradicional e *Fiber Wireless* utilizando uma transmissão OFDM 5G NR com subportadoras moduladas em QAM 16, QAM 64 e QAM 256. Para essas modulações, não foi possível realizar uma comparação com transmissões de portadora única por não haver implementações na biblioteca do GNU Radio. As curvas geradas são apresentadas na Figura 32. Em todas as curvas do sistema FiWi, é necessária uma potência no fotodiodo maior para obter taxas BER

Figura 32 – Transmissão QAM 16 no sistema RoF (a) e no sistema FiWi (b); transmissão QAM 64 no sistema RoF (c) e no sistema FiWi (d); transmissão QAM 256 no sistema RoF (e) e no sistema FiWi (f)



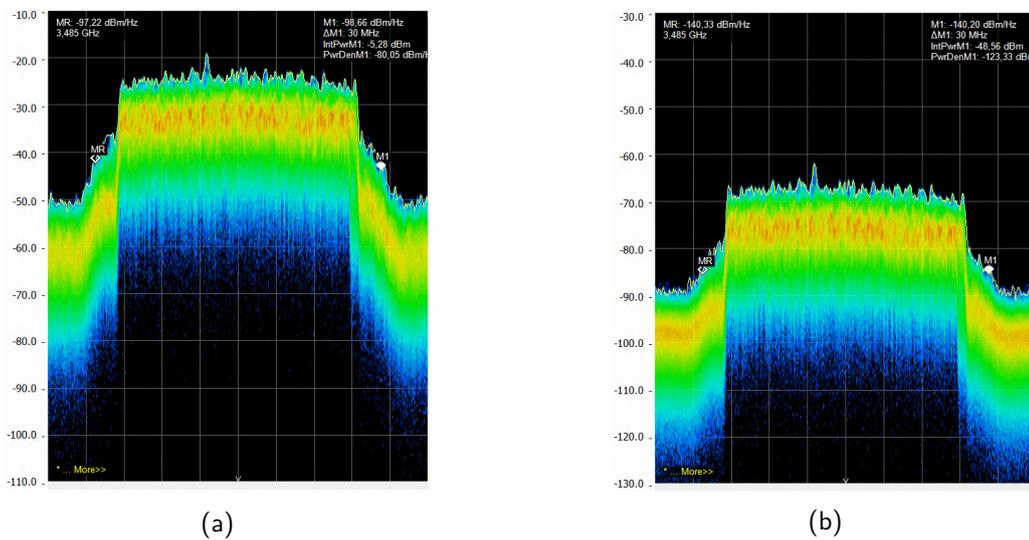
Fonte: O autor (2021).

equivalentes as do RoF.

4.3 ANÁLISE DOS RESULTADOS

Para a análise dos resultados é utilizado o analisador de espectro a fim de verificar a potência elétrica recebida pelo rádio nos dois sistemas, considerando que a potência óptica no fotodiodo é $P_{FD} = 0$ dBm. Conforme demonstrado na Figura 33, os valores medidos de potência elétrica no receptor são $P_{RX-RoF} = -5,28$ dBm para a configuração RoF tradicional e $P_{RX-FiWi} = -48,56$ dBm utilizando FiWi. A Figura 34 ilustra a diferença esquemática entre os dois sistemas implementados.

Figura 33 – Espectro do sinal recebido pelo rádio no sistema RoF (a) e no sistema FiWi (b) para uma potência no fotodiodo de 0 dBm. Em (a) a potência elétrica é -5,28 dBm e em (b) -48,56 dBm.



Fonte: O autor (2021).

A atenuação no canal sem fio pode ser estimada utilizando a fórmula de Friis mostrada na equação 2.11. Para o experimento realizado, tem-se os seguintes valores:

- $G_t = G_r = 6\text{dB}$
- $f = 3.5\text{GHz}$
- $d = 1,3\text{m}$

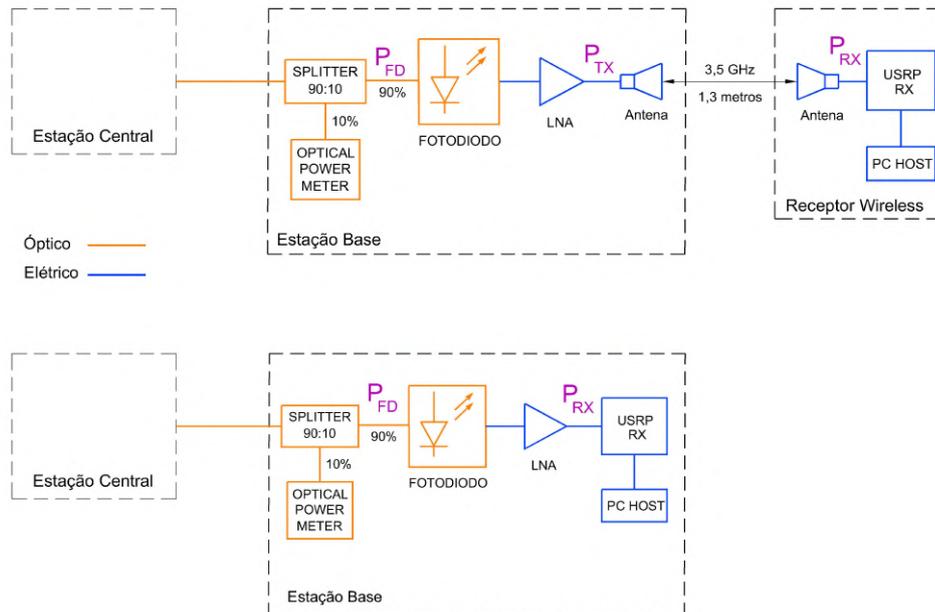
Substituindo os valores na equação 2.11 obtém-se

$$P_{RX} = P_{TX} + G_t + G_r + 20\log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)$$

$$P_{RX} = P_{TX} + 6 + 6 - 45,6 \quad (4.5)$$

$$P_{RX} = P_{TX} - 33.6\text{dB}$$

Figura 34 – Comparação entre os sistemas FiWi e RoF destacando as potências P_{FD} e P_{RX}



Fonte: O autor (2021).

De acordo com o modelo de Friis, a perda na potência elétrica no canal sem fio é de 33,6 dB entre o sinal de saída do amplificador LNA e o sinal recebido pelo X310. Porém, foi medida uma perda de aproximadamente 43,3 dB utilizando o analisador de espectro, o que representa uma diferença de 10,3 dB para o modelo de Friis. Por causa da extensão dos cabos e pela disponibilidade de apenas um rádio X310, não foi possível testar o sistema *Fiber Wireless* para maiores distâncias entre as antenas. Apesar disso, quando a distância entre as antenas é diminuída para $d = 0,5m$, a potência recebida no analisador de espectro aumentou aproximadamente 8,0 dB conforme previsto no termo $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$ do modelo de Friis. Isso significa que o modelo pode ser aplicado para este sistema, mas precisa ser investigada a diferença de 10 dB menor na potência recebida. Possivelmente, essa diferença pode ser explicada analisando o comportamento amplificador LNA do fotodetector, que tem seu ganho alterado quando conectado à antena ou ao analisador de espectro, por consumirem potências diferentes. Uma investigação mais profunda sobre essa questão fica como sugestão de melhoria do sistema para trabalhos futuros.

Conforme os dados coletados dos dois sistemas, pode-se destacar os seguintes pontos referentes às potências óptica e elétrica:

- Utilizando a transmissão QPSK de portadora única, para uma BER de 10^{-3} é necessária uma potência no fotodiodo $P_{FD} = -26,8$ dBm na configuração RoF e de $P_{FD} = -11,5$

dBm para o FiWi, significando uma diferença de 15,3 dBm. Utilizando o OFDM, a diferença de potência no fotodiodo entre RoF e FiWi para essa taxa de erro é de 14,3 dBm.

- No domínio elétrico, uma atenuação de 15,3 dB na potência óptica do fotodiodo, representa uma atenuação de 30,6 dB na potência elétrica P_{RX} , conforme explicado na seção anterior. Essa atenuação pode ser visualizada na medição da potência elétrica da Figura 35. Essa medição é realizada para uma $P_{FD} = -10,8$ dBm, ou seja, uma potência 10,8 dB menor que a da medição na Figura 33, o que é esperada uma atenuação de 21,6 dB. A atenuação medida é de 20 dB para RoF e de 18,62 dB para o FiWi.
- Pelo modelo Friis é esperada uma perda de 33,6 dB no canal sem fio, o que representa uma potência óptica no fotodiodo de 16,8 dB maior no sistema FiWi para atingir os mesmos valores de potência elétrica no receptor, comparados ao RoF.
- Nas medições com o analisador de espectro, fixada uma potência óptica no fotodiodo, a diferença entre as potências elétricas recebidas pelo rádio nos dois sistemas é de aproximadamente -43 dBm menor para o sistema FiWi. Isso significa que, para compensar essa perda, a potência óptica no fotodiodo deve ser 21,5 dB maior no sistema FiWi para atingir as mesmas taxas de erro, porém o que foi constatado nos testes é que essa diferença para o QPSK foi, em média, 15 dB.

Diante disso, pode-se discutir se a potência medida pelo analisador de espectro para o sistema RoF possa ser 10 dBm maior do que a potência real que chega no rádio. A respeito da implementação do sinal OFDM 5G NR, em um canal de 20 MHz, utilizando as modulações 16 QAM, 64 QAM e 256 QAM podem-se destacar os seguintes pontos:

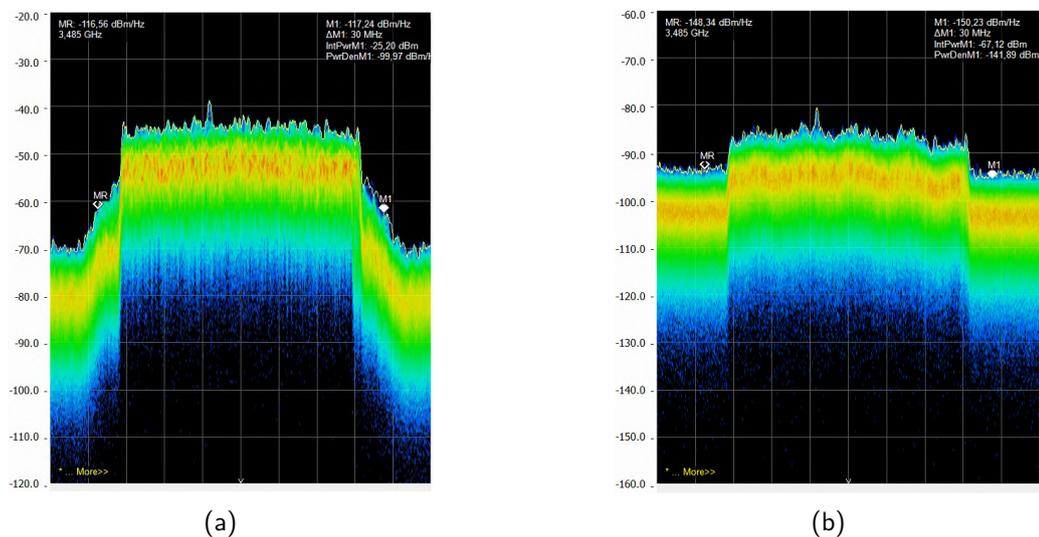
- Utilizando a transmissão QAM 16 de portadora única, para uma BER de 10^{-3} é necessária uma potência aproximada no fotodiodo $P_{FD} = -4,5$ dBm na configuração FiWi e de $P_{FD} = -15,5$ dBm para o RoF, significando uma diferença de 11,3 dBm.
- Para atingir uma BER de 10^{-2} nas transmissões 64 QAM e 256 QAM, a diferença de potência no fotodiodo entre os sistemas é de 11 dB a mais de potência para a configuração FiWi, semelhante ao 16 QAM.

Pode-se concluir dos resultados que um sistema FiWi é viável para aplicações em fento-células no 5G, uma vez que foram atingidas taxas BER corrigíveis por códigos corretores

de erro (na faixa de 10^{-3}) com potência 15 dB menor do que a potência de saturação do fotodiodo (10 dBm). Dessa forma, ainda haveria uma margem de 30 dB de atenuação no canal sem fio, significando que a distância entre as antenas poderia ser aumentada para até 43m, aproximadamente, utilizando a equação de Friis. Para aplicações em um *fronthaul* híbrido, a utilização de um grande trecho de fibra é fundamental para compensar a perda de propagação do sinal no canal sem fio, devendo-se utilizar o canal sem fio apenas em trechos onde não for viável utilizar fibra óptica. Nas aplicações de um sistema FiWi para o usuário da rede 5G, é necessário utilizar fotodetectores com alta responsividade para entregar os altos valores de potência elétrica requeridos pelas estações de rádio.

Para uma última análise, é testada a presença de obstáculos entre o enlace sem fio do sistema FiWi. Utilizando obstáculos como madeira, isopor ou plástico, a atenuação variou de 1 e 2 dB. Quando colocado um obstáculo de metal como um computador *desktop*, conforme demonstrado na Figura 36, a atenuação do sinal é completa, fazendo com que o sinal se misturasse com o ruído. A Tabela 5 ilustra, como exemplo, os níveis de potência elétrica e óptica na medição da Figura 35.

Figura 35 – Sinal com potência no fotodiodo de -10,8 dBm, atenuado em 10,8 dBm em relação à figura 35, para ambos os sistemas RoF (a) e FiWi (b). A figura mostra uma potência elétrica de -25,20 dBm em (a) e -67,12 dBm em (b).

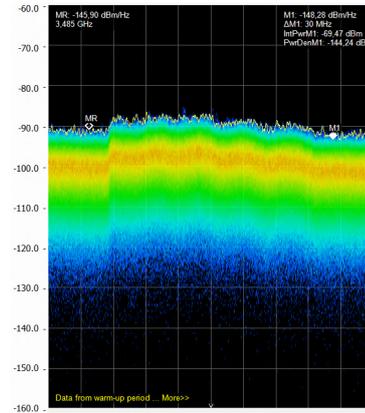


Fonte: O autor (2021).

Figura 36 – (a) Utilização de obstáculo metálico entre as antenas, ocasionando uma atenuação quase que total do sinal (b), resultando em uma potência elétrica de 69,47 dBm.



(a)



(b)

Fonte: O autor (2021).

Tabela 5 – Exemplo dos níveis de potência óptica e elétrica encontrados em uma determinada medição. Os valores de P_0 , P_1 e P_{TX} foram fixos para todas as medições.

Estágio do arranjo experimental	Potência dBm
Saída do laser (P_0)	7,3
Saída do MZM (P_1)	0,3
Entrada do fotodiodo (P_{FD})	-10,8
Potência transmitida pelo X310 (P_{TX})	8,3
Potência recebida pelo X310 (P_{RX}) (FiWi)	-67,12
Potência recebida pelo X310 (P_{RX}) (RoF)	-25,20

Fonte: O autor (2021).

5 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, apresenta-se o estudo experimental de um sistema rádio sobre fibra e sua variação *Fiber Wireless*, operando na frequência de 3,5 GHz, em um canal de 20 MHz, transmitindo um sinal com as características do padrão 5G NR, nas modulações QPSK, 16 QAM, 64 QAM e 256 QAM.

O objetivo principal do trabalho foi alcançado que é servir como um documento de referência para avaliar a implementação de um sistema *Fiber Wireless*, detalhando a transmissão, desde a geração do sinal 5G em um software *open source*, explicando a numerologia, ressaltando os problemas de PAPR do sinal OFDM e os ajustes para evitar o efeito de *clipping*. Além disso, foi mostrado o balanceamento de potência e as potências necessárias para compensar a atenuação no canal sem fio.

No receptor OFDM foi descrita como é feita a sincronização do sinal utilizando o algoritmo Schmidt and Cox. Este algoritmo utiliza uma parte do sinal, que é o cabeçalho, para estimar o canal, corrigir os desvios de frequência e de fase e fazer a sincronia temporal para, em seguida, a partir das variáveis obtidas, demodular o *payload*. Depois disso, foi apresentada uma ferramenta precisa para calcular a taxa de erro (BER).

A primeira etapa da investigação do sistema tem por objetivo caracterizar os componentes individualmente e a integração entre os dispositivos. Na segunda etapa, foco dos experimentos foi realizar testes de transmissão avaliando a qualidade do sinal recebido no receptor.

Na apresentação dos resultados são exibidas as curvas da taxa de erro em função da potência óptica no receptor para as variações FiWi e RoF tradicional do sistema, utilizando um sinal QPSK de portadora única e um sinal OFDM 5G NR com subportadoras moduladas em QPSK. Em seguida, foi feita uma comparação entre a taxa BER obtida para os dois sistemas e para as duas formas de onda.

Na investigação seguinte, é implementado o sinal OFDM utilizando modulações com mais símbolos, aumentando a taxa de dados de até 150,4 Mbps na modulação QAM 256. Foi mostrado que quando aumenta a taxa de símbolos é necessária uma potência maior no fotodiodo para atingir taxas de erro aceitáveis.

Na análise dos resultados, o foco inicial é ressaltar que uma atenuação no domínio óptico representa uma atenuação dobrada no domínio elétrico. Em seguida, é verificada a atenuação do sinal elétrico no canal sem fio, utilizando o modelo de Friis, e é feita uma comparação

com as medições coletadas no analisador de espectro. Por último, são analisados os valores de potência óptica no fotodiodo para um sistema FiWi comparados a um sistema rádio sobre fibra tradicional.

Com os resultados, é possível discutir a aplicabilidade do sistema Fiber Wireless, principalmente para células pequenas, chamadas de femto-células, que são ambientes previstos na rede 5G, como, por exemplo, um hospital ou uma indústria. O sistema FiWi mostrou potencial para ser implementado tanto em femto-células como para um *fronthaul* híbrido, em trechos que não for viável utilizar fibra como regiões montanhosas, lagos ou rios. Uma vez que a potência no fotodiodo pode ser aumentada utilizando amplificadores ópticos, a distância entre as antenas pode ser maior e atingir taxas de erro aceitáveis por códigos corretores de erro.

Sobre o sistema implementado, é possível sugerir melhorias e trabalhos futuros:

- Implementação de um algoritmo para encontrar o valor ótimo da constante de *clipping* a partir dos valores complexos do sinal modulado.
- Implementação de técnicas que reduzam os efeitos de PAPR no sinal OFDM para altos valores de FFT.
- Implementação no FPGA do rádio X310 de uma transmissão 5G NR em tempo real.
- Testes do sistema FiWi na frequência de 700 MHz que é indicada para aplicações de longa distância, utilizando a taxa BER em função da distância entre as antenas.
- Expandir o número de estações do sistema e utilizar MIMO.
- Implementação do sistema FiWi operando em *downlink* e *uplink* simultaneamente.
- Analisar o desempenho do sistema com codificação de canal.

REFERÊNCIAS

- 3GPP. *5G; Study on New Radio (NR) access technology. TR 38.912 v15.0.0 Release 15*. [S.l.], 2018.
- 3GPP. *Service requirements for next generation new services and markets. TS 22.261 v15.6.0 Release 15*. [S.l.], 2019.
- AGRAWAL, G. P. *Fiber-Optic Communication Systems*. 2010. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering.
- AHMED, R. et al. OFDM Enhancements for 5G Based on Filtering and Windowing, in *Multiple Access Techniques for 5G Wireless*. Springer International Publishing, p. 39–61, 2019.
- ANATEL. *Anatel Aprova o edital do Leilão do 5G*. 2020. Disponível em: <<https://www.gov.br/anatel/pt-br/assuntos/noticias/anatel-aprova-o-edital-do-leilao-do-5g>>.
- AQUINO, M. *Anatel libera proposta de Maior Leilão do mundo de Espectro Para 5G*. 2020. Disponível em: <<https://www.telesintese.com.br/anatel-libera-proposta-de-maior-leilao-do-mundo-de-espectro-para-5g/>>.
- AUGUSTO, L. M. P. *Sistemas Fiber-wireless 5G NR*. 2020. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Instituto Nacional de Telecomunicações, INATEL.
- BAHAI, A. R. et al. *Multi-carrier digital communications: theory and applications of OFDM*. Springer Science and Business Media, 2004.
- BEEK, J.-J. van de; EDFORS, O.; SANDELL, M.; WILSON, S.; BORJESSON, P. On channel estimation in ofdm systems. In: *1995 IEEE 45th Vehicular Technology Conference. Countdown to the Wireless Twenty-First Century*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 2, p. 815–819 vol.2.
- BLOSSOM, E. Gnu radio as an experimental platform: Current capabilities and future directions. In: *Proceedings of the Second ACM International Workshop on Wireless Network Testbeds, Experimental Evaluation and Characterization*. [S.l.: s.n.], 2007. New York, NY, USA: ACM, 2007. (WinTECH '07), p. 1–2. ISBN 978-1-59593-738-4.
- BOCKELMANN, C. et al. Towards massive connectivity support for scalable mMTC communications in 5G networks. *IEEE access*, v. 6, n. 28, p. 969–992, 2018.
- BONDYOPADHYAY, P. K. Guglielmo marconi - the father of long distance radio communication - an engineer's tribute. In: *1995 25th European Microwave Conference*. [S.l.: s.n.], 1995. v. 2, p. 879–885.
- BRINKMAN, W. F. et al. *The lasers behind the communications revolution*. 2000. 150-167 p. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/bltj.2212>>.
- CAPMANY, J.; NOVAK, D. Microwave photonics combines two worlds. *Nature Photonics*, v. 1, n. 6, p. 319–330, 2007.
- CHANG. Orthogonal Frequency Division Multiplexing. *China Patent*, 1966. 3.488.445.

CHANG, G.-K.; CHENG, L. The benefits of convergence. *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, v. 374, p. 20140442, 03 2016.

CHITIMALLA, D. et al. *5G fronthaul-latency and jitter studies of CPRI over Ethernet*. 2017. 172-182 p.

CHIUEH, T. D.; Y., T. P. *OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications*. 2007. Wiley Publishing.

DAHLMAN, E. et al. *5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology*. Elsevier/Academic Press, 2018.

DELMADÉ, A.; BROWNING, C.; FARHANG, A.; MARCHETTI, N.; DOYLE, L. E.; KOILPILLAI, R. D.; BARRY, L. P.; VENKITESH, D. Performance analysis of analog if over fiber fronthaul link with 4g and 5g coexistence. *Journal of Optical Communications and Networking*, v. 10, n. 3, p. 174–182, 2018.

ETTUS. "Ettus Research. *USRPTM X300 and X310X Series*". 2021. [Online; acessado em 05-11-2021]. Disponível em: <https://www.ettus.com/wp-content/uploads/2018/11/X300_X310_Spec_Sheet.pdf>.

ETTUS. "*RFNOC - RF Network on Chip*". 2021. [Online; acessado em 17-11-2021]. Disponível em: <<https://www.ettus.com/sdr-software/rfnoc/>>.

EVERYTHING RF. "*Farfield Distance Calculator*". 2021. [Online; acessado em 05-11-2021]. Disponível em: <<https://www.everythingrf.com/rf-calculators/antenna-near-field-distance-calculator>>.

FERNANDO, X. Important fi-wi link elements. In: _____. *Radio Over Fiber for Wireless Communications*. John Wiley and Sons, Ltd, 2014. cap. 2, p. 17–46. ISBN 9781118797051. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781118797051.ch2>>.

FRIIS, H. T. A note on a simple transmission formula. *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, v. 34, n. 5, p. 254–256, 1946. Proceedings of the IRE.

FU, Y.; ZHANG, X.; HRAIMEL, B.; LIU, T.; SHEN, D. Mach-zehnder: A review of bias control techniques for mach-zehnder modulators in photonic analog links. *IEEE Microwave Magazine*, v. 14, n. 7, p. 102–107, 2013.

GERZAGUET, R. et al. The 5G candidate waveform race: a comparison of complexity and performance. *J Wireless Com Network*, v. 13, 2017. 110.1186/s13638-016-0792-0.

GNU RADIO. *GNU Radio Manual and C++ API Reference*. 2017. Disponível em: <https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/classgr_1_1digital_1_1packet__header__default.html>.

GNU RADIO. *GNU Radio Manual and C++ API Reference*. 2017. Disponível em: <https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/classgr_1_1digital_1_1packet__header__ofdm.html>.

GNU RADIO. *GNU Radio Manual and C++ API Reference*. 2017. Disponível em: <https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/classgr_1_1blocks_1_1repack__bits__bb.html>.

GNU RADIO. *GNU Radio Manual and C++ API Reference*. 2017. Disponível em: <<https://www.gnuradio.org/doc/sphinx-3.7.2/digital/constellations.html>>.

GNU RADIO. *GNU Radio Manual and C++ API Reference*. 2017. [Online; acessado em 12-11-2021]. Disponível em: <https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/classgr_1_1digital_1_1ofdm__sync__sc__cfb.html>.

GNU RADIO. *GNU Radio Manual and C++ API Reference*. 2017. [Online; acessado em 12-11-2021]. Disponível em: <https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/classgr_1_1analog_1_1frequency__modulator__fc.html>.

GNU RADIO. *GNU Radio Manual and C++ API Reference*. 2017. [Online; acessado em 12-11-2021]. Disponível em: <https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/classgr_1_1digital_1_1header__payload__demux.html>.

GNU RADIO. *GNU Radio Manual and C++ API Reference*. 2017. [Online; acessado em 12-11-2021]. Disponível em: <https://www.gnuradio.org/doc/doxygen/classgr_1_1digital_1_1ofdm__equalizer__simpledfe.html>.

GNU RADIO. *OFDM Channel Estimation*. 2020. [Online; acessado em 12-11-2021]. Disponível em: <https://wiki.gnuradio.org/index.php/OFDM_Channel_Estimation>.

GNU RADIO. *OFDM Cyclic Prefixer*. 2020. Disponível em: <https://wiki.gnuradio.org/index.php/OFDM_Cyclic_Prefixer>.

GNU RADIO. *OFDM Serializer*. 2020. [Online; acessado em 12-11-2021]. Disponível em: <https://wiki.gnuradio.org/index.php/OFDM_Serializer>.

GNU RADIO. *"FM DEMOD"*. 2021. [Online; acessado em 05-11-2021]. Disponível em: <https://wiki.gnuradio.org/index.php/FM_Demod>.

GNU RADIO. *Guided tutorial PSK demodulation*. 2021. [Online; acessado em 12-03-2021]. Disponível em: <https://wiki.gnuradio.org/index.php/Guided_Tutorial_PSK_Demodulation>.

GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2005. ISBN 0521837162. 16, 23.

GUIMARÃES, D. *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*. [S.l.: s.n.], 2009. ISBN 978-3-642-01358-4.

HAMPTON, J. R. *Introduction to MIMO Communications*. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2014. ISBN 1107042836, 9781107042834. 22, 27.

HIEDER, I. Improvement of fading channel modeling performance for wireless channel. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, v. 8, p. 1451, 06 2018.

ITU-R. *IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond. Recommendation ITU-R M.2083-0*. [S.l.], 2015.

JOSÉ, W. *Transmissão de Sinais de Rádio sobre Fibra Óptica em Sistemas 5G New Radio*. 2020. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Pernambuco, UFPE.

KALFAS, G.; VAGIONAS, C.; ANTONOPOULOS, A.; KARTSAKLI, E.; MESODIAKAKI, A.; PAPAIOANNOU, S.; MANIOTIS, P.; VARDAKAS, J. S.; VERIKOUKIS, C.; PLEROS, N. Next generation fiber-wireless fronthaul for 5g mmwave networks. *IEEE Communications Magazine*, v. 57, n. 3, p. 138–144, 2019.

- KALTENBERGER, F.; SILVA, A. P.; GOSAIN, A.; WANG, L.; NGUYEN, T.-T. Openairinterface: Democratizing innovation in the 5g era. *Computer Networks*, v. 176, p. 107284, 2020. ISSN 1389-1286. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1389128619314410>>.
- KEISER, G. *Optical Fiber Communications*. 2010. McGraw Hill Education. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=9d2jQwAACAAJ>>.
- KUMAR, U. S.; SAMINADAN, V.; WILLIAMS, P. Performance evaluation of millimeter wave and uwb signals over fiber radio networks. In: *2012 International Conference on Communication and Signal Processing*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 104–107.
- LI, W.; YAO, J. Investigation of photonic assisted microwave frequency multiplication based on external modulation. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, v. 58, p. 3259 – 3268, 12 2010.
- LIBERG, O. et al. Cellular Internet of Things: Technologies, Standards, and Performance. *Academic Press*, 2017.
- LIM, C.; NIRMALATHAS, A.; BAKAUL, M.; GAMAGE, P.; LEE, K.-L.; YANG, Y.; NOVAK, D.; WATERHOUSE, R. Fiber-wireless networks and subsystem technologies. *Journal of Lightwave Technology*, v. 28, n. 4, p. 390–405, 2010.
- LIM, C. et al. Evolution of radio-over-fiber technology. *Journal of Lightwave Technology*, v. 37, n. 3, p. 1647–1656, 2019. ISSN 1558-2213.
- LIMA, E. S. *Fronthaul Móvel com Amplificação de RF no Domínio Óptico para Redes 5G*. 2020. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Instituto Nacional de Telecomunicações, INATEL.
- LIU, X.; WANG, Y.; LIU, S.; MENG, J. Spectrum resource optimization for noma-based cognitive radio in 5g communications. *IEEE Access*, v. 6, p. 24904–24911, 2018.
- MATHWORKS. "MATLAB - Mathworks". 2021. [Online; acessado em 17-11-2021]. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/products/matlab.html>>.
- MEDJAHDI, Y.; TRAVERSO, S.; GERZAGUET, R.; SHAÏEK, H.; ZAYANI, R.; DEMMER, D.; ZAKARIA, R.; DORé, J.-B.; MABROUK, M. B.; RUYET, D. L.; LOUët, Y.; ROVIRAS, D. On the road to 5g: Comparative study of physical layer in mtc context. *IEEE Access*, v. 5, p. 26556–26581, 2017.
- MEIT, K. et al. 5G New Radio Fundamentals, procedures, testing aspects. *Rohde and Schwarz*, 2019.
- MENDES, L. L. *Análise de Desempenho de Sistemas Multiportadora em Canais com Ceifamento de Pico*. 2003. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Instituto Nacional de Telecomunicações, INATEL.
- MICHAILOW, N.; MATTHé, M.; GASPAR, I. S.; CALDEVILLA, A. N.; MENDES, L. L.; FESTAG, A.; FETTWEIS, G. Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks. *IEEE Transactions on Communications*, v. 62, n. 9, p. 3045–3061, 2014.
- MITOLA, J.; MAGUIRE, G. Cognitive radio: making software radios more personal. *IEEE Personal Communications*, v. 6, n. 4, p. 13–18, 1999.

- NACIONAL, I. *Portaria nº 418, de 31 de janeiro de 2020 - dou - Imprensa Nacional*. 2020. Disponível em: <<https://www.in.gov.br/en/web/dou/-/portaria-n-418-de-31-de-janeiro-de-2020-241105488>>.
- NIU, Y. et al. A survey of millimeter wave communications (mmWave) for 5G: opportunities and challenges. *Wireless Networks*, v. 21, n. 8, p. 2657–2676, 2015.
- OAI. "Open Air Interface". 2021. [Online; acessado em 17-11-2021]. Disponível em: <<https://openairinterface.org/>>.
- O'REILLY, J.; LANE, P. Remote delivery of video services using mm-waves and optics. *Journal of Lightwave Technology*, v. 12, n. 2, p. 369–375, 1994.
- OSSEIRAN, A. et al. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project. *IEEE communications magazine*, v. 52, p. 26–35, 2014.
- OZDEMIR, M. K.; ARSLAN, H. Channel estimation for wireless ofdm systems. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, v. 9, n. 2, p. 18–48, 2007.
- PAULRAJ, A.; GORE, D.; NABAR, R.; BOLCSKEI, H. An overview of mimo communications - a key to gigabit wireless. *Proceedings of the IEEE*, v. 92, n. 2, p. 198–218, 2004.
- PERAL-ROSADO, J. A. del; PARRO-JIMÉNEZ, J. M.; LÓPEZ-SALCEDO, J. A.; SECO-GRANADOS, G.; CROSTA, P.; ZANIER, F.; CRISCI, M. Comparative results analysis on positioning with real lte signals and low-cost hardware platforms. In: *2014 7th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–8.
- PEREIRA, L. A. M. et al. Implementation of a multiband 5G NR fiberwireless system using analog radio over fiber technology. *Optics Communications*, v. 474, n. 2, p. 112–126, 2020. ISSN 0030-4018. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030401820305290>>.
- POSSEBON, S. *Comitê vê modelo de convivência possível entre 5g e Banda C, mas faz ressalvas a leilões futuros*. 2020. Disponível em: <<https://teletime.com.br/05/02/2020/comite-ve-uso-limitado-da-faixa-adicional-para-5g-e-faz-ressalvas-a-modelo-de-filtros/>>.
- RONDEAU T.; CORGAN, J. "GNU Radio Project Web Site". 2021. [Online; acessado em 05-11-2021]. Disponível em: <<<http://gnuradio.org/>>>.
- RYU, M.; YUN, J.; MIAO, T.; AHN, I.-Y.; CHOI, S.; KIM, J. Design and implementation of a connected farm for smart farming system. p. 1–4, 11 2015. 10.1109/ICSENS.2015.7370624.
- SCHMIDL, T.; COX, D. Robust frequency and timing synchronization for ofdm. *IEEE Transactions on Communications*, v. 45, n. 12, p. 1613–1621, 1997.
- SIMON, M. A. M. K. *Digital Communication Over Fading Channel*. 2004. 2nd ed. Wiley-IEEE Press.
- TORNATORE, M.; CHANG, G.-K.; ELLINAS, G. *Fiber-Wireless Convergence in Next-Generation Communication Networks: Systems, Architectures, and Management*. 2017.
- TUTTLEBEE, W. *Software Radio Architecture*. 2000. Wiley.

TUTTLEBEE, W. *Software Defined Radio*. 2002. Wiley.

YAO, J. Microwave photonics. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 27, n. 3, p. 314–335, Feb 2009. Disponível em: <<http://opg.optica.org/jlt/abstract.cfm?URI=jlt-27-3-314>>.

ZAYANI, R.; MEDJAHDI, Y.; SHAIK, H.; ROVIRAS, D. Wola-ofdm: A potential candidate for asynchronous 5g. In: *2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5.

ZEB, K.; ZHANG, X.; LU, Z. High capacity mode division multiplexing based mimo enabled all-optical analog millimeter-wave over fiber fronthaul architecture for 5g and beyond. *IEEE Access*, v. 7, p. 89522–89533, 2019.

ZHANG, X.; JIA, M.; CHEN, L.; MA, J.; QIU, J. Filtered-ofdm - enabler for flexible waveform in the 5th generation cellular networks. In: *2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

ANEXO A – SCRIPT UTILIZADO PARA CÁLCULO DA BER

```

1 clear;
  tic;
3
  fileID = fopen('/home/hugo/Desktop/Savedsignals/BitsTX','rb');
5 A = fread(fileID,'uchar');
  fclose(fileID);
7
  fileID = fopen('/home/hugo/Desktop/Savedsignals/BitsRX','rb');
9 B = fread(fileID,'uchar');
  fclose(fileID);
11 % ===== Select One Period =====
  p = 6144; % seqperiod (A);
13 Ap = A (1: p) ;
  CorrAB = zeros (1 , p) ;
15 MaxNumPeriods = floor ( length ( B ) / p ) - 2; % maximum floor ( length
    (B)/p), -2 for safety
  BER = zeros(1,MaxNumPeriods );
17 NumPeriods = 2000;

19 for ii =1: p
  ind = (( NumPeriods -1) * p + ii ) :( NumPeriods * p + ii - 1);
21 CorrAB ( ii ) = sum ( Ap ~= B ( ind ) ) ;
  end
23 [~,SingleDelayEst] = min ( CorrAB / p ) ;

25 for NumPeriods = 1: MaxNumPeriods
  ind = (( NumPeriods -1) * p + SingleDelayEst ) :( NumPeriods * p +
27 SingleDelayEst - 1) ;
  BER ( NumPeriods ) = sum( Ap ~= B ( ind ) ) / p ;
29 end
  semilogy ( BER , '-o')
31 disp ([ 'Number of BER values different from zero : ', ...
  num2str (sum ( BER ~=0) ) , ' / ', num2str ( length ( BER ) ) ]) ;
33 % =====
  toc;

```