

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Sistema Ópticos-Sem fio 5G NR com um Transmissor de
Múltiplos Comprimentos de Onda em Óptica Integrada**

Matheus Sêda Borsato Cunha

Itajubá, Fevereiro de 2022

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Matheus Sêda Borsato Cunha

**Sistema Ópticos-Sem fio 5G NR com um Transmissor de
Múltiplos Comprimentos de Onda em Óptica Integrada**

**Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para
obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica.**

Área de Concentração: Microeletrônica

**Orientador: Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti
Coorientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré
Junior**

**Fevereiro 2022
Itajubá**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Matheus Sêda Borsato Cunha

**Sistema Ópticos-Sem fio 5G NR com um Transmissor de
Múltiplos Comprimentos de Onda em Óptica Integrada**

**Tese aprovada por banca examinadora em 29 de
Março de 2022.**

Área de Concentração: Microeletrônica

Banca examinadora:

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti (Orientador)

**Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior
(Coorientador)**

Prof. Dr. Mateus Augusto Faustino Chaib Junqueira

Prof. Dr. Roberto Shigueru Nobuyasu Junior

Prof. Dr. Evandro Conforti

Prof. Dr. Jose Antonio Justino Ribeiro

Fevereiro 2022

Itajubá

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por me iluminar durante a execução desse trabalho e pela companhia em todos os momentos da minha vida, sejam eles de alegria, tristeza, desespero, diversão, desânimo, doação, falta de foco, solidão, suor, sangue, oração, gratidão e amor. E também a Santa Rita de Cássia que sempre intercedeu por mim em todos os meus pedidos e preces.

A minha família que sempre foi um alicerce muito forte, um elo inquebrável, do qual agradeço muito aos meus pais, Mônica e José Afonso, por me ensinarem a base de uma família e o significado de amor e dedicação, e também por sempre acreditarem no meu potencial. A minha irmã, Mariana, agradeço pela companhia, pelas orações, por me aturar, sendo meu elo de parceria desde pequeno. Às minhas avós, Cleuza (*in memoriam*) e Benedita, agradeço pelo acalento, carinho e, principalmente, pelas orações. Ao meu sogro Agmon (*in memoriam*), a minha sogra Rosimeire e ao meu cunhado Bertrand, por todo o carinho e torcida. Aos meus tios, tias, primos, primas, agradeço pela torcida, pelas alegrias compartilhadas nos churrascos da vida e por sempre estarem de prontidão por mim.

A minha esposa Mariah, sou grato por todo amor, carinho, respeito, dedicação, apoio e paciência por me suportar mesmo quando nem eu mesmo me aguentava, além da grande compreensão por todos os momentos de ausência com o intuito de concluir esta etapa. Te amo!

Meus agradecimentos também aos meus orientadores, Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti e Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior, primeiramente por me aceitarem como aluno de doutorado e permitirem dar mais um passo importante para minha forma o. Além disso, agradeço pela confiança e por todos os ensinamentos transmitidos ao longo desse percurso.

Meus sinceros agradecimentos aos parceiros de pesquisa Nicola Andriolli e Giampiero Contestabile, por terem concedido o dispositivo chave, através do qual este trabalho pôde ser realizado. Agradeço também por todo auxílio e discussões técnicas e por estarem sempre   disposi o para contact -los.

Agradeço a todos os meus colegas do Laboratório WOCA pela assistência e pelo ambiente de trabalho profissional, mas ao mesmo tempo amigável. Agradeço especialmente aos meus colegas de trabalho e publica es Eduardo Saia Lima, Ramon Maia Borges, Luiz Augusto Melo Pereira, Hugo Rodrigues Dias Filgueiras e Marco Aurélio de Oliveira pela valiosa colabora o e inspiradoras discussões, e a toda equipe de óptica do laboratório.

Agradecimentos à Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI) e ao Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel) pelo importante suporte e infraestrutura disponível.

Deixo também agradecimentos a todos os parceiros do Laboratório WOCA, especialmente ao suporte técnico da Rohde & Schwarz e Idea! Electronic systems.

Este trabalho foi parcialmente apoiado pela RNP, com recursos do MCTIC, Bolsa nº 01250.075413 / 2018-04, no âmbito do projeto Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR).

Sacrifício transitório para benefício permanente.

- *Autor desconhecido.*

Resumo

Este trabalho aborda uma solução de implementação de sistemas de rádio sobre fibra (RoF – *radio-over-fiber*) para aplicações em redes sem fio de quinta geração (5G) e gerações futuras. A solução proposta é demonstrada com a aplicação de um transmissor de múltiplos comprimentos de onda (MWT – *multiwavelength transmitter*) integrado em uma plataforma de fosfeto de índio (InP – *indium phosphide*), como fonte geradora de portadoras ópticas. Primeiramente, será apresentado o circuito fotônico integrado (PIC – *photonic integrated circuit*) e a caracterização do MWT, que integra oito lasers sintonizáveis em comprimento de onda, visando reduzir a complexidade e dimensões do transmissor, permitindo soluções 5G compactas, de alto desempenho e menor custo.

Posteriormente à caracterização, é implementado um *fronthaul* óptico 5G multi-banda usando dois sinais no padrão 5G novo rádio (NR – *new radio*) e um sinal no padrão LTE-A. Os sinais são avaliados em dois cenários distintos, em função da magnitude vetorial do erro quadrático médio (EVM_{RMS}), de acordo com os requisitos do 3GPP Release 15. No primeiro, três portadoras ópticas na banda C são moduladas de forma independente, cada uma com um dos sinais de radiofrequência (RF) mencionados caracterizando uma multiplexação por divisão de comprimento de onda, enquanto a multiplexação de subportadora é aplicada ao segundo cenário para modular conjuntamente os três sinais de RF uma única portadora óptica. Uma taxa da ordem de Gbit/s é demonstrada para validar a aplicabilidade do MWT integrado para permitir múltiplas aplicações e/ou diversos padrões de RF.

O PIC do transmissor é implementado em sistemas de comunicações ópticos-sem fio. A primeira implementação se refere a um sistema baseado na convergência das redes ópticas para as redes de RF, chamado fibra-sistemas sem fio (FiWi – *fiber-wireless*). Neste sistema, três sinais de RF, nos padrões do 4G/5G, são simultaneamente transportados por um enlace de RoF de 12,5 km de comprimento. As transmissões de RF no meio sem fio são demonstradas através de um enlace em ambiente interno de 10 m de comprimento semelhante a uma picocélula e um enlace externo realista de 115 m de comprimento. A segunda proposta foi um sistema de RoF de 12,5 km seguido por enlace baseado em óptica de espaço livre (FSO – *free space optics*) de 1,5 m, visando a rede de acesso ao usuário final. Nessa prova de conceito, um sinal M-QAM foi transmitido em um canal do MWT apenas. Os sinais recebidos nas duas implementações estão em conformidade com os requisitos do 3GPP Release 15, em termos de EVM_{RMS} , e demonstram uma taxa de bits de 1,36 Gbit/s e 230 Mbit/s nos cenários de 10 m e 115 m, respectivamente, e uma taxa de 160 Mbit/s para o enlace em FSO.

Abstract

This work addresses a solution for the implementation of radio over fiber (RoF - radio-over-fiber) systems for applications in fifth-generation (5G) wireless networks and future generations. The proposed solution is demonstrated with the application of a multiwavelength transmitter (MWT – multiwavelength transmitter) integrated into an indium phosphide platform (InP – indium phosphide), as a source for generating optical carriers. First, the photonic integrated circuit (PIC) and characterization of the MWT are presented. The PIC integrates eight tunable wavelength lasers, aiming to reduce the complexity and dimensions of the transmitter, allowing for compact, high-performance, and smaller 5G solution cost.

After the characterization, a multi-band 5G optical fronthaul is implemented using two 5G new radio (NR) signals and one LTE-A signal. The signals are evaluated in two distinct scenarios, as a function of the root mean square error vector magnitude (EVM_{RMS}), according to the requirements of 3GPP Release 15. In the first phase, three optical carriers in C-band are independently modulated with three mentioned RF signals featuring wavelength division multiplexing, whereas subcarrier multiplexing is applied to the second scenario to jointly modulate the three RF signals into a single optical carrier. Gbit/s throughput is demonstrated to validate the applicability of the integrated MWT to allow multiple applications and/or diverse RF standards.

The PIC transmitter is implemented in wireless optical communication systems. The first implementation refers to a system based on the convergence between optical networks and RF networks, called fiber-wireless (FiWi) system. In this system, three RF signals, in 4G/5G standards, are simultaneously transported over a 12.5 km long RoF link. RF transmissions in the wireless medium are demonstrated using a 10 m long indoor picocell-like link and a 115-m long realistic outdoor link. The second proposal presents a 12.5 km RoF system followed by a 1.5 m free-space optics (FSO) link, targeting the end-user access network. In this proof of concept, an M-QAM signal is transmitted on only one MWT channel. The received signals in both implementations comply with the requirements of 3GPP Release 15, in terms of EVM_{RMS} , and show a total throughput of 1.36 Gbit/s and 230 Mbit/s in the scenarios of 10 m and 115 m, respectively, and a throughput of 160 Mbit/s for the link in FSO.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Cenários e aplicações gerais das redes 5G.....	2
Figura 2 – Ilustração das arquiteturas das redes de acesso de rádio [15]......	7
Figura 3 – Proposta de um sistema fibra-sem fio para transmissão do padrão 5G NR no modo NSA baseado em um transmissor integrado de múltiplos comprimentos de onda.	9
Figura 4 – Comparação entre as bandas proibidas dos materiais condutores, semicondutores e isolantes [70].	16
Figura 5 – Processos que ocorrem entre dois estados de energia de um átomo através da interação entre fótons e elétrons [70].	18
Figura 6 – Representação básica de um laser de semiconductor. A camada ativa fica entre camadas de revestimento dos tipos <i>p</i> e <i>n</i> [68].....	20
Figura 7 – Curvas de potência óptica em função da corrente para um aumento de temperatura de T_1 até T_n [70].....	23
Figura 8 – Estruturas de lasers DFB. A área amarela mostra a região ativa, e a linha azul ondulada indica a presença de uma grade de difração de Bragg.	24
Figura 9 – Ilustração do princípio da modulação direta, com um sinal elétrico analógico de entrada que causa variações na amplitude do feixe óptico emitido [70].	26
Figura 10 – Esquema de rádio sobre fibra para transporte de sinais analógicos.....	29
Figura 11 – Esquema de rádio sobre fibra para transporte de sinais digitais.	30
Figura 12 – Topologia de uma rede óptica baseada em WDM.	31
Figura 13 – Topologia de uma rede óptica baseada em SCM.....	32
Figura 14 – Ilustração de vários projetos de circuitos fotônicos integrados combinados em uma mesma lâmina (MPW).....	34
Figura 15 – Representação das plataformas de integração de InP, SiPh, Si ₃ N ₄ e LiNbO ₃ , através da ilustração das estruturas de formação dos guias de onda para cada tecnologia [105].	34
Figura 16 – Diagrama das redes 5G quanto ao modo de operação.	38
Figura 17 – MWT integrado. a) Esquemático do dispositivo. b) <i>Layout</i> do dispositivo.	45
Figura 18 – Fotografia do MWT integrado montado sobre a placa de circuito impresso.....	47
Figura 19 – Fotografia do alinhamento entre a SMF e o PIC.	48
Figura 20 – Espectro óptico da saída do MWT com 3 lasers ativados.	49
Figura 21 – Caracterização dos conectores de polarização em T. a) <i>Bias-tee</i> ZFBT-282-1.5A; b) <i>Bias-tee</i> K251.....	50

Figura 22 – Diagrama em blocos utilizado para a caracterização do transmissor de múltiplos comprimentos de onda integrado.....	51
Figura 23 – Sintonia do comprimento de onda em função da tensão da fonte de alimentação.	52
Figura 24 – Curva da caracterização do comportamento da corrente em função da tensão de polarização.....	53
Figura 25 – Caracterização da sintonia do comprimento de onda em função da corrente de polarização. a) Aumento e diminuição de <i>I_{bias}</i> na temperatura de 21°C; b) Diminuição de <i>I_{bias}</i> nas temperaturas de 21 e 28°C.....	54
Figura 26 – Medida da potência óptica em função da corrente de polarização para diferentes temperaturas.....	55
Figura 27 – Resposta em frequência normalizada do MWT.....	56
Figura 28 – Diagrama em blocos dos dois cenários do sistema de RoF 5G NR, usando o MWT.	58
Figura 29 – Espectro elétrico medido após a fotodetecção e amplificação elétrica dos sinais de RF.	61
Figura 30 – Avaliação do desempenho do FH 4G/5G compartilhado baseado em WDM: comprimento de onda único (linhas tracejadas) e três lasers simultaneamente (linhas contínuas).	63
Figura 31 – Avaliação do desempenho do FH 4G/5G compartilhado baseado em SCM: único sinal de RF acionado (barras com linhas) e três sinais de RF acionados (barras sem linhas)..	66
Figura 32 – Diagrama em blocos da implementação do sistema FiWi 5G NR, usando o MWT.	68
Figura 33 – Espectro elétrico medido após a fotodetecção e amplificação elétrica dos sinais de RF.	69
Figura 34 – Desempenho do sistema de RoF em termos de EVM_{RMS} em função da potência óptica na entrada do fotodetector.....	71
Figura 35 – Fotografia da implementação em ambiente interno do sistema FiWi 5G NR NSA.	72
Figura 36 – Análises B2B, RoF e FiWi de 10 m para os três sinais de RF transmitidos. a) 5G NR com 20 MHz em 788 MHz; b) LTE com 5x20 MHz em 2,6 GHz; c) 5G NR com 100 MHz em 3,5 GHz.....	73
Figura 37 – Fotografia da implementação em ambiente externo do sistema FiWi 5G NR NSA.	74

Figura 38 – Análise do espectro elétrico no ambiente externo para definição da frequência de transmissão.	75
Figura 39 – Análise FiWi de 115 m usando um sinal 5G NR com 10 MHz de BW em 760 MHz. a) constelações; b) espectro.	76
Figura 40 – Diagrama em blocos do sistema de RoF/FSO proposto baseado em BS-ILC.	79
Figura 41 – Fotografias do arranjo experimental. a) Central de operações, incluindo os transmissores de RF e óptico; b) Enlace em FSO e lado da recepção.	81
Figura 42 – Desempenho do sistema de RoF/FSO em função da potência óptica na entrada do fotodetector.	82
Figura 43 – Análise de desempenho digital do sistema de RoF/FSO em termos de constelação e espectro. a) 16-QAM; b) 256-QAM.	83
Figura 44 – Representação das etapas de um processo de integração [154]. a) crescimento epitaxial; b) corrosão do guia de onda; c) passivação e planarização; d) metalização e interligação.	88
Figura 45 – Representação de processo de crescimento epitaxial de etapa única [154]. a) integração vertical de guia duplo; b) integração vertical de guia único; c) mistura de poços quânticos.	89
Figura 46 – Representação da seção transversal de blocos de construção básicos passivos: um guia de onda com corrosão rasa (WGW) e um guia de onda com corrosão profunda (WGS).	91
Figura 47 – Ilustração da seção transversal de um SSC cônico.	93
Figura 48 – Representação de acopladores MMI. a) acoplador 2x2; b) divisor ou combinador 1x2 [154].	94
Figura 49 – Ilustração do esquema de um laser DRB formado por uma seção de SOA, integrada entre duas grades de difração de Bragg.	94
Figura 50 – Estrutura de um subquadro e as possíveis subdivisões no padrão 5G NR [164].	96

Lista de tabelas

Tabela 1 - Principais métricas para as plataformas IMWP mais comuns.....	35
Tabela 2 - Resumo dos blocos básicos para óptica integrada.....	37
Tabela 3 – Características dos modos de operação das redes 5G.....	39
Tabela 4 – Especificações de EVMRMS segundo o 3GPP.....	40
Tabela 5 – Levantamento de transmissores fotônicos baseados em arranjos de lasers.....	42
Tabela 6 – Implementações de soluções RoF em suporte às redes 5G.	44
Tabela 7 – Ajustes dos comprimentos de onda dos DFBs utilizados nos experimentos.....	48
Tabela 8 – Parâmetros de transmissão.....	59
Tabela 9 – Parâmetros do Amplificador de baixo ruído ZX60-83LN12+.....	70
Tabela 10 – Sistema FiWi de 115 m de alcance empregando o MWT.	76
Tabela 11 – Resultados do sistema de RoF/FSO para esquemas de modulação diferentes. ...	83
Tabela 12 – Definição dos parâmetros para o cálculo da vazão de dados.....	97
Tabela 13 – Alocação de RBs em função da largura de faixa e SCS para o FR1.	98

Lista de abreviaturas e siglas

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
4G	Quarta geração de telefonia móvel
4-PAM	<i>four-level pulse amplitude modulation</i> – modulação de amplitude de pulso de quatro níveis
5G	Quinta geração de telefonia móvel
5GC	<i>5G core</i> – núcleo de rede 5G
6G	Sexta geração de telefonia móvel
ACTPHAST	<i>ACceleraTing PHotonics innovAtion for SME's: a one STop-shop-incubator</i>
ADC	<i>analog-to-digital conversion</i> – conversor analógico-digital
Anatel	Agência Nacional de Telecomunicações
APD	avalanche photodiode – fotodiodo de avalanche
A-RoF	<i>analog radio-over-fiber</i> – rádio sobre fibra analógico
ASE	<i>amplified spontaneous emission</i> – emissão espontânea amplificada
ASPIC	<i>application-specific photonic integrated circuit</i> – circuito fotônico integrados de aplicações específicas
AWG	<i>arbitrary waveform generator</i> - gerador de forma de onda arbitrário
AWGR	<i>arrayed waveguide router</i> – roteador de guia de onda em matriz
B2B	<i>back-to-back</i>
B5G	<i>beyond 5G</i> – rede 5G e além
BBB	<i>basic building block</i> – bloco básico de construção
BBoF	<i>baseband-over-fiber</i> - banda base sobre fibra
BBU	<i>baseband unit</i> - unidade de banda base
BERT	<i>bit error rate tester</i> – analisador taxa de erro de bit
BH	<i>backhaul</i>
BS-ILC	<i>beam-steered infrared light communication</i> – comunicações por luz infravermelha com feixe direcionado
BW	<i>bandwidth</i> – largura de banda
CAPEX	<i>capital expenditure</i> – despesa de capital
CATV	<i>common-antenna television</i> – televisão com antena comunitária
CBB	<i>composite building blocks</i> – blocos de construção compostos
CI	circuito integrado

CMOS	<i>complementary metal–oxide–semiconductor</i> – semicondutor complementar de óxido de metal
CO	central de operações
CPRI	<i>common public radio interface</i>
C-RAN	<i>centralized radio access networks</i> – rede de acesso de rádio centralizada
CRR	Centro de Referência em Radiocomunicações
CSI-RS	<i>channel state information reference signal</i> – sinal de referência de informação do estado do canal
CW	<i>continuous-wave</i> – onda contínua
DAC	<i>digital-to-analog conversion</i> – conversor digital-analógico
D2D	<i>device-to-device</i> – dispositivo a dispositivo
DBR	<i>distributed Bragg reflector</i> – refletor de Bragg distribuída
DC	<i>direct current</i> – corrente contínua
DCI	<i>downlink control information</i> – informações de controle de <i>downlink</i>
DD-MZM	<i>dualdrive Mach-Zehnder modulator</i> – modulador Mach Zehnder de duplo interferômetro
DFB	<i>distributed feedback</i> – realimentação distribuída
DL	<i>downlink</i>
DL-SCH	<i>downlink shared channels</i> – canais compartilhados de <i>downlink</i>
DML	<i>directly modulated laser</i> – laser de modulação direta
DPD	<i>digital pre-distortion</i> – pré-distorção digital
D-RAN	<i>distributed radio access network</i> – rede de acesso de rádio distribuída
D-RoF	<i>digital radio-over-fiber</i> – rádio sobre fibra digital
DMRS	<i>demodulation reference signal</i> – sinal de referência de demodulação
DTM	<i>discrete multitone</i> – multi-tom discreto
DU	<i>distribution unit</i>
E/O	eletroóptica
EA	<i>electrical amplifier</i> – amplificador elétrico
EAM	<i>electroabsorption modulator</i> – modulador de eletro-absorção
EDFA	<i>Erbium doped fiber amplifier</i> – amplificador de fibra dopada com Érbio
eMBB	<i>enhanced mobile broadband</i> – banda larga móvel aprimorada
EMI	<i>electromagnetic interference</i> – interferência eletromagnética
EML	<i>externally modulated laser</i> – laser modulados externamente

EPC	<i>evolved packet core</i>
eRAC	<i>enhanced remote areas communications</i> – comunicações aprimoradas em áreas remotas
ERB	estação rádio base
EVM_{RMS}	<i>root mean square error vector magnitude</i> – raiz quadrática média da magnitude do vetor de erro
FDM	<i>frequency division multiplexing</i> – multiplexação por divisão de frequência
FTTx	<i>fiber-to-the-x</i>
FH	<i>fronthaul</i>
FiWi	<i>fiber-wireless</i> – fibra-sistemas sem fio
FMW	<i>fiberglass matched waveguide</i> – guia de onda com fibra casada
F-OFDM	<i>filtered orthogonal frequency division multiplexing</i> – multiplexação por divisão de frequência ortogonal filtrada
FP	Fabry-Perot
FR1	<i>frequency range 1</i> – faixa de frequência 1
FR2	<i>frequency range 2</i> – faixa de frequência 2
FSO	<i>free space optic</i> – óptica de espaço livre
FWM	<i>four wave mixing</i> – mistura de quatro ondas
GFDM	<i>generalized frequency division multiplexing</i> – multiplexação por divisão de frequência generalizada
gNB	<i>gNodeB</i>
GPIO	<i>general purpose input-output</i> – entrada-saída de uso geral
GPON	<i>gigabit PON</i>
HetNet	<i>heterogeneous network</i> – rede heterogênea
IA	inteligência artificial
IMWP	<i>integrated microwave photonics</i> – fotônica de micro-ondas integrada
Inatel	Instituto Nacional de Telecomunicações
InGaAlAs	<i>indium gallium aluminium arsenide</i> – índio-gálio-alumínio-arsênio
InGaAs	<i>indium gallium arsenide</i> – arsenieto de índio e gálio
InGaAsP	<i>indium gallium arsenide phosphide</i> – fosfeto de arsenieto de índio e gálio
InP	<i>indium phosphide</i> – fosfeto de índio
IoE	<i>Internet of everything</i> – Internet de tudo
IoT	<i>Internet of things</i> – Internet das coisas

ITU-R	<i>International Telecommunication Union Radiocommunication Sector</i> – Setor de Radiocomunicações da União Internacional de Telecomunicações
KPI	<i>key performance indicator</i> – indicadores chaves de desempenho
LAN-WDM	<i>Local Area Network WDM</i> – WDM para rede de área local
LDPC	<i>low-density parity-check</i> – verificação de paridade de baixa densidade
LEDs	<i>light-emitting diodes</i> – diodos emissores de luz
LiNbO ₃	<i>lithium niobate</i> – niobato de lítio
LNA	<i>low noise amplifier</i> – amplificador de baixo ruído
LTE	<i>long term evolution</i>
MAC	<i>medium access control</i> – controle de acesso ao meio
MH	<i>midhaul</i>
mIoT	<i>massive Internet of things</i> – Internet das coisas massiva
MMI	<i>multimode interference</i> – interferência multimodo
mMIMO	<i>massive multiple-input multiple-output</i> – múltiplas entradas e múltiplas saídas massivas
mMTC	<i>massive machine type communications</i> – comunicações massivas entre máquina
mmWaves	<i>millimeter-waves</i> ondas milimétricas
MPW	<i>multi-project wafer</i> – lâmina de multi-projetos
MQW	<i>multi-quantum well</i> – poços multiquânticos
MWP	<i>microwave photonics</i> – fotônica de micro-ondas
MWT	<i>multi-wavelength transmitter</i> – transmissor de múltiplos comprimento de onda
MZM	<i>Mach-Zehnder modulator</i> – modulador Mach-Zehnder
NB-IoT	<i>narrowband Internet of things</i> – Internet das coisas de banda estreita
NEC	Nippon Electric Company
NGFI	<i>next generation fronthaul interface</i> – interface FH de próxima geração
NR	<i>new radio</i> – novo rádio
NRZ	<i>non-return to zero</i>
NSA	<i>non-standalone</i>
O/E	óptico-elétrica
OBPF	<i>optical bandpass filter</i> – filtro óptico passa-faixa

OFDM	<i>orthogonal frequency division multiplexing</i> – multiplexação por divisão de frequência ortogonal
OOBE	<i>out-of-band emission</i> – emissão fora da banda
OPEX	<i>operating expense</i> – despesa operacional
OPM	<i>optical power monitor</i> – monitor de potência óptica
OSA	<i>optical spectrum analyzer</i> – analisador de espectro óptico
OSNR	<i>optical signal to noise ratio</i> – relação sinal-ruído óptica
OWC	<i>optical-wireless communication</i> – comunicação óptica-sem fio
PBCH	<i>physical broadcast channel</i>
PD	<i>photodetector</i> – fotodetector
PDCCH	<i>physical downlink control channel</i>
PDK	<i>process design kit</i> – conjunto de projeto de processo
PDSCH	<i>physical downlink shared channel</i>
PIC	<i>photonic integrated circuit</i> – circuito integrado fotônico
PIN	P-intrínseco-N
PNA	<i>performance network analyzer</i> – analisador de rede vetorial de alto desempenho
PoF	<i>power-over-fiber</i> – energia sobre fibra
PON	<i>passive optical network</i> – rede óptica passiva
PRBS	<i>pseudo random binary sequence</i> – sequência de bits pseudo-aleatória
PSS	<i>primary synchronization signal</i> – sinal de sincronização primário
PTRS	<i>phase-tracking reference signal</i> - <i>sinal de referência de rastreamento de fase</i>
PUCCH	<i>physical uplink control channel</i>
PUSCH	<i>physical uplink shared channel</i>
QAM	<i>quadrature amplitude modulation</i> – modulação de amplitude em quadratura
QPSK	<i>quadrature phase-shift keying</i> – chaveamento por defasagem em quadratura
RAN	<i>radio access network</i> – rede de acesso de rádio
RAU	<i>remote antenna unit</i> – unidade remota de antena
RB	<i>resource block</i> – bloco de recursos
RF	radiofrequência
RGBA	<i>red, green, blue and amber</i> – vermelha, verde, azul e âmbar
RIS	<i>reconfigurable intelligent surface</i> – superfícies inteligentes reconfiguráveis
RoF	<i>radio-over-fiber</i> – rádio sobre fibra

RRU	<i>remote radio unit</i> – unidade de rádio remota
RZ	<i>return to zero</i> – retorno a zero
SA	<i>standalone</i>
SCM	<i>subcarrier multiplexing</i> – multiplexação de subportadora
SCS	<i>subcarrier spacing</i> – espaçamento de subportadora
SFP	<i>small form-factor pluggable</i>
Si ₃ N ₄	<i>silicon nitride</i> – nitreto de silício
SiPh	<i>silicon photonics</i> – fotônica de silício
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SMD	<i>surface mounted device</i> dispositivo montado em superfície
SMF	<i>single mode fiber</i> – fibra óptica monomodo
SMSR	<i>side-mode suppression ratio</i> – razão de supressão de modo lateral
SOA	<i>semiconductor optical amplifier</i> – amplificador óptico de semicondutor
SSC	<i>spot size converter</i> – conversor de tamanho de feixe
SSS	<i>secondary synchronization signal</i> – sinal de sincronização secundário
SWaP	<i>size, weight and power</i> – tamanho, peso e consumo de energia
Ti-Pt-Au	titânio-platina-ouro
UE	<i>user equipment</i> – equipamento de usuário
UF-OFDM	<i>universal filtered orthogonal frequency multiplexing</i> – multiplexação por divisão de frequência ortogonal universal
UHSLo	<i>ultra-high sensing and localization</i> – localização e sensoriamento ultra-alto
UL	<i>uplink</i>
URLLC	<i>ultra-reliable and low latency communication</i> – comunicação de baixa latência e ultra confiáveis
V2X	<i>vehicle-to-everything</i> – veículos para tudo
VANTs	veículos aéreos não tripulados
VLC	<i>visible light communication</i> – comunicação por luz visível
VOA	<i>variable optical attenuator</i> – atenuador óptico variável
VoIP	<i>voice over Internet protocol</i> – voz por protocolo de Internet
VSA	<i>vector signal analyzer</i> – analisador de sinal vetorial
VSG	<i>vector signal generator</i> – gerador de sinal vetorial
WDM	<i>wavelength division multiplexing</i> – multiplexação em comprimentos de onda

WGS *strongly guided* – fortemente guiada
WGW *weakly guided* – fracamente guiada
WOCA *Wireless and Optical Convergent Access*

Lista de símbolos

g	Coeficiente de ganho
L	Comprimento da camada ativa
λ_B	Comprimento de onda
k	Constante de Boltzman
h	Constante de Planck
Δ	Contraste do índice
I_{th}	Corrente de limiar
I_m	Corrente de pico do sinal elétrico
I_{bias}	Corrente de polarização
I_0	Corrente inicial
Δ_f	Desvio de frequência
η_{int}	Eficiência quântica interna
E_g	Energia da banda proibida
E_f	Energia de Fermi
E_{fc}	Energia de Fermi da banda de condução
E_{fv}	Energia de Fermi da banda de valência
$\Delta\nu_L$	Espaçamento entre os modos longitudinais
$OH^{(j)}$	Fator de cabeçalho utilizado para sinalização
Γ	Fator de confinamento
$f^{(j)}$	Fator de escala
$f_p(t)$	Forma dos pulsos de corrente
ν	Frequência do fóton da luz incidente
g_m	Ganho material na frequência do modo
$\delta\nu(t)$	Gorjeio do laser
n_{casca}	Índice de refração da casca
n	Índice de refração do meio de ganho
$n_{núcleo}$	Índice de refração do núcleo
n_g	Índice de refração efetivo do guia de onda
\bar{n}	Índice modal médio
DFB_x	Laser DFB x

$N_{RB}^{BW(j),\mu}$	Número de blocos de recurso alocados para dada numerologia
E	Número de elétrons
P	Número de fótons
$v_{layers}^{(j)}$	Número máximo de camadas de multiplexação espacial para aplicações MIMO
m	Ordem da difração de Bragg
M	Ordem do esquema de modulação
β_c	Parâmetro de acoplamento amplitude-fase
α_{mir}	Perda devido a fuga de fótons pelas facetas
α_{int}	Perda interna na cavidade do dispositivo
Λ	Período da grade de difração
P_{sm}	Potência do modo lateral mais dominante
P_{mm}	Potência do modo principal
P_e	Potência emitida
P_{opt}	Potência óptica
$Q_m^{(j)}$	Quantidade de bits por símbolo
J	Quantidade de portadoras modulas agregadas
R_m	Refletividade da faceta normal
RF_X	Sinal de RF x
R_{sp}	Taxa de emissão espontânea
G	Taxa líquida de emissão estimulada
$R_{m\acute{a}x}$	Taxa máxima de codificação
T	Temperatura absoluta
T_0	Temperatura característica do diodo laser
T_s^μ	Tempo de duração média dos símbolos OFDM para dada numerologia
τ_p	Tempo de vida de fótons
τ_c	Tempo de vida de portadores
V_F	Tensão da fonte de alimentação
V_{bias}	Tensão de polarização
c	Velocidade da luz no vácuo
v_g	Velocidade de grupo

Lista de Publicações

Periódicos

1. **M. S. B. Cunha**, E. S. Lima, N. Andriolli, D. H. Spadoti, G. Contestabile and Arismar Cerqueira. S. Jr., “Non-Standalone 5G NR FiWi System based on a Photonic Integrated Multi-Wavelength Transmitter”, em *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, pp. 1-1. 10.1109/LWC.2021.3054182.
2. **M. S. B. Cunha**, E. S. Lima, N. Andriolli, D. H. Spadoti, G. Contestabile and Arismar Cerqueira. S. Jr., "5G NR RoF System Based on a Monolithically Integrated Multi-Wavelength Transmitter," em *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 1-8, Março-Abril 2021, Art no. 6100308, doi: 10.1109/JSTQE.2020.3017140.
3. R. M. Borges; De Souza Lopes, Celso Henrique; E. S. Lima; M. A. de Oliveira; **M. S. B. Cunha**; Alexandre, Luciano Camilo; Da Silva, Luis Gustavo; L. A. M. Pereira; Spadoti, D. H. Spadoti; Romero, Murilo Araujo; Arismar Cerqueira S. Jr. Integrating Optical and Wireless Techniques towards Novel Fronthaul and Access Architectures in a 5G NR Framework. *Applied Sciences-Basel*, v. 11, p. 5048, 2021.
4. M. A. de Oliveira, E. S. Lima, **M. S. B. Cunha**, M. Abreu, Arismar Cerqueira S. Jr., “RGB-based VLC system using 5G NR standard”. *Optics Communications*, v. 481, p. 126542, 2021.
5. R. M. Borges, L. A. M. Pereira, H. R. D. Filgueiras, A. C. Ferreira, **M. S. B. Cunha**, E. R. Neto, D. H. Spadoti, L. L. Mendes, Arismar Cerqueira S. Jr., "DSP-Based Flexible-Waveform and Multi-Application 5G Fiber-Wireless System," em *Journal of Lightwave Technology*, vol. 38, no. 3, pp. 642-653, 1 Fev.1, 2020, doi: 10.1109/JLT.2019.2947916.
6. E. S. Lima; L. A. M. Pereira; R. M. Borges; **M. S. B. Cunha**; Arismar Cerqueira S. Jr. “Brillouin Effect Impact in RoF Systems with Photonic-Assisted RF Amplification.” em *Journal of Communication and Information Systems (JCIS)*, v. 35, p. 162-170, 2020.

7. R. M. Borges, T. R. R. Marins, **M. S. B. Cunha**, H. R. D. Filgueiras, I. F. da Costa, R. N. da Silva, D. H. Spadoti, L. L. Mendes, Arismar Cerqueira S. Jr., “Integration of a GFDM-based 5G transceiver in a GPON using radio over fiber technology,” em *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 19, pp. 4468-4477, Out. 2018.
8. R. M. Borges, T. R. R. Marins, **M. S. B. Cunha**, D. H. Spadoti, L. L. Mendes, Arismar Cerqueira S. Jr., “Implementation of a multi-Gbit/s and GFDM-based optical-wireless 5G network,” em *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 17, no. 4, pp. 579-589, Dez. 2018.

Congressos

9. **M. S. B. Cunha et al.**, “RoF/FSO System Based on a Monolithically Integrated Multi-Wavelength Transmitter,” 2021 *SBFoton International Optics and Photonics Conference* (SBFoton IOPC), 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/SBFotonIOPC50774.2021.9461967.
10. **M. S. B. Cunha**, E. S. Lima, N. Andriolli, M. Abreu, D. H. Spadoti. G. Contestabile, Arismar Cerqueira. S. Jr., “Sistema 5G NR Baseado em Rádio sobre Fibra e Óptica Integrada,” aceito em *Proc. 19º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 14º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG)*, Niterói, RJ, Brasil, Nov. 2020.
11. L. C. Souza; **M. S. B. Cunha**; Arismar Cerqueira S. Jr.. “Sistema Óptico para Transmissão Simultânea de Energia Elétrica e Dados em Aeronave”. In: *X Conferência Nacional em Comunicações, Redes e Segurança da Informação*, 2020, Natal. Anais do ENCOM 2020, 2020.
12. M. A. de Oliveira, **M. S. B. Cunha**, E. S. Lima, M. Abreu, Arismar Cerqueira S. Jr., “Enlaces VLC Baseados no Novo Padrão 5G NR,” aceito em *Proc. 19º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 14º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG)*, Niterói, RJ, Brasil, Nov. 2020.

13. H.R.D. Filgueiras; **M. S. B. Cunha**; P. H. F. Santos; Arismar Cerqueira S. Jr. “Antena “N” de alto desempenho para aplicações NFC” em *XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBrT)*, 2019, Petrópolis.
14. **M. S. B. Cunha**, R. M. Borges, E. S. Lima, I. F. da Costa, Arismar Cerqueira S. Jr., “Sistema híbrido fibra/rádio baseado em GPON para redes 5G,” em *Proc. 18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 13º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG)*, Santa Rita do Sapucaí, MG, Brasil, Ago. 2018.
15. R. M. Borges, T. R. R. Marins, **M. S. B. Cunha**, D. H. Spadoti, L. L. Mendes, Arismar Cerqueira S. Jr., “Transceptor GFDM integrado em sistema rádio sobre fibra para redes 5G,” em *Proc. 18º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 13º CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (MOMAG)*, Santa Rita do Sapucaí, MG, Brasil, Ago. 2018.

Premiações

1. Periódico destaque do programa de Mestrado/Doutorado em Telecomunicações do Inatel na avaliação 2017-2020 da CAPES, Inatel, 2021.
2. Co-autor do trabalho premiado como melhor artigo na área de Comunicações Ópticas, “Transceptor GFDM integrado em sistema rádio sobre fibra para redes 5G,” 18º SBMO – Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica, 13º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo - Vale da Eletrônica, Santa Rita do Sapucaí 2018.

Sumário

1.Introdução.....	1
1.1. Contextualização e motivação	1
1.2. Objetivos e contribuições.....	10
1.3. Estrutura da tese.....	11
2. Fundamentação teórica	13
2.1. Física dos semicondutores	14
2.1.1.Propriedades dos semicondutores e as bandas de energia	14
2.1.2.Relação entre fótons e elétrons em semicondutores	14
2.1.3.Física dos lasers	19
2.1.4.Laser de realimentação distribuída	23
2.2. Processos de modulação para geração do sinal óptico	24
2.2.1.Modulação direta	25
2.2.2.Modulação externa.....	27
3. Aspectos gerais dos campos de pesquisa.....	28
3.1. Distribuição de sinais de RF através de tecnologia fotônica	28
3.1.1.Sistemas de rádio sobre fibra	29
3.1.2.Sistemas ópticos multiplexados por divisão de comprimento de onda.....	30
3.1.3.Sistemas ópticos multiplexados por subportadora.....	31
3.2. Óptica integrada.....	33
3.2.1.Tecnologias de integração.....	33
3.2.2.Plataforma de integração baseada em fosfeto de índio (InP).....	35
3.2.3.Blocos de construção	36
3.3. Operação do padrão 5G NR.....	37
4. Transmissores fotônicos de múltiplos comprimentos de onda	41
4.1. Transmissores fotônicos baseados em arranjos de lasers	41

4.2. PIC para geração de múltiplos comprimentos de onda.....	45
5. Implementações de rádio-sobre-fibra do MWT em sistemas 5G NR multi-banda	57
5.1. Sistema RoF 5G NR baseado em multiplexação por divisão de comprimentos de onda	61
5.2. Sistema RoF 5G NR baseado em multiplexação por subportadora	64
6. Implementações de sistemas ópticos-sem fio utilizando o MWT em arquiteturas 5G NR multi-banda	68
6.1. Implementação FiWi do MWT em sistemas 5G NR multi-banda.....	68
6.1.1.Análise RoF do Sistema FiWi 5G NR	71
6.1.2.Análise em ambiente interno do sistema FiWi 5G NR.....	72
6.1.3.Análise em ambiente externo do sistema FiWi 5G NR	74
6.2. Implementação RoF/FSO do MWT visando sistemas 5G NR multi-banda.....	77
6.2.1.Arquitetura do sistema de RoF/FSO	78
6.2.2.Resultados experimentais	81
7. Considerações finais	84
7.1. Conclusões	84
7.2. Trabalhos futuros	87
Apêndice A	88
Apêndice B	95
Apêndice C	99
Referências	101

1.Introdução

Neste Capítulo, apresentam-se a contextualização e a discussão dos temas referenciais que motivam este trabalho: na Seção 1.1 é apresentada uma visão geral das redes 5G e futuras, das arquiteturas das redes de acesso de rádio e das tecnologias de comunicações ópticas; a Seção 1.2 apresenta os objetivos do trabalho e as contribuições; e na Seção 1.3 está descrita a organização do trabalho.

1.1. Contextualização e motivação

Atualmente, inúmeros trabalhos em pesquisa e desenvolvimento, tanto na área empresarial quanto na área acadêmica, têm sido realizados com foco nas futuras redes de comunicações. Toda essa pesquisa se deve ao progresso e desenvolvimento rápido em tecnologias de informação e comunicação, alavancada pela evolução dos sistemas de comunicação sem fio de quarta geração (4G) e quinta geração (5G), além do início da concepção das comunicações sem fio de sexta geração (6G). Tecnologias como acesso à Internet banda larga, telefonia baseada em voz por protocolo de Internet (VoIP – *voice over Internet protocol*), serviços de televisão de alta definição, aplicações multimídia e serviços de jogos, além dos milhares de dispositivos que constituem a Internet das coisas (IoT – *Internet of things*), têm provocado um crescimento exponencial na demanda por sistemas de comunicações capazes de escoar esse tráfego de dados [1, 2]. As elevadas cargas de tráfego das redes sem fio, geradas tanto em ambientes externos quanto internos, implicam, às redes móveis, problemas de congestionamento de espectro. Embora novas bandas do espectro de frequências estejam sendo disponibilizadas, como a banda sub-THz, que estende o espectro até cerca de 300 GHz, o contínuo crescimento exponencial do tráfego está esgotando os recursos oferecidos pela comunicação via rádio rapidamente [1, 3, 4].

A. Redes de tecnologia 5G e futuras

A tecnologia 5G inclui vários serviços e requisitos específicos para cada aplicação. As redes 5G vão se valer de novas técnicas a fim de atender a pluralidade de serviços que ocasionam a crescente demanda por comunicação móvel. Dentre as técnicas e definições que têm sido discutidas pode-se mencionar o padrão 5G novo rádio (NR – *new radio*), formas de onda flexíveis baseadas em técnicas de transmissão multiportadora e confinamento espectral [5, 6], técnicas de múltiplas entradas e múltiplas saídas massivas (mMIMO – *massive multiple-input multiple-output*) e bandas de frequência adicionais, incluindo a faixa de ondas milimétricas

(mmWaves – *millimeter-waves*) [7, 8]. O relatório M.2083 do Setor de Radiocomunicações da União Internacional de Telecomunicações (ITU-R – *International Telecommunication Union Radiocommunication Sector*) fornece uma visão dos principais cenários previstos para as redes 5G, que incluem as comunicações de baixa latência e ultra confiáveis (URLLC - *ultra-reliable and low latency communications*), as quais são voltadas para aplicações sensíveis a atrasos e erros, as comunicações massivas entre máquina (mMTC - *massive machine type communications*) e banda larga móvel aprimorada (eMBB – *enhanced mobile broadband*) [9]. Por fim, tem-se o cenário de cobertura de rede com alcance extremo como um importante caso de uso que vale ser mencionado, denominado comunicações aprimoradas em áreas remotas (eRAC – *enhanced remote areas communications*), o qual surgiu posteriormente aos três primeiros cenários e tem sido alvo de estudo de alguns grupos de pesquisa [10, 11]. Os cenários das redes 5G, suas características e aplicações estão ilustrados na Figura 1.

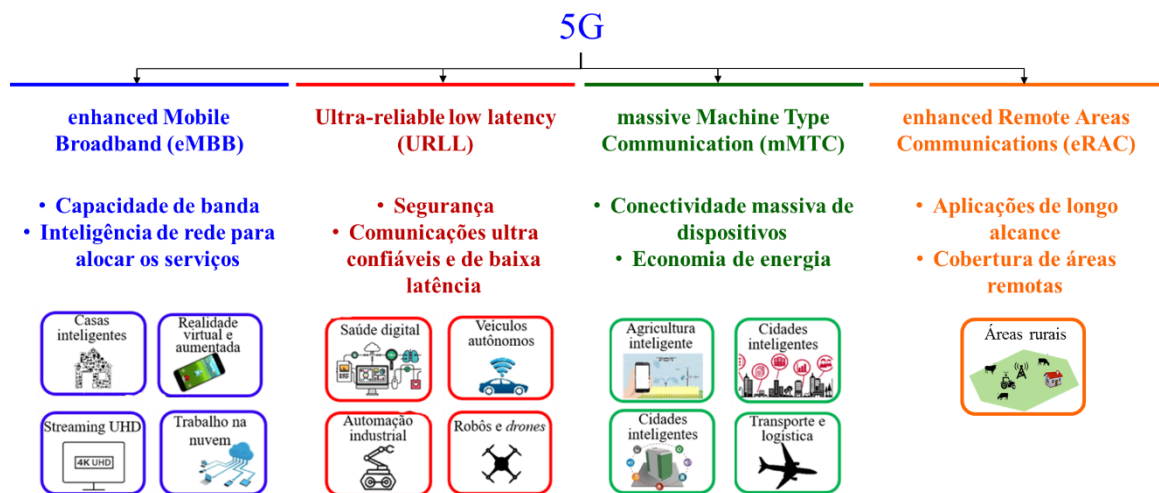


Figura 1 – Cenários e aplicações gerais das redes 5G.

As URLLC visam as aplicações nas quais as características de baixa latência e confiabilidade são críticas, não devendo ultrapassar 1 ms de atraso com 99,999% de confiabilidade, como carros autônomos, controle de veículos aéreos não tripulados (VANTs), Indústria 4.0 e *e-health*. As aplicações mMTC visam cobrir bilhões de conexões dos dispositivos IoT de banda estreita (NB-IoT – *narrowband Internet of things*), com taxas de dados de dispositivo a dispositivo (D2D – *device-to-device*) contínuas de 10 kbit/s a 10 Mbit/s [12,13]. O cenário de eMBB tem foco na experiência individual do usuário de trafegar com taxas de dados na ordem de Gbit/s, por exemplo, para ambientes internos estima-se taxas de dados de 1 Gbit/s e 500 Mbit/s para *downlink* (DL) e *uplink* (UL), respectivamente. O eMBB visa ainda alcançar inúmeros serviços centrados no ser humano, como amplo acesso multimídia e realidade

virtual [8, 9]. O eRAC, com distâncias na ordem dezenas de quilômetros, surge da necessidade de interligar uma grande quantidade de pessoas desconectadas concentradas em zonas remotas ou rurais, as quais são denominadas como áreas de baixa densidade em relação a usuários por quilômetro quadrado para até 2 usuários/km² [14]. A meta para essas regiões é uma taxa de dados mínima por usuário de 1 Mbit/s no DL e 100 kbit/s no UL nas extremidades da célula. Neste cenário, em particular, tem-se a intenção de proporcionar novas oportunidades, como controle ambiental, fazendas inteligentes e agronegócio baseado em IoT [8, 11].

O espectro de frequência para as redes 5G foi dividido em duas bandas distintas. A faixa de frequência 1 (FR1 – *frequency range 1*) compreende frequências de portadoras de 450 MHz a 6 GHz e largura de banda de até 200 MHz para mMTC e serviços de URLLC. A faixa de frequência 2 (FR2 – *frequency range 2*) inclui as frequências entre 24,25 GHz a 52,60 GHz e largura de banda de até 1 GHz, visando aplicações eMBB [8]. Dentro de FR1, uma sub-banda pode ser considerada a fim de permitir aplicações de longo alcance com largura de banda de até 20 MHz, operando com frequências portadoras de 450 a 700 MHz [8,15,16]. No Brasil, a Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) determinou, para as aplicações das redes 5G, as bandas de 2,3 e 3,5 GHz, assim como a faixa de frequência de 24,25 a 27,50 GHz e superiores. A Anatel ofertou no “Leilão 5G”, realizado nos dias 04 e 05 de novembro de 2021, as faixas de frequência de 700 MHz, 2,3 GHz, 3,5 GHz e 26 GHz [17-19].

Com relação às formas de ondas discutidas para as redes 5G, pode-se destacar algumas propostas para inovar na técnica de multiplexação aplicada, a fim de possibilitar a coexistência de mais sistemas de comunicação em uma mesma faixa espectral, devido a sua baixa emissão fora da banda (OOBE – *out-of-band emission*). A técnica de multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM - *orthogonal frequency division multiplexing*), empregada nas redes 4G, possui valores de OOBE elevados dificultando o confinamento do sinal dentro da faixa de espectro desejada [5, 20]. A multiplexação por divisão de frequência ortogonal filtrada (F-OFDM – *filtered orthogonal frequency division multiplexing*) fornece uma OOBE muito baixa, e por esse motivo, além da similaridade com o OFDM convencional, foi considerada uma das técnicas candidatas para as redes 5G [21]. Outras técnicas e formas de onda foram discutidas na literatura e também poderiam ser aplicadas à tecnologia 5G, como a multiplexação por divisão de frequência ortogonal filtrada universal (UF-OFDM – *universal filtered orthogonal frequency multiplexing*) e a multiplexação por divisão de frequência generalizada (GFDM – *generalized frequency division multiplexing*) [22-24].

O grupo de pesquisa do Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) do Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel) contribuiu em cenário mundial para projetos destinados às redes 5G. O CRR tem como objetivo implantar mecanismos que permitam ao Brasil ocupar um lugar de destaque no setor de telecomunicações. As atividades do CRR envolvem pesquisar, avaliar e desenvolver tecnologias e soluções voltadas às demandas da sociedade brasileira, considerando características demográficas, geográficas e econômicas específicas [25]. Concentrou-se em quatro áreas temáticas, incluindo rádio enlace de longo alcance e alta capacidade, acesso à banda larga sem fio, redes de 5ª geração e enlace de comunicação via satélite [25]. Visando os objetivos do CRR, vários projetos foram propostos, incluindo o desenvolvimento de um transceptor 5G com recursos e tecnologia brasileira usando formas de onda flexíveis e gerenciáveis aplicadas a comunicações de longo alcance [26,27]. Outros projetos são os seguintes:

- O projeto “5G Range” foi criado, a fim de projetar, desenvolver, implementar e validar mecanismos para permitir que as redes 5G forneçam uma solução economicamente eficaz para o acesso à Internet em áreas remotas [26-28];
- O projeto 5G IoT tem como objetivo pesquisar o desenvolvimento de soluções técnicas de IoT embarcadas em uma rede 5G [29].

Por fim, apesar das tecnologias da rede 5G estarem se solidificando cada vez mais, paralelamente, a sexta geração da rede móvel (6G) vem ganhando atenção [30]. Portanto, foi criado o projeto “Brasil 6G” [31,32], que é o primeiro projeto brasileiro focado em rede 6G e possui uma parceria formal com o “6G Flagship Project” da Universidade de Oulu na Finlândia, o qual lidera a pesquisa das redes 6G em todo o mundo [33].

A implantação das redes 6G é uma visão para 2030, na qual se prevê serviços disponíveis ao usuário em qualquer lugar que ele esteja de forma integrada, com conectividade sem fio, serviços e aplicativos inteligentes. As aplicações emergentes na área de inteligência artificial (IA), robótica, indústria 4.0 e Internet de tudo (IoE – *Internet of everything*) irão proporcionar um aumento extremamente elevado dos dados gerados por dispositivos móveis [34]. Bhat & Alqahtani, em [35], listaram seis casos de uso das redes 6G, e seus requisitos de indicadores-chaves de desempenho (KPI – *key performance indicator*). Os casos de uso descritos foram: cidades ultra inteligentes; realidade multi-dimensional; comunicação háptica; telemedicina e cirurgias remotas; comunicação holográfica; e Internet tátil [35].

Os requisitos de latência, confiabilidade e localização estimados para as aplicações em URLLC e localização e sensoriamento ultra-alto (UHSLo – *ultra-high sensing and localization*) são de atrasos menores que 1 ms e confiabilidade de 99,99999% sendo mais restritivos em relação à tecnologia 5G, com precisão de localização de 1 a 10 cm [35-37]. Espera-se que a rede 6G alcance taxas de dados entre 100 Gbit/s e 1 Tbit/s, e para isso, prevê-se o uso do espectro de frequências na faixa de THz, utilizando portadoras de RF acima de 300 GHz [37,38]. A utilização de portadoras fora do espectro do domínio de RF, ou seja, portadoras ópticas, também são previstas para serem utilizadas a partir das tecnologias de comunicações por luz visível (VLC – *visible light communication*) e as comunicações por luz infravermelha com feixe direcionado (BS-ILC – *beam-steered infrared light communication*), por exemplo [38-40]. Além disso, as comunicações em THz poderão viabilizar a localização e detecção mais precisa, juntamente com técnicas de MIMO e de superfícies inteligentes reconfiguráveis (RIS – *reconfigurable intelligent surface*), levando a imagens de alta definição [35,41].

A relevância do cumprimento dos requisitos apresentados pode ser exemplificada pela tecnologia de gêmeos digitais. Essa aplicação tem sido classificada como disruptiva, a qual irá moldar a conectividade futura, podendo ser aplicada a nível de cidade, indústria e saúde [42]. Os gêmeos digitais são criados como uma representação virtual do mundo físico em cada instante temporal e espacial recebendo dados de um "irmão" real. Essa tecnologia estabelece uma conexão bidirecional e automática entre o objeto real e o virtual, proporcionando a capacidade de simular condições de desempenho e funcionalidades de um objeto ou ambiente, tanto interno quanto externo, e aprender com o elemento, analisando as mudanças nos dados coletados. Portanto, o mapeamento e sensoriamento exato, baixa latência, altas taxas de dados e confiabilidade se mostram fundamentais, visto a natureza bidirecional dos gêmeos digitais, para obter e fornecer atualizações precisas e síncronas do mundo físico e para o mundo físico [38,41,42].

B. Redes de acesso de rádio (RANs)

Paralelamente à evolução dos sistemas de comunicação móvel, as arquiteturas das redes de acesso de rádio (RANs – *radio access networks*) estão progredindo a fim de suportar as demandas das redes 5G e além (B5G – *Beyond 5G*), que apontam para convergência entre interfaces de sistema a fibra e sistema de rádio (FiWi – *fiber-wireless*) [43], redes heterogêneas (HetNets – *heterogeneous networks*) [44] e RAN centralizada (C-RAN – *centralized RAN*) [15]. Adicionalmente, a tecnologia de comunicação óptica-sem fio (OWC – *optical-wireless communication*), que se baseia na óptica em espaço livre (FSO – *free-space optics*) [1], tem

emergido como candidata promissora para a próxima geração de RANs com largura de banda na ordem de grandeza de GHz a fim de complementar às demais tecnologias mencionadas. Dentre as variações das OWCs que têm sido abordadas para cenários internos, podem ser destacadas a comunicação por luz visível (VLC – *visible light communication*) e a comunicação infravermelha, especificamente a comunicação de luz infravermelha com feixe direcionado (BS-ILC – *beam-steered infrared light communication*).

Espera-se que um grande número de pequenas células seja implantado para os futuros sistemas de telecomunicações suportarem o crescimento massivo dos dados móveis. Essas células menores (micro, pico e femtocélulas) combinadas às macrocélulas dão origem às HetNets, oferecendo uma interoperação entre uma ampla variedade de regiões de cobertura de uma rede sem fio e continuidade de conexão dos equipamentos de usuário (UEs - *user equipments*) [44]. Além disso, tem-se o conceito de supercélulas, as quais ampliam o alcance das macrocélulas e podem coordenar, com alto desempenho em termos de taxa de dados, eficiência de espectro e mobilidade, uma grande quantidade de células pequenas englobadas. A ideia da supercélula segue o cenário do 3rd *Generation Partnership Project* (3GPP) para cobertura de longo alcance extremo [10, 45].

Um tópico importante relacionado às arquiteturas RANs que vem sendo discutido nos últimos anos se refere ao conceito de RAN aberta (*Open RAN*) [46, 47]. A arquitetura *Open RAN* é uma abordagem para implementação de redes móveis utilizando protocolos e interfaces abertos e interoperáveis, possibilitando maior flexibilidade em relação aos sistemas RANs tradicionais [46]. O foco principal dessa estrutura está nas interfaces entre a unidade de rádio remota (RRU – *remote radio unit*), a unidade de distribuição (DU – *distribution unit*) e central de operações (CO), visando abri-las e padronizá-las e incentivando a implementação, a fim de alcançar um ambiente no qual as redes podem ser implantadas com um projeto mais modular, sem depender de um único fornecedor. A abordagem *Open RAN* pode proporcionar vários benefícios para as redes 5G e futuras, incluindo maior agilidade e flexibilidade de rede, maior inovação e economia de custos [46]. Recentemente, foi anunciada a criação do grupo *Open RAN* do Brasil, composto por fabricantes, operadoras móveis e instituições de ensino e pesquisa, com a intenção de defender as medidas de incentivo aos padrões abertos [48]. Além disso, a Telefónica e a NEC (Nippon Electric Company) formalizaram um acordo a fim de realizar testes pré-comerciais de *Open RAN* no Brasil, além de iniciarem esses testes em países da Europa, como Espanha, Alemanha e Reino Unido [49].

As C-RANs estão entre as principais arquiteturas RAN para as redes futuras, visto que as RANs distribuídas (D-RAN – *distributed RAN*) localizam fisicamente a unidade de banda base (BBU – *baseband unit*) e a RRU na estação rádio base (ERB), o que exige esforço de gerenciamento e custo. Por outro lado, a arquitetura C-RAN consiste em manter a RRU no local da antena e deslocar a BBU para uma central de operações, centralizando as funções de processamento de banda base de várias BBUs em um local comum, originando o conceito de BBU *pool* [15]. Estas diferentes arquiteturas podem ser observadas na Figura 2. Uma rede centralizada traz benefícios notáveis, como reutilização de infraestrutura, simplificação de operações e gerenciamento, coexistência de múltiplas tecnologias, menor consumo de energia, bem como menores despesas de capital (CAPEX – *capital expenditure*) e despesas operacionais (OPEX – *operating expenditure*) [15,44].

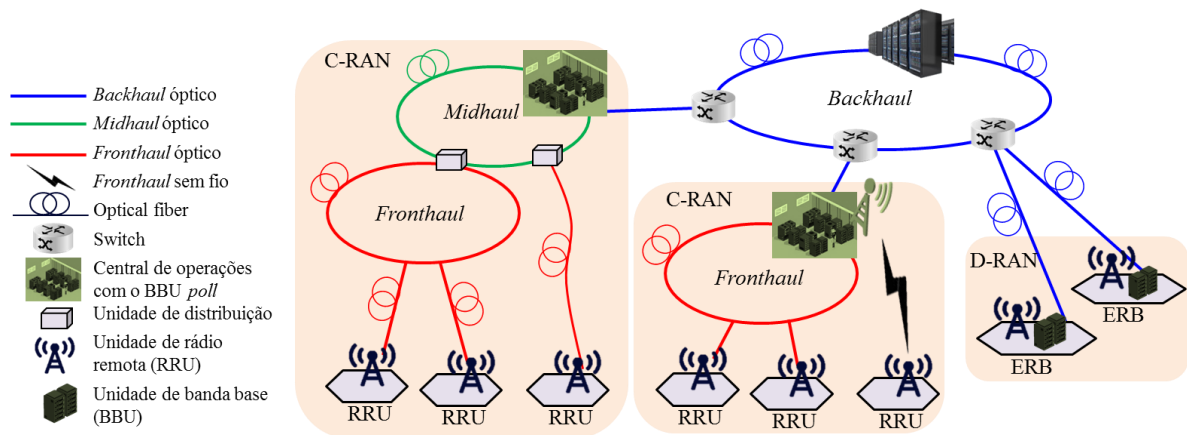


Figura 2 – Ilustração das arquiteturas das redes de acesso de rádio [15].

Na arquitetura de rede móvel de geração futura, as interligações entre as COs também têm a possibilidade de serem conectadas por enlaces de *backhaul* (BH). Na estrutura da C-RAN, os enlaces que estabelecem a conexão de cada RRU com o BBU *pool* acomodado na CO é chamado de *fronthaul* (FH) [43]. Porém a interface FH de próxima geração (NGFI – *next generation fronthaul interface*), também pode constituir essa conexão de maneira alternativa, a qual consiste em empregar um *midhaul* (MH) óptico até uma unidade de distribuição (DU – *distribution unit*) seguido pelo FH, o qual pode ser óptico ou sem fio, conforme proposto em [50]. A estação base na rede 5G é chamada de *gNodeB* (gNB) e consiste em central de operações, unidade de distribuição e RRU. Uma gNB pode conter uma CO e várias DUs e, dessa forma, a ERB da rede 5G é uma espécie de mini C-RAN [15, 43]. A partir da adoção do C-RAN, surge o conceito da arquitetura 5G-XHaul, a qual considera os domínios de rede óptica e sem fio em uma infraestrutura 5G oferecendo suporte a transporte e acesso, conforme ilustra a Figura 2.

C. Comunicações ópticas

Como observado, a rede 5G pode se beneficiar da comunicação rápida entre unidades de banda base, gerenciamento e eficiência de energia, melhor custo-benefício, escalabilidade e tempo na implementação da infraestrutura, e além disso ser favorecida pelas vantagens das comunicações ópticas. As fibras ópticas apresentam vantagens em relação aos meios de transmissão sem fio e os cabos metálicos [51]. Pode-se destacar entre tais vantagens, a baixa atenuação, maior confiabilidade e segurança dos sinais transmitidos, imunidade à interferência eletromagnética (EMI – *electromagnetic interference*), maiores larguras de banda e taxas de transmissão mais altas [51-54]. Além disso, através da tecnologia de transmissão de energia sobre fibra (PoF – *power-over-fiber*), os sistemas ópticos favorecem a implementação de enlaces com baixo consumo de energia [55,56]. Desde o surgimento, as tecnologias de fabricação dos componentes ópticos, como lasers, fotodetectores, moduladores, filtros e amplificadores, e as técnicas de transmissão de RF através dos enlaces de fibras ópticas, denominadas sistemas de rádio sobre fibra (RoF – *radio-over-fiber*), estão em constante evolução [57]. Os avanços relacionados aos enlaces de RoF podem ser exemplificados com o emprego da técnica de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM – *wavelength division multiplexing*) e a aplicação em redes FFBx (*fiber-to-the-x*) e redes ópticas passivas (PON – *passive optical networks*) [58-60].

Um ramo derivado das comunicações ópticas que é compartilhado com a área de tecnologias de fabricação de circuitos integrados eletrônicos é a óptica integrada. Essa tecnologia tem como principal elemento os circuitos integrados fotônicos (PICs - *photonic integrated circuits*), os quais são considerados uma forma de expandir o uso dos sistemas ou subsistemas fotônicos e torná-los de menor custo e dimensão em comparação aos sistemas discretos [61]. O objetivo da integração microfotônica é compactar um grande número de dispositivos ópticos em um pequeno substrato, formando um circuito fotônico, assim como ocorre na integração microeletrônica [62]. A evolução da óptica integrada quanto à padronização das técnicas e processos de fabricação tornaram possível uma diminuição nos custos. Tal redução, combinada à grande capacidade de compactação de dispositivos ópticos em um pequeno espaço, os PICs se revelam um importante fator para as novas redes de comunicação móvel das próximas gerações.

Adicionalmente, o desenvolvimento de transmissores fotônicos baseados em arranjos de lasers sintonizáveis em comprimentos de onda é uma tendência que beneficia muito dos cenários de aplicação da fotônica de micro-ondas (MWP – *microwave photonics*) relacionados

às comunicações por satélite, radar, sistemas de guerra, redes de sensores e instrumentação. Esses dispositivos, denominados transmissores de múltiplos comprimento de onda (MWT – *multi-wavelength transmitter*) podem ser integrados em PICs e têm sido considerados promissores para transmissões de curta distância em redes de centro de dados, *backhaul* móvel e redes de acesso [63, 64]. Os MWTs também podem ser aplicados para excitar arranjos fasados de antenas (*phased antenna arrays*), permitindo recursos de formação/direcionamento de feixes (*beamforming/beamsteering*) [65]. Além disso, a geração de múltiplos comprimentos de onda usando um único transmissor é promissora para sistemas de RoF e/ou FiWi baseados em técnicas de WDM [66, 67]. Extrapolando para a realidade das redes 5G, a utilização de MWTs pode ser importante para implementação nas faixas de frequência FR1 e FR2 usando a mesma infraestrutura óptica em vista da grande largura de banda oferecida pelas fibras.

A Figura 3 ilustra uma proposta de arquitetura de rede móvel de futura geração aplicando os conceitos de 5G-Xhaul mencionados e abordando a convergência FiWi. A infraestrutura de redes ópticas é utilizada nos enlaces de *backhaul* e *midhaul* e, através da fotônica de micro-ondas, a configuração abordada pode ser favorecida com o uso de um transmissor fotônico baseado em arranjo de lasers, MWT, alojado na CO. Em vista dos desafios para as redes móveis futuras, o MWT possibilita a transmissão de diferentes tecnologias e serviços através das múltiplas portadoras ópticas. Além disso, considerando a compactação do transmissor fotônico em um PIC, as restrições quanto às limitações nas dimensões de ocupação desse dispositivo dentro da CO podem se tornar menos preocupantes.

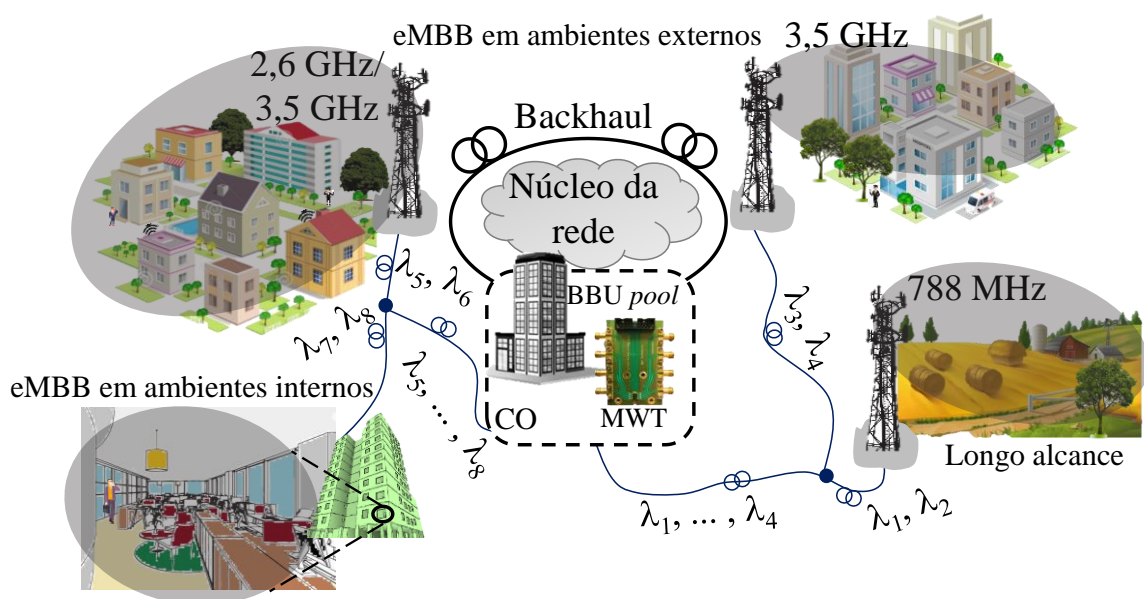


Figura 3 – Proposta de um sistema fibra-sem fio para transmissão do padrão 5G NR no modo NSA baseado em um transmissor integrado de múltiplos comprimentos de onda.

A Figura 3 também mostra os enlaces sem fio como *fronthaul* e acesso, proporcionando várias aplicações possíveis visando os diferentes cenários das redes 5G e considerando algumas frequências de operação estabelecidas. Essa implementação é possível tanto para as redes atuais em operação, nas quais a tecnologia 5G estará operando no modo *non-standalone* (NSA), quanto para as redes 5G que serão implementadas e trabalharão no modo *standalone* (SA).

1.2. Objetivos e contribuições

O objetivo deste trabalho é apresentar novas soluções para os sistemas 5G e 6G, principalmente quanto a forma de inserir e transmitir os sinais de RF no domínio óptico. As soluções de rádio sobre fibra (RoF), fibra-sistemas sem fio (FiWi) e óptica de espaço livre (FSO) com o transmissor de múltiplos comprimentos de onda desenvolvido sobre plataforma integrada são propostas e implementadas. Além disso, pretende-se confirmar a possibilidade da coexistência de múltiplas tecnologias aproveitando a mesma infraestrutura de rede óptica.

Dessa forma, visa-se explorar alguns dos principais cenários de aplicação das redes 5G descritos pela ITU-R, empregando as faixas de frequências convencionadas e o padrão 5G NR. Ademais, busca-se utilizar um transmissor de múltiplos comprimentos de onda integrado na central de operações (CO) da arquitetura de *fronthaul* móvel abordada.

As principais contribuições do trabalho podem ser listadas a seguir:

- Aplicação do MWT integrado em InP incorporado à CO da arquitetura de FH baseada em RoF proposta, a fim de proporcionar uma redução de dimensão da CO com a eliminação do uso de lasers e moduladores ópticos externos;
- Caracterização da variação do comprimento de onda em função da tensão de polarização do PIC do transmissor utilizado no trabalho, o qual foi concedido através de uma parceria Brasil-Itália, entre o Instituto Nacional de Telecomunicações, Universidade Federal de Itajubá, Consiglio Nazionale delle Ricerche e Scuola Superiore Sant'Anna;
- Transmissão RoF do padrão 5G NR de acordo com as especificações 3GPP *Release* 15, nos modos de operação SA e NSA, a fim de realizar uma análise quanto ao tipo da técnica de multiplexação óptica empregada, multiplexação por subportadora (SCM – *subcarrier multiplexing*) e multiplexação por divisão em comprimentos de onda (WDM – *wavelength division multiplexing*);

- Transmissão FiWi do padrão 5G NR através de um FH óptico seguido por um enlace sem fio em ambiente interno com 10 m de comprimento, de acordo com as especificações 3GPP *Release 15*, compartilhando a transmissão com o padrão LTE-A;
- Transmissão FiWi para um enlace sem fio em ambiente externo com 115 m de extensão, de acordo com as especificações 3GPP *Release 15*, no modo NSA, compartilhando a transmissão com o padrão LTE-A;
- Transmissão de um sinal em modulação de amplitude em quadratura (QAM – *quadrature amplitude modulation*) por um enlace de FH óptico de 12,5 km seguido por um enlace de acesso de 1,5 m em FSO, baseado na comunicação de luz infravermelha com feixe direcionado (BS-ILC – *beam-steered infrared light communication*) utilizando o PIC do transmissor de múltiplos comprimentos de onda;
- Análise dos sinais 4G e 5G em termos da magnitude vetorial do erro quadrático médio (EVM_{RMS} – *root mean square error vector magnitude*) e de acordo com as especificações 3GPP *Release 15*, alcançando taxas de transmissão de dados da ordem de Gbit/s;

1.3. Estrutura da tese

Esta tese está estruturada em 7 Capítulos. O Capítulo 2 apresenta uma fundamentação teórica para auxiliar na compreensão básica do funcionamento de um diodo laser, o qual compõe o componente chave desta tese. Discussões sobre a física dos semicondutores, desde suas propriedades até aplicações na construção de fontes de luz, e processos de modulação para geração do sinal óptico estão incluídos. O Capítulo 3 traz outros aspectos gerais importantes para o entendimento da tese, abordando os sistemas de comunicações ópticas e tipos de multiplexação. Além disso, o Capítulo 3 relata sobre a óptica integrada e tecnologias de integração, focando na plataforma baseada em InP. Também expõe os modos de operação do padrão 5G NR e a métrica de desempenho de tais sinais utilizada nessa tese. O Capítulo 4 exhibe um levantamento de artigos encontrados na literatura relacionados ao trabalho proposto nesta tese, divididos em transmissores fotônicos baseados em arranjos de lasers e implementações de soluções RoF em suporte às redes 5G. Em seguida, é apresentado o transmissor de múltiplos comprimentos de onda integrado em InP utilizado nesta tese, incluindo novas caracterizações. O Capítulo 5 apresenta um estudo experimental da implementação do MWT em um sistema de

RoF transmitindo sinais no padrão 5G NR, comparando o desempenho do emprego das técnicas SCM e WDM para transmissão dos sinais. O Capítulo 6 relata a implementação de sistemas ópticos-sem fio como soluções para as redes 5G multi-banda. Primeiro, realizando-se a transmissão sem fio por meio de dois enlaces de rádio distintos, um interno e outro externo, e depois, uma transmissão em FSO. Finalmente, as conclusões são apresentadas no Capítulo 7, com uma discussão geral sobre as pesquisas realizadas e propostas de trabalhos futuros.

2. Fundamentação teórica

Os elementos básicos de um sistema de comunicação, independente do processo que estiver sendo analisado, podem ser: transmissor, canal e receptor. O transmissor e receptor são localizados em pontos distintos do espaço, separados pelo canal que é o meio físico que os liga. O objetivo do transmissor é converter o sinal de informação produzida por uma fonte em uma forma adequada à transmissão pelo canal. Ao se propagar através do canal, o sinal sofre degradações devido a imperfeições do canal, além de sinais interferentes, originados de outras fontes, e ruído que são acrescentados à saída do canal, deteriorando o sinal transmitido. Dessa forma, a função do receptor é operar sobre o sinal recebido com a intenção de recuperar uma forma reconhecível do sinal original [68]. Um sistema de comunicação óptica possui os elementos básicos mencionados e podem ser classificados em duas categorias: guiados e não guiados. A classificação dessas duas categorias está relacionada ao tipo de canal de comunicação. Nos sistemas guiados, o feixe óptico emitido pelo transmissor permanece espacialmente confinado, o que é alcançado através da utilização das fibras ópticas. Enquanto que nos sistemas de comunicação óptica não guiados, o feixe óptico emitido se espalha no espaço, de modo similar a emissão de um sinal por antenas [68]. Como objetivo deste trabalho está relacionado à aplicação de um transmissor óptico em diferentes propostas de arquitetura de redes de comunicação móvel, este Capítulo descreve exclusivamente sobre esse elemento.

O transmissor de um sistema de comunicação óptica é o elemento que converte o sinal do domínio elétrico para o domínio óptico através de um processo eletro-óptico e o insere em um enlace de fibra óptica. Uma das composições mais comuns desse elemento é a utilização de uma fonte luminosa, um modulador e um acoplador, este último pode ser uma microlente que focaliza o feixe de luz no plano de entrada de uma fibra [68]. As fontes luminosas são responsáveis por gerarem a portadora óptica, e os componentes usados para essa finalidade são diodos lasers ou diodos emissores de luz (LEDs – *light-emitting diodes*) devido à compatibilidade com espectro de transmissão óptico. Este Capítulo é dedicado à fundamentação teórica sobre a concepção das fontes luminosas e está estruturado em duas seções. A seção 2.1 relata sobre a física dos semicondutores, destacando algumas de suas propriedades e a interação entre fótons e elétrons. Além disso, aborda sobre a física dos diodos lasers e descreve especificamente sobre o laser de realimentação distribuída (DFB – *distributed feedback*). A seção 2.2 descreve os processos de modulação para conversão do sinal elétrico para o domínio óptico.

2.1. Física dos semicondutores

Os materiais semicondutores são utilizados, entre outras coisas, para a fabricação dos diodos lasers e dos diodos emissores de luz (LED – *light emitting diode*), que são fontes luminosas mais comuns, e dos vários tipos de fotodetectores para os sistemas de comunicação ópticas. A operação desses dispositivos usa de algumas propriedades elétricas e ópticas específicas obtidas com a união de cristais semicondutores inorgânicos, denominadas junções *p-n* [69, 70]. Os materiais semicondutores mais utilizados nas primeiras aplicações dos dispositivos eram o germânio e o silício. Por outro lado, a combinação de materiais dos grupos III e V da tabela periódica resultaram em modelos mais propícios para emissão e detecção em comprimentos de ondas para aplicações em sistemas ópticos. Tais combinações incluem, por exemplo, o fosfeto de índio (InP), o arsenieto de gálio (GaAs) e outros compostos ternários e quaternários [70].

A facilidade desses componentes alterarem a potência emitida ao variar a corrente que circula por eles é um dos motivos da fabricação de fontes ópticas com a tecnologia de semicondutores. Essa característica permite modular o feixe de luz diretamente com uma resposta rápida para se alcançar altas taxas de modulação [70]. Da mesma forma, a recuperação da informação transmitida é adequada para a reprodução em altas taxas de transmissão através dos dispositivos semicondutores. Portanto, a compreensão de algumas propriedades dos materiais semicondutores e a estrutura das bandas de energia permitidas para os elétrons, quando os átomos desses materiais estão dispostos em uma rede cristalina, facilita a análise dos componentes construídos a partir desses elementos. O cristal é um material sólido, no qual os átomos, moléculas ou íons estão dispostos em uma estrutura microscópica altamente ordenada, formando uma rede cristalina que se estende em todas as direções [69, 70].

2.1.1. Propriedades dos semicondutores e as bandas de energia

Os semicondutores são materiais cuja condutividade está entre a de um material isolante e a de um bom condutor. Adota-se o modelo atômico de Bohr para realizar um estudo qualitativo das propriedades e comportamentos dos materiais do ponto de vista eletrônico [70]. Esse modelo se baseia nos estudos feitos em relação ao espectro do átomo de hidrogênio e na teoria quântica proposta por Plank, segundo a qual a energia não é emitida em forma contínua, mas em níveis discretos, denominados quanta de energia [70].

O modelo de Bohr parte de alguns importantes postulados que descrevem o comportamento dos elétrons [70, 71]:

- Os elétrons descrevem órbitas circulares ao redor do núcleo atômico, o qual é formado de prótons e nêutrons. As órbitas são estabelecidas como sete camadas que se afastam do centro do átomo e são designadas pelas letras de K a Q (em ordem alfabética), sendo que cada uma possui uma quantidade de energia constante. Além disso, não é permitido que o elétron permaneça entre dois desses níveis;
- Quanto mais afastada a órbita estiver do núcleo, maior será a energia total do elétron nessa órbita. Dessa forma, a energia do elétron, que inclui uma parcela de energia potencial e uma energia cinética, aumenta da camada K para a camada Q e deve ser quantizada, ou seja, deve possuir apenas alguns valores bem definidos que são múltiplos de um quantum de energia;
- Os elétrons podem saltar de um nível para outro mais externo, desde que absorvam uma quantidade bem definida de energia. No ponto de vista da óptica linear, o elétron não sairá de seu estado inicial, se o valor de energia cedida a ele não for igual à diferença entre dois níveis. Ao voltar ao nível mais interno, o elétron perde energia, na forma de luz com cor bem definida ou outra irradiação eletromagnética, calor ou mesmo uma vibração mecânica;
- Quanto mais afastado do núcleo o elétron estiver, pode ser deslocado de uma órbita para outra mais facilmente, ou seja, a quantidade de energia necessária para deslocá-lo é inversamente proporcional à sua distância do núcleo.

De acordo com o princípio da exclusão de Pauli, dois elétrons não podem ficar na mesma situação do ponto de vista de energia, ou seja, não podem possuir o mesmo estado quântico. Assim, os níveis de energia se alteram relativamente para níveis superiores e outros para estados inferiores, quando os átomos se aproximam para formar a rede cristalina. As diversas camadas não possuirão mais níveis discretos de energia, pois quando os cristais são formados, tem-se uma grande quantidade de átomos muito próximos um dos outros que se distribuem em uma faixa quase contínua. Com isso, são constituídas três bandas de energia [70]:

- **Banda de valência:** constituída apenas pelos estados preenchidos, de energia mais baixa;
- **Banda de condução:** composta pelos estados permissíveis desocupados;

- **Banda proibida:** que corresponde aos valores de energia entre as bandas de condução e de valência, em que não poderá existir nenhum elétron das camadas dos átomos do material.

Em um semicondutor sem a presença de impurezas dopantes, denominado intrínseco, à temperatura de 0 K (zero absoluto), os átomos estão unidos por ligações covalentes, pela qual há um compartilhamento de uma ou mais pares de elétrons de modo a se completarem as últimas camadas de cada átomo. Nesta condição, todos os níveis de energia da banda de valência estão ocupados com elétrons, e as demais bandas estão vazias. Dessa forma, não existe a possibilidade de condução elétrica, tornando o material isolante a 0 K devido aos elétrons estarem presos por covalência e às ligações estarem totalmente ocupadas [70].

Alguns elétrons podem se livrar dessas ligações pelo efeito de agitação térmica da rede cristalina em condições de temperaturas diferentes do zero absoluto. Dessa forma, esses elétrons ocupam estados de energia superiores e deixam lacunas em alguns estados na banda de valência, o que favorece a condutividade elétrica, a qual aumenta com a temperatura [70].

A energia entre o topo da banda de valência e o início da banda de condução é representado por E_g . A Figura 4 representa a classificação dos materiais, quanto a condutividade, obtida através da diferença de energia da banda proibida [69, 70]. Nos condutores, o valor máximo da banda de valência é praticamente o mesmo que o valor mínimo de energia da banda de condução. Isso favorece a origem da corrente de condução, pois quantidades de energia mínimas são suficientes para movimentar os elétrons pelos estados ocupados e vazios. Nos materiais isolantes, grandes quantidades de energia devem ser absorvidas pelo material para que o elétron passe da banda de valência para a banda de condução e possa movimentar-se com liberdade, porque a banda proibida existente é muito grande com valores de E_g maiores que 5 eV [69, 70]. Enquanto que os materiais

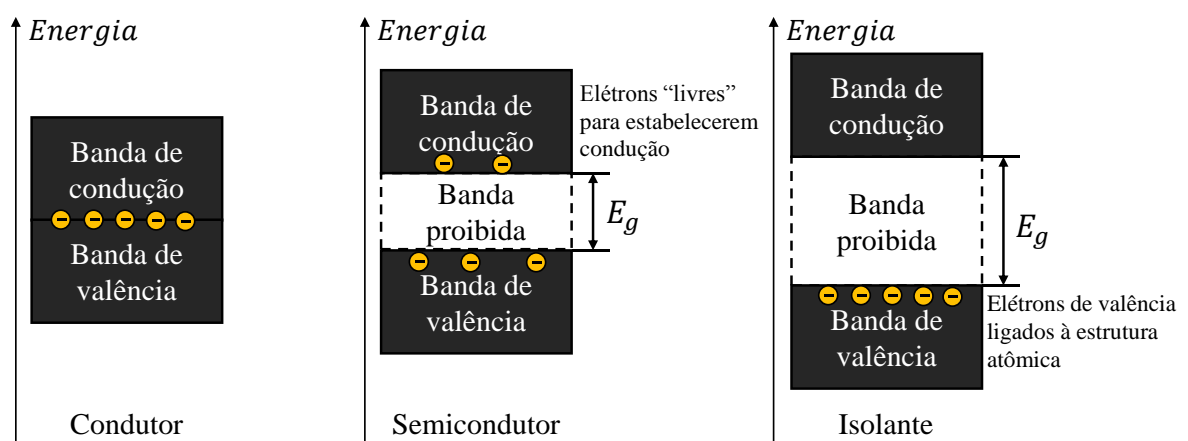


Figura 4 – Comparação entre as bandas proibidas dos materiais condutores, semicondutores e isolantes [70].

semicondutores estão em uma faixa intermediária de banda proibida, normalmente em torno de 1 eV. Por exemplo, no silício é de 1,12 eV, no germânio 0,75 eV, e no antimonieto de gálio e no arsenieto de gálio são de 0,73 eV e 1,43 eV, respectivamente [69, 70].

A descrição das bandas de energia se baseia em uma função que retorna a probabilidade de o elétron ocupar ou não um nível de energia, dada uma temperatura específica. Esta equação é a função de distribuição de Fermi-Dirac, a qual, em condições de equilíbrio térmico, determina a razão dos estados quânticos que estão ocupados em um cristal e é dada por [70]

$$f(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_f}{kT}\right)}. \quad (1)$$

E é a energia do nível considerado, T é a temperatura absoluta em kelvin e k é a constante de Boltzman e vale $1,38 \times 10^{-23} J/K$. O nível de energia de Fermi, E_f , também é chamado de energia característica do cristal e é especificada em joules (J).

2.1.2. Interação entre fótons e elétrons em semicondutores

Sabe-se que a energia de uma irradiação eletromagnética qualquer está associada ao seu comprimento de onda através da expressão [70]

$$E = \frac{hc}{\lambda}, \quad (2)$$

onde h é a constante de Planck, cujo valor aproximado é $4,1357 \times 10^{-15} eV \cdot s$, c é a velocidade da luz no vácuo e λ é o comprimento de onda. Vale lembrar que um elétron-volt (eV) equivale a $1,602 \times 10^{-19} J$ e é utilizado nos estudos em níveis atômicos dos semicondutores e em dispositivos de comunicações ópticas por ser um submúltiplo mais útil para os valores de energia [70].

Os mecanismos que relacionam os fótons e os elétrons em um semicondutor estão ilustrados na Figura 5 [69, 70]. O primeiro deles é um mecanismo de fornecimento de energia através de ondas eletromagnéticas, denominado absorção, e é de grande importância para os fotodetectores [69]. Esse processo habilita a transferência de elétrons da banda de valência para a banda de condução, criando elétrons livres e lacunas. A absorção ocorre quando a energia da onda eletromagnética em uma frequência de irradiação correspondente é igual ou maior à da banda proibida do material [70]. Dessa forma, como a energia do fóton tem relação com seu comprimento de onda e os materiais não são sensíveis a todos os comprimentos de onda, a energia do fóton deve ser maior ou superior do que a energia da banda proibida (E_g), para geração dos pares elétron-lacuna em determinado material [70]. Adaptando a Eq. (2), tem-se o

comprimento de onda de corte, acima do qual não é possível a absorção de fótons pelo material e a geração de elétron livre na banda de condução, dado por [70]

$$\lambda \leq \frac{hc}{E_g}. \quad (3)$$

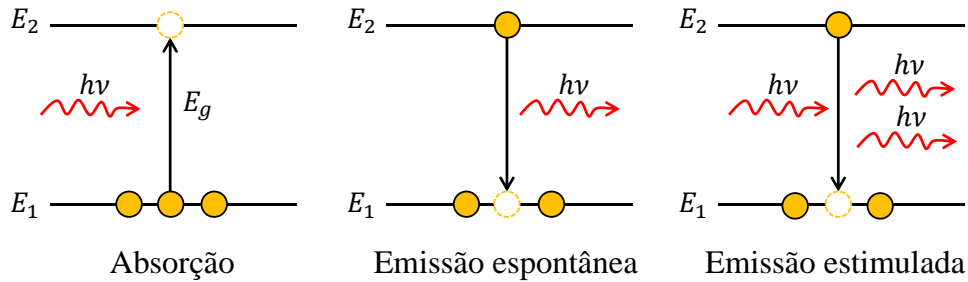


Figura 5 – Processos que ocorrem entre dois estados de energia de um átomo através da interação entre fótons e elétrons [70].

Por outro lado, os elétrons livres existentes na banda de condução, possuem uma probabilidade de recombinação com lacunas da banda de valência, assim, cancelando o par elétron-lacuna correspondente [70]. Esse mecanismo é conhecido como emissão espontânea e tem-se uma situação inversa do que ocorre na absorção, implicando que há uma liberação de energia sob a forma de uma onda eletromagnética devido a transferência do elétron para uma banda de energia mais baixa. A recombinação deve satisfazer a lei da conservação do momento, além do princípio da conservação da energia. Isto significa que lacuna e elétron devem possuir momentos semelhantes para se recombinarem e, através disso, emitirem um fóton, visto que o momento de um fóton é muito menor do que o momento das partículas carregadas [69]. Pela lei de Planck, tem-se que [70]

$$E_p = E_g = \frac{hc}{\lambda}, \quad (4)$$

considerando agora o valor de λ , como o comprimento de onda da luz irradiada para uma dada energia.

Os materiais com maior probabilidade dos elétrons e lacunas terem os módulos de seus momentos aproximadamente iguais são conhecidos como materiais de banda proibida direta ou de recombinação direta. O valor máximo de energia da banda de valência e o valor mínimo da banda de condução ocorrem aproximadamente na mesma coordenada nesses cristais, o que facilita a recombinação dando origem a um quantum de luz [69, 70]. Entretanto, há materiais com banda proibida indireta, como o silício e o germânio, por exemplo, e nesses cristais, a recombinação exige a presença de uma terceira partícula para obedecer a lei da conservação do

momento. Tal partícula é denominada fônon e pode ser produzida a partir de vibrações na rede cristalina, por exemplo [69]. A necessidade de fônons torna o processo de geração de luz menos eficiente nos materiais de banda proibida indireta. Dessa forma, a recombinação direta é desejável e é alcançada em alguns semicondutores compostos, como arsenieto de gálio ($GaAs$), arsenieto de gálio e alumínio ($Ga_xAl_{1-x}As$) e arsenieto-fosfeto de gálio e índio ($In_{1-x}Ga_xAs_yP_{1-y}$), que representam redes cristalinas binárias, ternárias e quaternárias, respectivamente [69, 70].

Além de ocorrer espontaneamente, a recombinação também pode acontecer pelo mecanismo denominado emissão estimulada, no qual o elétron e a lacuna podem se recombinar pela presença de um fóton. Novamente, o processo de emissão tem maior probabilidade de ocorrer de forma mais eficiente nos materiais com banda proibida direta, porém, mais especificamente naqueles que possuem quantidades elevadas de elétrons na banda de condução [69, 70]. A excitação dos elétrons pelos fótons que entram no material não é suficiente para elevar os estados de energia desses elétrons e a tendência é que se transfiram para a banda de valência. Dessa forma, a relação de energia entre as duas bandas é transmitida na forma de irradiação eletromagnética [70].

Idealmente, o novo fóton gerado tem maior probabilidade de ser emitido com mesma fase e comprimento de onda do fóton que o estimulou. A recombinação estimulada, que ocorre nos diodos lasers, tem predomínio associado à produção de uma luz com amplitude e coerência superiores em relação à gerada no processo espontâneo. Vale observar também que a emissão estimulada é um processo de ganho óptico [69, 70]. Uma emissão eficiente de luz ocorre quando um grande número de elétrons livres desce da banda condução do material para a banda de valência. Entretanto, normalmente, o que acontece é que se tem uma quantidade muito maior de elétrons nos níveis de energia da banda de valência. Então, um mecanismo que introduz elétrons na banda de condução de determinado material é exigido para usá-lo como um semicondutor para geração de fótons. Tal processo é chamado de inversão de população [70].

2.1.3.Física dos lasers

A energia da banda proibida de um diodo laser usado para comunicações ópticas que emite luz em torno de $1,55 \mu m$, deve ter cerca de $0,8 eV$. Uma das estruturas de recombinação direta que podem ser utilizadas, é o composto quaternário $In_{1-x}Ga_xAs_yP_{1-y}$, o qual é crescido epitaxialmente formando camadas em substratos de InP. As parcelas x e y não podem ser

escolhidas arbitrariamente, sendo relacionadas como $x/y = 0,45$ para garantir um casamento constante da rede cristalina [68]. A energia da banda proibida do composto quaternário pode ser expressa em termos de y apenas, pela relação empírica [72]

$$E_g(y) = 1,35 - 0,72y + 0,12y^2, \quad (5)$$

onde $0 < y < 1$ e a menor energia de banda proibida ocorre para $y = 1$. Através de escolhas adequadas das parcelas x e y , os lasers $In_{1-x}Ga_xAs_yP_{1-y}$ podem ser projetados para operar na faixa de comprimento de onda entre 1,0 e 1,65 μm [68].

Os lasers são excitados eletricamente empregando uma estrutura de três camadas, na qual a camada de núcleo fica entre camadas de revestimento dos tipos p e n . As camadas externas são fortemente dopadas, de modo que a diferença entre as energias de Fermi da banda de condução (E_{fc}) e da banda de valência (E_{fv}) ultrapasse a energia da banda proibida, polarizando diretamente a junção pn . A Figura 6 ilustra a estrutura de três camadas de um laser típico [68].

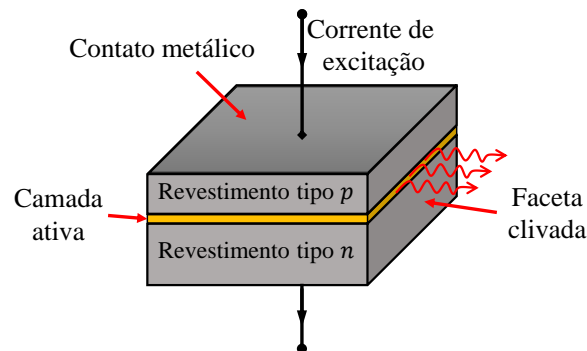


Figura 6 – Representação básica de um laser de semicondutor. A camada ativa fica entre camadas de revestimento dos tipos p e n [68].

A camada de núcleo é feita do semicondutor emissor de luz, denominada de camada ativa. As camadas de revestimento são feitas usando um semicondutor cuja banda proibida é maior que a da camada ativa. As duas camadas externas são transparentes à luz emitida em virtude da sua maior banda proibida, proporcionando uma estrutura de baixa perda [68]. A diferença entre as bandas proibidas dos dois semicondutores auxilia no confinamento dos elétrons e lacunas na camada ativa [68]. Além disso, a camada ativa tem um índice de refração maior do que as camadas de revestimento e atua como um guia de ondas plano cujo número de modos pode ser controlado alterando a espessura da camada ativa [68]. Importante destacar que essa estrutura permite o confinamento tanto dos portadores injetados (elétrons e lacunas) quanto da luz que é gerada internamente na camada ativa através da recombinação elétron-lacuna. A inversão de população dos portadores acontece quando a densidade de portadores injetados na

camada ativa excede um determinado valor fazendo a região ativa apresentar um ganho óptico [68, 70]. Desse modo, um sinal de entrada que se propaga dentro da camada ativa é amplificado por um fator $\exp(gL)$, onde g é o coeficiente de ganho e L é o comprimento da camada ativa.

Outro fator importante para a operação do laser é a realimentação óptica para geração da oscilação na frequência de emissão. A realimentação pode ser fornecida inserindo o meio de ganho dentro de uma cavidade Fabry-Perot (FP) formada pelo uso de dois espelhos. Os lasers de semicondutores não necessitam de espelhos externos visto que as duas facetas clivadas atuam como espelhos devido a uma diferença de índice de refração relativamente grande na interface ar-semicondutor. A refletividade da faceta normal a esta interface é dada por [68]

$$R_m = \left(\frac{n-1}{n+1}\right)^2 \quad (6)$$

onde n é o índice de refração do meio de ganho.

A operação dos diodos lasers é descrita por um conjunto de equações diferenciais que regem a interação de elétrons e fótons no interior da região ativa. Elas podem ser escritas de modo heurístico, levando em consideração diversos fenômenos físicos que modificam a variação temporal do número de fótons (P) e de elétrons (N), no interior da camada ativa. Considerando um laser monomodo, tais equações são descritas por [68]

$$\frac{dP}{dt} = GP + R_{sp} - \frac{P}{\tau_p}, \quad (7)$$

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q} - \frac{N}{\tau_c} - GP, \quad (8)$$

onde G representa a taxa líquida de emissão estimulada definida por [68]

$$G = \Gamma v_g g_m = G_N(N - N_0). \quad (9)$$

R_{sp} é a taxa de emissão espontânea no modo do laser, τ_p é denominado tempo de vida de fótons, o qual está relacionado às perdas na cavidade (α_{cav}), e τ_c é o tempo de vida de portadores, que representa o tempo de recombinação total de portadores carregados, na ausência de recombinação estimulada. Na Eq. 9, Γ é o fator de confinamento, v_g é a velocidade de grupo e g_m é o ganho material na frequência do modo [68].

As Eq. 7 e 8 podem ser usadas no entendimento e definições de algumas características dos diodos lasers, como a corrente de limiar, sendo a corrente que acima dela ocorre o efeito laser, ou seja, se inicia o processo de emissão estimulada [68]. No caso de operação do laser em onda contínua (CW – *continuous-wave*) a uma corrente constante, corrente de limiar pode ser descrita por [68]

$$I_{th} = \frac{qN_{th}}{\tau_c} = \frac{q}{\tau_c} \left(N_0 + \frac{1}{G_N \tau_p} \right). \quad (10)$$

Considerado uma corrente inserida $I > I_{th}$, o número de fótons aumentam de forma linear segundo a lei [68]

$$P = \left(\frac{\tau_p}{q} \right) (I - I_{th}). \quad (11)$$

Outro parâmetro que pode ser determinado é a potência emitida, que está relacionada à quantidade de fótons emitida por unidade de tempo e para lasers DFB é descrita como [68]

$$P_e = \frac{h\nu}{2q} \frac{\eta_{int} \alpha_{mir}}{\alpha_{mir} + \alpha_{int}} (I - I_{th}), \quad (12)$$

onde $h\nu$ é a energia do fóton, em que $\nu = c/\lambda$, α_{mir} e α_{int} são a perda devido a fuga de fótons pelas facetas e a perda interna na cavidade do dispositivo, respectivamente. η_{int} é a eficiência quântica interna e indica a fração de elétrons injetados convertida em fótons pela emissão estimulada. Observa-se pela Eq. 12, uma dependência da potência emitida em função da corrente injetada no laser, e a partir disso é possível traçar uma curva $P_e \times I$ para analisar algumas das propriedades de emissão de um diodo laser [68].

Vale ressaltar ainda, que a temperatura de operação impacta diretamente na corrente de limiar de um laser, provocando um aumento exponencial em I_{th} com a elevação da temperatura [68, 70]. Esse acréscimo pode ser aproximado por

$$I_{th}(T) = I_0 e^{(T/T_0)}, \quad (13)$$

em que I_0 é uma constante, T_0 é uma temperatura característica do diodo laser, usada para expressar a sensibilidade da corrente de limiar em relação à temperatura, e T é o valor em que se deseja especificar a corrente de limiar, em graus kelvins (K). Isso ocorre, pois, o aumento da temperatura altera a distribuição dos elétrons na banda de condução diminuindo o ganho óptico, para uma densidade de portadores injetados específica. Este efeito é ilustrado na Figura 7, que apresenta um esboço de curvas da potência emitida em função da corrente injetada para diferentes temperaturas [68, 70]. Esse comportamento mostra que uma atenção especial deve ser dada na implementação dos sistemas de alimentação desses dispositivos para não comprometer o desempenho do enlace. Por exemplo, caso não haja uma correção na corrente de polarização e ela permaneça constante, quando houver uma elevação na temperatura ocorrerá uma queda na potência de luz emitida ou até mesmo o efeito de emissão poderá ser interrompido [70].

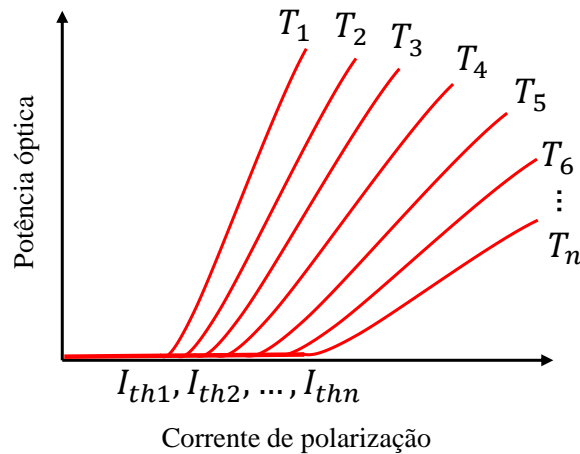


Figura 7 – Curvas de potência óptica em função da corrente para um aumento de temperatura de T_1 até T_n [70].

2.1.4. Laser de realimentação distribuída

Os lasers semicondutores oscilam em vários modos longitudinais simultaneamente devido a uma diferença de ganho relativamente pequena entre dois modos vizinhos da cavidade. A largura espectral ocasionada por essa oscilação entre modos é proibitiva em algumas aplicações dentro das comunicações ópticas [68]. Portanto, algumas técnicas podem ser aplicadas para o projeto de lasers semicondutores que emitem luz predominantemente em um único modo longitudinal. O espaçamento entre os modos longitudinais é constante e pode ser dado em função da frequência das portadoras ópticas por [68]

$$\Delta\nu_L = \frac{c}{2n_g L}, \quad (14)$$

onde n_g é o índice de refração de grupo, associado à velocidade de grupo no meio, e L é o comprimento da camada ativa.

Como mencionado anteriormente, na região ativa ocorrem condições que levam ao crescimento da emissão, o que pode ser visto como um ganho óptico e o espectro desse ganho é amplo o suficiente para que muitos modos longitudinais da cavidade FP sejam amplificados. Desse modo, um laser semicondutor deve ser projetado de forma que as perdas sejam diferentes para os modos longitudinais distintos, ao contrário do que ocorre nos lasers FP cujas perdas são independentes do modo [68]. Com isso, o modo longitudinal com a menor perda de cavidade alcança o limiar de laser primeiro e se torna o modo dominante e os modos vizinhos são descartados devido às perdas maiores. O desempenho de um laser monomodo pode ser caracterizado pela razão de supressão de modo lateral (SMSR – *side-mode suppression ratio*),

definida como $SMSR = P_{mm}/P_{sm}$, onde P_{mm} é a potência do modo principal e P_{sm} é a potência do modo lateral mais dominante [68].

A seletividade do modo de operação pode ser introduzida no caminho de realimentação positiva dos fótons na cavidade, que é o caso dos lasers de realimentação distribuída (DFB – *distributed feedback*). A realimentação nos lasers DFB é distribuída por todo o comprimento da cavidade através de uma grade de difração embutida, como pode-se observar na Figura 8, e essa grade provoca uma variação periódica do índice modal [68, 70]. A realimentação ocorre por meio da difração de Bragg, que é um fenômeno que acopla as ondas que se propagam em direções opostas. A seletividade de modo do mecanismo DFB resulta da condição de Bragg, permitindo o acoplamento apenas para comprimentos de onda λ_B que satisfazem [68, 69]

$$\Lambda = m \left(\frac{\lambda_B}{2\bar{n}} \right), \quad (15)$$

onde Λ é o período da grade de difração, \bar{n} é o índice modal médio e o inteiro m representa a ordem da difração de Bragg. As grades de Bragg podem ser fabricadas usando uma técnica holográfica, que é uma técnica de desgaste químico diferencial, associada à gravação do padrão desejado sobre um material sensível a luz [69].

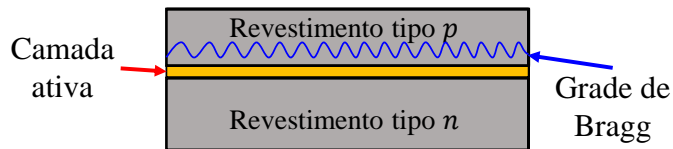


Figura 8 – Estruturas de lasers DFB. A área amarela mostra a região ativa, e a linha azul ondulada indica a presença de uma grade de difração de Bragg.

Os lasers semicondutores DFB requerem uma tecnologia de fabricação avançada com crescimentos epitaxiais múltiplos [73]. Diferente dos lasers FP, nos lasers DFB uma grade é gravada em uma das camadas de revestimento ao redor da camada ativa. Uma camada fina de guia de onda do tipo n , com um índice de refração intermediário ao da camada ativa e do substrato, atua como uma grade. A variação periódica da espessura da camada do guia de onda é reproduzida em uma variação periódica do índice modal \bar{n} ao longo do comprimento da cavidade e leva a um acoplamento entre as ondas que se propagam em direções opostas através da difração de Bragg [68, 69].

2.2. Processos de modulação do feixe óptico

O sinal lançado em um enlace de RoF é gerado através da modulação da onda da portadora óptica com o sinal de RF [74]. O passo inicial no projeto de um sistema de comunicação óptica

é definir a abordagem para conversão dos dados elétricos em um sinal óptico com a mesma informação. Os dados podem ser analógicos ou convertidos em um fluxo digital de bits, com formatos retorna a zero (RZ – return to zero) ou não retorna a zero (NRZ – non-return to zero), compondo uma sequência de bits 0s e 1s [68]. Há dois métodos para modular a portadora óptica. O primeiro método é a modulação direta da fonte de luz e o segundo ocorre por meio de moduladores externos, como moduladores de eletro-absorção (EAM – *electroabsorption modulator*) ou moduladores de niobato de lítio (LiNbO_3) em configuração Mach-Zehnder (MZM – Mach-Zehnder *modulators*) [75, 76].

2.2.1. Modulação direta

Lasers de modulação direta (DMLs – *directly modulated lasers*) são componentes-chave em sistemas de comunicação óptica, enlaces ópticos baseados em WDM e redes de acesso óptica, devido ao seu consumo de energia relativamente baixo, alta potência de saída e dimensões mais compactas em comparação com os transmissores de modulação externa [77]. Os DMLs são polarizados próximos ao seu limiar, para o caso de um sinal digital modular o feixe óptico, e excitado pelo fluxo de bits do sinal elétrico, provocando um aumento da corrente aplicada acima do limiar do laser criando pulsos ópticos representando os elétricos [68, 70]. É importante determinar quão próximo o pulso óptico se assemelha ao formato do pulso elétrico, resolvendo as equações diferenciais, Eq. 7 e 8, numericamente, considerando, para isso, uma corrente variante no tempo da forma [68]

$$I(t) = I_b + I_m f_p(t), \quad (16)$$

onde I_b é a corrente de polarização, I_m é a corrente de pico do sinal elétrico e $f_p(t)$ representa a forma dos pulsos de corrente. Caso um sinal analógico seja empregado para modular a portadora óptica, a corrente de polarização deve ser superior ao limiar, visando evitar distorções exageradas nas variações da luz emitida [70]. A Figura 9 ilustra a modulação direta considerando um sinal elétrico analógico excitando o feixe óptico.

Um efeito indesejável que ocorre mais intensamente no processo de modulação direta é o fenômeno conhecido como gorjeio do laser (no inglês, chamado de *frequency chirp*). Este efeito ocorre devido à oscilação em torno da corrente de polarização que causa mudanças no comprimento de onda da luz emitida, ou seja, a variação na corrente provoca uma modulação parasita em frequência [68]. Desse modo, há um alargamento do espectro emitido, sendo um

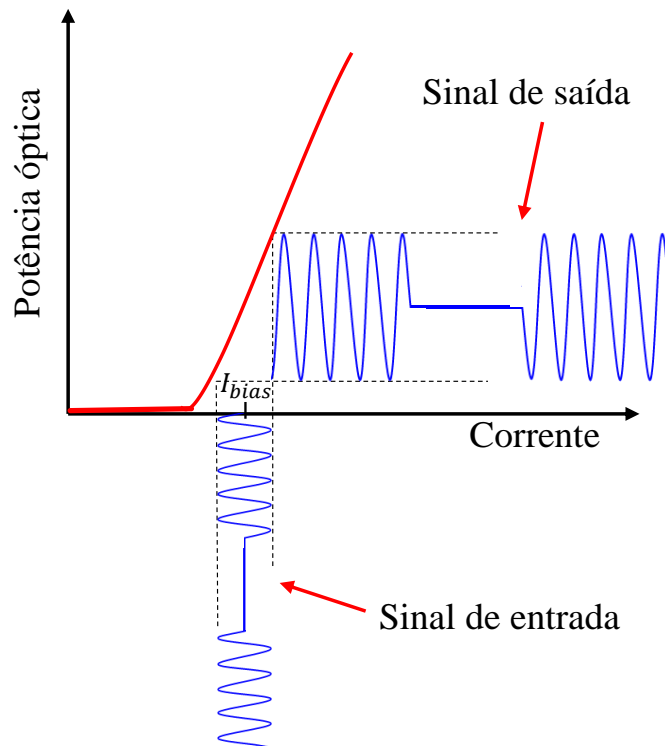


Figura 9 – Ilustração do princípio da modulação direta, com um sinal elétrico analógico de entrada que causa variações na amplitude do feixe óptico emitido [70].

fator limitante para alcançar as taxas máximas de modulação. O gorjeio do laser é obtido por [68]

$$\delta\nu(t) = \frac{\beta_c}{4\pi} \left[G_N(N - N_0) - \frac{1}{\tau_p} \right], \quad (17)$$

sendo β_c o parâmetro de acoplamento amplitude-fase, denominado fator de melhora de largura de linha, pois determina a melhora da largura espectral associada com um único modo longitudinal. A parcela $G_N(N - N_0)$ dentro dos colchetes representa a taxa líquida de emissão estimulada definida na Eq. 9 mostrando que G varia linearmente com N [68].

De modo geral, a modulação direta possui menor complexidade de implementação do que a modulação externa e, na literatura, encontram-se DMLs que atingem taxas de transmissão de 40 Gbit/s [78]. As distâncias de transmissão alcançadas pelos transmissores ópticos baseadas nesse tipo de modulação são limitadas a dezenas de quilômetros [74]. Pois, a própria transmissão ao longo de um enlace óptico ocasiona um alargamento temporal do sinal transmitido devido à diferente velocidade de grupo correspondente à diferentes comprimentos de onda que formam a largura de banda do sinal transmitido e com o efeito de gorjeio, maiores distâncias intensificam esse problema.

2.2.2. Modulação externa

Os lasers modulados externamente (EMLs – *externally modulated lasers*) e os moduladores ópticos são utilizados em sistemas de comunicação de dados e redes de áreas metropolitanas a fim de transmitir sinais em taxas de dados mais altas e distâncias mais longas [68].

Em altas taxas de transmissão, o gorjeio do laser que ocorre no processo de modulação direta pode se tornar tão grande que o emprego desse tipo de modulação se torna inviável. Portanto, nesse caso, o laser é polarizado com uma corrente constante de modo a gerar uma portadora óptica CW e sua saída é conectada a um modulador óptico, o qual recebe a informação elétrica que será convertida ao domínio óptico [68]. As técnicas de modulação externa aplicadas comumente são baseadas na variação da absorção do material ou no índice de refração sob um sinal elétrico externo [74-76].

Os moduladores de eletro-absorção (EAM – *electroabsorption modulator*) podem ser fabricado com InP, que é um dos materiais usualmente utilizados na construção de lasers, e dessa forma, os dois dispositivos podem ser integrados em um mesmo substrato de InP. O EAM baseia-se no efeito Franz-Keldysh, o qual está relacionado a diminuição da banda proibida de um semicondutor quando se aplica um campo elétrico sobre ele [68]. Então, uma camada do semicondutor começa a absorver luz quando há uma redução de sua banda proibida através da aplicação de uma tensão externa.

Outra classe importante de moduladores ópticos é baseada no efeito eletro-óptico dentro de um guia de ondas de niobato de lítio ($LiNbO_3$), de modo que o índice de modulação muda em resposta a uma tensão aplicada através dele [68]. Um exemplo desse dispositivo é o modulador eletro-óptico de intensidade com um único interferômetro Mach-Zehnder (SD-MZM – *single-drive Mach-Zehnder modulator*). A intensidade do sinal modulado em um dos braços do MZM varia em função da tensão de polarização (V_{bias}) aplicada aos eletrodos. Esse ajuste de polarização corresponde à fase que será imposta ao campo em um dos braços, enquanto que no outro não haverá defasagem. Na ausência de uma tensão externa, os campos ópticos nos dois braços do interferômetro Mach-Zehnder sofrem deslocamentos de fase idênticos e interferem construtivamente. Ao ajustar uma tensão igual à tensão de meia onda (V_{π}) do modulador, obtém-se a menor intensidade de transmissão da portadora óptica devido a um desvio de fase de 180° no campo modulado, causando uma combinação destrutiva [68].

3. Aspectos gerais dos campos de pesquisa

Este Capítulo está estruturado em três seções. A seção 3.1 relata sobre os sistemas ópticos combinados aos sistemas de rádio e destaca os tipos de topologia de rede. A Seção 2.2 trata das características da óptica integrada e destaca a plataforma de integração baseada em InP. A seção 2.3 discute os modos de operação das redes 5G, incluindo a métrica de avaliação do desempenho dos sinais no padrão 5G NR nas implementações utilizadas nesta tese.

3.1. Distribuição de sinais de RF através de tecnologia fotônica

O estudo da interação de sinais de micro-ondas e ópticos, projetando dispositivos para geração, transmissão e processamento de sinais de RF no domínio óptico, deu origem a área de estudo da fotônica de micro-ondas (MWP – microwave photonics) [79-81]. A combinação dos sistemas ópticos e de rádio tem sido proposta para ocorrer nas arquiteturas das futuras redes de comunicação móvel. Dessa forma, essas estruturas visam alcançar a capacidade de realizar parte do processamento das informações diretamente no domínio óptico, incluindo defasagem, filtragem e amplificação com grande largura de banda, confiabilidade e baixa perda [80, 81]. As tecnologias fotônicas superaram as complexidades e limitações no desenvolvimento de dispositivos de RF baseados em eletrônica, por meio das vantagens e benefícios da optoeletrônica, tanto na faixa de micro-ondas, quanto em ondas milimétricas. As funcionalidades e soluções em que se aplicam essa tecnologia incluem as redes de acesso sem fio em bandas largas, comunicações por satélite, instrumentação, sistemas de guerra eletrônica e radares [80-82].

À medida que a frequência da portadora aumenta, as tarefas de geração, processamento, controle e distribuição de sinais, tornam-se cada vez mais desafiadoras no domínio elétrico, por causa das elevadas perdas de propagação e limitações dos componentes eletrônicos, portanto, essas tarefas são as principais funções da MWP. Os dispositivos baseados em eletrônica apresentam largura de banda estreita e resposta em frequência que se limita a poucos GHz. Além disso, possuem limitações relacionadas à estabilidade e ao ruído de fase, que podem ser prejudicados devido à sensibilidade desses dispositivos à EMI [80]. Assim, com a evolução da tecnologia fotônica surgiram várias abordagens referentes à geração e ao processamento de sinais de RF baseados em optoeletrônica, tais como conversores analógico-digital (ADC – analog-to-digital conversion) [83], filtros [84], conversores de subida/descida de frequência

[85], amplificadores [86], front-end [87], radares [88] e defasadores de RF sintonizáveis e de banda larga [89,90].

A tarefa de distribuição de sinais de RF baseado em tecnologia fotônica é realizada por meio dos sistemas de RoF, os quais utilizam as vantagens oferecidas pelas fibras ópticas. Originalmente, aplicava-se a técnica de multiplexação de subportadora (SCM – *subcarrier multiplexing*) para transmissão em sistemas de televisão por meio de fibra óptica em um único comprimento de onda [91]. Nos dias atuais, a SCM ainda é usada, porém diversos sistemas de RoF tem utilizado técnicas de WDM para aumentar a capacidade do sistema e torná-lo bidirecional [64]. A solução de rádio sobre fibra tem sido amplamente empregada na arquitetura C-RAN permitindo simplificar o projeto da unidade remota de antena (RAU – *remote antenna unit*), visto que os equipamentos complexos que podem levar a unidades fisicamente grandes com requisitos de energia significativos estão centralizados em local acessível nas unidades de rádio remotas [15].

3.1.1. Sistemas de rádio sobre fibra

Dentro da tecnologia de RoF há três esquemas possíveis para a implementação da rede de transporte óptica, classificadas como: rádio sobre fibra analógico (A-RoF – *analog radio-over-fiber*), rádio sobre fibra digital (D-RoF – *digital radio-over-fiber*) ou esquema híbrido [15, 64, 66, 92]. O esquema A-RoF, ilustrado na Figura 10, concentra as funções mais complexas de rádio na central de operações, como aplicar a ADC dos dados e realizar a conversão para a frequência de canal. Após esses processos, o sinal passa por uma conversão eletroóptica (E/O) e é transmitido no enlace de fibra óptica até a RRU, onde um fotodetector realiza o processo inverso, convertendo o sinal de volta para o domínio elétrico. Por fim, o sinal é amplificado eletricamente antes de ser irradiado por antenas em um meio de transmissão sem fio [92].

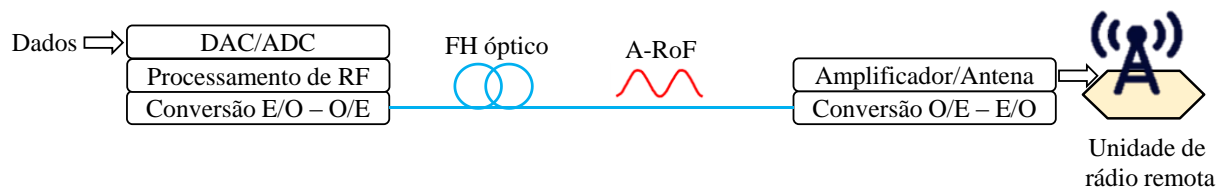


Figura 10 – Esquema de rádio sobre fibra para transporte de sinais analógicos.

Por outro lado, o esquema do D-RoF, representado na Figura 11, ganhou notoriedade para os sistemas celulares atuais através da adoção do padrão Common Public Radio Interface (CPRI). Além disso, propostas de versões melhoradas do CPRI tem sido desenvolvidas visando

as redes 5G e 6G. O diagrama do D-RoF é composto por conversores digital-analógico (DAC – *digital-to-analog conversion*)/ADC e estágios de conversão de RF na RRU [93-95]. Isso ocorre, pois no D-RoF os dados são lançados no FH óptico após o processamento de uma interface de rádio e convertidos para o domínio óptico em um quadro CPRI. Desta forma, ao alcançar a RRU, realiza-se a conversão óptico-elétrica (O/E) do sinal óptico, o interfaceamento CPRI seguido da DAC, além das funções de translação para a frequência de RF e amplificação antes da transmissão no meio sem fio [96].

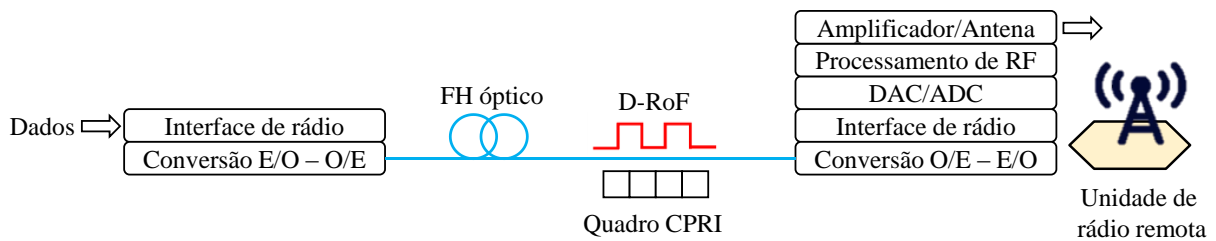


Figura 11 – Esquema de rádio sobre fibra para transporte de sinais digitais.

No esquema híbrido, o objetivo é explorar as vantagens da combinação dos esquemas D-RoF e A-RoF e atender demandas distintas para o FH das redes 5G e 6G [95]. As topologias A-RoF são atrativas devido à tendência em apresentar taxas de dados na ordem de Gbit/s no meio sem fio, tornar densas as redes com o aumento da quantidade de estações remotas e fornecer acesso em mmWaves. Em compensação, o D-RoF apresenta a vantagem do transmissor e do receptor óptico estarem integrados em um único módulo transceptor *small form-factor pluggable* (SFP), o qual é encontrado no mercado de tecnologia através das fabricantes e favorecem implementações em PONs. Adicionalmente, os esquemas D-RoF, compensam os efeitos de dispersão cromática no meio óptico [67,97].

3.1.2. Sistemas ópticos multiplexados por divisão de comprimento de onda

A multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM – *wavelength division multiplexing*) é o esquema no qual múltiplas portadoras ópticas, as quais podem ou não serem moduladas por sinais elétricos, são transmitidas em uma mesma fibra óptica [88]. Esta técnica é equivalente à multiplexação por divisão de frequência (FDM – *frequency division multiplexing*) aplicada no domínio elétrico. No lado da recepção, o sinal óptico é demultiplexado em canais separados através de dispositivos ópticos apropriados. A utilização de WDM em sistemas de RoF tem o objetivo de aumentar a capacidade e a largura de banda das redes ópticas, explorando os benefícios proporcionados pelas fibras ópticas [68, 69, 98].

Por exemplo, a transmissão de centenas de canais com taxa de transmissão de 40 Gbit/s pode ocorrer em uma mesma fibra óptica com espaçamento entre canais reduzido para próximo de 100 GHz [68]. A Figura 12 demonstra um diagrama de uma arquitetura de rede óptica baseada em WDM.

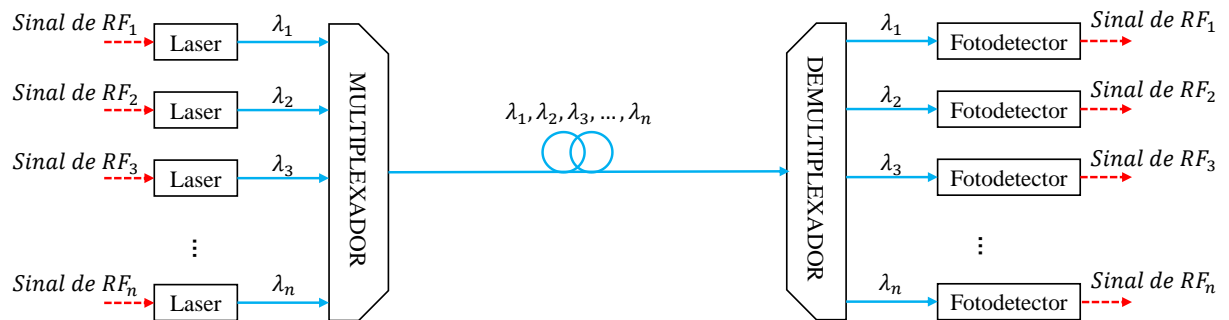


Figura 12 – Topologia de uma rede óptica baseada em WDM.

Os sistemas de RoF baseados em WDM viabilizam a atribuição de um comprimento de onda específico para cada estação remota, simplificando o gerenciamento da rede e possibilitando a implementação de novas estações sem causar grandes alterações na arquitetura da rede. A vantagem do emprego do WDM para esse tipo de implementação é fornecer ligações entre uma central de operações e uma grande quantidade de estações rádio base (ERBs) [68]. A implementação da tecnologia WDM exige a inclusão de novos componentes nos sistemas de comunicação por fibra óptica, incluindo multiplexadores, demultiplexadores, acopladores, filtros ópticos sintonizáveis, transmissores ópticos, etc. Em contrapartida, a tecnologia WDM provoca alguns custos adicionais na implantação dos sistemas, devido à inclusão desses novos componentes, sendo a parte de geração das portadoras ópticas, um dos principais fatores para esse aumento [68]. Na Figura 12, pode-se observar um exemplo simples de geração das portadoras ópticas, no qual são utilizados vários diodos laseres em encapsulamentos individuais, um para cada comprimento de onda, elevando o custo do sistema conforme a necessidade de mais comprimentos de onda. Em vista disso, vários estudos têm sido realizados para elaborar soluções alternativas visando a geração de múltiplas portadoras ópticas, como por exemplo a utilização de transmissores fotônicos baseados em arranjos de laseres [98].

3.1.3. Sistemas ópticos multiplexados por subportadora

A ideia básica da técnica de multiplexação de subportadora (SCM – *subcarrier multiplexing*) advém da tecnologia de rádio em micro-ondas, a qual emprega múltiplas portadoras de RF para transmissão de múltiplos canais, por exemplo, em redes de televisão com

antena comunitária (CATV – *common-antenna television*) por meio de cabo coaxial ou pelo espaço livre [68, 69, 91]. Porém, quando se utilizam os cabos coaxiais como meio de transmissão, a largura de banda total é limitada abaixo de 1 GHz [68]. A técnica de SCM tem o objetivo de multiplexar as subportadoras de RF e, assim, transmití-las no domínio óptico em uma única portadora óptica, a qual oferece larguras de banda acima de 10 GHz. A SCM se difere da WDM pela divisão de frequências. A WDM é realizada no domínio óptico, utilizando várias portadoras ópticas, enquanto que no SCM a divisão ocorre ainda no domínio elétrico, para depois os sinais de RF serem enviados por uma única portadora óptica [68]. Entretanto, a combinação de SCM à técnica de WDM viabiliza larguras de banda maiores que 1 THz [99].

A Figura 13 apresenta um diagrama de um sistema de comunicação óptica em SCM considerando o projeto para uma única portadora óptica. Os vários sinais elétricos contidos nas portadoras de RF com frequências distintas, denominadas subportadoras, são somados obtendo um sinal formado por vários canais de RF através de FDM. Então, este sinal é modulado em uma portadora óptica e enviado por uma fibra óptica. Na recepção, um fotodetector converte o sinal emitido de volta para o domínio elétrico e, por fim, filtros de RF são utilizados como uma das formas para obter a informação de cada canal separadamente [99]. Essa forma de recepção também pode ser considerada em uma arquitetura baseada em WDM, caso o fotodetector utilizado tenha uma faixa de detecção que abranja todos os comprimentos de onda transmitidos, entregando todos os sinais de RF em uma mesma saída. Outra forma de separação dos sinais de RF seria em uma condição de transmissão sem fio. Neste caso, após a fotodetecção, as próprias antenas de recepção do enlace, podem funcionar como filtros para cada canal.

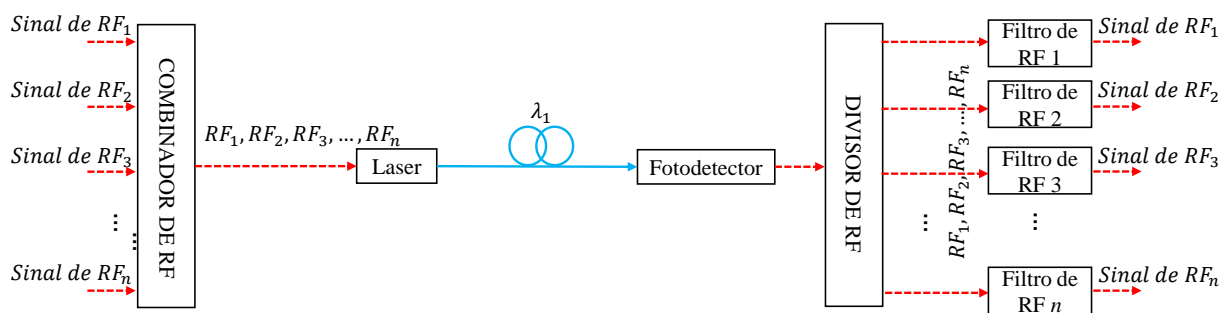


Figura 13 – Topologia de uma rede óptica baseada em SCM.

Dessa forma, observa-se que uma grande vantagem da técnica de SCM é a capacidade da transmissão de vários sinais através de um único comprimento de onda, de maneira transparente [68]. Ou seja, em uma mesma portadora óptica, pode-se multiplexar sinais digitais e analógicos, e ainda sem se preocupar em manter os mesmos esquemas de modulação para

esses sinais. Essa técnica também tem a vantagem de obter menores custos, visto que a parte de multiplexação e demultiplexação é toda desempenhada no domínio elétrico [68].

3.2. Óptica integrada

A fotônica de micro-ondas integrada (IMWP – *integrated microwave photonics*) proporciona aplicações nas áreas de radares, redes de acesso sem fio banda larga, processamento óptico, assim como em áreas emergentes, incluindo-se convergência FiWi, sistemas em terahertz para imagens médicas, redes de área pessoal (*wireless-body*), entre outras [100-104]. Embora, todo esse potencial possa ser oferecido pela MWP, grande parte de suas aplicações são atualmente limitadas devido ao alto custo, complexidade, além dos requisitos de tamanho, peso e consumo de energia (SWaP – *size, weight and power*), os quais possuem como valores típicos, 0,04 – 0,2 m², 1,5 – 10 kg e 15 – 20 W, respectivamente [105]. Tais valores são inviáveis para produção em larga escala. Dessa forma, novas abordagens em integração fotônica tem surgido, visando reduzir os custos de pesquisa, desenvolvimento e prototipagem, bem como o tempo de processamento dos PICs em mais de uma ordem de magnitude [61, 105-107].

3.2.1. Tecnologias de integração

Na literatura, o termo “tecnologia de integração genérica” tem sido usado para definir o conjunto de processos de integração fotônica altamente padronizados que permitem a realização de uma ampla gama de circuitos fotônicos integrados de aplicações específicas (ASPIC – *application-specific photonic integrated circuit*) a partir de um pequeno conjunto de blocos básicos de construção (BBB – *basic building blocks*) [61]. Assim, torna-se possível atender a muitas aplicações distintas, reduzindo-se o custo de desenvolvimento dos PICs e alcançando desempenho e confiabilidade [108]. Outra vantagem da tecnologia de integração genérica é que vários projetos diferentes podem ser combinados em uma mesma lâmina (*wafer*), denominado lâmina de multi-projetos (MPW – *multi-project wafer*), ilustrada na Figura 14, também reduzindo os custos de fabricação, visto que serão divididos entre diferentes usuários [61,108].

Existem várias tecnologias e plataformas de integração disponíveis para IMWP, incluindo as baseadas em procedimentos monolíticos, heterogêneos e híbridos [105]. As abordagens monolíticas requerem um sistema de material único ou uma implementação de PIC único. A integração por meio de procedimentos heterogêneos pode ser realizada combinando duas ou mais tecnologias de materiais em um único PIC. Enquanto que a integração híbrida é um processo que conecta dois ou mais PICs geralmente de diferentes tecnologias de materiais

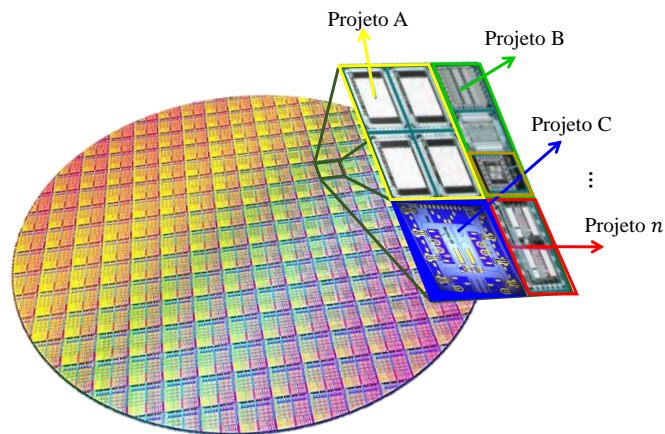


Figura 14 – Ilustração de vários projetos de circuitos fotônicos integrados combinados em uma mesma lâmina (MPW).

em um único encapsulamento [109, 110]. Os componentes típicos utilizados na óptica integrada incluem lasers, moduladores, fotodetectores, amplificadores e filtros ópticos, além de componentes passivos, como acopladores, divisores e linhas de atraso. Vale mencionar, que as características de cada componente integrado variam de acordo com a plataforma na qual se realizou o processo de integração. Dentre as várias plataformas de integração existentes, as quatro mais comuns são as baseadas em fosfeto de índio (InP – *indium phosphide*), fotônica de silício (SiPh – *silicon photonics*), circuitos baseados em nitreto de silício (Si_3N_4 – *silicon nitride*) e niobato de lítio (LiNbO_3 – *lithium niobate*) [105, 109]. A Figura 15 ilustra a estrutura dos guias de onda para as diferentes plataformas mencionadas.

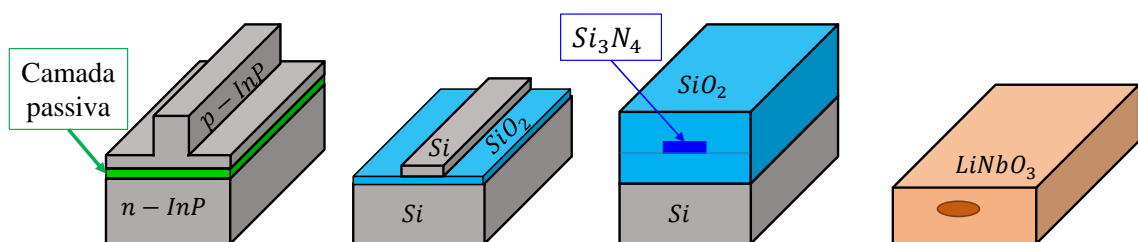


Figura 15 – Representação das plataformas de integração de InP, SiPh, Si_3N_4 e LiNbO_3 , através da ilustração das estruturas de formação dos guias de onda para cada tecnologia [105].

As plataformas de InP tornam possíveis a integração de lasers, moduladores, fotodiodos e amplificadores ópticos de grande largura de banda, oferecendo uma ligação com a integração eletrônica. Além disso, possui alto nível de integração monolítica e boa confiabilidade [111, 112]. A SiPh aproveita a tecnologia com o processo metal-óxido-semicondutor complementar (CMOS – *complementary metal-oxide-semiconductor*) existente e, portanto, tende a ter melhor custo/benefício e, além disso, possui uma área de ocupação do

substrato mais compacta [113, 114]. A plataforma de Si_3N_4 possui perdas de propagação muito baixas, na ordem de 0,01 dB/cm, e viabiliza aplicações de filtragem e formação de feixes. Possui também uma baixa perda de acoplamento à fibra e o custo é potencialmente baixo [115, 116]. A tecnologia de LiNbO_3 possui um efeito O/E intenso e uma perda relativamente baixa, tornando-a adequada para moduladores de ampla largura de banda, além de possuir uma base de tecnologia bem estabelecida [117, 118].

As plataformas IMWP podem ser comparadas de acordo com algumas métricas relacionadas ao tipo do material dos guias de ondas. As métricas mais importantes que podem-se destacar são o raio de curvatura típico, a atenuação e o contraste do índice de refração. Este último está diretamente relacionado ao confinamento óptico dos modos guiados e, também, ao tamanho e o desempenho do dispositivo. Quanto maior o contraste do índice, maior será o confinamento do feixe óptico [105]. O confinamento mais alto leva a dimensões laterais de guia de onda menores, entretanto nem sempre se obtém dispositivos menores, pois o tamanho do dispositivo também inclui a dimensão longitudinal. O contraste do índice (Δ) pode ser expresso por [105]

$$\Delta = \frac{n_{\text{núcleo}}^2 - n_{\text{casca}}^2}{2 \times n_{\text{núcleo}}^2}, \quad (18)$$

onde $n_{\text{núcleo}}$ e n_{casca} correspondem aos índices de refração do núcleo e da casca do guia, respectivamente. A Tabela 1 destaca as métricas de faixa do contraste do índice, raio de curvatura típico e atenuação para as diferentes plataformas apresentadas [105].

TABELA 1 - PRINCIPAIS MÉTRICAS PARA AS PLATAFORMAS IMWP MAIS COMUNS.

Plataforma	InP	SiPh	Si3N4	LiNbO ₃
Contraste do índice (%)	5 – 10	40 – 45	0,5 – 20	0,5 – 1
Raio de curvatura (mm)	0,10	0,02	0,05	0,20
Atenuação (dB/cm)	2,50	< 2,00	0,01	0,20

3.2.2. Plataforma de integração baseada em fosfeto de índio (InP)

O InP tem sido visto como a tecnologia de material mais evoluído para IMWP, dado que é um semicondutor III-V de *bandgap* direto (quando o topo da banda de valência e a parte inferior da banda de condução ocorrem no mesmo valor do momento do elétron) [105, 119]. O

InP e os materiais relacionados podem ser crescidos de forma epitaxial através de técnicas que permitem a deposição de películas finas com espessura e composição precisas [120]. Dessa forma, compostos ternários, como arsenieto de índio e gálio (InGaAs – *indium gallium arsenide*), e compostos quaternários, como fosfeto de arsenieto de índio e gálio (InGaAsP – *indium gallium arsenide phosphide*), podem ser depositados em um substrato de InP com pouca ou nenhuma deformação. A deposição desses compostos, que possuem banda proibida direta diferentes do InP, tornam possíveis estruturas de poços multiquânticos (MQW – *multi-quantum well*), os quais são apropriados para produção de diodos laser [121].

Na plataforma InP, são fabricados lasers que emitem na faixa de comprimento de onda de 1200 a 1600 nm, incluindo as bandas comuns usadas para telecomunicações e fotônica de micro-ondas de 1310 e 1550 nm [105, 122, 123]. Adicionalmente, conforme mencionado anteriormente, as plataformas de InP permitem a integração de amplificadores, moduladores e fotodetectores. Com isso, circuitos completos podem ser fabricados e testados em uma única MPW, tendo essa como uma das vantagens adicionais sobre outras plataformas [123]. Atualmente, a tecnologia de integração baseada em InP é oferecida comercialmente por duas fabricantes, intermediadas pela JePPIX, que é a comunidade europeia de circuitos fotônicos integrados em InP [124]. O processo de integração, bem como a apresentação de alguns blocos de construção, está relatado no Apêndice A.

3.2.3. Blocos de construção

Com a consolidação das plataformas de integração genéricas, foram definidas várias funções específicas dentro de blocos de construção. Os blocos de construção básicos (BBBs – *basic building blocks*) são descritos em um conjunto de projeto de processo (PDK – *process design kit*) que é implementado em uma interface gráfica de programação. Desse modo, os projetistas não precisam se preocupar com o projeto do bloco de construção, basta apenas retirá-los de uma biblioteca para construir um sistema, analisá-lo e otimizá-lo através de um simulador de circuitos [122, 123]. Dentre os simuladores, pode-se mencionar os oferecidos pela VPIphotonics e pela Synopsys Technology. Os BBBs e o desempenho típico de seus parâmetros estão resumidos na Tabela 2 [123]. Importante mencionar que uma outra denominação encontrada está relacionada aos blocos de construção compostos (CBB – *composite building blocks*), formados por dois ou mais BBBs.

TABELA 2 - RESUMO DOS BLOCOS BÁSICOS PARA ÓPTICA INTEGRADA

(PIN: p-intrínseco-N; EAM: modulador de eletro-absorção; DBR: refletor de Bragg distribuído; MMI: interferência Multimodo – *multimode interference*)

Tipo	Parâmetro	Desempenho típico
Guia de onda raso	Perda	2 dB/cm
Guia de onda profundo	Perda	3 dB/cm
Guia de onda profundo curvado	Perda	0,1 dB/90°
Junção	Perda	0,2 dB/junção
Filtro de modo	Perda	0,15 dB/filtro
Transição raso-profunda	Perda	0,1 dB/transição
SOA	Ganho	26 dB/mm
Fotodiodo PIN	Responsividade	0,85 A/W
	Dependência de polarização	<0,3 dB
	Corrente de escuro	<20 nA
	Largura de banda	>20 GHz (Substrato de Si)
Modulador de fase	Largura de banda	9 GHz (Substrato tipo N)
		>20 GHz (Substrato de Si)
EAM	Largura de banda	>20 GHz (Substrato de Si)
		Razão de extinção
Grade DBR	Coefficiente de acoplamento	50 cm ⁻¹
Acopladores MMI 1x2	Razão de divisão	0,5
	Perda	1 dB
Acopladores MMI 2x2	Razão de divisão	0,5
	Perda	1 dB

3.3. Operação do padrão 5G NR

Alguns dos padrões de comunicação móvel têm sido criados e definidos pelos membros que compõem o Projeto de Parceria de 3ª Geração (3GPP – 3rd *Generation Partnership Project*), que recentemente definiu os padrões para o 5G [125]. Desde quando começou a ser discutido, o 3GPP estabeleceu, por meio de um cronograma, a padronização do 5G em dois lançamentos. Primeiramente, o *release 15*, que corresponde ao Fase 1 do padrão NR, a qual mantém elementos comuns entre o padrão LTE, como o uso de multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM - *orthogonal frequency division multiplexing*) [125]. O *release 15* focou no aumento da capacidade da rede celular, com o cenário de eMBB, e introduziu a Internet das coisas massiva (mIoT – *massive Internet of things*), aumentando a capacidade de

conexão entre objetos e ERBs em milhares de vezes. A Fase 2 do padrão NR, foi apresentada no *release* 16, que focou na definição de requisitos de funcionamento para as mMTC e URLLC [126]. Além disso, destacou melhorias para as comunicações de veículos para tudo (V2X – *vehicle-to-everything*) e casos de uso industriais de IoT. O Apêndice B reporta outros aspectos do padrão 5G NR, como numerologia, alocação de recursos e taxa de dados efetiva.

Uma grande quantidade de novos equipamentos deverá ser instalada para que a versão completa do padrão NR possa ser implementada realmente. Desse modo, foi proposta uma divisão de modos de operação para continuar usando a infraestrutura de rede existente. Em 2017, o 3GPP especificou, no *release* 15, o sistema de rádio com o padrão 5G NR integrado ao núcleo da rede de 4G-*long term evolution* (LTE) das gerações de comunicação anteriores, chamado de 5G *non-standalone* (NSA) [127]. A vantagem desse sistema é o curto prazo da implementação da rede de 5G NSA, visto que o núcleo da rede de 4G-LTE está em operação, por outro lado, essa abordagem não permite explorar todo potencial das redes 5G. Neste modo, portanto, a parte de rádio das redes é atualizada para o 5G, porém o plano de controle desses sistemas é executado pela estrutura de 4G existente, como ilustra a Figura 16. Além disso, há a necessidade de um plano de frequência coordenado entre os padrões LTE e NR para conectividade conjunta. O modo NSA visa atender o cenário de comunicação com banda larga móvel aprimorada, permitindo alcançar taxas de dados mais altas [127].

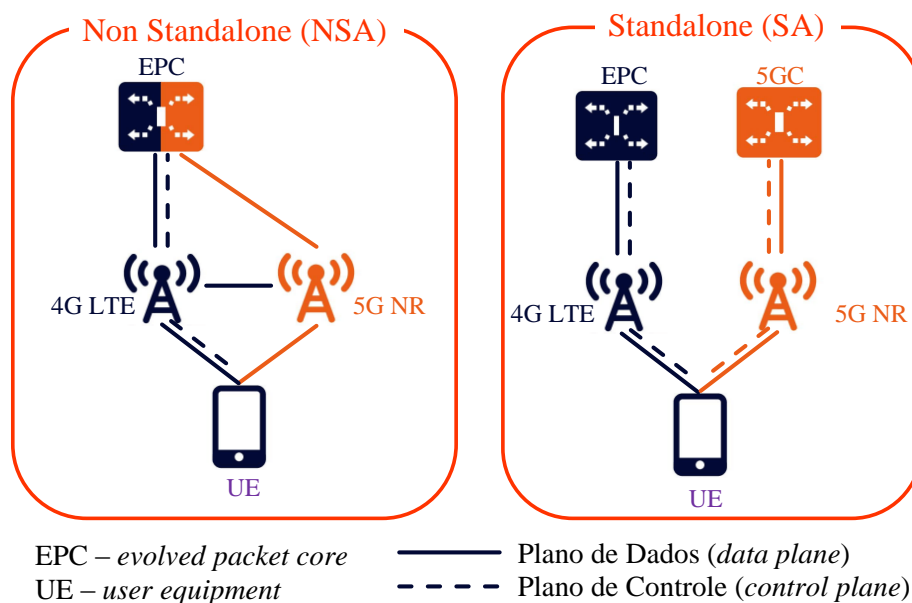


Figura 16 – Diagrama das redes 5G quanto ao modo de operação.

Os casos de uso das redes 5G que exigem latência baixíssima ($\leq 1 \text{ ms}$), comunicações ultra confiáveis (99,999%) e capacidade de tráfego ainda maior que a oferecida pelo modo NSA (acima de Gbit/s) são viáveis com o modo de operação *standalone* (SA). Em 2018, o *release* 15 incorporou o sistema 5G SA, que se refere ao padrão 5G NR implementado por um núcleo de rede 5G (5GC – 5G *core*). O 5GC torna possível explorar toda a capacidade da rede 5G, fornecendo melhor suporte para todos os casos de uso. No entanto, a implementação desse sistema pode ser mais demorada, visto que toda a rede é renovada, tendo tanto o plano de dados quanto o plano de controle sendo executados por um núcleo de rede 5G [127]. A Tabela 3 resume algumas características de cada modo de operação das redes 5G.

TABELA 3 – CARACTERÍSTICAS DOS MODOS DE OPERAÇÃO DAS REDES 5G.

5G <i>non-standalone</i> (NSA)	5G <i>standalone</i> (SA)
<ul style="list-style-type: none"> • Viabiliza o cenário de eMBB • Maximiza o uso da base de rede 4G instalada • Suporte de núcleo LTE é necessário para execução do plano de controle e gerenciamento • Oferece os primeiros dispositivos habilitados para o 5G aos usuários 	<ul style="list-style-type: none"> • Novo núcleo de rede 5G (5GC) • Oferece latência ultrabaixa • Facilita uma gama de caso de uso para novos dispositivos • Fornece suporte de funções avançadas de rede, como virtualização e fatiamento

Em relação às métricas de avaliação da qualidade do sinal no padrão 5G NR, nesta tese é utilizada a métrica de desempenho da magnitude vetorial do erro quadrático médio (EVM_{RMS} – *root mean square error vector magnitude*). Esse parâmetro mede a qualidade do sinal obtido na recepção de um sistema de comunicação em nível de camada física através do cálculo da raiz quadrada da razão entre o erro total do símbolo previsto na recepção em comparação com símbolo com a maior probabilidade de ter sido enviado e a energia total dos símbolos transmitidos e pode ser expresso por [128]

$$\text{EVM}_{\text{RMS}} = 100 \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{K-1} |d[k] - \hat{d}[k]|_2^2}{\sum_{k=0}^{K-1} |d[k]|_2^2}}, \quad (19)$$

onde $|\cdot|_p$ é o operador norma- p e \hat{d}_k é o k -ésimo elemento de \hat{d} . Com isso, é possível aferir quanto o símbolo transmitido variou de sua posição ideal, avaliando a qualidade do sinal para demodulação [129]. As especificações técnicas do padrão 5G NR definido pelo 3GPP estabelecem o EVM_{RMS} máximo permitido em função do esquema de modulação utilizado para transmissão do sinal, conforme apresenta a Tabela 4 [130].

TABELA 4 – ESPECIFICAÇÕES DE EVM_{RMS} SEGUNDO O 3GPP.

Esquema de modulação	EVM_{RMS} (%)
QPSK	17,5
16-QAM	12,5
64-QAM	8,00
256-QAM	3,50

4. Transmissores fotônicos de múltiplos comprimentos de onda

Este Capítulo está estruturado em duas seções. A seção 3.1 apresenta o levantamento de trabalhos da literatura relacionados a transmissores fotônicos baseados em arranjos de lasers e implementações de RoF para sistemas de comunicação de próxima geração. A seção 3.2 descreve o circuito integrado fotônico do transmissor utilizado neste trabalho e, também, os resultados de caracterização do MWT.

4.1. Transmissores fotônicos baseados em arranjos de lasers

Os arranjos de lasers de realimentação distribuída (DFB – *distributed feedback*) permitem simplificar o projeto de MWTs. As soluções baseadas em EMLs e DMLs têm sido exploradas e relatadas na literatura. As implementações baseadas em EMLs são menos compactas, mais complexas e caras, pois há a necessidade de maior área de ocupação (*footprint*) dos lasers, além dos moduladores externos, porém com o benefício da ausência de gorjeio, que limita a taxa em sistemas que empregam DMLs. Kebort *et al.* [131] relataram um transmissor de quatro canais com lasers sintonizáveis: cada feixe de luz gerado é amplificado por um amplificador óptico de semicondutor (SOA – *semiconductor optical amplifier*) e modulada por um modulador de eletro-absorção externo. Trata-se de um dispositivo baseado na integração de quatro EMLs em um substrato de fosfeto de índio (InP – *indium-phosphide*). Os autores analisaram a operação do dispositivo em banda base modulando os lasers com uma taxa de 10 Gbit/s com ponto de análise logo na saída do PIC [131]. Em 2019, Yao *et al.* [132] demonstraram um arranjo baseado em EML de seis canais com moduladores Mach-Zehnder integrados em InP por meio de um processo de fundição de acesso-aberto. As portadoras ópticas moduladas em banda base com NRZ (*non-return to zero*) utilizando taxas de dados de 20 Gbit/s e 30 Gbit/s foram verificadas por um analisador de taxa de erro de bit (BERT – *bit error rate tester*) para análise de diagrama de olho e BER. Contudo, antes de serem entregues ao BERT, os sinais ópticos de saída do PIC, passam por um amplificador de fibra dopada com Érbio (EDFA – *Erbium doped fiber amplifier*), um filtro óptico passa-faixa (OBPF – *optical bandpass filter*) e um PD [132].

Os DMLs são atraentes devido ao seu pequeno *footprint*, baixo custo e maior eficiência energética. Su Hwan Oh *et al.* [133] projetaram e fabricaram um arranjo de oito DMLs baseado

em InP, operando em comprimentos de onda em torno de 1550 nm e usando uma barra de lasers sem acoplamento integrado. Transmitiram uma sequência de bits pseudo-aleatória (PRBS – *pseudo random binary sequence*) NRZ de $2^{31} - 1$ com uma taxa de dados de 10 Gbit/s para análises em *back-to-back* (B2B) e após a transmissão por 2 km de fibra SMF em banda base (BBoF – *baseband-over-fiber*) [133]. Em [134], os autores apresentaram uma matriz de quatro DMLs, cujos comprimentos de onda estavam compreendidos entre 1295 e 1310 nm coincidindo com os canais dos sistemas de WDM para redes locais (LAN-WDM – *Local Area Network WDM*), com largura de banda de 17 GHz. A tecnologia de integração para o circuito fotônico foi baseada em InGaAlAs (índio-gálio-alumínio-arsênio) para o dispositivo poder operar com uma temperatura de 55 °C. Os testes de transmissão de dados foram realizados com o mesmo padrão PRBS NRZ de $2^{31} - 1$, com uma taxa de 25 Gbit/s por canal, analisando a condição de B2B e a influência de um enlace BBoF de 30 km de SMF [134].

N. Andriolli *et al* [135] apresentaram o MWT que é utilizado nesse trabalho de doutorado, juntamente com seu projeto e uma caracterização. O PIC foi fabricado com oito canais entre 1541,4 e 1547,0 nm, sendo que cada laser tinha largura de banda de 12 GHz e podia ser sintonizado em torno de 4 nm. Os autores realizaram experimentos e demonstraram uma transmissão em banda base de 15 Gbit/s em 2,1 km de SMF [135]. Alguns trabalhos propuseram aumentar a largura de banda de modulação dos DMLs que é menor quando comparada aos sistemas que utilizam a modulação externa, sobre os quais tem-se conhecimento de moduladores Mach Zehnder com 100 GHz de largura de banda de modulação [136]. As pesquisas relacionadas ao aumento da largura de banda dos DMLs, separam as maneiras de alcançar esse objetivo em duas opções, que é por meio do aumento da frequência de ressonância do fóton-portador [137, 138] ou explorando os efeitos da ressonância fóton-fóton [139, 140].

A Tabela 5 apresenta um resumo dos trabalhos levantados sobre as pesquisas em arranjos de lasers baseados em circuitos integrados fotônicos, nos quais o desempenho foi avaliado através da BER.

TABELA 5 – LEVANTAMENTO DE TRANSMISSORES FOTÔNICOS BASEADOS EM ARRANJOS DE LASERS.

Referência	Tecnologia de integração	Número de canais	Conversão E/O	Área de ocupação	Condição de análise
Kebort <i>et al.</i> [131]	InP	quatro	EML + EAM	não mencionado	B2B
Yao <i>et al.</i> [132]	InP	seis	EML + MZM	17,55 mm ²	B2B

Su Hwan Oh <i>et al.</i> [133]	InP	oito	DML	não mencionado	B2B BBoF de 2 km
S. Kanazawa <i>et al.</i> [134]	InGaAlAs	quatro	DML	4,8 mm ²	B2B BBoF de 30 km
Nicola <i>et al.</i> [135]	InP	oito	DML	24 mm ²	B2B BBoF de 2,1 km

Em particular, Kim *et al.* [141] descobriram que o laser usado depende principalmente da distância de transmissão, ou seja, para distância de transmissão menor que 5 km, os sistemas de RoF podem ser implementados usando qualquer DML comercial. Por outro lado, os lasers devem ter um pequeno *chirp* para distâncias de até 10 km. De 10 a 20 km de distância, os sistemas devem ser implementados usando EMLs com potência de saída suficientemente grande. Seguindo esses critérios de implementação dos lasers nenhuma técnica de mitigação de *chirp* será necessária em qualquer um dos casos. Além disso, a linearidade na curva de transferência dos DMLs frequentemente supera a dos lasers modulados de maneira externa, principalmente quando é modulado por eletro-absorção [141].

Particularmente, o grupo de pesquisa do Laboratório WOCA (*wireless and optical convergent access*) também contribuiu com propostas de sistemas de RoF e FiWi visando as novas arquiteturas de rede. Em [142], foi proposto um sistema de RoF aproveitando a estrutura de uma rede PON gigabit (GPON – *gigabit* PON) em operação, no qual foi analisado o desempenho de um transceptor 5G baseado em GFDM. O trabalho implementou o transporte simultâneo do sinal do transceptor 5G na frequência de 735 MHz, e um segundo sinal de RF na frequência de 26 GHz candidata para a faixa de FR2 da rede 5G. Além disso, mediu-se a latência e a taxa de dados do sinal em banda base originalmente transmitido pela GPON verificando a possibilidade da coexistência dos múltiplos sinais.

Como continuação, em [143] foi implementado um enlace sem fio, após a transmissão RoF, caracterizando o sistema FiWi. Nesse trabalho, foram transmitidos sinais no padrão 5G NR nas frequências de 3,5 e 26 GHz, além do sinal do transceptor 5G. Os experimentos visaram as aplicações eMBB e mMTC, e alcançou-se uma taxa total de dados de 4,41 Gbit/s aplicando uma funcionalidade baseada em processamento digital de sinal que fornece uma pré-distorção digital (DPD – *digital pre-distortion*). Importante mencionar que nos dois trabalhos anteriores, todos os sinais de RF foram transmitidos no mesmo comprimento de onda, modulados por um modulador Mach-Zehnder de duplo interferômetro (DD-MZM – *dual-drive* Mach-Zehnder

modulator). Por fim, em [100] foi proposto a implementação de uma arquitetura X-Haul FiWi multibanda e amplificado fonicamente baseado no efeito não linear de mistura de quatro ondas (FWM – *four wave mixing*) visando as aplicações 5G.

A Tabela 6 resume as características e contribuições dos trabalhos que destacam implementações de soluções de RoF em suporte às redes de 5G, nos quais o desempenho foi avaliado através da EVM_{RMS} .

TABELA 6 – IMPLEMENTAÇÕES DE SOLUÇÕES ROF EM SUPORTE ÀS REDES 5G.

Referência	Baseado em PIC	Conversão E/O	Número de canais	Esquemas de modulação/ Formas de onda	Frequências de RF	Arquitetura
Kim <i>et al.</i> [141]	não	DML EML + EAM	um	F-OFDM	1,5 GHz	RoF
Borges <i>et al.</i> [142]	não	EML + DD-MZM	dois	GFDM 16- e 64 QAM	700 MHz 26 GHz	RoF + WDM
Borges <i>et al.</i> [143]	não	EML + DD-MZM	dois	OFDM GFDM F-OFDM 16- e 64 QAM Padrão 5G NR	700 MHz 3,5 GHz 26 GHz	FiWi + WDM

4.2. PIC para geração de múltiplos comprimentos de onda

O circuito integrado fotônico do transmissor de múltiplos comprimentos de onda utilizado neste trabalho foi desenvolvido sob um projeto de pesquisa “ACTPHAST 4.0 (*ACceleraTing PHotonics innovAtion for SME's: a one STop-shop-incubator*)”, nº 779472, da Scuola Superiore Sant'Anna no Instituto Fraunhofer Heinrich-Hertz. O PIC foi monoliticamente integrado utilizando uma plataforma de InP e fabricado em uma MPW, utilizando tecnologia de integração genérica [61]. As Figuras 17 (a) e (b) mostram o esquemático e o arranjo dos elementos de representação gráfica (*layout*) do PIC, respectivamente. As definições de projeto delimitaram uma área de ocupação do dispositivo de $6 \times 4 \text{ mm}^2$. No entanto, a área poderia ser reduzida ainda mais encolhendo os contatos de metal e removendo as estruturas de teste utilizadas na caracterização.

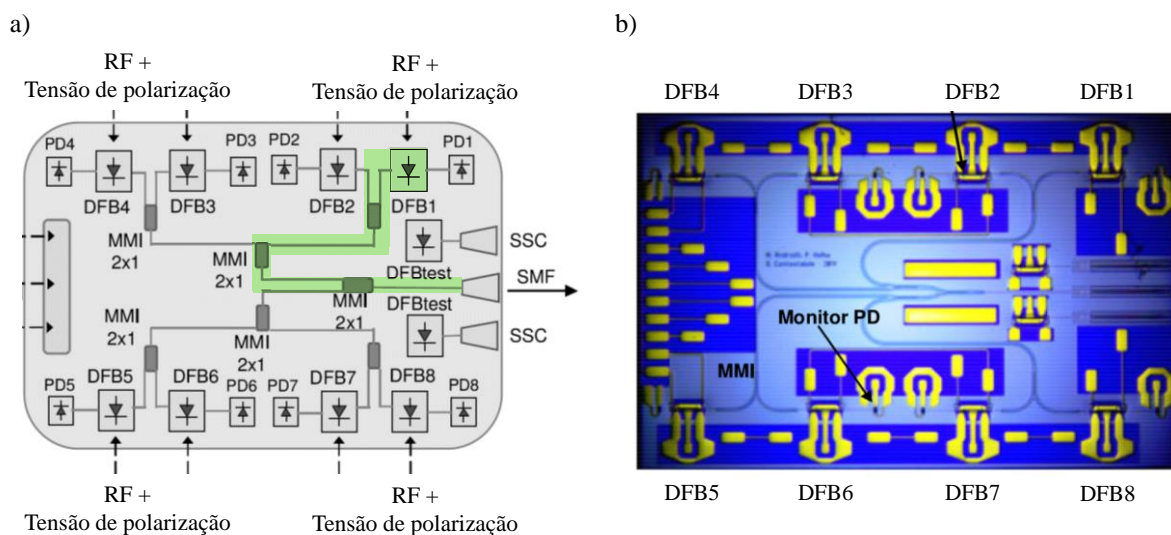


Figura 17 – MWT integrado. a) Esquemático do dispositivo. b) *Layout* do dispositivo.

O PIC acomoda oito lasers DFB modulados diretamente, sendo a saída de cada laser dividida em duas partes. Uma das saídas é conectada a um fotodetector de monitoramento, enquanto a outra é lançada em acopladores MMI 2x1. A perda de inserção de cada acoplador pode ser limitada em menos de 2 dB, de acordo com o bloco de construção implementado no projeto [144]. O feixe óptico emitido por cada laser passa por três acopladores MMI em cascata, conforme destacado na Figura 17 (a) por um percurso na cor verde, ao invés de um componente WDM, viabilizando assim flexibilidade no comprimento de onda e no espaçamento entre canais [145]. Depois que a luz de todos os lasers é combinada, um conversor de tamanho de feixe (SSC – *spot size converter*) é utilizado para acoplá-la em uma fibra óptica monomodo (SMF – *single mode fiber*). O SSC amplia o modo guiado para um tamanho que oferece

sobreposição máxima de modo com a fibra, limitando a perda de acoplamento PIC-fibra, que ocorre via óptica de espaço livre (FSO – *free space optic*). Contudo, a perda de acoplamento é dependente das diferenças entre os índices de refração do guia de onda do PIC e da fibra óptica, do polimento das superfícies, dos coeficientes de reflexão, além do próprio alinhamento que foi um dos desafios encontrados nesse trabalho.

Os lasers DFBs apresentam acoplamento complexo, o qual incorpora guias de onda óptico estruturados por MQW de compostos quaternários de InGaAsP [146]. O comprimento de onda (λ) de emissão pode ser projetado para operar entre 1530 e 1570 nm. Adicionalmente, uma variação no comprimento de onda de aproximadamente 4 nm para cada laser pode ser obtida com ajustes na tensão de polarização. Se o comprimento de onda (λ_B) da Eq. 15 da Seção 2.1.2.2 for isolado, nota-se uma dependência de λ_B em função do período da grade de difração (Λ) e do índice modal efetivo (\bar{n}). Dessa forma, tem-se a possibilidade de fabricar uma estrutura DFB com variações do Λ ao longo da cavidade, ou ainda, com um guia de onda curvado para alterar \bar{n} [68, 147]. Importante ressaltar que esta variação foi comprovada experimentalmente. Sendo lasers modulados diretamente, cada laser é alimentado com uma tensão de polarização de corrente contínua (DC – *direct current*), a qual é combinada a um sinal de RF modulado por meio de um conector de polarização em T (*bias-tee*). Ilhas de contato metálico foram projetadas para fazer a ligação individual de cada laser a um conector de RF em uma placa de circuito impresso externa. Além dos dispositivos mencionados, o chip hospeda alguns lasers de teste, bem como uma série de contatos metálicos suplementares.

A fixação do MWT é feita sobre uma placa de circuito impresso comercial usada para aplicações em altas frequências, oferecendo suporte a implementações que exigem a geração e a transmissão simultâneas de vários sinais. Sob a placa, há resistores do tipo dispositivo montado em superfície (SMD – *surface mounted device*) em série com cada laser para o casamento de impedância da linha, o qual é uma das formas de controle das ondas refletidas. Adicionalmente, na placa há conectores SMA (*SubMiniature version A*) para polarização e modulação dos lasers, conector de entrada-saída de uso geral (GPIO - *general purpose input-output*) para ajuste térmico do comprimento de onda do laser. De acordo com as informações apresentadas em [135], a variação do comprimento de onda através do ajuste térmico é feita através de um resfriador Peltier, que é um componente termoelétrico com a capacidade de aquecer ou resfriar objetos com a alimentação dos seus terminais. Importante mencionar que esse resfriador, bem como o conector GPIO fêmea, não foram utilizados nas análises deste trabalho. Fios de ouro com 25 μm de diâmetro foram usados para conectar as trilhas de RF e

DC. A Figura 18 apresenta uma fotografia do circuito fotônico integrado, na qual se pode observar o PIC colado e montado na placa, juntamente com as ligações dos fios. A placa é montada em um dissipador de calor, com a finalidade de melhorar a estabilidade mecânica e a dissipação térmica.

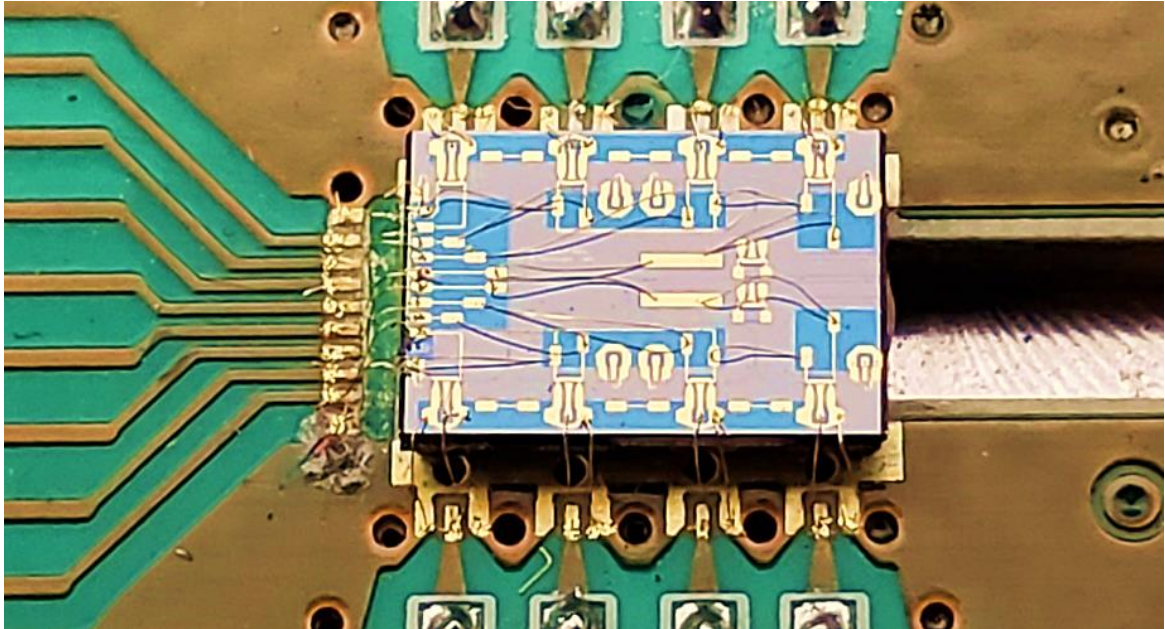


Figura 18 – Fotografia do MWT integrado montado sobre a placa de circuito impresso.

A caracterização do PIC foi realizada em função dos parâmetros de tensão (V_{bias}) e corrente (I_{bias}) de polarização para análise da sintonia do comprimento de onda, e também em função da tensão da fonte de alimentação. Também foi analisado o comportamento do comprimento de onda e da potência óptica emitida em função da temperatura ambiente de laboratório, além da resposta em frequência do dispositivo para determinar a faixa de frequência de operação. Devido à falta de componentes e equipamentos suficientes para realização de experimentos utilizando os oito canais disponíveis, definiu-se três entradas SMA distintas do MWT (DFB3, DFB5 e DFB7) para realizar essa caracterização. A escolha se baseou no posicionamento dos canais sobre a mesa óptica, que proporcionaram maior simplicidade de montagem dos sistemas propostos.

Conforme mencionado, um dos desafios deste experimento está relacionado ao acoplamento da luz emitida pelo MWT à fibra óptica. Como a emissão do feixe óptico ocorre via espaço livre, uma SMF deve ser devidamente alinhada e centralizada entre os SSCs, para colimar o feixe na fibra, conforme apresentado na Figura 19. Um microposicionador de 3 eixos foi utilizado para minimizar as atenuações causadas por desalinhamento e vibrações. Visto que a variação da temperatura poderia influenciar nos resultados, os testes foram executados dentro de um ambiente de laboratório com temperatura controlada.

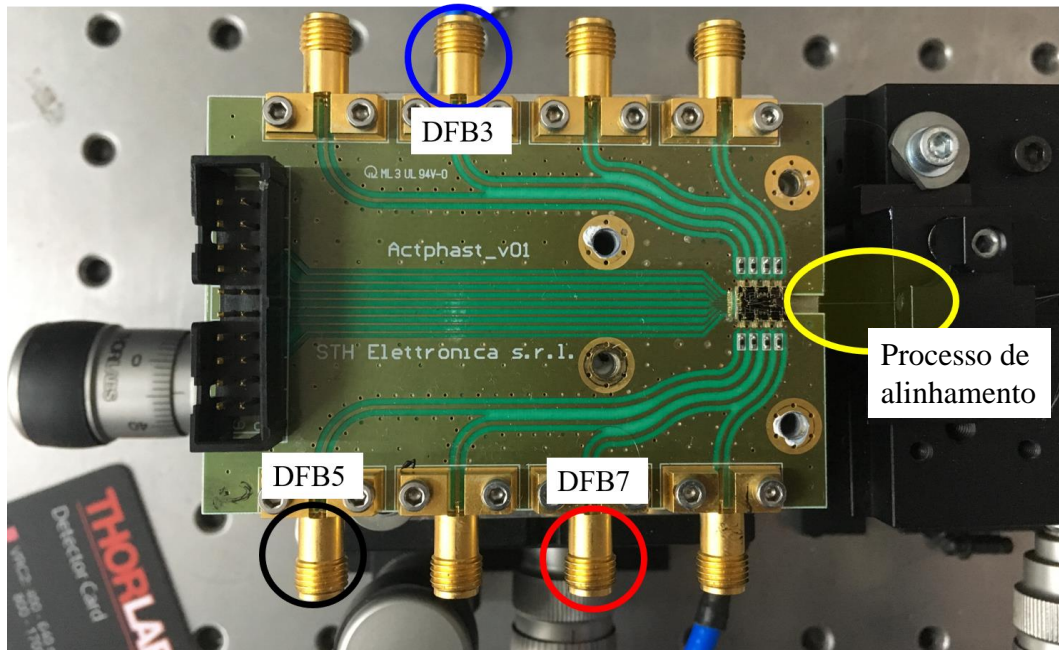


Figura 19 – Fotografia do alinhamento entre a SMF e o PIC.

As tensões de polarização (V_{bias}) foram definidas a partir das tensões ajustadas na fonte de alimentação (V_F) de acordo valores de tensão, nos quais as portadoras ópticas alcançaram maior potência óptica (P_{opt}). Considerando os resistores conectados em série com cada um dos lasers foi necessário subtrair da tensão fornecida pela fonte a diferença de potencial sobre o resistor para se calcular o valor da tensão de polarização. Os valores de tensão e corrente fornecidos pela fonte de alimentação foram ajustados e obtidos observando as grandezas na própria tela do equipamento. Com isso, multiplica-se o valor corrente fornecida pela fonte, que é a própria corrente de polarização (I_{bias}), pelo valor da resistência ($\approx 47 \Omega$) para obter a queda de tensão sobre o resistor. Os valores das tensões ajustadas nas fontes de alimentação, das correntes e tensões de polarização e dos comprimentos de onda ajustados para cada DFB utilizado estão listados na Tabela 7.

TABELA 7 – AJUSTES DOS COMPRIMENTOS DE ONDA DOS DFBS UTILIZADOS NOS EXPERIMENTOS.

Laser	V_F (V)	I_{bias} (mA)	V_{bias} (V)	λ (nm)
DFB3	6,25	91	2,02	1556
DFB5	6	85	2,005	1552
DFB7	7,5	115	2,095	1554

A Figura 20 apresenta o espectro obtido pelos lasers DFB5, DFB7 e DFB3, após o processo de combinação e alinhamento, medido em um analisador de espectro óptico (OSA – *optical spectrum analyzer*) com resolução de 0,07 nm. De acordo com as especificações da

fabricação do circuito fotônico integrado, a potência nominal de saída de cada laser DFB é de cerca de 4 dBm, enquanto a potência de saída do PIC medida foi de -20 dBm para cada laser. A perda total estimada de 24 dB está relacionada à cascata de acopladores MMIs, à propagação através do circuito integrado e ao acoplamento a SMF [135]. O Apêndice C lista todos os dispositivos, equipamentos e acessórios empregados nas implementações experimentais ao longo deste trabalho e inclui informações do modelo e fabricante.

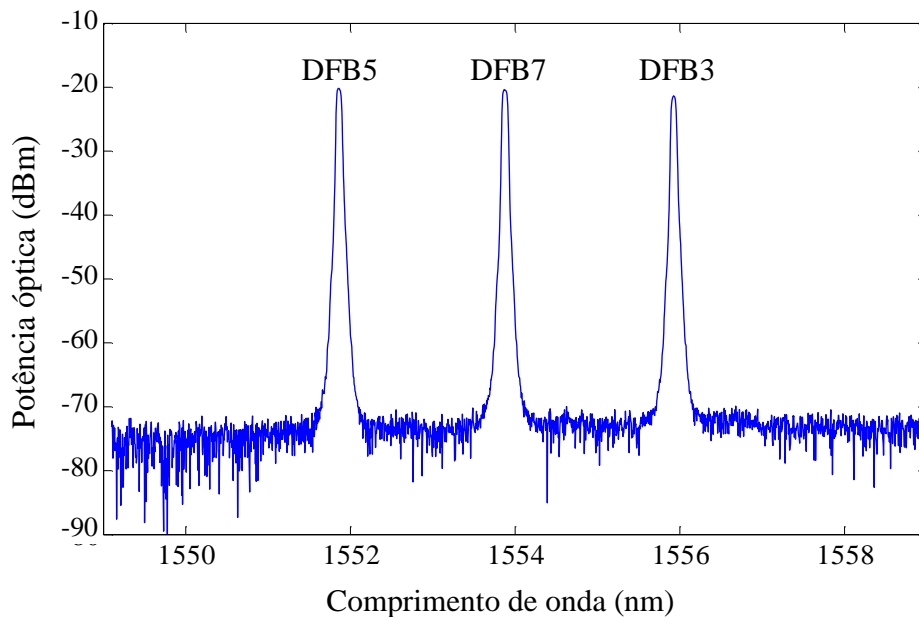


Figura 20 – Espectro óptico da saída do MWT com 3 lasers ativados.

Antes da caracterização do circuito fotônico integrado do MWT, os conectores de polarização em T utilizados nos experimentos também foram caracterizados em termos da resposta em frequência a fim de isolar o mesmo parâmetro do MWT, e obter um resultado exclusivamente do PIC. Os componentes caracterizados foram os conectores de polarização em T de modelos ZFBT-282-1.5A, da Mini Circuits, e K251, da Anritsu. A Figura 21 apresenta as fotografias e as respostas em frequência para os dois modelos de conectores. A Figura 21 (a) representa a caracterização feita para o conector da Mini Circuits até a frequência de 5 GHz, visto que os dados de manual informaram que o componente opera até 2,8 GHz. O resultado obtido demonstra perdas de inserção menores que 1 dB, nas frequências de operação. A medição com o conector da Anritsu, com frequência de operação nominal até 40 GHz, apresentada na Figura 21 (b) foi feita até a frequência de 20 GHz. Não houve a necessidade de a caracterização para este componente ser estendida para frequências maiores devido ao fato de que a maior frequência utilizada nos experimentos foi 10 GHz. As medidas de perda de inserção para o K251 são menores que 1,79 dB.

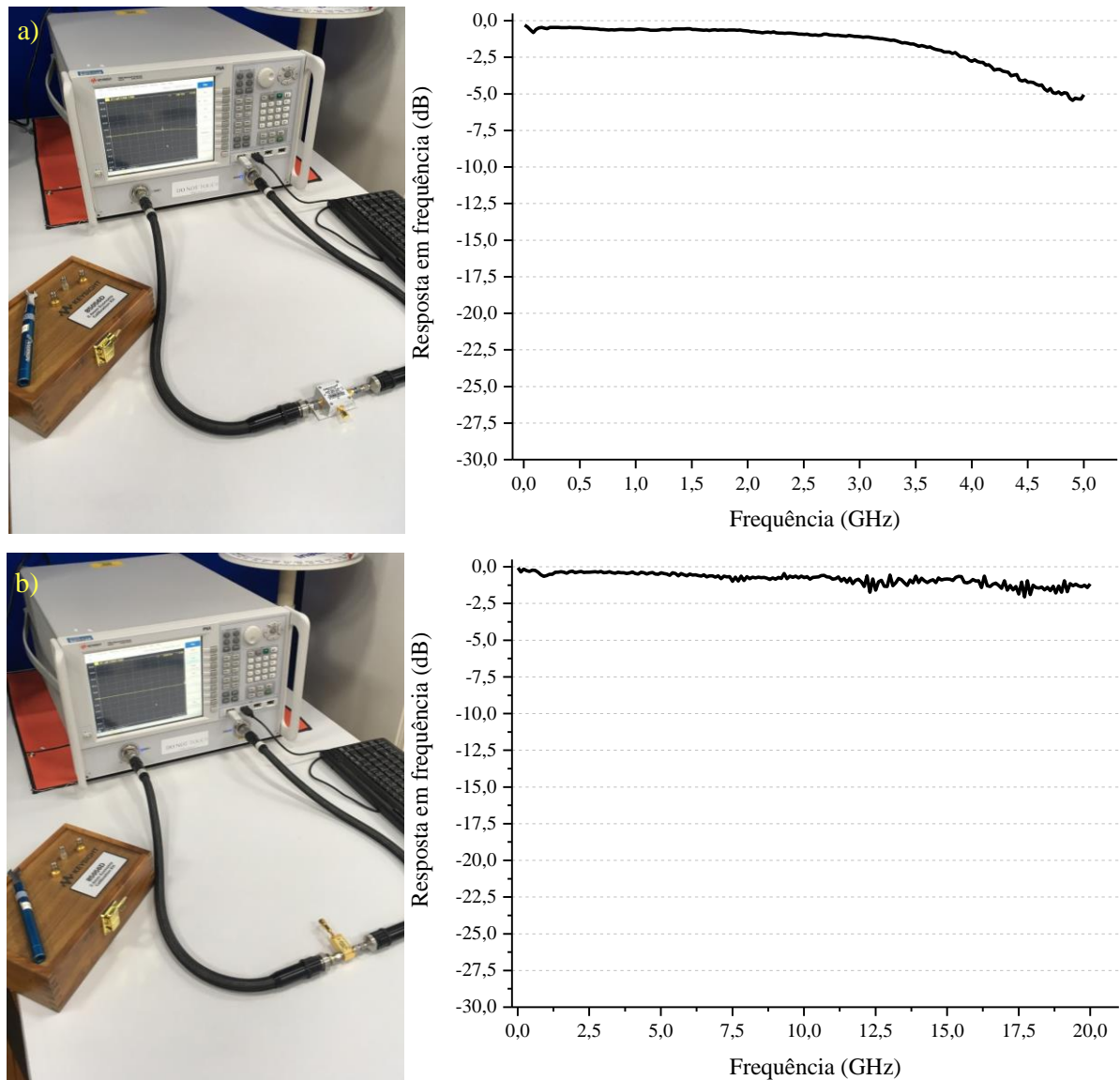


Figura 21 – Caracterização dos conectores de polarização em T. a) *Bias-tee* ZFBT-282-1.5A; b) *Bias-tee* K251.

O equipamento utilizado para estas caracterizações foi o analisador de rede vetorial de alto desempenho (PNA – *performance network analyzer*), o qual possui aplicações para extração de parâmetro S, medições balanceadas, RF pulsado, entre outras. A frequência máxima de operação do equipamento é 43,5 GHz e fornece uma potência de até 13 dBm. Vale mencionar que o equipamento foi calibrado antes de cada medição, alterando-se as faixas de frequências calibradas. O conjunto de calibração utilizado foi o 85056D, com conectores V de 2,4 mm. Dessa forma, foi necessário a utilização de adaptadores das conexões V para as conexões SMA ou K de 2,82 mm dos conectores de polarização em T caracterizados, ou seja, as medidas levantadas consideram também o comportamento dos adaptadores. Contudo, essa medida é válida visto que tais adaptadores também foram utilizados nos experimentos.

Após o levantamento do comportamento da resposta em frequência dos conectores de polarização em T, iniciaram-se as medições relacionadas ao MWT. A Figura 22 (a) ilustra o esquema utilizado para caracterização da análise da variação do comprimento de onda. Uma fonte de alimentação, fornecendo V_F , foi interligada à entrada DC do conector de polarização em T (*bias-tee*), no qual foi conectado uma carga de 50Ω em sua entrada de RF. O conector de polarização utilizado foi o modelo da Mini Circuits, visto que não haveria caracterização em função da frequência de RF utilizando essa configuração de montagem. A saída DC+RF foi interligada aos canais do PIC do transmissor de múltiplos comprimentos de onda com todo o suporte estrutural e de alinhamento com o cordão óptico com o feixe de luz acoplado sendo guiado para o OSA. O esquema para caracterização da resposta em frequência do MWT está apresentado na Figura 22 (b). O PNA foi utilizado para medir o coeficiente de transmissão (S_{21}) e analisar os seus dados de amplitude. Realizou-se a calibração do PNA para uma faixa de frequências até 20 GHz com potência de 0 dBm, dentro dos parâmetros que foram utilizados nos experimentos. A porta 1 do PNA foi conectada a entrada de RF do conector de polarização, o qual esteve com sua entrada DC ligada à fonte de alimentação. O conector de polarização empregado para esta medida foi o K251, pois a operação em frequência prevista do transmissor está acima da permitida pelo modelo ZFBT-282-1.5A. A saída DC+RF foi conectada a um canal do MWT e o feixe óptico acoplado em fibra foi conduzido diretamente a um fotodetector (PD – *photodetector*), cujo modelo é o DX30AF, da Thorlabs, que responde até frequências de 30 GHz. Por fim, a saída do fotodetector foi ligada a porta 2 do PNA.

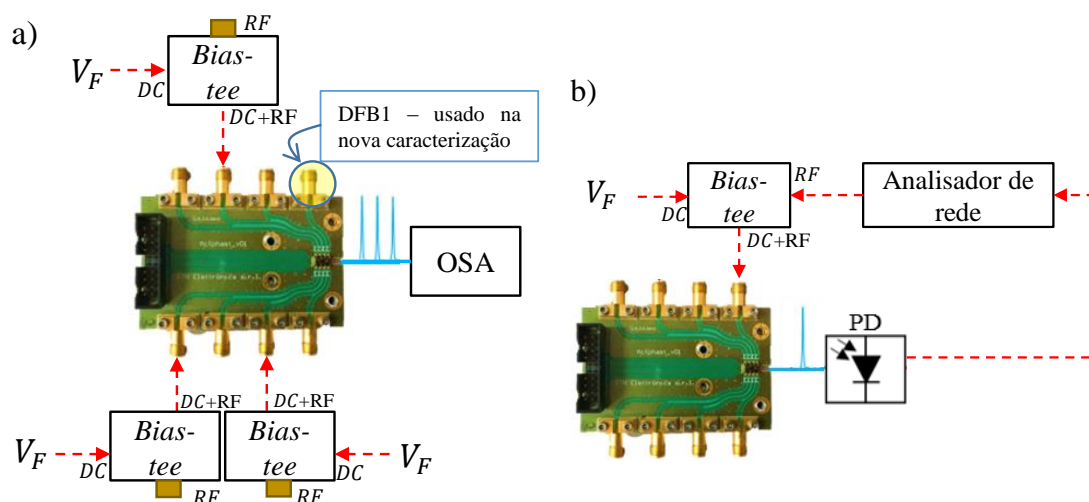


Figura 22 – Diagrama em blocos utilizado para a caracterização do transmissor de múltiplos comprimentos de onda integrado.

A Figura 23 apresenta a primeira etapa de caracterização do MWT, que consistiu em avaliar a sintonia do comprimento de onda, em função da tensão de alimentação das fontes. A linha preta contínua corresponde à curva de sintonia do laser DFB5, fixada em 1552 nm. A linha com traços e pontos vermelhos e a linha tracejada azul referem-se aos lasers DFB7 e DFB3, que foram ajustados para 1554 e 1556 nm, respectivamente. Vale ressaltar que foi obtida uma faixa de tensão ajustada nas fontes de 3,5 a 8,5 V. Além disso, as tensões superiores a 8,5 V não foram testadas a fim de garantir uma margem do limite máximo para não danificar os lasers. A faixa de sintonia do comprimento de onda resulta em uma variação máxima de 3 dB no nível de potência óptica. Pode-se observar uma tendência linear em termos de tensão da fonte a partir de 5 V e uma sintonia em torno de 4 nm para cada DFB, resultando em uma sintonia de aproximadamente 0,8 nm/V.

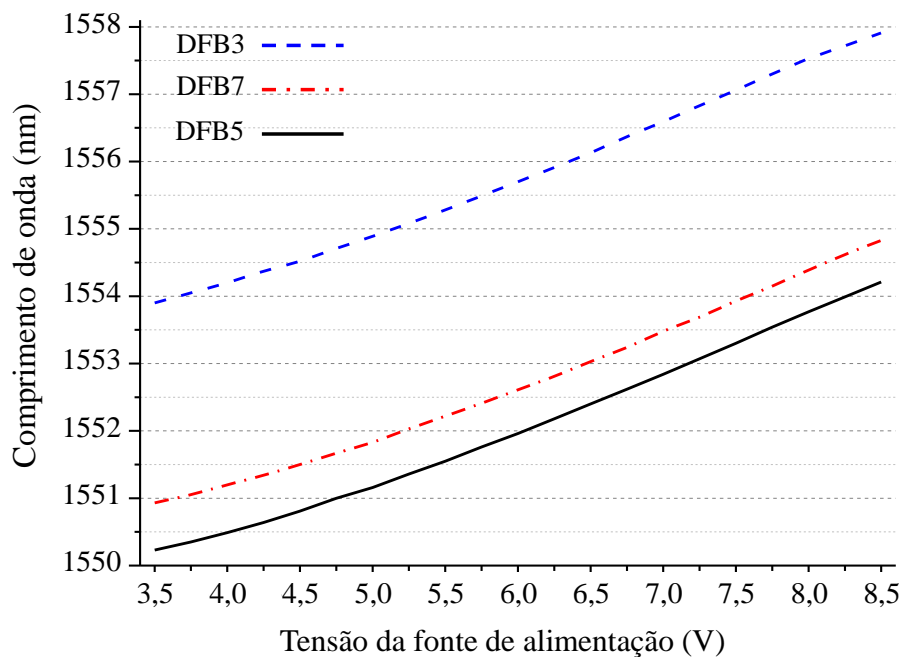


Figura 23 – Sintonia do comprimento de onda em função da tensão da fonte de alimentação.

Observando um comportamento não linear entre as tensões da fonte de alimentação de 3,5 a 5 V, optou-se por avaliar o comprimento de onda diretamente em função da corrente de polarização (I_{bias}). Foram concedidos ao laboratório WOCA dois circuitos fotônicos integrados do transmissor de múltiplos comprimentos de onda montados na placa de circuito impresso, conforme a fotografia da Figura 19. Dessa forma, definiu-se a nova avaliação utilizando o segundo MWT e tendo em vista o comportamento semelhante nas curvas dos três lasers apresentados na Figura 23, apenas um laser foi escolhido para as caracterizações que serão apresentadas.

As medições foram feitas seguindo o diagrama apresentado na Figura 22 (a), porém alimentando o laser DFB1 que se encontra na parte superior destacada da ilustração do MWT. Primeiramente, realizaram-se as medidas das correntes para cada valor de ajuste de tensão na fonte de alimentação, e então, a partir desses valores estimou-se os valores das tensões de polarização. A Figura 24 apresenta o comportamento da corrente de polarização (I_{bias}) em função da tensão de polarização (V_{bias}).

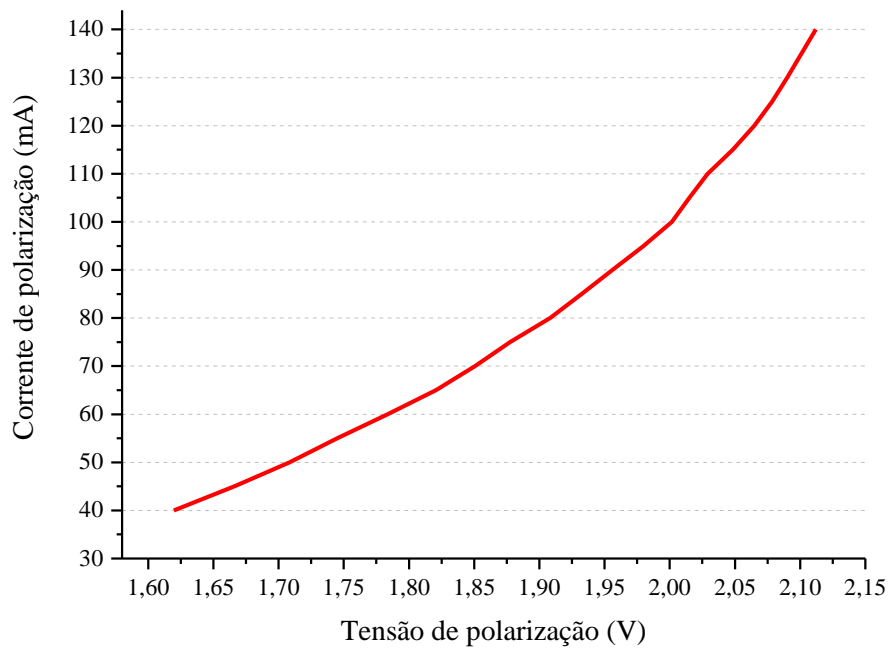


Figura 24 – Curva da caracterização do comportamento da corrente em função da tensão de polarização.

Posteriormente, realizou-se a análise da variação do comprimento de onda em função da corrente de polarização do laser e as curvas obtidas referente às medidas realizadas estão apresentadas na Figura 25. A faixa de valores de corrente para obter os comprimentos de onda em cada uma das curvas traçadas, corresponde à faixa na qual a potência de pico da portadora óptica variou até 3 dB abaixo de seu valor máximo. Em todas as curvas, a variação de corrente corresponde a um $\Delta I_{bias} = 75$ mA e a variação de comprimento de onda a um $\Delta \lambda = 4$ nm, resultando em uma sintonia de aproximadamente 0,053 nm/mA.

A Figura 25 (a) representa o comportamento da variação de comprimento de onda do MWT para a temperatura fixa no ambiente de laboratório de 21°C. A excursão da I_{bias} foi feita de maneira crescente até o valor máximo estabelecido, correspondente a curva azul tracejada, e após 5 min com o circuito ativado em corrente máxima, realizou-se a diminuição da I_{bias} . Observa-se que as duas curvas são paralelas e tem início e fim equivalentes em corrente, porém com um deslocamento de aproximadamente 0,25 nm acima para a curva traçada com a variação

decrecente da corrente. Isso pode ser justificado pelo aumento de temperatura no PIC devido ao tempo de operação para a corrente de 140 mA, e conforme discutido na Seção 2.1.2.2, a estrutura atômica do laser sofre variações com a mudança de temperatura, inclusive a grade de Bragg, responsável pela definição do comprimento de onda.

A Figura 25 (b) mostra uma comparação entre as curvas rosa tracejada, que corresponde aos valores de comprimentos de onda obtidos para uma variação decrescente na corrente de polarização para uma temperatura ambiente de 28°C, e a curva verde pontilhada, que é a mesma da Figura 25 (a). A temperatura de 28°C foi confirmada pela aferição através de um medidor de temperatura. O objetivo foi provocar uma variação maior na temperatura para verificar os efeitos causados em relação ao comprimento de onda. As curvas traçadas são paralelas e demonstram o mesmo comportamento linear. Entretanto, o deslocamento de uma curva para outra se dá na horizontal, com espaçamento de aproximadamente 10 mA, e também na vertical, alcançando um comprimento de onda no valor mínimo de corrente a 28°C, 0,25 nm abaixo do obtido com o valor mínimo de corrente a 21°C. Dessa forma, fica evidente a influência da temperatura na variação do comprimento de onda, e a importância de uma correção na corrente de polarização para que o comprimento de onda permaneça constante.

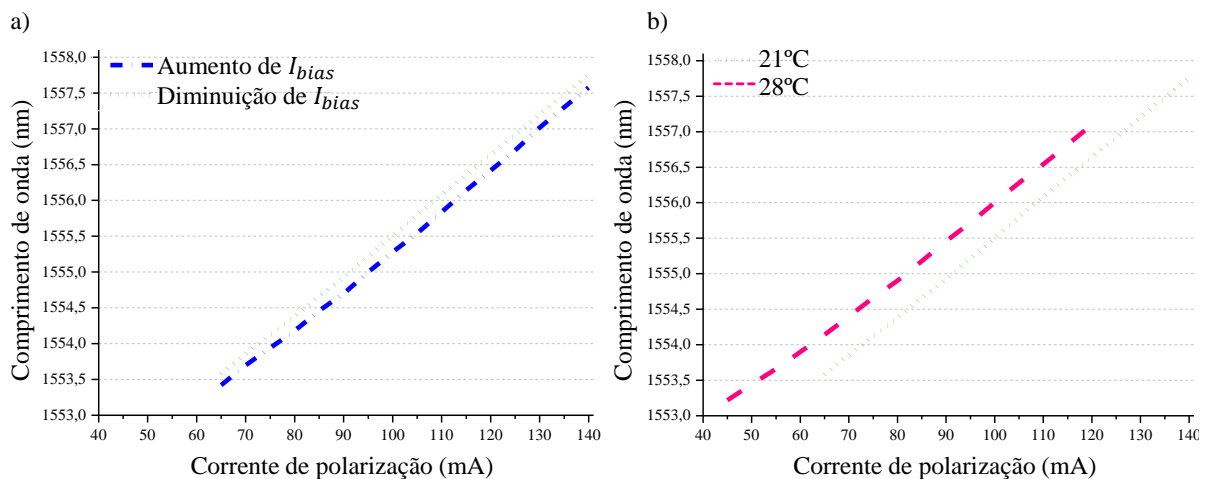


Figura 25 – Caracterização da sintonia do comprimento de onda em função da corrente de polarização. a) Aumento e diminuição de I_{bias} na temperatura de 21°C; b) Diminuição de I_{bias} nas temperaturas de 21 e 28°C.

Sabe-se que a variação da corrente de polarização altera também a potência emitida pelo laser. Portanto, apesar de parecer vantajoso obter o mesmo comprimento de onda com uma menor corrente, ou seja, consumindo menos energia, em termos de potência emitida não necessariamente será vantajoso. Por isso, avaliou-se, nas temperaturas de 21°C e 28°C, a variação da potência de pico da portadora óptica em função da corrente de polarização,

conforme ilustrado na Figura 26. A potência óptica emitida foi obtida observando o valor de pico do espectro óptico analisado no OSA seguindo o diagrama apresentado na Figura 22 (a). Dessa forma, foram medidas potências ópticas mais baixas em relação a valores característicos de um laser DFB convencional devido às perdas no alinhamento conforme citado anteriormente. Variou-se a corrente de polarização de 40 mA até o valor em que a potência emitida atingiu seu valor máximo. O valor inicial da corrente corresponde ao valor da tensão de 3,5 V da fonte de alimentação definida na primeira medida apresentada. Considerando a faixa de operação da corrente de polarização obtida na temperatura de 21°C acima dos 65 mA, observa-se que conforme a I_{bias} aumenta, a potência emitida com a temperatura mais baixa cresce com uma inclinação maior do que a potência emitida para a temperatura de 28°C. Esse efeito condiz com a Figura 7, da Seção 2.1.3. Contudo, foi observado que nas correntes mais baixas com a operação em temperatura mais alta, as potências emitidas na faixa de 45 a 65 mA são relativamente maiores que na temperatura mais baixa. Além disso, na Figura 26, pode-se observar também a faixa inicial das correntes de polarização consideradas, a partir da queda de 3 dB abaixo da potência de pico máxima alcançada.

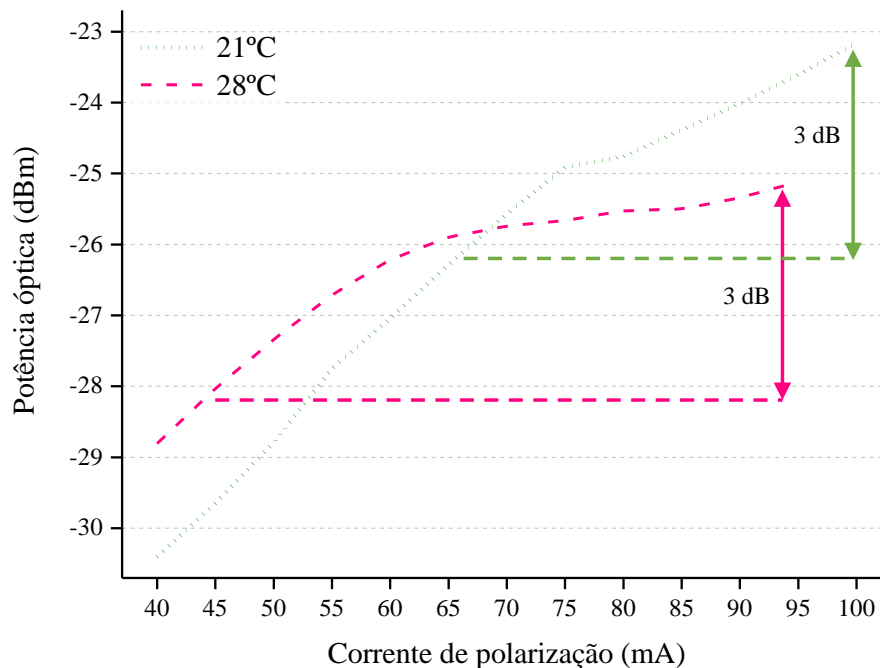


Figura 26 – Medida da potência óptica em função da corrente de polarização para diferentes temperaturas.

A segunda etapa da caracterização consistiu em avaliar a resposta em frequência do transmissor de múltiplos comprimentos de onda, conforme ilustração da Figura 22 (b). O analisador de rede utilizado foi o PNA, de modelo N5524A, da Keysight, com frequência de operação de 10 MHz a 43,5 GHz. Vale mencionar que não foram utilizados amplificadores de

RF para aumentar o nível de potência após o processo de fotodetecção, visto que foi possível observar o comportamento da curva no equipamento sem dificuldades. Dado que a resposta de modulação máxima dos DFBs implementados na fabricação do MWT é de 14 GHz [135], a Figura 27 apresenta o coeficiente de transmissão, ou seja, a resposta em frequência normalizada do dispositivo. A normalização foi feita considerando -46 dB, que foi o maior valor obtido da curva de resposta em frequência sem a normalização. Executou-se esse procedimento para facilitar a comparação de perdas entre as frequências de operação.

Observa-se uma largura de banda (BW – *bandwidth*) entre 10 MHz (frequência de início do equipamento) e 6 GHz, considerando como frequência máxima o ponto onde o nível decresce de 3 dB em relação ao máximo. Uma segunda região da resposta em frequência válida considerando os 3 dB está entre 7,5 a 8 GHz. A atenuação na frequência de 10 GHz é aproximadamente 8 dB maior que na região de 700 MHz. A frequência de 10 GHz e a faixa de 700 MHz são utilizadas nos primeiros experimentos. Nos outros experimentos, utilizam-se as frequências entre 2,5 e 3,5 GHz com atenuação máxima de 2 dB em relação ao máximo. De acordo com os testes do fabricante, a BW menor do que as especificações do PIC se deve a uma formação de contato ôhmico não ideal na lâmina durante o processo de fabricação [135]. Em [148], através da caracterização de um novo chip do transmissor de múltiplos comprimentos de onda, o qual foi produzido com melhorias no contato p-ôhmico no processo de fabricação, demonstrou um aumento na largura de banda de 5 GHz.

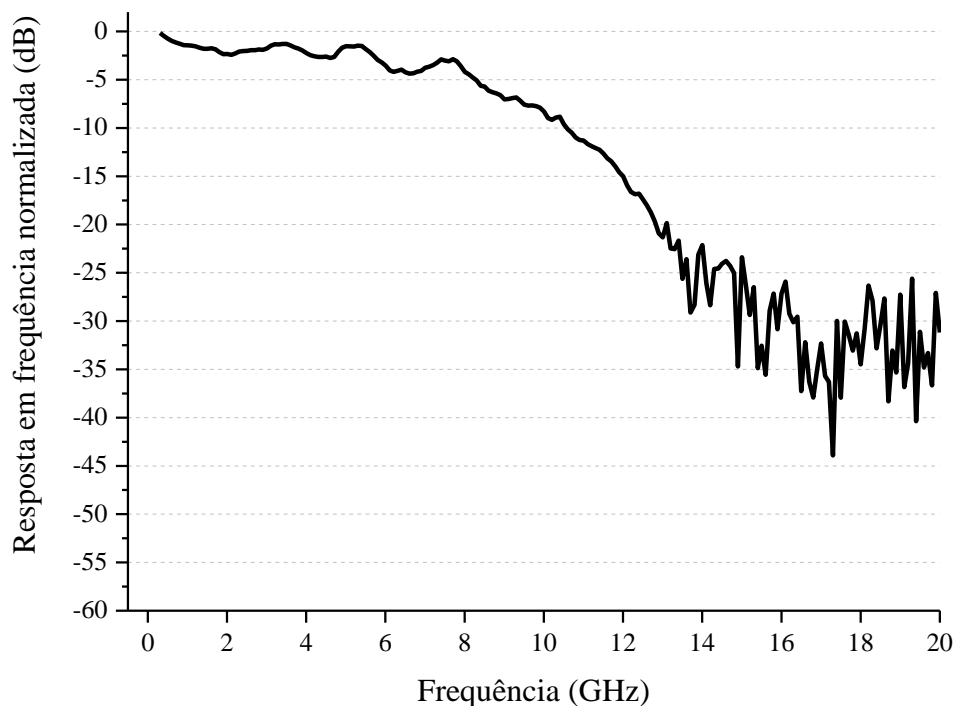


Figura 27 – Resposta em frequência normalizada do MWT.

5. Implementações de rádio-sobre-fibra do MWT em sistemas 5G NR multi-banda

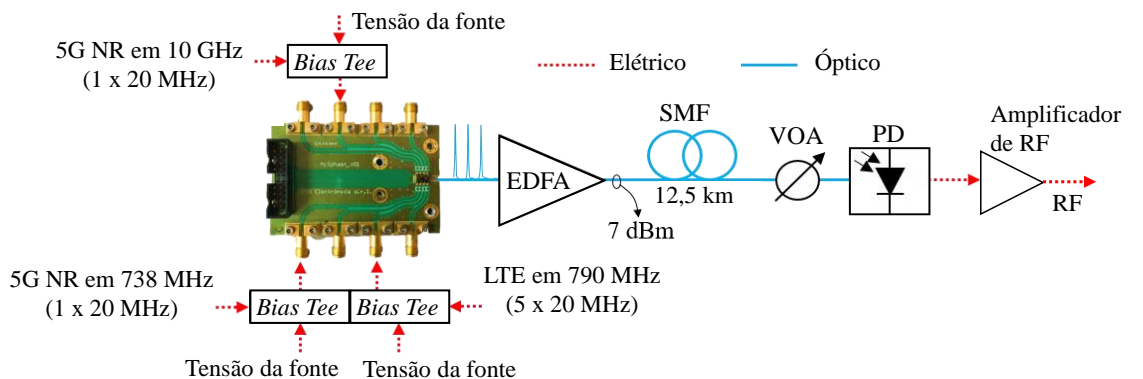
Esta seção descreve a implementação do sistema de rádio sobre fibra transportando sinais no padrão 5G NR, usando o transmissor de múltiplos comprimentos de onda integrado monoliticamente, prevendo sua aplicação para *fronthauls* (FHs) ópticos multibanda. Rádio sobre fibra analógico (ARoF – *analog radio-over-fiber*) foi empregado visando evitar a necessidade de um estágio de conversão digital/analógica para simplificar a unidade de rádio remota [15, 80, 81]. Essa implementação contempla um FH móvel compartilhado 4G/5G com um enlace óptico de 12,5 km de comprimento de fibra monomodo. Tal experimento foi proposto para possibilitar uma nova implementação 5G baseada no uso simultâneo dos modos de operação *standalone* (SA), com o padrão 5G NR operando em 10 GHz, e *non-standalone* (NSA), transmissão dos padrões 5G NR e LTE na banda de 700 MHz, por meio da aplicação do transmissor de múltiplos comprimentos de onda (MWT).

A Figura 28 apresenta os diagramas de blocos de dois cenários possíveis para o sistema de RoF transportando sinais no padrão 5G NR, os quais foram nomeados como Sistema RoF 5G NR baseado em multiplexação em comprimentos de onda (WDM – *wavelength division multiplexing*) e Sistema RoF 5G NR baseado em multiplexação de subportadora (SCM – *subcarrier multiplexing*). Ambos os cenários usaram os três seguintes sinais de RF:

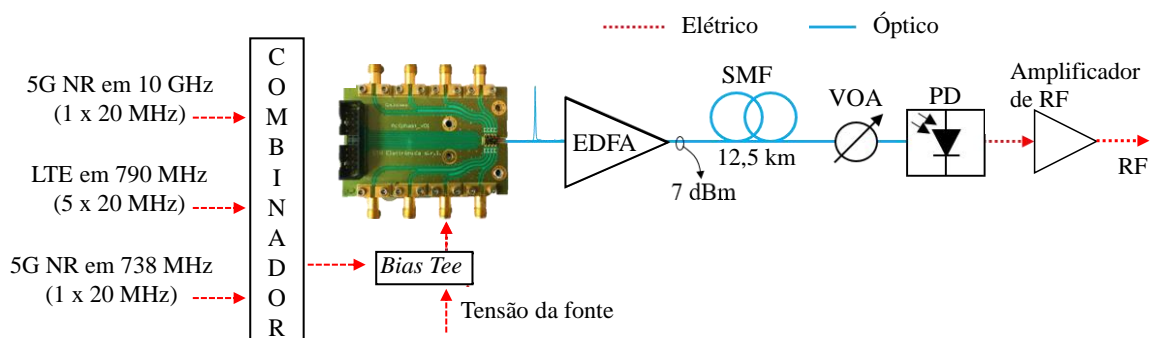
- um sinal no padrão 5G NR centrado na frequência de 738 MHz (RF₁) com largura de banda de 20 MHz, que foi gerado usando um gerador de sinal vetorial (VSG – *vector signal generator*) SMBV100B da Rohde & Schwarz;
- um sinal simulando o padrão LTE-A com cinco sub-bandas de 20 MHz e geração da primeira sub-banda com frequência de portadora de 760 MHz (RF₂), considerando um desvio de frequência (Δf) de 22 MHz para a portadora do sinal em 738 MHz e banda de guarda de 2 MHz, criado por um gerador de forma de onda arbitrário (AWG – *arbitrary waveform generator*) M9505A e um VSG N5172B, ambos da Keysight;
- um sinal no padrão 5G NR em 10 GHz (RF₃) com BW de 20 MHz, também gerado usando um VSG SMBV100B da Rohde & Schwarz.

Pelo fato de o chip do transmissor de múltiplos comprimentos de onda não operar nas frequências da FR2, de 24,25 a 52,60 GHz [130], optou-se por emitir um sinal de RF em 10 GHz, com o objetivo de demonstrar a utilização do MWT para frequências superiores às de

FR1, de 410 MHz a 7,125 GHz. No primeiro cenário, os três sinais de RF mencionados são emitidos em três portadoras ópticas diferentes em 1552, 1554 e 1556 nm. No segundo caso, os sinais de RF são combinados eletricamente e aplicados em um único laser no comprimento de onda de 1554 nm, escolhido dentre os lasers caracterizados e utilizados no primeiro cenário. Vale mencionar que qualquer um dos três lasers poderiam ser escolhidos e os resultados obtidos seriam os mesmos. Além disso, a posição deste canal em relação à montagem sobre a mesa óptica tornou mais simples a conexão do combinador de RF comparado com a ligação nos outros canais. Em ambos os cenários, os sinais de RF foram combinados às tensões de polarização DC e acoplados aos lasers DFB por meio de conectores de polarização em T, três elementos foram usados para o primeiro cenário e um único para o segundo. A Tabela 8 resume os principais parâmetros de transmissão, incluindo os níveis de potência do sinal RF e o esquema de modulação, incluindo o chaveamento por defasagem em quadratura (QPSK – *quadrature phase-shift keying*) e a modulação de amplitude em quadratura (QAM – *quadrature amplitude modulation*) de ordem até 256 (256-QAM).



a) Sinais de RF modulados opticamente em comprimentos de onda distintos (Sistema WDM).



b) Sinais de RF combinados eletricamente modulados em um único comprimento de onda (Sistema SCM).

Figura 28 – Diagrama em blocos dos dois cenários do sistema de RoF 5G NR, usando o MWT.

As taxas de transmissão de bits apresentadas na Tabela 8 foram calculadas considerando os bits/símbolo e a largura de banda total de transmissão de cada sinal através de [149]

$$R_b = BW \times \log_2 M \quad (20)$$

onde BW é a largura de banda total de transmissão e M é a ordem do esquema de modulação. Essa equação considera a quantidade total de bits transmitidos dentro de uma determinada banda, ou seja, considera os bits de sincronismo e controle, além dos bits de informação.

TABELA 8 – PARÂMETROS DE TRANSMISSÃO.

Parâmetros	RF1	RF2	RF3
Frequência	738 MHz	760 MHz	10 GHz
Largura de banda	1 x 20 MHz	5 x 20 MHz	1 x 20 MHz
Padrão	5G NR	LTE	5G NR
Nível de potência	0 dBm	0 dBm	0 dBm
Ordem de modulação	16-,64- e 256-QAM	16-,64- e 256-QAM	QPSK e 16-QAM
Taxa de dados	80, 120 e 160 Mbit/s	400, 600 e 800 Mbit/s	40 e 80 Mbit/s
Comprimento de onda	1552 nm	1554 nm	1556 nm
Tensão de polarização	6 V	7,5 V	6,25 V

Considerando o nível de potência óptica de -20 dBm que equivale a 0,01 mW em cada portadora, conforme apresentado na Figura 20, a potência óptica total acoplada com as três portadoras ativadas foi em torno de $(0,01 \times 10^{-3}) \times 3 = 0,03$ mW, equivalente a aproximadamente -15 dBm. Um EDFA foi usado para aumentar o nível de potência óptica até 7 dBm, fornecendo um ganho em torno de 22 dB. O uso de amplificadores ópticos externos, que não são desejáveis em FHs móveis ou de acesso, pode ser evitado através de um projeto de integração monolítica em um circuito fotônico integrado. Por exemplo, no esquema de projeto do MWT usado nesta tese, após arranjo de acopladores para combinar os lasers modulados diretamente, uma amplificação óptica adicional de reforço poderia ser obtida através de um SOA integrado em um circuito fotônico. Este elemento é um bloco de construção básico das plataformas de integração em InP, conforme visto na Tabela 2 na Seção 3.2.3.

Na sequência, o feixe de luz emitido pelo MWT foi lançado em um *fronthaul* óptico de 12,5 km. Um monitor de potência óptica (OPM – *optical power monitor*) e um atenuador óptico variável (VOA – *variable optical attenuator*) foram usados para monitorar e controlar a potência óptica na entrada do PD, respectivamente. O fotodetector utilizado foi um dispositivo PIN InGaAs (*indium gallium arsenide*) com largura de banda de 12,5 GHz e potência óptica máxima suportada igual a 6 dBm. A potência óptica recebida foi de aproximadamente 3 dBm, ou seja, houve uma perda de 4 dB em comparação com potência óptica lançada na SMF devido à atenuação causada pela fibra (0,2 dB/km), à adaptadores ópticos e à perda de inserção inicial do VOA de 1 dB. Optou-se por não aumentar o ganho do EDFA a fim de manter a margem de segurança para não atingir a potência óptica máxima suportada pelo fotodetector. O uso de um

fotodiodo de avalanche (APD – *avalanche photodiode*) poderia melhorar a sensibilidade de recepção em 10 dB, pois são projetados para fornecer um ganho de corrente interno. Contudo, o processo de avalanche em um APD é ruidoso, o que causa uma piora na relação sinal-ruído e, conseqüentemente, estes efeitos devem ser considerados no balanço de potência do enlace de RoF [68, 70].

Após o processo de fotodetecção, dois amplificadores de RF em cascata, totalizando um ganho de 24 dB, foram utilizados para garantir o nível de potência elétrica suficiente para o processo de demodulação de cada sinal de RF. Dentre os amplificadores disponíveis para o uso no laboratório, o único que abrange a faixa de frequência dos três sinais de RF transmitidos em um mesmo componente é o amplificador banda larga com alimentação via conexão USB da Fairview Microwave. O modelo do dispositivo é o SBUA-400-12-010-K e opera em uma faixa de frequência de 50 MHz a 40 GHz com ganho típico de 12 dB. O laboratório, onde os experimentos foram realizados, contém duas unidades desse amplificador. A Figura 29 apresenta o espectro de frequência dos sinais fotodetectados e amplificados eletricamente medido pelo analisador de espectro elétrico, de modelo FieldFox N9952A da Keysight. Pode-se observar a presença de duas portadoras RF na banda de 700 MHz e a terceira em 10 GHz.

A imagem inserida a esquerda na Figura 29 apresenta o cenário de coexistência entre 4G e 5G na banda de frequência de 700 MHz, nota-se a BW ocupada pelo sinal no padrão 5G NR em 738 MHz na cor preta, e em vermelho, observa-se as cinco sub-bandas do sinal que simula o padrão LTE. Nota-se também uma atenuação maior para o sinal de RF no padrão 5G NR presente na frequência de 10 GHz. Uma das possíveis causas desse efeito está relacionado a resposta em frequência do sistema, que se degrada com o aumento da frequência, conforme observado na Figura 27. Além disso, os cabos e conectores de RF utilizados também têm esse comportamento de degradação, o que poderia ser verificado através da medida do coeficiente de transmissão desses elementos. O desvio de frequência (Δf) de 22 MHz entre o sinal no padrão 5G NR em 738 MHz e a primeira sub-banda do sinal 4G em 760 MHz é demonstrada na inserção da Figura 29, e percebe-se que esse espaçamento foi o suficiente para evitar a sobreposição na faixa de frequência explorada.

A avaliação de desempenho em ambos os cenários foi conduzida em função da EVM_{RMS} e de acordo com as especificações 3GPP *Release 15* [126, 130], utilizando os dois seguintes equipamentos: um analisador de sinal vetorial (VSA – *vector signal analyzer*) FSW-8351 da Rohde & Schwarz para os sinais no padrão 5G NR, e um analisador de sinal digital DSAV084A da Keysight para o sinal que simula o padrão LTE-A.

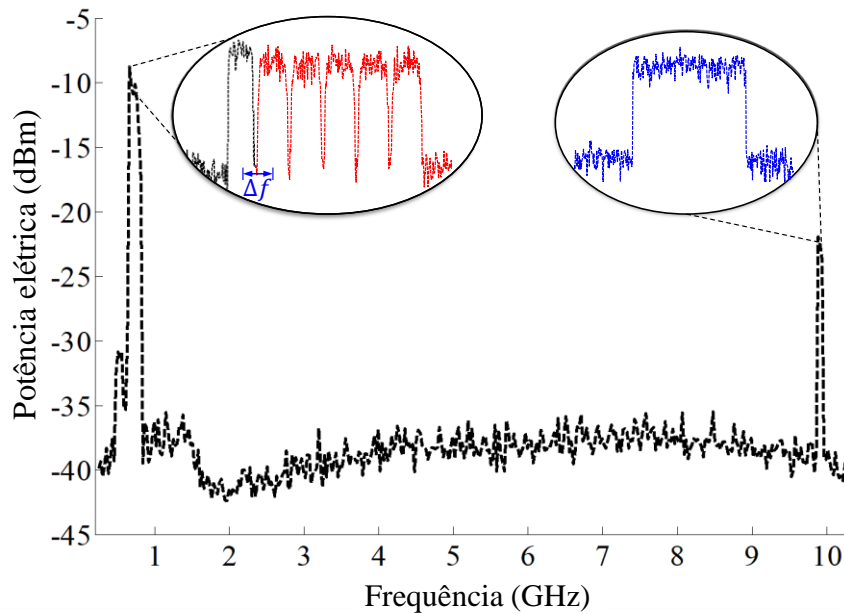


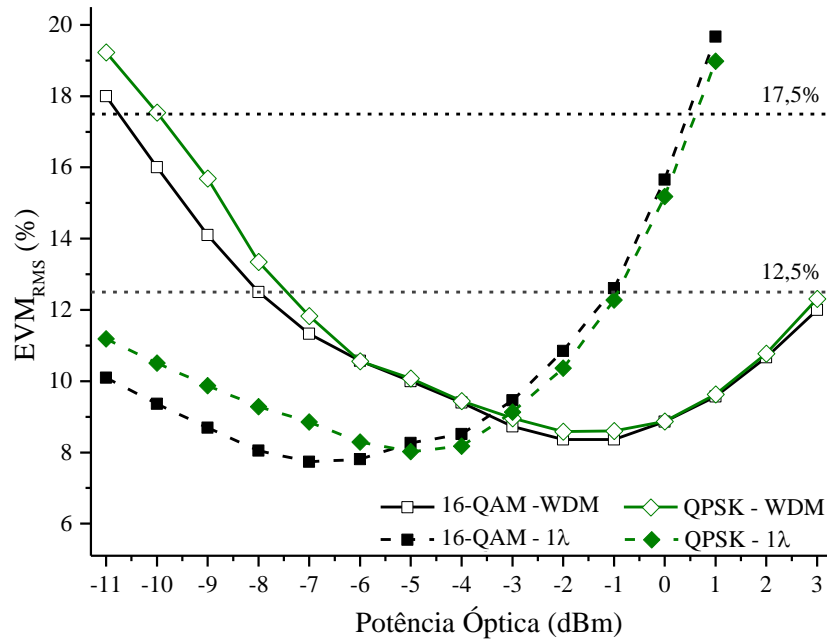
Figura 29 – Espectro elétrico medido após a fotodetecção e amplificação elétrica dos sinais de RF.

5.1. Sistema RoF 5G NR baseado em multiplexação por divisão de comprimentos de onda

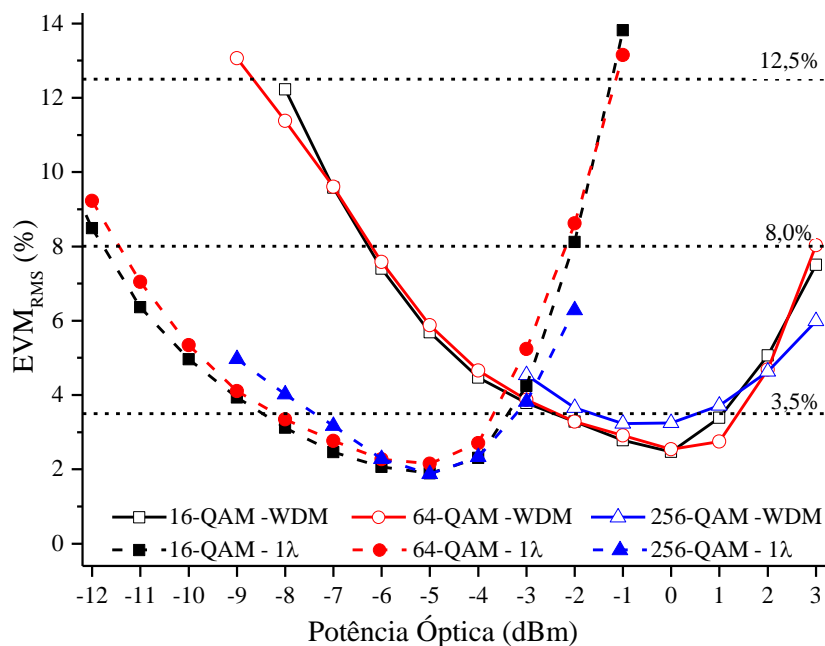
O primeiro cenário, ilustrado na Figura 28 (a), utiliza três dos oito lasers DFB disponíveis (sintonizados em 1552, 1554 e 1556 nm) do transmissor de múltiplos comprimentos de onda integrado monoliticamente, a fim de transmitir de forma independente sinais de 4G e 5G, usando o mesmo FH óptico. Vale lembrar que não foram utilizados todos os canais do MWT porque não havia componentes e equipamentos disponíveis para uma implementação com quantidade de sinais acima do que foi proposto. A avaliação de desempenho experimental deste sistema de RoF que transporta sinais no padrão 5G NR baseado em WDM é demonstrada na Figura 30, analisando o EVM_{RMS} em função da potência óptica recebida. Os requisitos de EVM_{RMS} padronizados pelo 3GPP e apresentados na Tabela 4 na Seção 3.3 estão evidenciados pelas linhas tracejadas horizontais na Figura 30 [126, 130]. O desempenho exigido do sistema, quantificado pela métrica EVM_{RMS} , é mais complexo de se alcançar à medida em que se aumenta a ordem de modulação, pois requer maior relação sinal-ruído óptica (OSNR - *optical signal to noise ratio*) para manter o mesmo nível de erro.

Conforme mencionado na descrição do diagrama, a potência óptica máxima recebida foi de 3 dBm em uma condição onde as três portadoras ópticas estão acionadas, sendo essa a potência máxima estabelecida na entrada do fotodetector para as duas condições de análise para cada sinal transmitido. As condições de análise de desempenho correspondem à 1) emissão dos

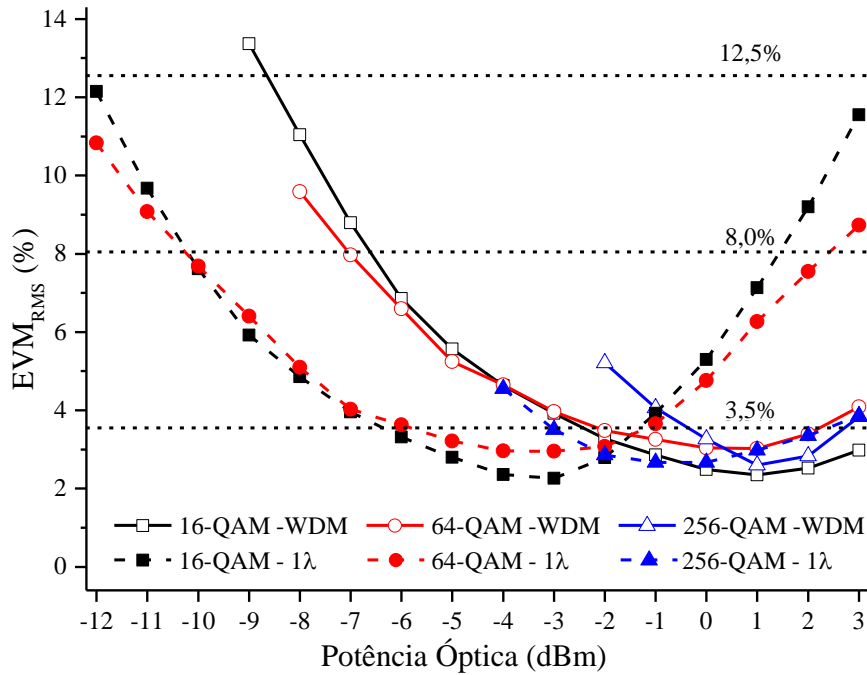
três lasers simultaneamente (linhas sólidas), ou seja, com os três sinais de RF sendo transmitidos, ou à 2) transmissão de uma única portadora óptica isolada no sistema (linhas tracejadas) transmitindo o sinal de RF em análise. No caso da transmissão de um único comprimento de onda, para manter a potência óptica máxima de 3 dBm na entrada do fotodetector foi necessário aumentar o ganho do EDFA. Como as outras duas portadoras ópticas estão desligadas, há somente um sinal óptico trafegando pela fibra com potência de -20 dBm, e, portanto, o ganho do amplificador óptico deve ser em torno de 5 dB acima em relação a condição de 3 lasers acionados.



a) EVM_{RMS} do sinal de 5G em 10 GHz em função da potência óptica na entrada do PD.



b) EVM_{RMS} do sinal de 5G em 738 MHz em função da potência óptica na entrada do PD.



c) EVM_{RMS} do sinal no padrão LTE em 800 MHz em função da potência óptica na entrada do PD.

Figura 30 – Avaliação do desempenho do FH 4G/5G compartilhado baseado em WDM: comprimento de onda único (linhas tracejadas) e três lasers simultaneamente (linhas contínuas).

A Figura 30 (a) apresenta os resultados de desempenho obtidos para o sinal no padrão 5G NR operando na frequência de 10 GHz com ordens de modulação QPSK e 16-QAM. Na condição de transmissão de um único comprimento de onda, o sistema de RoF 5G NR proposto atendeu aos requisitos 3GPP para QPSK e 16-QAM para níveis de potência entre -11 e -1 dBm e -11 e 0 dBm, respectivamente. O aumento do nível de potência recebida para além dos níveis mais altos destacados resulta em desempenho inferior, devido à degradação da OSNR originada pelo aumento do ganho do EDFA em aproximadamente 5 dB para esta condição, o que implica em um maior ruído de emissão espontânea amplificada (ASE - *amplified spontaneous emission*). O melhor EVM_{RMS} obtido foi de 7,9% para potência óptica de -5 dBm e 7,6% em -7 dBm para QPSK e 16-QAM, subsequentemente. A causa do aumento do EVM_{RMS} com o aumento da potência óptica no sistema a partir de um valor mínimo não foi verificada, entretanto, pode ser atribuído não somente a degradação da OSNR, mas também, a saturação dos amplificadores elétricos na saída do fotodetector, degradando a relação sinal ruído elétrica.

Quando a análise é feita na condição dos três comprimentos de onda acionados, o ganho do EDFA é ajustado para o valor inicialmente comentado (22 dB) e nota-se que o comportamento das curvas medidas na condição anterior se repete, porém, com níveis maiores de potência óptica. A justificativa é que o ganho de 5 dB adicionado na condição de somente um laser acionado, aumenta o nível de potência em todos os comprimentos de onda na faixa de

operação do EDFA, elevando também o piso de ruído devido à ASE. Enquanto que a inclusão das outras duas portadoras ópticas, aumenta o nível de potência nos comprimentos de onda que estão sintonizadas e eleva a potência total na fibra, porém o nível da portadora em análise é mantido. Dessa forma, as curvas de EVM_{RMS} do QPSK (verde) e do 16-QAM (preta) se deslocam para a direita, resultando em valores maiores de potência óptica ótimas para atingir os EVM_{RMS} próximos do apresentado anteriormente. Sob esta condição, os requisitos do 3GPP para QPSK e 16-QAM foram cumpridos para níveis de potência óptica superiores a -7,5 dBm e -8,0 dBm, respectivamente.

A Figura 30 (b) corresponde à análise de desempenho do sinal no padrão 5G NR em 738 MHz. O uso de frequências mais baixas para o sinal de RF no padrão 5G NR, bem como para o sinal de 4G analisado na Figura 30 (c), permitiu aplicar ordens de modulação mais altas como 64- e 256-QAM, as quais atenderam aos requisitos 3GPP de -11,5 a -2 dBm e -7,5 a -3 dBm, respectivamente. Os valores de EVM_{RMS} ficaram abaixo de 3,5% na faixa de potência óptica de -7,5 a -4,0 dBm para todas as ordens de modulação. Além disso, mais uma vez, observa-se o deslocamento das curvas de EVM_{RMS} para a direita, quando os três lasers são ativados devido ao aumento de potência total na fibra pela inclusão de outras portadoras ópticas. O sinal no padrão 5G NR na frequência de 738 MHz forneceu valores baixos de EVM_{RMS} de 2,62, 2,60 e 3,10% para as ordens de modulação de 16-, 64- e 256- QAM, respectivamente, com uma potência óptica de 0 dBm.

As curvas de desempenho do sinal de RF que simula o padrão LTE-A e estão apresentadas na Figura 30 (c) referem-se à sub-banda central na frequência de portadora de 800 MHz, que sofre maior interferência e degradação devido à influência das outras sub-bandas em ambos os lados. Os valores de EVM_{RMS} obtidos foram de 2,24, 2,35 e 2,94%, para 16-, 64- e 256-QAM com 0 dBm de potência óptica. Considerando uma única portadora, os valores de EVM_{RMS} obtidos foram 2,06 e 2,88%, para a potência óptica de -3,0 dBm, nas modulações de 16- e 64-QAM, e 2,66%, em -1,0 dBm, em 256-QAM.

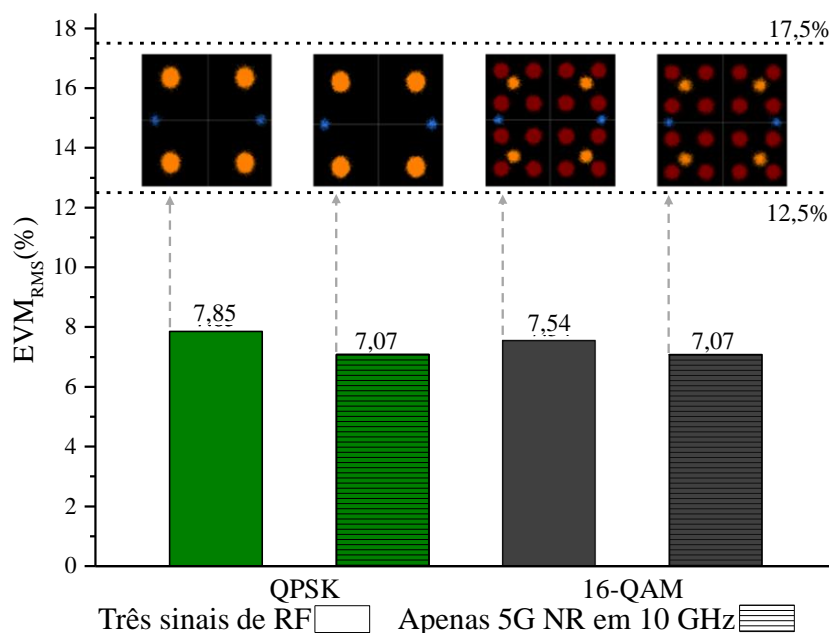
Considerando os três sinais de RF, o sistema de RoF proposto baseado em um transmissor de múltiplos comprimentos de onda integrado monoliticamente forneceu uma taxa de transferência de bits total de 1,04 Gbit/s de acordo com as recomendações do 3GPP.

5.2. Sistema RoF 5G NR baseado em multiplexação por subportadora

O segundo cenário baseia-se na aplicação de multiplexação de subportadora, conforme representado na Figura 28 (b), por meio da combinação elétrica dos sinais 4G e 5G, antes de

serem modulados diretamente em uma única portadora óptica, cujo comprimento de onda de 1554 nm. O canal DFB7 foi escolhido entre os lasers que foram utilizados no primeiro experimento a fim de não alterar a configuração de teste. Além disso, a escolha desse canal foi devido ao posicionamento mais simples da montagem do combinador elétrico na mesa óptica em comparação aos outros lasers. Novamente, a saída do combinador com os três sinais de RF e uma fonte de alimentação DC, cuja tensão de polarização foi de 7,5 V, foram acoplados a entrada SMA do laser DFB7 usando um conector de polarização em T. As configurações dos sinais de RF da implementação anterior (Seção 3.1) foram mantidos para fins de comparação.

Primeiramente, o desempenho do sistema do sistema de RoF 4G/5G compartilhado baseado em SCM foi investigado experimentalmente em termos de EVM_{RMS} em função da potência óptica recebida. A seguir, buscou-se avaliar a configuração mais adequada para cada sinal de dados de acordo com a potência óptica recebida na qual se obteve o melhor resultado de EVM_{RMS} . A potência óptica para esta situação foi denominada de potência óptica recebida ótima, as quais seguem: -3 dBm para o sinal no padrão 5G NR em 10 GHz; -5 dBm para o sinal no padrão 5G NR em 738 MHz; -2 dBm para o sinal no padrão LTE-A com frequência de portadora da banda central em 800 MHz. A Figura 31 ilustra os resultados de desempenho obtidos em gráficos de barra, incluindo as constelações medidas, em função da ordem de modulação. Os resultados para um único sinal de RF acionado são representados por barras com linhas horizontais, verticais ou diagonais em seu interior, enquanto o caso SCM é apresentado em barras sem linhas internas.



a) 5G NR em 10 GHz

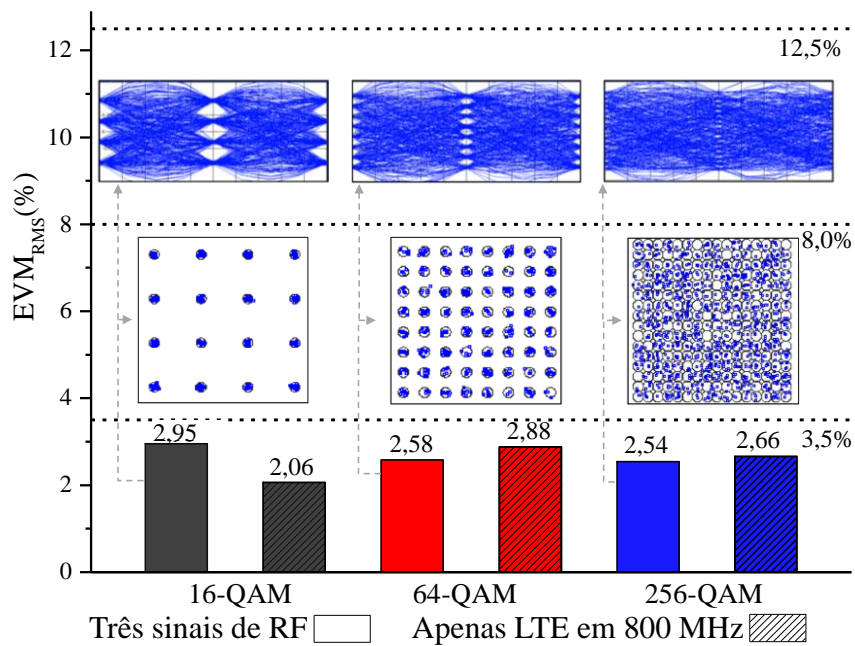
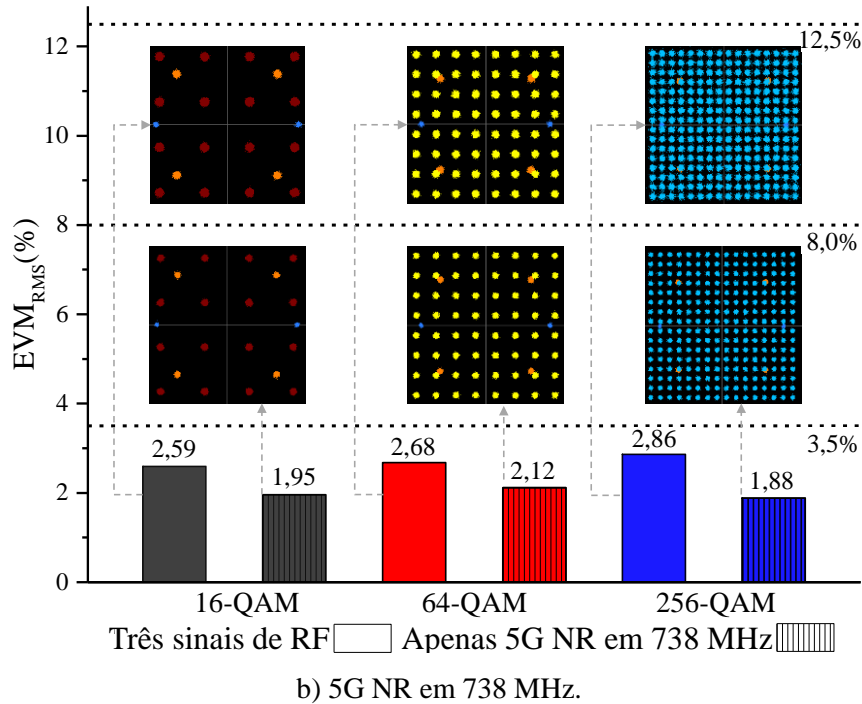


Figura 31 – Avaliação do desempenho do FH 4G/5G compartilhado baseado em SCM: único sinal de RF acionado (barras com linhas) e três sinais de RF acionados (barras sem linhas).

O desempenho do sistema atendeu em todos os casos avaliados, às recomendações do 3GPP com bastante margem, independente da ordem de modulação. Foram medidos EVM_{RMS} inferiores a 3% para os sinais no padrão LTE-A (Figura 31 (c)) e 5G NR (Figura 31 (b)) na banda de 700 MHz e EVM_{RMS} entre 7 e 8% para os sinais de RF no padrão 5G NR na frequência de 10 GHz (Figura 31 (a)). As constelações mostram símbolos bem definidos para os sinais de

dados em 738 e 800 MHz. Importante ressaltar que os equipamentos utilizados para demodulação e obtenção das medidas de EVM_{RMS} , constelações e diagramas de olho foram diferentes para os sinais de 4G e 5G e, por isso, as constelações estão apresentadas em formatações diferentes. Nota-se que para o sinal 4G transmitido na ordem de modulação 256-QAM, os símbolos da constelação não estão claramente definidos apesar de uma margem de quase 1% no EVM_{RMS} para se atingir o limiar do 3GPP. Dessa forma, pode-se atribuir essa falta de definição à má resolução do equipamento de medida para essa modulação. Além disso, a transmissão simultânea de um sinal de 4G e dois sinais de 5G não afeta o desempenho geral do sistema, uma vez que o EVM_{RMS} não se degradou acima dos requisitos do 3GPP com o uso da técnica SCM. No pior caso, EVM_{RMS} foi de 1,88 para 2,86% para o sinal no padrão 5G NR em 738 MHz com ordem de modulação de 256-QAM, que, todavia, ainda está abaixo da recomendação 3GPP para este formato de modulação específico.

6. Implementações de sistemas ópticos-sem fio utilizando o MWT em arquiteturas 5G NR multi-banda

6.1. Implementação FiWi do MWT em sistemas 5G NR multi-banda

Esta seção descreve a implementação do sistema de FiWi 5G NR, cujo diagrama de blocos está representado na Figura 32. Nestes experimentos transmitiram-se um sinal de RF no padrão 5G NR com largura de banda de 20 MHz na frequência central de 788 MHz, um sinal simulando o padrão LTE-A com cinco sub-bandas de 20 MHz de BW, assim como descrito no Capítulo 3, porém centrado em 2,6 GHz, e um sinal de RF no padrão 5G NR com largura de banda de 100 MHz centralizado em 3,5 GHz. Observa-se que a frequência de portadora de RF do terceiro sinal também foi alterada em relação ao capítulo anterior. O objetivo dessa alteração é para viabilizar a operação de um sinal no padrão 5G NR com uma BW maior do que a alcançada no experimento com a portadora em 10 GHz, trazendo-a para uma região de comportamento de resposta em frequência mais estável, conforme ilustrado na Figura 27 da Seção 4.2. Todos os sinais de RF foram ajustados com uma potência elétrica de 10 dBm e, novamente, foram usados conectores de polarização em T para combinar cada sinal de RF com a tensão de polarização DC para alimentar os DMLs por meio dos conectores SMA. As fontes de alimentação DC foram ajustadas com as tensões de 6,0, 7,5 e 6,25 V, garantindo a geração das portadoras ópticas em 1552, 1554 e 1556 nm, conforme caracterizado na Seção 4.2 para os DFB5, DFB7 e DFB3, respectivamente. Cada sinal de RF foi transportado por uma portadora óptica configurando um sistema de RoF 5G NR WDM.

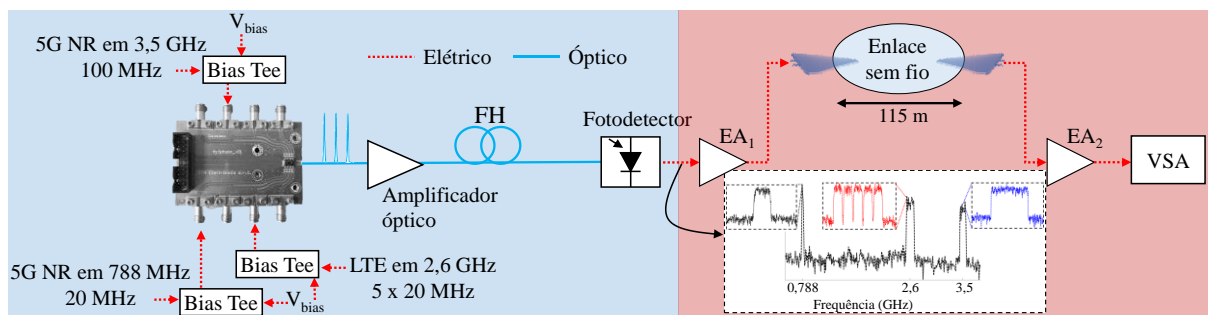


Figura 32 – Diagrama em blocos da implementação do sistema FiWi 5G NR, usando o MWT.

A parte azul do diagrama é similar ao esquema apresentado na Figura 28 (a) com exceção dos sinais de RF de entrada, que conforme descritos anteriormente, são diferentes. No entanto, o nível máximo de potência de cada portadora óptica acoplada ao cordão óptico foi de -20 dBm,

entregando uma potência óptica total de aproximadamente -15 dBm na entrada do EDFA, assim como descrito no experimento do sistema de RoF 5G NR baseado em WDM. Nesse experimento, o EDFA forneceu um ganho óptico de 21 dB, entregando em sua saída uma potência óptica de 6 dBm, pois o VOA com atenuação mínima de 1 dB não foi adicionado para o controle da potência óptica, a qual foi controlada pela variação do ganho do amplificador. Posteriormente, os sinais foram transmitidos por um FH óptico de 12,5 km alcançando o fotodetector. Antes, um OPM foi utilizado para monitorar a potência óptica recebida, sendo a máxima potência permitida de 6 dBm devido à sensibilidade do fotodetector e a máxima potência recebida de 3 dBm devido as perdas e respeitando uma margem de segurança.

A Figura 33 mostra o espectro elétrico medido na saída do fotodetector, onde os três sinais de RF transmitidos nas frequências de 788 MHz, 2,6 GHz e 3,5 GHz podem ser claramente identificados. Os sinais de RF resultantes do processo de fotodeteção foram amplificados por uma cascata de dois amplificadores de RF (EA1 – *electrical amplifier*), de mesmo modelo, antes da transmissão sem fio. O amplificador de baixo ruído (LNA – *low noise amplifier*) ZX60-83LN12+, da Mini Circuits, com faixa de frequência de operação entre 500 MHz e 8 GHz foi utilizado visando compensar as perdas por atenuação dos cabos e da propagação no espaço livre. O ganho desse LNA varia de acordo com a frequência de operação, dessa forma a Tabela 9, resume os valores deste parâmetro, além de apresentar a figura de ruído, para cada frequência utilizada.

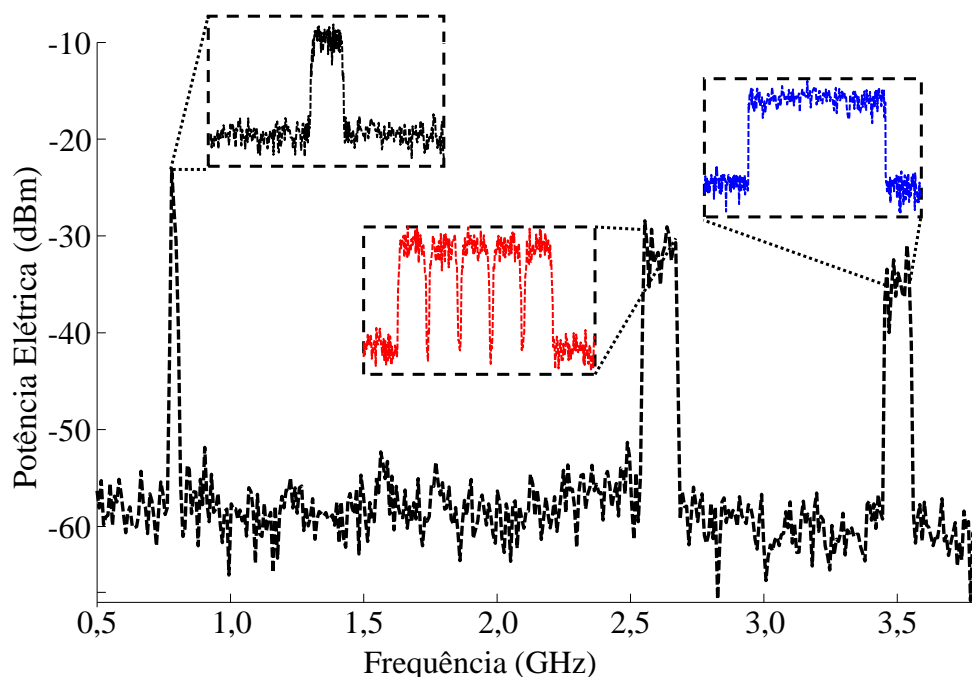


Figura 33 – Espectro elétrico medido após a fotodeteção e amplificação elétrica dos sinais de RF.

TABELA 9 – PARÂMETROS DO AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO ZX60-83LN12+.

Frequência (GHz)	Ganho (dB)	Figura de ruído (dB)
0,788	22,4	1,3
2,6	22	1,5
3,5	21,6	1,5

Os três sinais de RF amplificados foram transmitidos e recebidos por duas antenas log-periódicas idênticas com ganho de 5 dBi. O elemento irradiador utilizado foi a HyperLog 60100 com faixa de operação de 680 MHz a 10 GHz da Aaronia. Dois experimentos foram realizados, nos quais alterou-se o comprimento dos enlaces sem fio, um experimento realizado com um enlace de 10 m e outro de 115 m. No lado da recepção, os referidos sinais de RF foram amplificados por uma segunda cascata de dois amplificadores de RF (EA2) de mesmo modelo dos utilizados na transmissão, para garantir o nível de sinal para serem demodulados. Os cabos de RF apresentaram um comprimento total de 3,5 m, considerando um cabo interligando os amplificadores à antena na transmissão, outro cabo conectado à antena aos amplificadores na recepção e um terceiro cabo para ligar os amplificadores ao analisador de sinais. Por fim, um analisador vetorial de sinais foi utilizado para avaliar os sinais recebidos, em função dos requisitos de EVM_{RMS} do 3GPP Release 15 [130], conforme limites apresentados na Tabela 4 na Seção 3.3.

O desempenho geral do sistema foi avaliado em três cenários distintos. No primeiro, avaliou-se o desempenho dos sinais trafegando apenas pelo enlace RoF, similar às medições da Seção 4.1, após o EA1 em função da potência óptica de entrada do fotodetector. Isso permite identificar o melhor ponto de operação de RoF para a implementação do sistema de FiWi 5G NR. Como prova de conceito, o segundo cenário foi a avaliação do sistema de FiWi completo com um FH óptico de 12,5 km seguido de um enlace sem fio interno com 10 m de alcance, visando as aplicações de eMBB em ambientes internos. Por fim, a última configuração de medida de desempenho foi o cenário de FiWi, também completo, entretanto com um enlace sem fio externo de 115 m, visando aplicações de eMBB e de longo alcance para ambientes externos. Este último cenário assemelha-se a uma implementação real de uma operadora de telecomunicações, pois, além da presença de duas estações rádio base comerciais próximas ao ambiente de testes, também operando em micro-ondas, havia carros estacionados e/ou circulando e pessoas caminhando por perto.

6.1.1. Análise RoF do Sistema FiWi 5G NR

A Figura 34 retrata o desempenho do MWT na saída do EA1 em função da potência óptica de entrada do fotodetector. A análise foi baseada em medições de EVM_{RMS} de acordo com os requisitos do 3GPP Release 15, os quais estão destacados em diferentes tons de amarelo, dependendo da ordem de modulação. Importante mencionar que todos os três sinais de RF estiveram ativos durante toda a caracterização. O EVM_{RMS} reduz na forma de uma função decrescente ao aumentar a potência óptica até 1 dBm, o qual foi o melhor ponto de operação e obteve-se os valores ótimos de EVM_{RMS} para os três sinais de RF transmitidos. Optou-se por não apresentar os valores de EVM_{RMS} para potências ópticas acima do ponto ótimo.

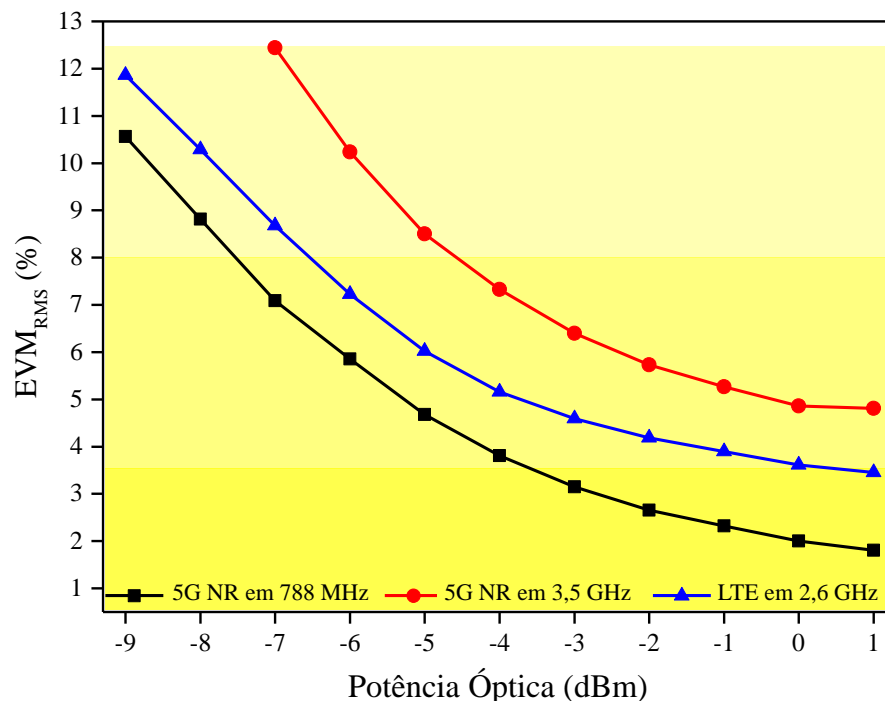


Figura 34 – Desempenho do sistema de RoF em termos de EVM_{RMS} em função da potência óptica na entrada do fotodetector.

Pode-se concluir analisando a Figura 34 que o sinal no padrão 5G NR na frequência de 788 MHz necessita de uma potência óptica superior a -7,5 dBm e a -3,5 dBm para possibilitar a transmissão com ordem de modulação de 64- e 256-QAM, respectivamente, atendendo as especificações com margens para o melhor ponto de operação. A investigação do sinal que simula o padrão LTE, representa o desempenho da sub-banda central, a qual sofre maior interferência e degradação devido à influência de vizinhos em ambos os lados. O sistema de RoF 5G NR cumpriu a recomendação para 64-QAM com níveis de potência óptica superiores a -6,5 dBm e o requisito para 256-QAM na potência óptica de 1 dBm, apenas. Por outro lado, o sinal no padrão 5G NR com largura de banda de 100 MHz não cumpriu a recomendação para

256-QAM, exigindo potência óptica superior a -7 e $-4,5$ dBm para satisfazer os requisitos das ordens de modulação de 16- e 64-QAM, respectivamente. Vale mencionar que a transmissão dos dois primeiros sinais descritos, no esquema de modulação 16-QAM, atende os requisitos em toda faixa de potência analisada. Pode-se observar uma redução de desempenho em função do aumento da frequência, que ocorre devido às respostas em frequência do MWT, dos cabos de RF e do fotodetector, além da diminuição do ganho e aumento da figura de ruído dos amplificadores.

6.1.2. Análise em ambiente interno do sistema FiWi 5G NR

A Figura 35 apresenta uma fotografia do experimento do sistema de FiWi 5G NR NSA em ambiente interno, incluindo os enlaces óptico e sem fio. Observa-se que o FH óptico foi implementado através de um carretel de SMF e a transmissão sem fio foi feita dentro do Prédio 2 do Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel) no Laboratório *Wireless and Optical Convergent Access* (WOCA). Vale destacar que esse cenário é desafiador quanto a recepção do sinal para demodulação, visto que é um ambiente de laboratório e tem vários objetos, como bancadas, cadeiras, equipamentos, que favorecem múltiplos percursos, o que pode degradar o sinal transmitido no receptor. Com o objetivo de diminuir esse efeito, as antenas foram instaladas com o plano que tem maior diretividade para irradiar no plano horizontal do ambiente.



Figura 35 – Fotografia da implementação em ambiente interno do sistema FiWi 5G NR NSA.

A Figura 36 compara o desempenho dos três sinais de RF em termos de EVM_{RMS} e constelações, medidos no melhor ponto de operação, para as configurações B2B, RoF e FiWi

interno com 10 m de alcance. Como o objetivo foi realizar uma prova de conceito com uma transmissão em ambientes internos, optou-se por não variar a distância entre as antenas. A configuração B2B é realizada conectando diretamente o transmissor ao receptor de RF para fornecer um valor base a fim de estimar o impacto das configurações de RoF e FiWi no desempenho geral do sistema. A Figura 36 (a) representa a análise do sinal de RF no padrão 5G NR em 788 MHz empregando a ordem de modulação de 256-QAM para atingir a taxa de vazão de dados máxima. O valor de EVM_{RMS} medido foi de 3,4%, atendendo ao requisito do 3GPP e permitindo uma taxa de bits máxima de 160 Mbit/s em enlace sem fio com uma constelação bem definida. O cálculo da taxa foi feito usando cada largura de banda do sinal e a ordem de modulação, portanto, ele abrange todo o cabeçalho e os dados efetivos. A Figura 36 (b) mostra os resultados para o sinal que simula o padrão LTE em 2,6 GHz, para o qual o EVM_{RMS} foi de 5,4%, atendendo a recomendação do 3GPP com margem para a ordem de modulação de 64-QAM e atingindo uma taxa de bits de 600 Mbit/s considerando as cinco sub-bandas do padrão LTE de 20 MHz. Embora, tenha sido possível a transmissão do esquema de modulação 256-QAM no cenário de RoF, o requisito de EVM_{RMS} foi atendido sem margens.

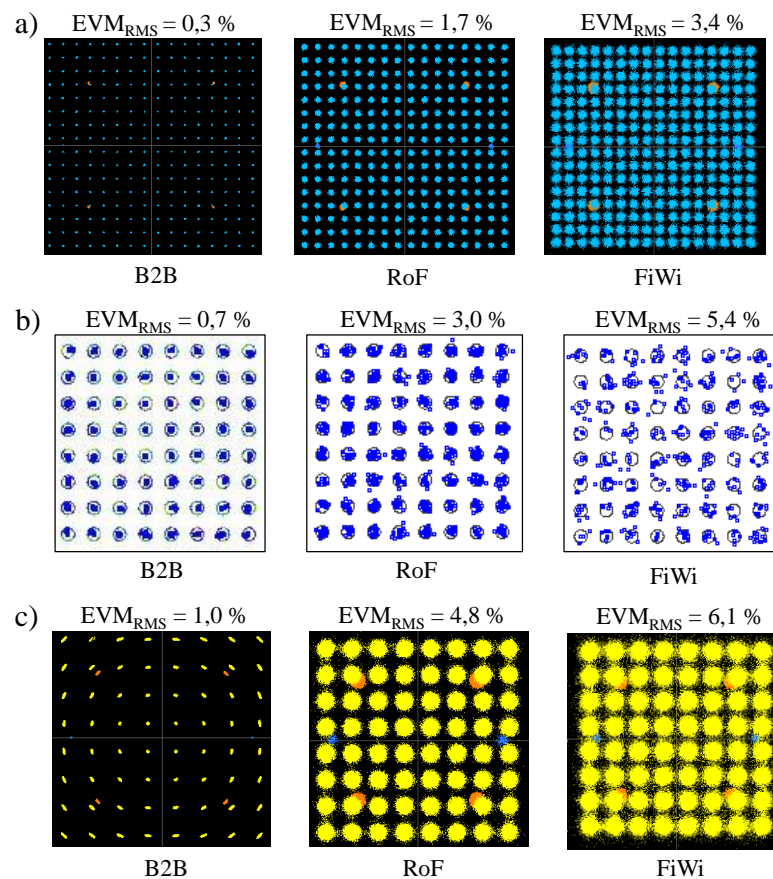


Figura 36 – Análises B2B, RoF e FiWi de 10 m para os três sinais de RF transmitidos. a) 5G NR com 20 MHz em 788 MHz; b) LTE com 5x20 MHz em 2,6 GHz; c) 5G NR com 100 MHz em 3,5 GHz.

Portanto, como o cenário sem fio tende a degradar mais o sinal, a ordem de modulação 64-QAM foi definida para essa transmissão. A Figura 36 (c) ilustra o desempenho de B2B, RoF e FiWi no caso de transmissão de um sinal no padrão 5G NR com largura de banda de 100 MHz na frequência de 3,5 GHz. O EVM_{RMS} foi de 6,1% para 64-QAM, cumprindo com margem as especificações e fornecendo taxa de transmissão de dados de 600 Mbit/s. No geral, o sistema FiWi proposto aplicado em ambientes internos com alcance de 10 m forneceu uma taxa de bits total de 1,36 Gbit/s, o que pode ser considerado uma prova de conceito convincente de uma picocélula do padrão 5G NR em aplicações de ambientes internos de eMBB.

6.1.3. Análise em ambiente externo do sistema FiWi 5G NR

A Figura 37 apresenta uma fotografia do experimento do sistema FiWi 5G NR em ambiente externo. A Figura 37 (a) mostra a configuração experimental, incluindo o MWT, os transmissores de RF e toda a configuração óptica, caracterizando a central de operações (CO). A Figura 37 (b) mostra a antena de transmissão e o enlace em ambiente externo em uma das ruas do Inatel, enquanto a Figura 37 (c) destaca o lado da recepção, isto é, a antena receptora, amplificadores de RF e VSA.

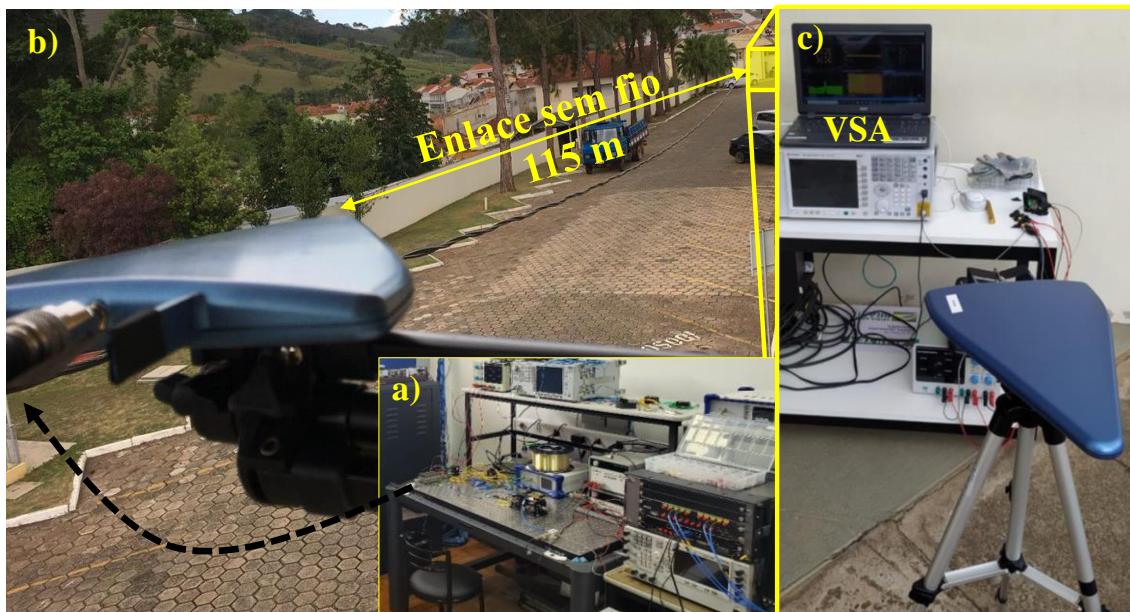


Figura 37 – Fotografia da implementação em ambiente externo do sistema FiWi 5G NR NSA.

A última configuração foi o sistema FiWi 5G NR com transmissão por um enlace sem fio externo de 115 m realizado em um ambiente real. Esse cenário também foi desafiador devido possíveis objetos de reflexão, mas também níveis consideráveis de interferência de sinais

externos que podem prejudicar os sinais enviados pelo sistema em análise, além da atenuação pela propagação no espaço livre. De fato, mediu-se um sinal interferente com nível de potência de pelo menos 20 dB acima da potência do canal na faixa de frequência de 2,6 GHz devido a uma estação rádio base (ERB) do padrão LTE comercial na área. A Figura 38 demonstra a interferência citada e também uma visão pelo lado da recepção do enlace apresentado na Figura 37 (b), podendo visualizar também a ERB da operadora TIM.

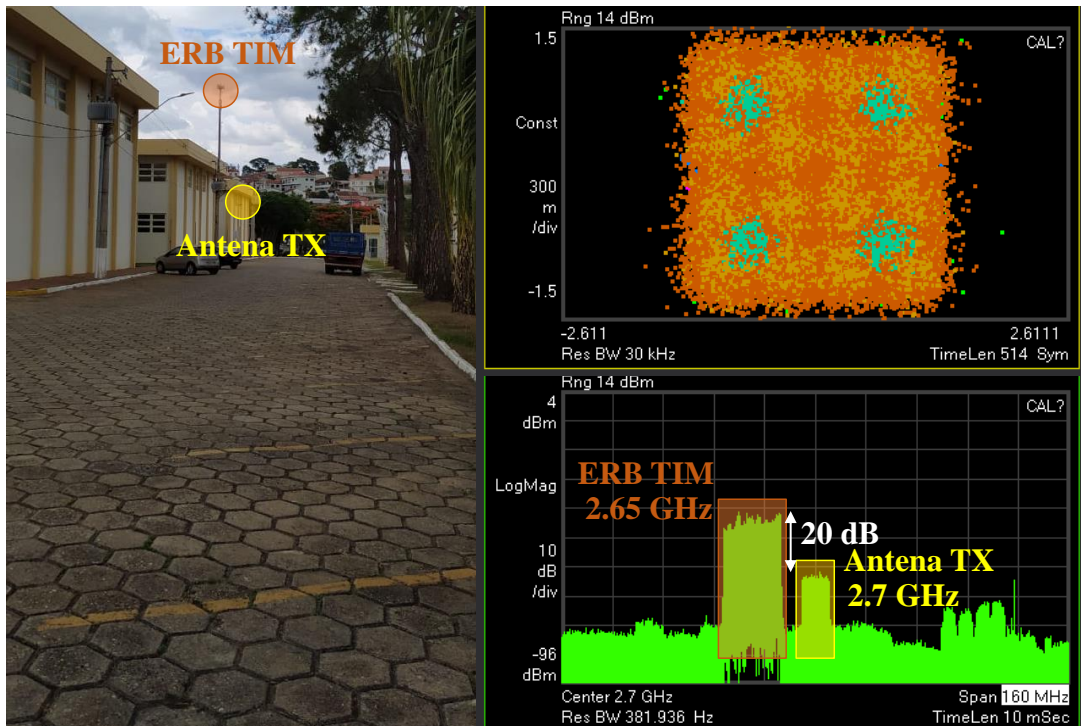


Figura 38 – Análise do espectro elétrico no ambiente externo para definição da frequência de transmissão.

Por esse motivo, o sistema foi ajustado para outras frequências a fim de explorar um canal adjacente ao sistema celular comercial legado e, conseqüentemente, fazer um experimento dentro das condições reais do ambiente. Primeiramente, testou-se o ajuste para uma frequência superior de 2,7 GHz, conforme ilustrado, porém não foi alcançado o desempenho esperado, o qual alcançou se para uma frequência abaixo. Os sinais de RF em 760 MHz e 2,56 GHz foram definidos para substituir as portadoras de 788 MHz e 2,6 GHz do cenário para ambiente interno descrito anteriormente, enquanto o sinal de 3,5 GHz foi mantido. Além disso, o padrão 5G NR foi transmitido nas três frequências, ou seja, a transmissão do padrão LTE com cinco sub-bandas não foi realizada neste último cenário.

O aplicativo Signal Studio da Keysight foi usado para geração das configurações de transmissão e recepção do sinal no padrão 5G NR, incluindo a configuração de alocação de recursos, levando em consideração o cenário em uso. Todos os sinais transmitidos e canais

compartilhados de *downlink* (DL-SCH – *downlink shared channels*) foram ajustados para transmitir simultaneamente duas modulações distintas, visando uma aplicação multiusuário. Além disso, o sinal de sincronização primário (PSS – *primary synchronization signal*) e o sinal de sincronização secundário (SSS – *secondary synchronization signal*) foram adicionados para permitir a temporização do quadro e a identificação da célula [127]. A Figura 39 demonstra o desempenho do sistema FiWi 5G NR com 115 m de alcance em termos do espectro elétrico medido e constelações. É possível distinguir claramente os símbolos de controle e sincronismo recebidos nas cores verde e azul, respectivamente. Além disso, os símbolos de dados da ordem de modulação 16-QAM e 64-QAM estão bem definidos, com um EVM_{RMS} de 5%. O espectro obtido não apresentou desvanecimento perceptível e a potência de canal recebido foi de -10 dBm.

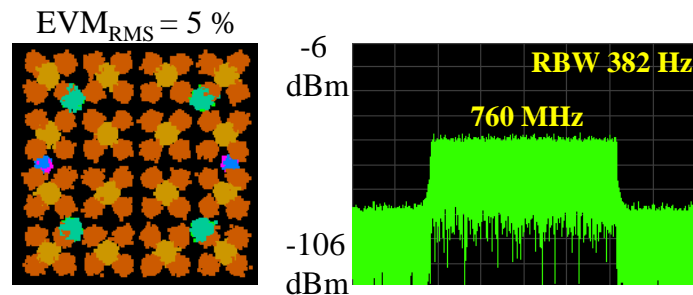


Figura 39 – Análise FiWi de 115 m usando um sinal 5G NR com 10 MHz de BW em 760 MHz. a) constelações; b) espectro.

A Tabela 10 resume os resultados obtidos em termos de frequência da portadora de RF, largura de banda, esquema de modulação, taxa de bits total e EVM_{RMS} para o enlace externo de 115 m de alcance. A representação 16-/64-QAM indica que a largura de banda do sinal foi igualmente ocupada pelos esquemas de modulação 16- e 64-QAM, assim como acontece a ocupação para QPSK/16-QAM. O EVM_{RMS} apresentado é a média obtida pelas duas modulações transmitidas. Como esperado, o ambiente externo degrada gravemente o desempenho do sistema. Conseqüentemente, os esquemas de modulação de ordem superior, como 256-QAM em 788 MHz e 64-QAM em 2,6 e 3,5 GHz, usados nas seções anteriores, excederam as especificações do 3GPP Release 15. Por esta razão, larguras de banda entre 10 e 50 MHz foram usadas neste caso.

TABELA 10 – SISTEMA FIWI DE 115 M DE ALCANCE EMPREGANDO O MWT.

Frequência (GHz)	Largura de banda (MHz)	Esquemas de modulação	Taxa de dados (Mbit/s)	EVM_{RMS} (%)
0,76	10	16-/64-QAM	50	5
	20		100	6,9
2,56	10	QPSK/16-QAM	30	9,3
	10		30	8,3
	20		60	10,4
3,5	20	QPSK/16-QAM	60	10,4
	50		50	15,7

Apesar do enlace sem fio de 115 m, pode-se notar que todos os sinais transmitidos cumpriram os requisitos do 3GPP Release 15, exceto para o sinal no padrão 5G NR na frequência de 3,5 GHz com modulação 16-QAM. Nesse contexto, o sinal QPSK pode ocupar toda a largura de banda, chegando a uma taxa de transferência de dados de 100 Mbit/s. No geral, o sistema FiWi 5G NR, baseado no transmissor integrado de múltiplos comprimento de onda, tem o potencial de atingir uma taxa de transferência de 230 Mbit/s de acordo com as recomendações do 3GPP, fazendo a soma das taxas de transferência máximas de 100 Mbit/s em 760 MHz, 30 Mbit/s em 2,56 GHz e 100 Mbit/s em 3,5 GHz [127].

6.2. Implementação RoF/FSO do MWT visando sistemas 5G NR multi-banda

Em cenários internos é possível utilizar duas variações das OWCs, definidas como a comunicação por luz visível (VLC – *visible light communication*) e comunicação de luz infravermelha com feixe direcionado (BS-ILC – *beam-steered infrared light communication*). As VLCs baseiam-se em uma implementação conjunta com a iluminação de um ambiente específico, modulando as informações nas lâmpadas e luminárias feitas de LEDs. Os LEDs normalmente utilizados para iluminação são de cor azul com uma camada de fósforo que gera a luz branca e esse revestimento com o fósforo causa uma limitação na largura de banda a poucos MHz [150]. Entretanto, há outras formas de se gerar a luz branca, permitindo alcançar altas taxas de dados, conforme apresentado em [40]. Os pesquisadores do laboratório WOCA implementaram um sistema que transporta sinais no padrão 5G NR baseado em VLC operando simultaneamente em várias cores. Nesta proposta, utilizou-se uma estrutura composta por um arranjo de quatro LEDs com as cores vermelha, verde, azul e âmbar (RGBA – *red, green, blue and amber*) a fim de possibilitar a técnica de WDM e geração da luz branca. O sistema VLC propiciou uma vazão de dados de 872 Mbit/s com o sinal no padrão 5G NR e 1,92 Gbit/s com o sinal *M*-QAM aplicando a técnica de pré-distorção digital (DPD – *digital pre-distortion*) [40]. Por fim, visto que a VLC faz uso dos sistemas de iluminação, os quais atendem uma ampla área, possibilitam múltiplos dispositivos compartilharem a mesma banda, fazendo necessário o uso de um protocolo de controle de acesso ao meio (MAC – *medium access control*) adequado [150].

Por outro lado, a principal característica da BS-ILC é a comunicação direcionada a um usuário específico, possibilitando a transmissão de múltiplos feixes independentes para vários

usuários no mesmo ambiente [39, 151]. Essa tecnologia opera de forma independente dos sistemas de iluminação, portanto necessitam de uma infraestrutura separada, tornando a implantação relativamente mais complexa quando se comparada à comunicação por luz visível. Entretanto, a BS-ILC faz uso das bandas próprias utilizadas para comunicação por fibra óptica, o que traz a vantagem de ser implementada utilizando componentes de redes ópticas tradicionais [152]. Outra característica da BS-ILC, é que a diretividade de um único feixe destinado a um usuário, possibilita maior alcance e taxas de dados mais altas com melhor eficiência de energia comparado à VLC. Em [39], duas grades de reflexão para o direcionamento de feixes ópticos em duas dimensões (2D) foram implementadas. Sinais modulados em multi-tons discretos (DTM – *discrete multitone*) foram usados para maximizar a capacidade do enlace e uma taxa de dados de 42,8 Gbit/s foi alcançada através de um enlace FSO de 2,5 m. Koonen et al [151] apresentaram um estudo usando um roteador de guia de onda em matriz (AWGR – *arrayed waveguide router*) de 80 portas. Taxas de dados de até 35 Gbit/s por feixe foram obtidas para sinais transmitidos com modulação de NRZ em chaveamento ON-OFF e taxa de até 112 Gbit/s por feixe usando a modulação de amplitude de pulso de quatro níveis (4-PAM – *four-level pulse amplitude modulation*). Importante ressaltar que os sistemas em [39] e [151] foram baseados em técnicas de modulação óptica externa e um único laser de modulação externa sintonizável.

Dessa forma, esta seção apresenta a implementação de um *fronthaul* de fibra óptica seguido de um enlace FSO baseado em BS-ILC, caracterizando um sistema de RoF/FSO. Adicionalmente, o circuito fotônico integrado do transmissor de múltiplos comprimentos de onda é usado para gerar a portadora óptica e modular diretamente o sinal de RF.

6.2.1. Arquitetura do sistema de RoF/FSO

A Figura 40 mostra o diagrama de blocos do sistema de RoF/FSO implementado, cujo objetivo foi apresentar uma prova de conceito da aplicabilidade de um sistema híbrido com possibilidade de atender as redes 5G e 6G. Na central de operações (CO), o MWT integrado já discutido foi utilizado novamente para a geração e modulação das portadoras ópticas com o sinal de RF por meio dos DMLs. Vale lembrar, que a aplicação dos DMLs é interessante devido à sua área de ocupação menor, ao custo-benefício e eficiência energética quando comparado aos EMLs em conjunto com os modulares externos [133, 134]. O objetivo dessa abordagem é implementar uma arquitetura de redes visando ambientes internos, levando a comunicação da

CO até o dispositivo do usuário. Propõe-se utilizar um enlace de transporte em fibra óptica seguido por um enlace de acesso sem fio, com o sinal emitido no ar livre ainda no domínio óptico, definindo o FSO. Além disso, tem-se a proposta de aproveitar a infraestrutura de rede de fibra óptica instalada que é utilizada pelos provedores de Internet via fibra, fornecendo uma conexão diretamente com a residência ou estabelecimento do usuário. Os comprimentos de onda propostos para a transmissão dos sinais de RF estão em torno de 1550 nm, que são diferentes dos comprimentos de onda utilizados para Internet e está dentro da faixa possível de aplicações BS-ILC.

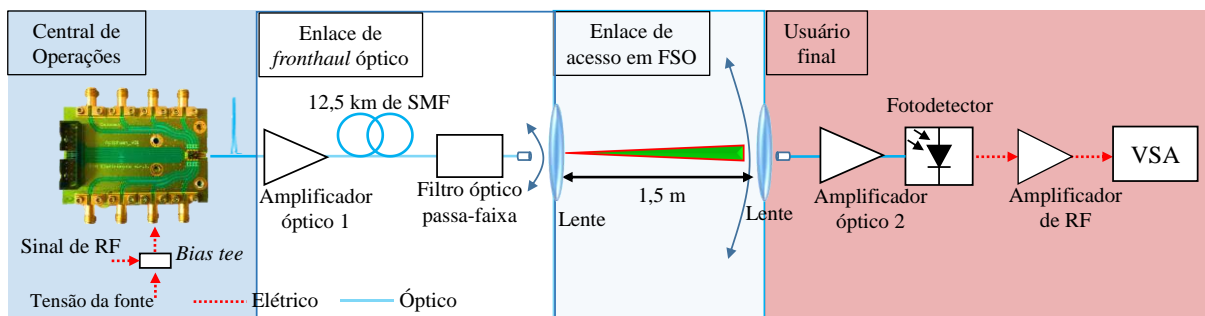


Figura 40 – Diagrama em blocos do sistema de RoF/FSO proposto baseado em BS-ILC.

Como demonstração da possibilidade de validação da arquitetura proposta, transmitiu-se um sinal de RF com largura de banda de 20 MHz na frequência portadora de 550 MHz. Os esquemas de modulação empregados foram o QPSK, 16-, 64- e 256-QAM, gerados por um gerador de forma de onda arbitrária M9505A e um gerador de sinal vetorial N5172B. A escolha da frequência portadora de RF em 550 MHz foi definida em uma região da resposta em frequência do MWT mais plana, que é obtida em frequências mais baixas, conforme pode ser observado na Figura 27. Além disso, embora o sinal de RF seja emitido via ar no enlace de acesso, ele está sendo transportado por uma portadora óptica, e dessa forma, não provoca e nem sofre interferências de sinais pertencentes ao domínio elétrico presentes no ambiente. O sinal de RF foi ajustado com uma potência elétrica de 5 dBm e um conector de polarização em T foi usado para unir o sinal de RF com a tensão de polarização para alimentar os DMLs através do conector SMA. A fonte de alimentação foi configurada para 5,4 V, gerando uma portadora óptica em torno de 1554 nm, conforme a caracterização apresentada na Figura 23. O sinal na saída MWT foi lançado em um cordão óptico com uma potência óptica máxima de -20 dBm, novamente, com auxílio de um microposicionador de 3 eixos, usado para melhorar o acoplamento à fibra e minimizar as atenuações causadas por desalinhamento e vibrações.

Um EDFA, da Golight, foi usado para compensar as perdas de acoplamento, e do enlace SMF e do filtro óptico subsequentes, além de alcançar uma potência óptica de 10 dBm na saída do cordão óptico para a transmissão em FSO. O ajuste dessa potência óptica justifica-se pelas especificações de segurança ocular da IEC 60825, para as comunicações com luz infravermelha são permitidos níveis de potência óptica transmitida no ambiente dentro dos limites de segurança de até 10 dBm para os comprimentos de onda maiores que 1400 nm [153]. Posteriormente, o sinal óptico foi transmitido através de um *fronthaul* de SMF de 12,5 km e um filtro óptico sintonizável com largura de banda de 0,8 nm foi usado para eliminar parte da ASE inserida pelo EDFA antes de emitir o sinal no ar. Após o filtro, o cordão óptico de saída foi posicionado para emitir o feixe infravermelho com potência óptica de 10 dBm no centro de uma lente plano-convexa com distância focal de 25,4 mm e diâmetro de 25,4 mm para realizar a transmissão em um enlace FSO de 1,5 m. O cenário de aplicação seria considerando esse ponto de transmissão fixado no teto de uma sala e a recepção sobre a bancada ou alguma outra superfície, ou seja, uma transmissão vertical. No entanto, devido a estrutura do laboratório não estar preparada para fixação do ponto de transmissão no teto de uma sala, a arquitetura foi validada para uma transmissão ocorrendo na horizontal sobre uma mesa de testes. Vale ressaltar que o deslocamento mecânico do ponto de incidência do feixe na lente possibilita o direcionamento do feixe para alguma outra posição na recepção, resultando em uma área de cobertura específica.

No usuário final, uma lente semelhante à utilizada na transmissão foi empregada para focalizar e re-acoplar o feixe em fibra com potência óptica medida de -12 dBm. A perda de 22 dB se deve ao enlace FSO, mas também ao grande desafio quanto ao alinhamento para conseguir acoplar o feixe óptico. Como observado na Figura 40, uma segunda amplificação óptica foi feita, também através de um EDFA, nomeado Amplificador Óptico 2, proporcionando um ganho de 15 dB, porém o EDFA usado neste ponto da implementação, é um circuito integrado fotônico cedido pela “Idea! Electronic systems”. Um medidor de potência óptica foi empregado para monitorar a entrada do fotodetector e a potência recebida foi de aproximadamente 3 dBm. O fotodetector utilizado foi o dispositivo PIN InGaAs com largura de banda de 12,5 GHz. O sinal de RF fotodetectado foi amplificado em 45 dB usando uma cascata de amplificadores de RF, de modelo ZX60-83LN12+, antes da demodulação. Por fim, um analisador vetorial de sinais DSAV084A, da Keysight, foi utilizado para avaliar o sinal recebido, em função dos requisitos de EVM_{RMS} do 3GPP Release 15 apresentados na Tabela 4 [130].

6.2.2. Resultados experimentais

Como prova de conceito, implementou-se um *fronthaul* óptico de 12,5 km seguido de um enlace de acesso de 1,5 m baseado em FSO, com o objetivo de chegar ao usuário final. A Figura 41 apresenta as fotografias da montagem experimental, que estão de acordo com o diagrama de blocos descrito na Seção 5.2.1. A Figura 41 (a) mostra o lado da central de operações, incluindo o enlace de fibra óptica, os transmissores de RF e ópticos, enquanto a Figura 41 (b) reporta o enlace FSO, a recepção e análise do sinal. O desempenho geral do sistema foi avaliado com base em medições EVM_{RMS} de acordo com o 3GPP Release 15, conforme apresentado pela Tabela 4 na Seção 3.3.

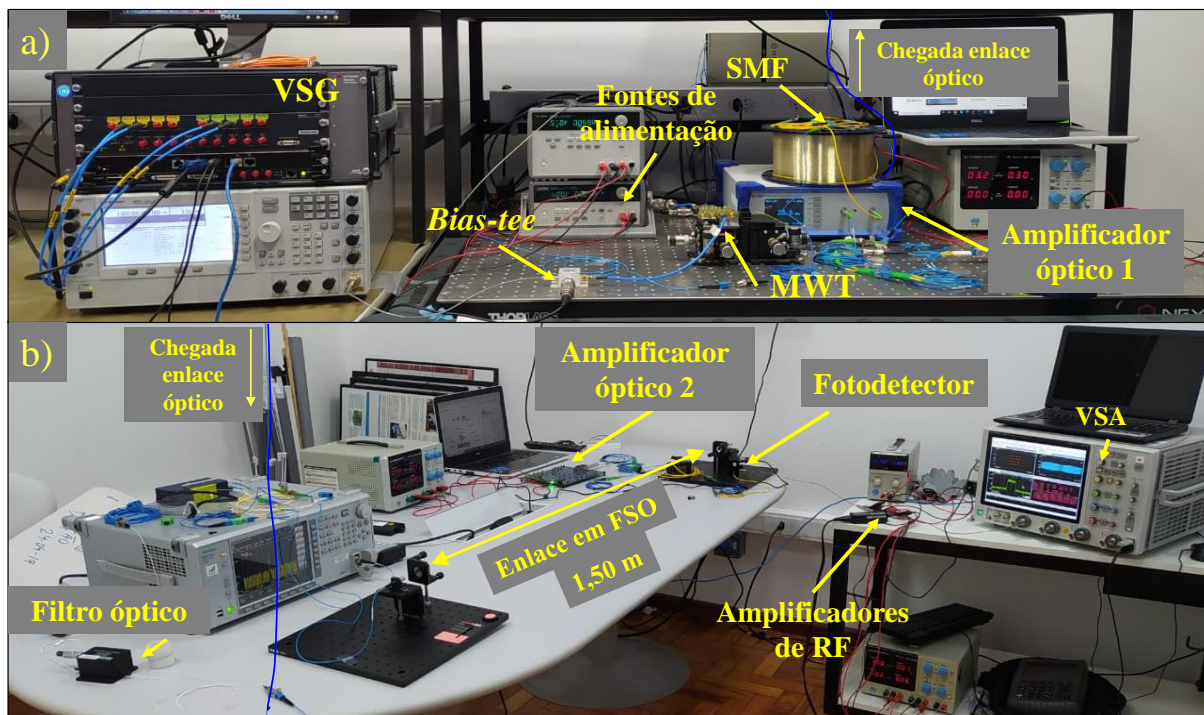


Figura 41 – Fotografias do arranjo experimental. a) Central de operações, incluindo os transmissores de RF e óptico; b) Enlace em FSO e lado da recepção.

A primeira investigação do sistema foi realizada na saída da cadeia de amplificadores elétricos e consistiu na avaliação do desempenho do sistema, em função da potência óptica na entrada do fotodetector, conforme reportado na Figura 42.

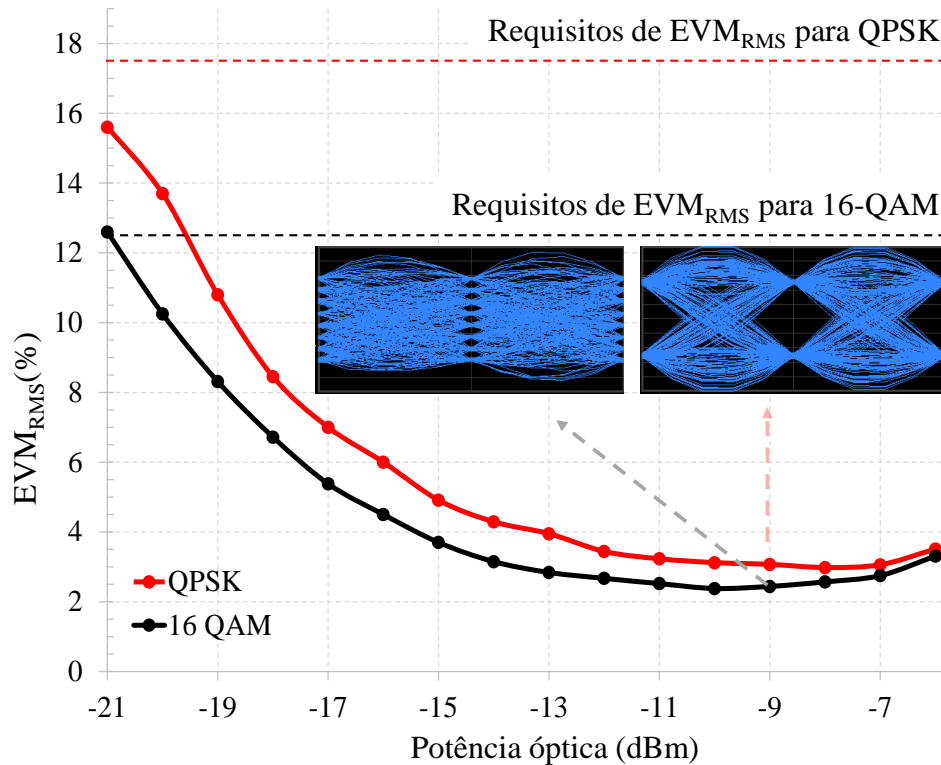


Figura 42 – Desempenho do sistema de RoF/FSO em função da potência óptica na entrada do fotodetector.

Nota-se que o sinal 16-QAM atinge o limite do 3GPP em aproximadamente -21 dBm, enquanto o esquema de modulação QPSK atingiu as recomendações em toda a faixa de potência óptica analisada. Além disso, o melhor ponto operacional ocorre em torno de -9 dBm, o que pode ser observado pela abertura dos diagramas de olho obtidos para nessa potência, conforme relatado nas inserções da Figura 42. Pode-se notar uma degradação de desempenho para potência óptica superior a -9 dBm, a qual pode ser atribuída ao aumento da ASE, uma vez que a variação da potência óptica foi controlada no Amplificador Óptico 2, através da diminuição e aumento do ganho óptico, entretanto essa hipótese não foi investigada. No caso de utilizar índices de modulação QAM 64 e 256, os limites devem ser cumpridos empregando potências ópticas maiores, desde que aumente a OSNR, uma vez que alcançar os requisitos de EVM_{RMS} é mais desafiador à medida que o esquema de modulação aumenta.

A Tabela 11 resume os resultados obtidos ajustando uma potência óptica de -9 dBm, abrangendo a largura de banda do sinal, o esquema de modulação, a taxa de bits máxima e o valor EVM_{RMS} . Pode-se observar que o EVM_{RMS} variou entre 2,2% e 2,9%, atendendo com margens as especificações 3GPP para todos os esquemas de modulação.

TABELA 11 – RESULTADOS DO SISTEMA DE RoF/FSO PARA ESQUEMAS DE MODULAÇÃO DIFERENTES.

Largura de faixa (MHz)	Esquema de modulação	Taxa de bits (Mbit/s)	EVM _{RMS} (%)
20	QPSK	40	2,9
20	16-QAM	80	2,4
20	64-QAM	120	2,3
20	256-QAM	160	2,2

A Figura 43 exibe a análise de desempenho do sistema de RoF/FSO em termos de constelação e espectro empregando 16-QAM (Figura 43 (a)) e 256-QAM (Figura 43 (b)). Pode-se distinguir os símbolos recebidos e observar que não há distorções de fase e magnitude perceptíveis em ambos os casos. Além disso, os espectros medidos são planos e sem desvanecimento prejudicial. No geral, o sistema de RoF/FSO foi capaz de atingir 160 Mbit/s usando apenas 20 MHz de largura de banda, demonstrando a viabilidade do sistema para integração do núcleo móvel com um usuário final, empregando a tecnologia FSO.

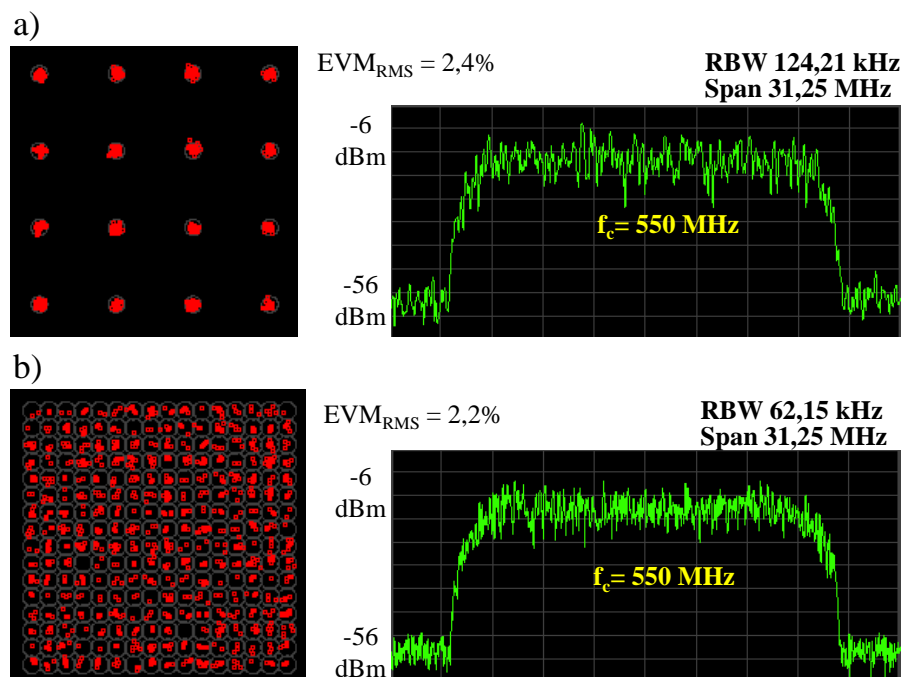


Figura 43 – Análise de desempenho digital do sistema de RoF/FSO em termos de constelação e espectro. a) 16-QAM; b) 256-QAM.

7. Considerações finais

7.1. Conclusões

As redes de comunicações móveis das próximas gerações trarão um nível totalmente inédito de experiências do usuário e aplicações, desde a possibilidade de comunicações multi-sentido a cidades superinteligentes. Além disso, a visão de que a comunicação deverá atender a todos e em qualquer lugar, mostra a importância da discussão e propostas de novas arquiteturas de redes, tanto de transporte, quanto de acesso. As arquiteturas de rede que trazem C-RANs, HetNets e convergência óptico-sem fio, tanto nos sistemas FiWi quanto nas tecnologias de OWC, têm sido promissoras e capazes de suportar as demandas das redes 5G. Além disso, a padronização do modo de operação NSA para a tecnologia 5G aponta a necessidade da avaliação das novas propostas quanto a transmissão de sinais de diferentes padrões coexistindo com o padrão 5G NR na mesma infraestrutura de rede. Visto que o modo SA levará um pouco mais de tempo para implantação, apesar de ser mais vantajoso em termos de aproveitar toda capacidade que uma rede 5G poderá prover.

A fotônica de micro-ondas oferece recursos vantajosos relacionados à geração, processamento, controle e distribuição de sinais de RF, em micro-ondas e ondas milimétricas para as aplicações emergentes advindas da tecnologia 5G. O desafio na implementação dessas propostas para aplicações práticas se refere ao tamanho e o alto custo dos elementos do sistema. Portanto, uma solução para compactação desses dispositivos ópticos é a utilização de PICs, os quais, a partir da padronização para uma tecnologia de fabricação genérica de integração baseada em InP, têm levado a uma redução dos custos, além da diminuição nas dimensões.

Em vista do exposto acima, primeiramente, foi proposto e implementado com sucesso um sistema de RoF multi-banda para transmissão do padrão 5G NR baseado no uso de um transmissor de múltiplos comprimentos de onda (MWT) de baixo custo, compacto e integrado em uma plataforma de InP, que pode operar simultaneamente nos modos SA e NSA. A implementação contemplou um FH óptico com 12,5 km de comprimento com sinais 4G e 5G compartilhando o mesmo enlace, no qual a integração do circuito integrado fotônico do MWT reduz a complexidade e a área de ocupação do transmissor, permitindo uma solução 5G compacta, de alto desempenho e baixo custo para frequências de até 10 GHz. Pela primeira vez, houve a transmissão de sinais de rádio multinível, ao invés de sinais OOK simples, e o

experimento demonstrou que a linearidade do laser é capaz de suportar a arquitetura de FH móvel óptica compartilhada 4G/5G. Antes da realização do experimento, o dispositivo do MWT integrado foi caracterizado e verificou-se que cada laser permite a sintonia do comprimento de onda em torno de 4 nm, por meio de ajustes na tensão da fonte de alimentação com uma razão de 0,8 nm/V. Observando uma não linearidade na curva, e como dois PICs foram concedidos no empréstimo, optou-se por refazer tal caracterização em função da corrente de polarização e verificou-se uma relação entre comprimento de onda e corrente de 0,053 nm/mA. Além disso, notou-se deslocamento no comprimento de onda e redução na máxima potência do feixe óptico acoplado quando se alterou a temperatura do ambiente de 21 para 28°C.

A primeira implementação experimental foi realizada por meio de dois cenários de aplicação para ilustrar a aplicabilidade do sistema proposto a fim de permitir multiaplicação e/ou diversos padrões de RF usando um único comprimento de onda ou multiserviço explorando diferentes comprimentos de onda de uma única fonte óptica. O primeiro cenário foi baseado em WDM usando três dentre oito DMLs disponíveis do transmissor de múltiplos comprimento de onda integrado para transmitir sinais de 4G e 5G independentemente, usando o mesmo FH óptico. Uma taxa de transferência de 1,04 Gbit/s de acordo com a recomendação 3GPP foi validada experimentalmente, usando dois sinais no padrão 5G NR, um na frequência de 738 MHz e outro em 10 GHz, e um sinal simulando o padrão LTE-A na frequência de 800 MHz. O segundo cenário foi baseado em SCM, com o objetivo de transmitir simultaneamente em um único laser os dois sinais no padrão 5G NR e um no LTE-A combinados no domínio elétrico. Esta solução tecnológica também permitiu cumprir os requisitos 3GPP com margem, resultando em diagramas de olho e constelações bem definidas.

O segundo experimento abordou a implementação de um sistema FiWi multi-banda com transmissão do padrão 5G NR no modo NSA, também empregando o MWT integrado, mostrando novamente a capacidade de suportar um número crescente de sinais heterogêneos com dimensões reduzidas. Relatou-se a transmissão simultânea de um sinal no padrão 5G NR com largura de banda de 20 MHz centrado na frequência de 788 MHz, sinais simulando o padrão LTE com largura de banda de 5×20 MHz com frequência central de 2,6 GHz e um sinal no padrão 5G NR de largura de banda de 100 MHz em 3,5 GHz. Os sinais foram emitidos por meio de uma arquitetura FiWi composta por um enlace óptico de 12,5 km de extensão de SMF e um enlace sem fio em ambiente interno de 10 m ou em ambiente externo de 115 m. O desempenho em todo o sistema FiWi foi compatível com os requisitos 3GPP para todos os sinais, exceto para a modulação 16-QAM na frequência de 3,5 GHz no enlace mais longo. A

taxa de transferência de dados total alcançada foi de até 1,36 Gbit/s e 230 Mbit/s nos enlaces FiWi de 10 m e 115 m, respectivamente.

Um terceiro experimento foi realizado, no qual demonstrou-se uma prova de conceito de um sistema de RoF/FSO empregando o MWT integrado combinado com o uso da comunicação de luz infravermelha com feixe direcionado (BS-ILC), visando a próxima geração de RANs de largura de banda ultra-alta. Em particular, implementou-se a transmissão de um sinal M-QAM de largura de banda de 20 MHz na frequência de RF de 550 MHz em um enlace de 12,5 km de fibra óptica monomodo seguido por um enlace em FSO de 1,5 m. O cenário de aplicação seria considerando esse ponto de transmissão do feixe infravermelho fixado no teto de uma sala, com a possibilidade de direcioná-lo para o ponto de recepção de interesse. O desempenho do sistema de RoF/FSO foi compatível com os requisitos do 3GPP para todas as medições, atingindo uma taxa de bits máxima de 160 Mbit/s usando apenas 20 MHz de largura de banda.

Por fim, o uso de transmissores de múltiplos comprimentos de onda integrados, que utilizam lasers de modulação direta, em redes 5G abre um novo grau de liberdade para o compartilhamento de infraestrutura, incluindo emprego do padrão NSA.

Ao longo do trabalho, várias dificuldades foram surgindo à medida que a pesquisa e os experimentos avançavam. Um dos principais desafios se refere ao acoplamento do feixe óptico emitido pelo circuito integrado fotônico do MWT à fibra óptica. Nesses alinhamentos eram gastos muitas horas de trabalho para um primeiro ajuste, e todo cuidado ao redor dessa região da mesa óptica era necessário para não se perder o acoplamento. O próprio vento do ar condicionado causava um desalinhamento. Outro desafio está relacionado a manter uma temperatura estável no ambiente de laboratório. Em alguns experimentos, por exemplo, o experimento do sistema FiWi em ambiente interno, a porta do laboratório precisou permanecer aberta e dessa forma o equipamento de ar condicionado não conseguia manter a temperatura ambiente fixa. Também houve limitações referente a componentes e equipamentos disponíveis para realizar os experimentos com a capacidade de canais máximas oferecida pelo PIC do transmissor de múltiplos comprimentos de ondas utilizado. Entretanto, foi possível realizar várias caracterizações e experimentos como prova de conceito e os resultados foram satisfatórios.

7.2. Trabalhos futuros

- Comparação dos experimentos propostos com uma montagem de um sistema semelhante, mas sem o uso do PIC. Neste caso, seriam utilizados lasers de modulação direta separados e um acoplador em fibra e com isso, verificar as vantagens e desvantagens para cada esquema;
- Comparação dos experimentos propostos com um esquema de modulação externa, baseado em PIC se possível, para levantamentos das vantagens e desvantagens dos esquemas;
- Realizar os experimentos com a capacidade máxima do MWT, ou seja, utilizando os oito canais, e combinando as duas formas de multiplexação testadas e analisar o comportamento do PIC sobre essas condições;
- Realizar experimentos relacionados à transmissão do padrão 5G NR usando o sistema RoF/FSO, bem como explorar larguras de faixa maiores para obter uma maior taxa de transmissão.
- Realizar experimentos mesclando os canais utilizados entre os sistemas de transmissão propostos, explorando diferentes topologias, tecnologias e padrões de comunicação.

Apêndice A

Processo de integração

O processo de integração genérico oferece liberdade nos conceitos de integração, mas fabricações diferentes terão tecnologias de integração diferentes, mesmo que sejam funcionalmente equivalentes. Pode-se subdividir o processo de integração em quatro etapas, que são: crescimento epitaxial; corrosão do guia de onda; passivação e planarização; e metalização e interligação [111, 154]. A Figura 44 ilustra as quatro etapas mencionadas. Importante ressaltar, que os fundamentos do processo genérico explicados nesta tese, seguem como exemplo o processo estabelecido pelo laboratório “Basic Research and Applications”, conhecido como “COBRA”, no Instituto Interuniversitário de Pesquisa em Tecnologia da Comunicação, em Eindhoven.

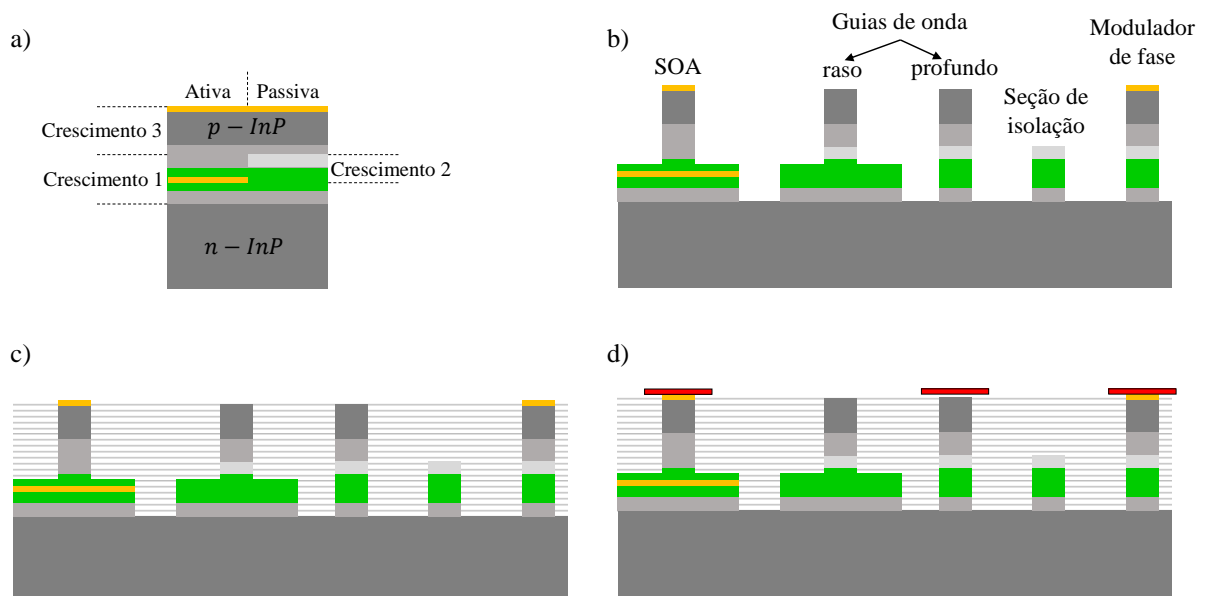


Figura 44 – Representação das etapas de um processo de integração [154]. a) crescimento epitaxial; b) corrosão do guia de onda; c) passivação e planarização; d) metalização e interligação.

O processo de crescimento epitaxial, demonstrado na Figura 44 (a), é dividido em uma ou várias etapas [111, 154]. No processo epitaxial de etapa única, o empilhamento completo das camadas, considerando as camadas ativas e passivas, é cultivado em uma única etapa epitaxial e as seções transparentes do guia de onda são criadas posteriormente retirando parte das camadas ativas. Esse crescimento pode ser realizado de duas maneiras [154]. Uma opção é com um guia de ondas ativo acima de um guia de ondas passivo, porém nessa abordagem são necessárias estruturas especiais para acoplar a luz suavemente do guia de onda ativo para o passivo e vice-versa. Essa abordagem é chamada de integração vertical de guia duplo, e está ilustrado na Figura 45 (a). Outra forma é com o crescimento de apenas um guia de ondas que

inclui a camada ativa, ou seja, um guia composto, representado na Figura 45 (b). Assim, não há a necessidade de acoplamento vertical por estruturas especiais, entretanto surge uma descontinuidade entre a seção de guia de onda ativo e passivo, causando perda e reflexão no acoplamento. Uma etapa de crescimento pode ser adicionada revestindo a estrutura com uma camada de InP para reduzir tal descontinuidade [154].

A Figura 45 (c) ilustra outro método de crescimento epitaxial de etapa única nomeado mistura de poços quânticos, os quais se encontram na camada ativa [154]. A camada ativa pode tornar-se passiva, cobrindo-a com um material que cria lacunas no cristal semiconductor, as quais se difundem para a camada ativa conforme a lâmina é aquecida. Essas lacunas fazem as espécies atômicas do poço quântico se misturarem com as das camadas de barreira entre elas, levando a um aumento da banda proibida efetiva. Portanto, a mistura de poços quânticos pode aumentar o comprimento de onda da banda proibida do material ativo, tornando-o mais transparente [154]. Uma desvantagem desta abordagem é que a concentração de dopantes nas regiões ativa e passiva são iguais e isso causa grandes perdas nas regiões transparentes. Uma solução é acrescentar uma etapa epitaxial para o crescimento de uma camada de revestimento não dopada na seção transparente do guia de ondas [154].

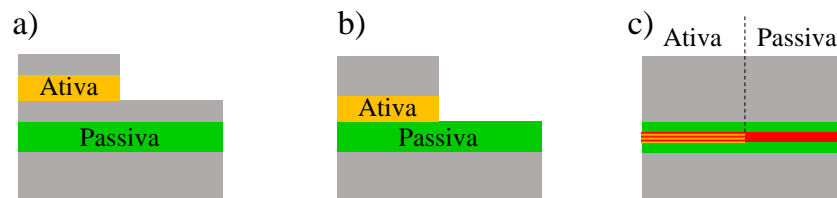


Figura 45 – Representação de processo de crescimento epitaxial de etapa única [154]. a) integração vertical de guia duplo; b) integração vertical de guia único; c) mistura de poços quânticos.

A segunda etapa do processo de integração é a corrosão do guia de onda que é classificada em quatro níveis distintos, e podem ser observados na Figura 44 (b). O nível mais profundo se estende até o substrato e é usado em guias de onda com corrosão profunda, em moduladores de fase e para fornecer alto contraste de índice [154]. Esses guias de onda são usados onde o alto contraste é essencial, por exemplo, em curvas de raio pequeno e em acopladores de interferência multimodo (MMI – *multimode interference*) compactos e refletores MMI. O segundo nível de corrosão é empregado para definir guias de onda de corrosão pouco profunda e regiões de amplificadores. Os guias de onda rasos apresentam menores perdas de propagação devido ao espalhamento reduzido na parede lateral e são usados em interligações de baixa perda [154]. O terceiro nível é aplicado para oferecer isolamento

elétrico entre componentes ativos diferentes. O isolamento é alcançado através da remoção da camada de revestimento superior dopada com material tipo p , até a camada de revestimento logo acima da camada de guia de onda. O quarto nível de corrosão é o mais raso e é aplicado na remoção da camada de contato fortemente dopada dos guias de onda passivos. Adicionalmente, após a planarização, este nível de corrosão permite o roteamento de interconexões elétricas através dos guias de onda até a borda do chip [154].

Após o processo de corrosão, paredes laterais dos componentes em fabricação, principalmente os que sofreram corrosão profunda, devem ser passivadas e protegidas. A Figura 44 (c) ilustra como isso é feito por meio da deposição de uma camada de poliimida, a qual também tem a função de reduzir as diferenças de altura no chip, tornando-o mais plano. A camada de passivação é necessária para obter correntes escuras baixas em regiões de fotodetectores e modulares de fase. A planarização facilita as etapas litográficas posteriores e também é usada como camada de substrato para interligações metálicas entre os eletrodos e as vias de ligação e conectores. Essa camada tem uma altura bem definida em todas as elevações, nas quais devem ser criadas aberturas de contatos, e cobre as pilhas que tem necessidade de trilhas metálicas para interligações [111, 154].

A última etapa do processo de integração tem a finalidade de criar o contato e metalização do chip, representada pelas barras vermelhas na Figura 44 (d). Primeiro, a camada de planarização de poliimida é padronizada pela litografia e o restante é corroído de volta até que as elevações ativas estejam abertas. Depois, uma camada fina de contato Ti-Pt-Au (titânio-platina-ouro) é depositada por litografia de metalização por *lift-off* para obter contatos com baixa resistência em série. *Lift-off* é uma técnica para formar camadas sobre uma superfície através de um processo de adição, ao contrário da remoção utilizada na corrosão. Após o *lift-off* dos contatos, eles são solidificados ao mesmo tempo. A parte superior da lâmina é coberta com uma camada granulada fina de ouro, seguida por uma camada de resistência mais espessa, a qual é aberta onde são necessários os caminhos metálicos. Em seguida, um padrão de ouro mais espesso é galvanizado através das aberturas na máscara de resistência e, por fim, é corroído um pouco para remover a camada granulada [154].

Blocos de construção

Aqui são discutidos com certo nível de profundidade sobre alguns blocos de construção relacionados ao que será apresentado no decorrer dessa tese. Os modelos e padrões discutidos se baseiam no processo COBRA, visto que grande parte de suas informações sobre o processo de integração e os blocos de construção se encontram em domínio público [123].

A. Regiões de guia de onda passivo:

As regiões de guias de onda transparentes são os blocos de construção mais básicos em qualquer processo [154]. Esses BBBs são usados para realizar interligações e em CBBs como acopladores MMI e grades de guia de ondas em matriz (AWGs – *arrayed waveguide grating*). Os guias de onda são fabricados com confinamentos ópticos diferentes, definido como força de guiamento de ondas em corrosão profunda fortemente guiada (WGS – *strongly guided*) ou corrosão superficial fracamente guiada (WGW – *weakly guided*). A principal característica dos guias de onda é a perda de propagação, a qual deve ser a menor possível. WGWs geralmente têm a menor perda de propagação e são indicados para interconexões, porém não suportam pequenos raios de curvaturas. WGS são escolhidos para componentes compactos e raios de curvatura menores, contudo a perda de propagação é geralmente maior [154].

As seções transversais de um guia de ondas profundo (WGS) e de um guia de onda raso (WGW) estão ilustradas na Figura 46. A camada de guia de onda é uma camada de material quaternário (InGaAsP) de $0,5 \mu\text{m}$ de espessura com casamento de estrutura para que o limiar da banda proibida esteja em um comprimento de onda de $1,25 \mu\text{m}$. Os WGW são corroídos com uma crista de 100 nm e as larguras dos guias de onda recomendadas para projeto são de $2 \mu\text{m}$. Enquanto que WGS são corroídos em profundidade maior que 150 nm e as larguras dos guias de onda podem ser escolhidas em torno de $1,5 \mu\text{m}$ [154].

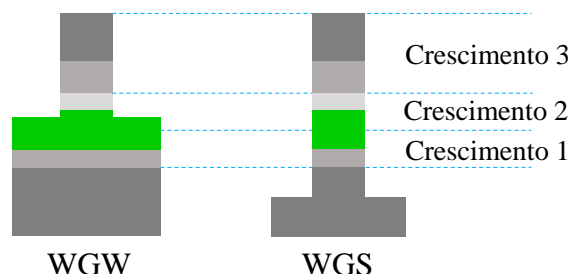


Figura 46 – Representação da seção transversal de blocos de construção básicos passivos: um guia de onda com corrosão rasa (WGW) e um guia de onda com corrosão profunda (WGS).

A perda de propagação é causada devido à absorção de portadores livres na camada superior de revestimento dopada p e à rugosidade da parede lateral dos guias de onda. As

camadas de revestimento e a parte inferior da camada de guia de onda são dopadas porque a mesma estrutura de guia de onda é usada nos moduladores de fase. Enquanto o dopante do tipo p tem contribuição significativa para as perdas, o dopante tipo n não tem grande influência nessa característica. O perfil de dopagem do revestimento superior é gradual, sendo mais baixo próximo do guia de onda, que é a região onde a interação com o modo guiado é mais forte [154]. O nível mínimo de dopagem é determinado pela eficiência eletro-óptica do modulador de fase e uma eficiência eletro-óptica satisfatória pode ser obtida com um nível de dopagem que oferece uma perda de propagação de cerca de 2 dB/cm . As perdas totais são cerca de 3 dB/cm e 4 dB/cm para os WGW e WGS, respectivamente. Entretanto, um processo de integração mais avançado pode proporcionar perdas menores, abaixo de 1 dB/cm [154].

Quanto ao raio de curvatura mínimo, a recomendação para os guias de onda rasos é de $500 \mu\text{m}$ e os raios de curvatura para os guias de onda profundos podem ser da ordem de $10 \mu\text{m}$. Entretanto, pode ocorrer uma conversão de polarização significativa nas junções entre as seções retas e curvas do guia de onda, para curvaturas menores de $50 \mu\text{m}$, caso as paredes laterais não forem perfeitamente verticais [154].

B. Conversor de tamanho de feixe:

Os conversores de tamanho de feixe (SSCs – *spot size converters*) são blocos de construção importantes para o acoplamento eficiente da luz emitida pelo chip a uma ou mais fibras ópticas. O conversor atua como um funil óptico, modificando o diâmetro modal dos guias de onda no chip para o tamanho modal de uma fibra óptica clivada ou com lente. O conversor expande o diâmetro horizontal e vertical do modo igualmente para uma alta eficiência de acoplamento [154].

A estrutura do SSC é formada com um guia de onda afinado verticalmente, o qual força a luz do guia de onda passivo de alto índice no topo, para um guia de onda com fibra casada (FMW – *fibre-matched waveguide*) de baixo contraste, conforme representado pela ilustração da Figura 47 [155]. O FMW pode ser formado por uma camada espessa de InP com dopagem n^- , a qual tem um índice de refração mais alto do que o substrato de alta dopagem n^+ , ou como um guia de onda diluído por ter algumas camadas quaternárias finas entre camadas de barreira de InP mais espessas [155]. A perda de acoplamento do SSC em discussão está entre 0,5 e 1 dB para uma fibra com lente ou para um outro chip com diâmetro do feixe de $3 \mu\text{m}$.

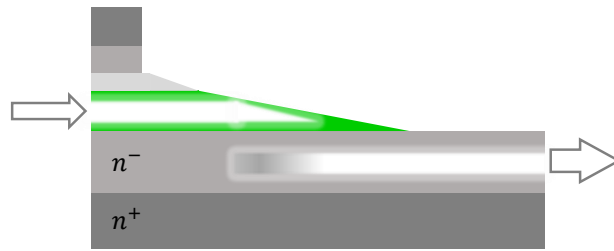


Figura 47 – Ilustração da seção transversal de um SSC cônico.

C. Acopladores MMI:

A divisão e combinação de potência de sinais são funções básicas na maioria dos circuitos e podem ser feitas através de acopladores em estrela, acopladores direcionais ou acopladores MMI. Os acopladores em estrela são indicados para altas razões de divisão, porém possuem não uniformidade significativa e perda de divisão [154]. Os acopladores direcionais podem apresentar uma perda de inserção e reflexões muito baixas, no entanto, na tecnologia de guia de onda de alto contraste, o intervalo entre os guias precisa ser em escala sub-micrométrica sendo um desafio controlar a razão de acoplamento com precisão. Portanto, os acopladores MMI são os acopladores mais utilizados [144, 156].

Um acoplador MMI é uma seção de guia de onda multimodo na qual cópias únicas ou múltiplas, também denominadas de imagens, do campo na face de entrada são geradas na face de saída. A imagem é baseada na decomposição do campo de entrada nos modos da seção multimodo e na reconstrução das cópias únicas ou múltiplas em determinados comprimentos. As propriedades da imagem variam em função do comprimento e posição da seção MMI e do formato dos guias de onda de entrada e saída [154]. A Figura 48 mostra a representação gráfica do esquemático dos acopladores MMI usados como divisores ou combinadores 1×2 e acopladores 2×2 . Esses acopladores podem ser fabricados tanto na tecnologia de guia de ondas rasa quanto profunda, contudo a perda de inserção e o *cross-talk* são melhores para um acoplador MMI baseado em corrosão profunda e as reflexões nas faces de entrada e saída são menores para um acoplador de corrosão rasa. Dessa forma, o projeto de acopladores MMI com paredes laterais baseadas em corrosão profunda e faces com corrosão rasa combinam ambas as vantagens. Além disso, os reflexos podem ser reduzidos por meio da aplicação de faces angulares [157] ou formas ainda mais sofisticadas [158], evitando que a luz refletida possa se acoplar de volta à porta de entrada.

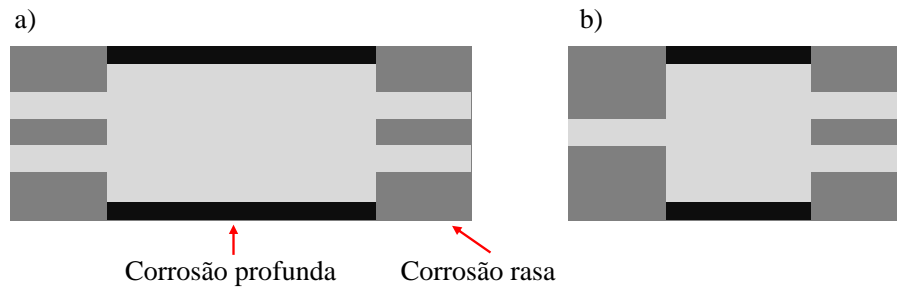


Figura 48 – Representação de acopladores MMI. a) acoplador 2x2; b) divisor ou combinador 1x2 [154].

D. Laseres de realimentação distribuída e de refletor de Bragg distribuído:

Os lasers são fabricados a partir de CBBs. Uma das formas de tornar um laser monomodo é usando grades como refletores seletivos de comprimento de onda. Na Figura 49, está ilustrado um laser refletor de Bragg distribuído (DBR – *distributed Bragg reflector*), o qual pode ser sintonizável em comprimento de onda, se as grades aplicadas forem ajustáveis [154]. Nos lasers DFB, a grade refletora é introduzida na própria seção de ganho, sendo incorporada acima ou abaixo da região ativa, ou nas paredes laterais. As grades padrão fornecidas por algumas plataformas podem ser ajustadas por injeção de corrente, alterando no índice de refração efetivo, o que é suficiente para sintonizar o comprimento de onda do laser em aproximadamente 10 nm na banda de comprimento de onda de 1550 nm. Uma faixa de sintonia de 5 a 8 nm pode ser alcançada, mantendo a operação de frequência única com alta razão de supressão de modo lateral (SMSR – *side-mode suppression ratio*), otimizando a refletividade das grades frontal e traseira com a escolha de um comprimento de grade adequado e incluindo um defasador na cavidade [159].



Figura 49 – Ilustração do esquema de um laser DRB formado por uma seção de SOA, integrada entre duas grades de difração de Bragg.

Apêndice B

Numerologia e sinalizações

A numerologia para o padrão 5G NR foi proposta para operar tanto nas bandas sub-6 GHz quanto nas bandas de mmWave. Essa flexibilidade é possível por meio da criação de várias numerologias formadas por um escalonamento de um espaçamento de subportadora (SCS – *subcarrier spacing*) base por um inteiro μ , considerando o SCS base de 15 kHz e μ sendo uma potência de 2. Dessa forma, é possível determinar o SCS, em Hz, por

$$SCS = 2^\mu (15 \times 10^3). \quad (21)$$

O padrão 5G NR prevê SCSs entre 15 a 480 kHz, selecionados entre FR1 e FR2 [125, 160]. Considerando a banda de FR1, μ pode assumir os valores 0, 1 ou 2, configurando os SCSs como 15, 30 ou 60 kHz, respectivamente. Em FR2, os SCSs possíveis são 60, 120, 240 ou 480 kHz, fazendo μ igual a 2, 3, 4 ou 5, respectivamente.

Alguns elementos da numerologia são flexíveis, como é o caso do SCS, enquanto outros são fixos. A duração de um subquadro é fixada em 1 ms, sendo um quadro formado por 10 subquadros, totalizando uma duração de 10 ms por quadro [161, 162]. Nos subquadros são transmitidos *slots* contendo símbolos OFDM, cuja duração é função de SCS, de acordo com a Eq. 21. Dessa forma, a duração dos *slots* varia, sendo inversamente proporcional a variação do SCS, visto que o *slot* possui comprimento fixo de símbolos OFDM, incluindo o prefixo cíclico (CP – *cyclic prefix*). No padrão 5G NR, um *slot* é definido com 7 ou 14 símbolos OFDM para espaçamentos de subportadora de até 60 kHz e 14 símbolos OFDM para SCSs acima de 60 kHz. Um *slot* pode conter todo os referentes ao *downlink* ou *uplink* ou ainda estar fragmentado entre os dois. Por fim, é definido no padrão 5G NR o bloco de recursos (RB – *resource block*) formado por um conjunto de 12 subportadoras, no mínimo [161-163]. A Figura 50 apresenta a composição e a fragmentação do subquadro em intervalos de tempo, em função da numerologia.

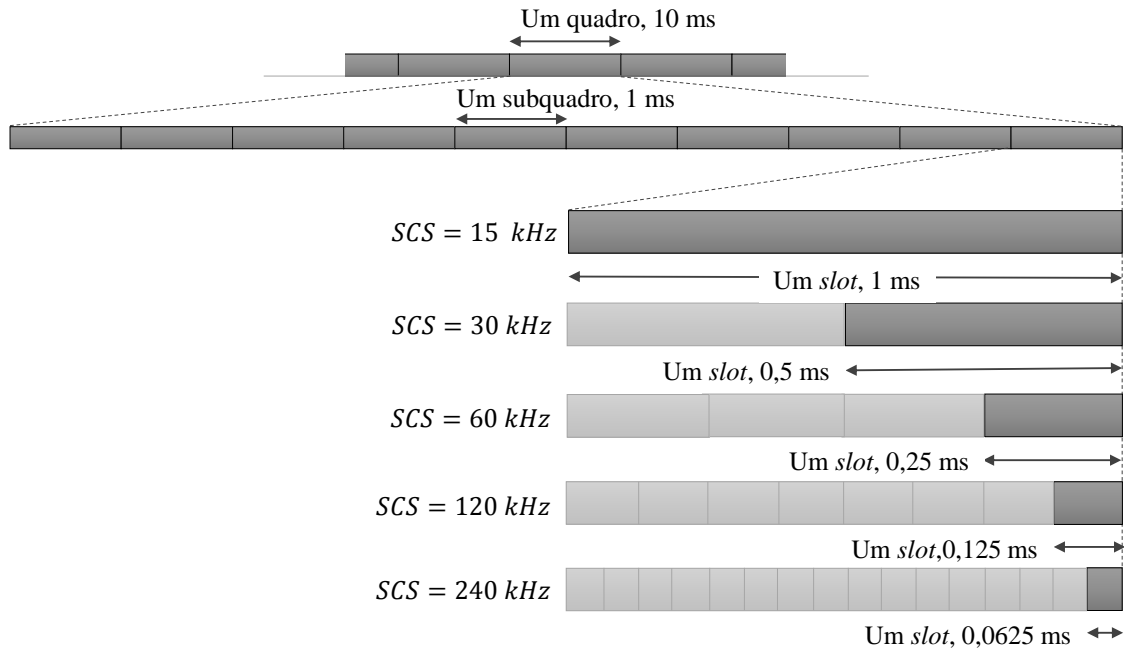


Figura 50 – Estrutura de um subquadro e as possíveis subdivisões no padrão 5G NR [164].

O padrão 5G NR especifica alguns sinais de sincronismo, controle e referência importantes para conexão dos equipamentos dos usuários à rede [160]. Um sinal PBCH (*physical broadcast channel*) que contém informações necessárias para aquisição e seleção de células é transmitido juntamente com os sinais de sincronização primário (PSS – *primary synchronization signal*) e secundário (SSS – *secondary synchronization signal*) [160]. As métricas de condições de canal, prioridade de tráfego e qualidade de serviço são providas pelos dispositivos de usuário por um sinal PUCCH (*physical uplink control channel*). Partindo dessas informações, as estações rádio base transmitem para os dispositivos do usuário as informações de controle de *downlink* (DCI – *downlink control information*) através de um sinal PDCCH (*physical downlink control channel*) [160].

Os dados transmitidos em ambos sentidos de comunicação entre ERB e dispositivo do usuário são mapeados pelos sinais PDSCH (*physical downlink shared channel*) e PUSCH (*physical uplink shared channel*). Tem-se ainda, os sinais de referência, como o sinal de referência de informação do estado do canal (CSI-RS – *channel state information reference signal*), o sinal de referência de rastreamento de fase (PTRS – *phase-tracking reference signal*) e o sinal de referência de demodulação (DMRS - *demodulation reference signal*). Os sinais de referência viabilizam a estimação do canal e a compensação do ruído de fase, além de auxiliar na demodulação [160].

Taxa de dados no padrão 5G NR

A taxa máxima de bits capaz de ser alcançada no padrão 5G NR é dependente de uma série de parâmetros, o que pode ser observado através do cálculo aproximado da vazão de dados em Mbit/s, definido em [165], como

$$R_b = 10^{-6} \sum_{j=1}^J \left(v_{layers}^{(j)} Q_m^{(j)} f^{(j)} R_{m\acute{a}x} \frac{12 N_{RB}^{BW(j),\mu}}{T_s^\mu} (1 - OH^{(j)}) \right). \quad (22)$$

Os parâmetros da Eq. 22 estão definidos na Tabela 12.

TABELA 12 – DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS PARA O CÁLCULO DA VAZÃO DE DADOS.

Parâmetros	Definição
J	Quantidade de portadoras moduladas agregadas
$v_{layers}^{(j)}$	Número máximo de camadas de multiplexação espacial para aplicações MIMO
$Q_m^{(j)}$	Quantidade de bits por símbolo
$f^{(j)}$	Fator de escala
$R_{m\acute{a}x}$	Taxa máxima de codificação
$N_{RB}^{BW(j),\mu}$	Número de blocos de recurso alocados para dada numerologia
T_s^μ	Tempo de duração média dos símbolos OFDM para dada numerologia
$OH^{(j)}$	Fator de cabeçalho utilizado para sinalização

Importante mencionar que alguns das variáveis apresentadas na Tabela 12 assumem alguns valores fixos ou típicos, ou ainda precisam ser determinados por meio de equações e tabelas específicas [165]. Por exemplo, $f^{(j)}$ pode assumir 1,0; 0,8; 0,75 ou 0,4; $R_{m\acute{a}x}$ é igual a 948/1024, assumindo o uso de código de verificação de paridade de baixa densidade (LDPC - *low-density parity-check*). O parâmetro $OH^{(j)}$ é dependente da direção de transmissão e da faixa de frequência, e o tempo de duração média dos símbolos OFDM é regida pela expressão

$$T_s^\mu = \frac{10^{-3}}{14 \times 2^\mu}. \quad (23)$$

O parâmetro $N_{RB}^{BW(j),\mu}$, além da dependência com a numerologia, depende também das larguras de faixas de transmissão. A padronização do 3GPP especifica a quantidade de RBs que serão alocados para atingir as larguras de faixa máximas em função de SCS nas faixas de

frequência FR1 e FR2 [166]. A Tabela 13 mostra os valores de $N_{RB}^{BW(j),\mu}$ para FR1 de acordo com as larguras de faixa e SCS determinados, conforme a padronização.

TABELA 13 – ALOCAÇÃO DE RBs EM FUNÇÃO DA LARGURA DE FAIXA E SCS PARA O FR1.

Largura de faixa (MHz)	SCS (kHz)	$N_{RB}^{BW(j),\mu}$
5	15, 30	25, 11
10	15, 30, 60	52, 24, 11
15	15, 30, 60	79, 38, 18
20	15, 30, 60	106, 51, 24
25	15, 30, 60	133, 65, 31
30	15, 30, 60	160, 78, 38
40	15, 30, 60	216, 106, 51
50	15, 30, 60	270, 133, 65
60	30, 60	162, 79
70	30, 60	189, 93
80	30, 60	217, 107
90	30, 60	245, 121
100	30, 60	273, 135

Apêndice C

Os principais equipamentos, componentes e acessórios usados nos experimentos

Equipamento/Dispositivo/Acessório	Fabricante	Modelo
Amplificador de fibra dopada com Érbio	Idea! Electronic systems	QSFP EDFA
	Golight	OA-D-D-C-30-20-G-1-FA
Amplificador de RF	Fairview Microwave	SBUA-400-12-010-K
	Mini-Circuits	- ZX60-83LN12+
Analisador de espectro elétrico	Keysight	DSAV084A
		FieldFox N9952A
		MXA N9020A
Analisador de espectro óptico	Anritsu	MS9740A
Analisador de rede	Keysight	PNA N5524A
		FieldFox N9952A
Analisador de sinal vetorial	Keysight	DSAZ632A
		MXA N9020A
	Rohde & Schwarz	FSW-8351
Antena log-periódica	Aaronia	HyperLog 60100
Atenuador óptico	Thorlabs	VOA50PM-FC
Conector de polarização em T (Bias-tee)	Anritsu	K251
	Mini-Circuits	ZFBT-282-1.5A
Conjunto de calibração	Keysight	85056D
DC-block	Mini-Circuits	BLK-18-S+
	Fairview Microwave	SD3379
Filtro óptico sintonizável	DiCOM	TF-1550-0.8-9/TB-FC-1
Fonte de alimentação	Keysight	E3640A
		E3646A
	Minipa	MPL-3303M
		MPS-3035D
Fotodetector	EOT	PIN InGaAs
	Thorlabs	DX30AF
Gerador de forma de onda arbitrário	Keysight	M9505A
Gerador de sinal analógico	Keysight	N5173B
Gerador de sinal vetorial	Keysight	E8267D

		N5172B
	Rohde & Schwarz	SMBV100B
Grampo de Fibra	Thorlabs	T711-250
Lente plano-convexa	Thorlabs	LA1027-C
Medidor de potência óptico	Anritsu	CMA5
		OPM-200-1550-9/125-S-3A3A-3-1
Microposicionador de 3 eixos	Thorlabs	MBT616D
Optical fiber	Draka	SMF DLPC9 code 279/01
Suporte de montagem fixa	Thorlabs	AMA009

Referências

- [1] T. Koonen, "Indoor Optical Wireless Systems: Technology, Trends, and Applications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, pp. 1459 - 1467, 15 April 2018.
- [2] R. Baldemair, E. Dahlman, G. Fodor, G. Mildh, S. Parkvall, Y. Selen, et al., "Evolving wireless communications: addressing the challenges and expectations of the future," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 8, pp. 24-30, Mar. 2013.
- [3] A. Fehske, G. Fettweis, J. Malmodin, and G. Biczok, "The global footprint of mobile communications: The ecological and economic perspective," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, pp. 55-62, 2011.
- [4] Z. Ghassemlooy, S. Arnon, M. Uysal, Z. Xu and J. Cheng, "Emerging Optical Wireless Communications-Advances and Challenges," in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 33, no. 9, pp. 1738-1749, Sept. 2015, doi: 10.1109/JSAC.2015.2458511.
- [5] Y. Liu et al., "Waveform design for 5G networks: analysis and comparison," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 19282-19292, Feb. 2017.
- [6] R. Gerzaguet et al., "The 5G candidate waveform race: A comparison of complexity and performance", *EURASIP J. Wireless Commun. Netw.*, vol. 2017, no. 13, pp. 1-14, Jan. 2017., M. Vaezi, Z. Ding and H. Vincent Poor, *Multiple Access Techniques for 5G Wireless Networks and Beyond*, 2019
- [7] L. Zhang, et al., "Multi-Service System: An Enabler of Flexible 5G Air Interface," *IEEE Com. Mag.*, vol. 55, no. 10, pp. 152-159, Oct. 2017.
- [8] ETSI, "5G; Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies," TR 138 913 V14.2.0, 2017.
- [9] ITU-R, "IMT vision - framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond," *Recommendation ITU-R M.2083-0*, Sep. 2015.
- [10] 5G-Range Consortium, "Remote area access network for the 5th generation," *Application and requirements report*, Apr. 2018.
- [11] I. Philbeck, "Connecting the unconnected: working together to achieve Connect 2020 Agenda targets," *ITU White Paper*, 2017.

- [12] A. Osseiran et al., "Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 5, pp. 26-35, May 2014.
- [13] J. Sachs, G. Wikstrom, T. Dudda, R. Baldemair, and K. Kittichokechai, "5G radio network design for ultra-reliable low-latency communication," *IEEE Network*, vol. 32, no. 2, pp. 24-31, Apr. 2018.
- [14] 3GPP, "5G; Service requirements for next generation new services and markets," TS 22.261 *version 15.6.0 Release 15*, 2018.
- [15] C. I et al., "RAN revolution with NGFI (xhaul) for 5G," *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, no. 2, pp. 541-550, Jan. 2018.
- [16] J. Le et al., "Spectrum for 5G: global status, challenges, and enabling technologies," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 3, pp. 12-18, Mar. 2018.
- [17] Anatel, "Tecnologia 5G e satélites são abordados no Futurecom," Nov. 07, 2018. [Online]. Disponível: <http://www.anatel.gov.br/institucional/noticias-destaque/2102-tecnologia-5g-e-satelites-sao-abordados-no-futurecom>. [Acessado Set. 12, 2021].
- [18] Anatel, "Anatel atualiza requisitos técnicos que permitirão uso da tecnologia 5G," Dez. 21, 2020. [Online]. Disponível: <https://www.gov.br/anatel/pt-br/assuntos/noticias/anatel-atualiza-requisitos-tecnicos-que-permitirao-uso-da-tecnologia-5g> [Acessado Set. 12, 2021].
- [19] Anatel, "Leilão de Espectro 5G," Mar. 23, 2021. [Online]. Disponível: <https://www.gov.br/anatel/pt-br/assuntos/5G/leilao-de-espectro-5g>. [Acessado Set. 12, 2021].
- [20] M. Vaezi, Z. Ding, and H. V. Poor, Eds., "Multiple access techniques for 5G wireless networks and beyond". Cham: *Springer*, 2019.
- [21] P. Weitkemper, J. Bazzi, K. Kusume, A. Benjebbour, and Y. Kishiyama, "On regular resource grid for filtered OFDM," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 12, pp. 2486–2489, Dec 2016.
- [22] V. Vakilian, T. Wild, F. Schaich, S. Brink, and J.-F. Frigon, "Universal-filtered multi-carrier technique for wireless systems beyond LTE," in *9th International Workshop on Broadband Wireless Access, Proc. Globecom 2013*, Dec. 2013.

- [23] N. Michailow et al., “Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 9, pp. 3045-3061, Aug. 2014.
- [24] J. Ferreira et al., “GFDM frame design for 5G application scenarios,” *J. Communication and Information Systems*, vol. 32, no. 1, pp. 54-61, 2017.
- [25] Radiocommunications Reference Center (CRR) from Inatel. Acessado em: 20 de outubro, 2021. [Online]. Disponível em: <https://inatel.br/crr/>.
- [26] W. Dias et al., “Performance Analysis of a 5G Transceiver Implementation for Remote Areas Scenarios,” 2018 *European Conference on Networks and Communications (EuCNC)*, 2018, pp. 363-367.
- [27] W. Dias, A. Ferreira, R. Kagami, J. S. Ferreira, D. Silva and L. Mendes, “5G-RANGE: A transceiver for remote areas based on software-defined radio,” 2020 *European Conference on Networks and Communications (EuCNC)*, 2020, pp. 100 104.
- [28] 5G Range. Acessado em: 20 de outubro, 2021. [Online]. Disponível em: <http://5g-range.eu/>.
- [29] I. B. F. de Almeida, L. L. Mendes, J. J. P. C. Rodrigues and M. A. A. da Cruz, “5G Waveforms for IoT Applications,” in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, no. 3, pp. 2554-2567, third quarter 2019.
- [30] S. J. Nawaz, et al. “Quantum machine learning for 6G communication networks:State-of-the-art and vision for the future,”*IEEE Access*, vol. 7, pp.46 317–46 350, 2019.
- [31] Evoluindo com as Telecomunicações, Inatel integra grupo pioneiro no mundo de pesquisas sobre 6G. Acessado em: 20 de outubro, 2021 [Online]. Disponível em: <https://inatel.br/imprensa/noticias/pesquisa-e-inovacao/3426-inatel-integra-grupo-pioneiro-no-mundo-de-pesquisas-sobre-6g>.
- [32] 6G Brasil Workshop. Acessado em: 20 de outubro, 2021 [Online]. Disponível em: <https://cursos.inatel.br/lp-workshop-de-6g>.
- [33] 6G Flagship. Acessado em: 20 de outubro, 2021 [Online]. Disponível em: <https://www.oulu.fi/6gflagship/>.
- [34] M. Z. Chowdhury, M. Shahjalal, S. Ahmed, and Y. M. Jang, “6G wireless communication systems: Applications, requirements, technologies, challenges, and

- research directions,” Sep. 2019, arXiv: 1909.11315. [Online]. Disponível em: <http://arxiv.org/abs/1909.11315>
- [35] J. R. Bhat and S. A. Alqahtani, “6G Ecosystem: Current Status and Future Perspective,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 43 134–43 167, 2021
- [36] M. Chen, W. Saad, and C. Yin, “Virtual Reality Over Wireless Networks: Quality-of-Service Model and Learning-Based Resource Management,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 11, pp. 5621–5635, 2018.
- [37] Z. Xiao and Y. Zeng, “An overview on integrated localization and communication towards 6G,” accepted by *Science China Information Sciences* (SCIS), <https://arxiv.org/abs/2006.01535>, 2020, [Online; acessado em 13 de setembro de 2021].
- [38] H. Viswanathan and P. E. Mogensen, “Communications in the 6G Era,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 57 063–57 074, 2020
- [39] T. Koonen, F. Gomez-Agis, F. Huijskens, K. A. Mekonnen, Z. Cao and E. Tangdionga, "High-Capacity Optical Wireless Communication Using Two-Dimensional IR Beam Steering," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 19, pp. 4486-4493, Oct.1, 2018, doi: 10.1109/JLT.2018.2834374.
- [40] M. A. de Oliveira, E. S. Lima, M. S. B. Cunha, M. Abreu, Arismar Cerqueira S. Jr., “RGB-based VLC system using 5G NR standard”. *Optics Communications*, v. 481, p. 126542, 2021
- [41] Imoize, A.L.; Adedeji, O.; Tandiya, N.; Shetty, S. “6G Enabled Smart Infrastructure for Sustainable Society: Opportunities, Challenges, and Research Roadmap.” *Sensors* 2021, 21, 1709. <https://doi.org/10.3390/s21051709>
- [42] A. Fuller, Z. Fan, C. Day, and C. Barlow, “Digital twin: Enabling technologies, challenges and open research,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 108 952–108 971, 2020.
- [43] A. Tzanakaki et al., “Wireless-optical network convergence: enabling the 5G architecture to support operational and end-user services,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 10, pp. 184-192, Oct. 2017.
- [44] N. Zhang, N. Cheng, A. T. Gamage, K. Zhang, J. W. Mark, and X. Shen, “Cloud assisted HetNets toward 5G wireless networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 6, pp. 59-65, Jun. 2015.

- [45] 3GPP TS 22.261 V15.2.0, “Service requirements for the 5G system; Stage 1 (Release 15)”, 2017.
- [46] Mavenir, “OpenRan Integration: Run With It,” Mavenir *White Paper*, 2021.
- [47] Samsung, “Open RAN - The Open Road to 5G,” Samsung *White Paper*, 2019.
- [48] Convergência Digital, “Empresas criam Open RAN do Brasil e pedem marco regulatório,” Jun. 07, 2021. [Online]. Disponível: <https://www.convergenciadigital.com.br/Telecom/>. [Acessado Out. 20, 2021].
- [49] Tele.Síntese – Portal de Telecomunicações, Internet e TICs, “Telefónica e NEC constroem piloto Open RAN no Brasil,” Set. 14, 2021. [Online]. Disponível: <https://www.telesintese.com.br/telefonica-e-nec-constroem-piloto-openran-no-brasil/>. [Acessado Out. 20, 2021].
- [50] H. R. D. Filgueiras, R. M. Borges, M. Caldano Melo, T. H. Brandão and Arismar Cerqueira S. Jr., “Dual-Band Wireless Fronthaul Using a FSS-Based Focal-Point/Cassegrain Antenna Assisted by an Optical Midhaul,” in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 112578-112587, 2019.
- [51] M. J. Li, D. A. Nolan; “Optical Transmission Fiber Design Evolution,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, pp. 1079-1092, 2008.
- [52] Kareem, Fairouz & Zeebaree, Subhi & Dino, Hivi & M.Sadeeq, Mohammed & Najat, Zryan & Abas Hasan, Dathar & Hussein, Karzan. (2021). A Survey of Optical Fiber Communications: Challenges and Processing Time Influences. *Asian Journal of Computer Science and Information Technology*. 7. 48-58. 10.9734/AJRCOS/2021/v7i430188.
- [53] J. Ballato and P. Dragic, "Glass: The carrier of light—A brief history of optical fiber", *Int. J. Appl. Glass Sci.*, vol. 7, no. 4, pp. 413-422, 2016.
- [54] P. Sharma, S. Pardeshi, R. K. Arora, M. Singh, “A Review of the Development in the Field of Fiber Optic Communication Systems,” *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 3, no. 5, pp. 113-119, 2013.
- [55] H. Helmers et al., “6-W Optical Power Link With Integrated Optical Data Transmission. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 8, pp. 7904-7909, 2020

- [56] M. Dumke et al., "Power transmission by optical fibers for component inherent communication". *Systemics Cybernetics and Informatics*, vol. 8, no. 1, 2010.
- [57] F. Idachaba, D. U. Ike, O. Hope, "Future Trends in Fiber Optics Communication", *World Congress on Engineering (WCE)*, 2014 IAENG, London, UK, 2014.
- [58] M. Chagnon, "Optical Communications for Short Reach," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 8, pp. 1779-1797, 15 April 2019, doi: 10.1109/JLT.2019.2901201.
- [59] S. K. Routray, "The Changing Trends of Optical Communication," *IEEE Potentials*, vol. 33, no. 1, pp. 28-33, Jan.-Feb. 2014.
- [60] E. Agrell, M. Karlsson, A. R. Chraplyvy, et al. "Roadmap of optical communications," *Journal of Optics*, vol. 18, no. 6, pp. 1-40, 2016.
- [61] M. Smit et al. "An introduction to InP-based generic integration technology," *Semiconductor Science and Technology*, vol. 29, p. 083001-1/41 (2014).
- [62] Tien P. K., "Integrated optics and new wave phenomena in optical waveguide" *Rev. Mod. Phys.* 49 361–420, 1977.
- [63] J. Yao, "A Tutorial on Microwave Photonics," *Photonics Society Newsletter*, vol. 24, no. April, pp. 4–12, 2012.
- [64] S. Yao, Y.-W. Chen, S.-J. Su, Y. Alfadhli, S. Shen, R. Zhang, Q. Zhou, and G.-K. Chang, "Non-Orthogonal Uplink Services Through Co-Transport of D-RoF/A-RoF in Mobile Fronthaul," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 38, no. 14, pp. 3637–3643, 2020.
- [65] M. Burla et al., "Multiwavelength-integrated optical beamformer based on wavelength division multiplexing for 2-D phased array antennas," *J. Lightw. Technol.*, vol. 32, no. 20, pp. 3509–3520, Oct. 2014.
- [66] C. Liu, J. Wang, L. Cheng, M. Zhu, and G.-K. Chang, "Key microwave-photonics technologies for next-generation cloud-based radio access networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 20, pp. 3452–3460, 2014.
- [67] G. Kalfas, C. Vagionas, A. Antonopoulos, E. Kartsakli, A. Mesodiakaki, S. Papaioannou, P. Maniotis, J. S. Vardakas, C. Verikoukis, and N. Pleros, "Next generation fiber-wireless fronthaul for 5G mmWave networks," *IEEE Communications Magazine*, vol.

- 57, no. 3, pp. 138–144, 2019.
- [68] AGRAWAL, G. P., “Fiber-optic communication systems”, John Wiley & Sons, 2012, vol. 222.
- [69] GIOZZA, W. F.; CONFORTI, E.; WALDMAN, H., “Fibras Ópticas: Tecnologia e Projeto de Sistemas”, Makron, 1991
- [70] Ribeiro, J. A. J. “Comunicações ópticas”. Érica, 2003.
- [71] Charles Kittel, “Introduction to Solid State Physics”. 8. ed., Wiley, 2005.
- [72] AGRAWAL, G. P.; DUTTA, N. K. Semiconductor Lasers. 2. ed. New York: Van Nostrand Reinhold, 1993.
- [73] CHINONE, N.; OKAI, M. In: AGRAWAL, G. P., (Ed.). Semiconductor Lasers: Past, Present, and Future. Woodbury: AIP Press, 1995. Capítulo 2.
- [74] N. Dagli, "Wide-bandwidth lasers and modulators for RF photonics," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 7, pp. 1151-1171, July 1999, doi: 10.1109/22.775453.
- [75] Kuo Zhang, Qunbi Zhuge, Haiyun Xin, Weisheng Hu, and David V. Plant, "Performance comparison of DML, EML and MZM in dispersion-unmanaged short reach transmissions with digital signal processing," *Opt. Express* 26, 34288-34304, 2018.
- [76] Lawniczuk, K. “Multiwavelength transmitters in generic photonic integration technologies”. *Technische Universiteit Eindhoven*, 2014. <https://doi.org/10.6100/IR763106>
- [77] Z. Jia, J. Yu, and G. Chang, “Chirped-managed directly-modulated DFB laser,” *Recent Patents on Engineering*, vol. 1, pp. 43–47, 2007.
- [78] T. Simoyama, M. Matsuda, S. Okumura, A. Uetake, M. Ekawa, and T. Yamamoto, “40-Gbps transmission using direct modulation of 1.3 μm AlGaInAs MQW distributed-reflector lasers up to 70°C,” *OSA/OFC/NFOEC*, vol. OWD3, 2011.
- [79] A. J. Seeds, "Microwave photonics," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 877-887, March 2002, doi: 10.1109/22.989971.
- [80] J. Yao, “Microwave photonics,” *J. Lightw. Technol.*, vol. 27, no. 3, pp. 314–335, Feb. 2009.
- [81] J. Capmany and D. Novak, “Microwave photonics combines two worlds,” *Nature Photon.*, vol. 1, pp. 319–330, 2007

- [82] J. Capmany, I. Gasulla, D. Pérez, “Microwave photonics - The programmable processor,” *Nature Photonics*, vol. 10, pp. 6–8, 2016.
- [83] E. Sarailou, A. Ardey, P. J. Delfyett, “A Linearized Intensity Modulator for Photonic Analog-to-Digital Conversion Using an Injection-Locked Mode-Locked Laser,” in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 21, pp. 4042-4047, Nov.1, 1 2014.
- [84] R. Wu et al., “Tunable and Selectable Multipassband Microwave Photonic Filter Utilizing Reflective and Cascaded Fiber Mach–Zehnder Interferometers,” in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 13, pp. 2660-2668, July, 2017.
- [85] R. M. Borges, A. L. M. Muniz and Arismar Cerqueira S. Jr., “Development and performance analysis of a photonics-assisted RF converter for 5G applications,” *Fiber and Integrated Optics*, vol. 36, no. 1-2, pp. 25-37, Dec. 2016.
- [86] S. A. S. Melo, N. G. González, D. F. Noque, A. Cerqueira Sodré, J. C. R. F. Oliveira, R. M. Borges, N. Cañas-Estrada, “Photonic-assisted microwave amplification using four-wave mixing,” *IET Optoelectronics*, pp. 1–6, 2015.
- [87] A. L. M. Muniz, R. M. Borges, R. N. da Silva, D. F. Noque, Arismar Cerqueira S., “Ultra-broadband Photonics-Based RF Front-End Toward 5G Networks,” *Journal of Optical Communication and Networking*, vol. 8(11), pp. 35-42 (2016).
- [88] P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti, G. Serafino, A. Capria, S. Pinna, D. Onori, C. Porzi, M. Scaffardi, A. Malacarne, V. Vercesi, E. Lazzeri, F. Berizzi, A. Bogoni, “A fully photonics-based coherent radar system”, *Nature*, vol. 507, pp. 341-345, 2014.
- [89] T. Li, E. H. W. Chan, X. Wang, X. Feng, B. Guan, “All-Optical Photonic Microwave Phase Shifter Requiring Only a Single DC Voltage Control,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 8, no. 4, pp. 1-8, Aug. 2016.
- [90] M. S. B. Cunha, R. N. Da Silva, R. M. Borges, S. A. Cerqueira, “Photonics-based RF phase shifter for ultra-broadband communications,” *2017 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Águas de Lindoia, Brasil, pp. 1-5, 2017.
- [91] J. A. Chiddix, H. Laor, D. M. Pangrac, L. D. Williamson, R. W. Wolfe, “AM video on fiber in CATV systems: need and implementation,” in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 8, no. 7, pp. 1229-1239, Sep 1990.
- [92] C. Lim, Y. Tian, C. Ranaweera, T. A. Nirmalathas, E. Wong, and K.-L. Lee, “Evolution

- of radio-over-fiber technology,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 6, pp. 1647–1656, 2019.
- [93] Ericsson, Huawei, NEC, and Nokia, “Common Public Radio Interface: eCPRI Interface Specification,” *eCPRI Specification V2.0*, pp. 1–109, 2019.
- [94] L. Li, M. Bi, H. Xin, Y. Zhang, Y. Fu, X. Miao, A. M. Mikaeil, and W. Hu, “Enabling Flexible Link Capacity for eCPRI-Based Fronthaul With Load-Adaptive Quantization Resolution,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 102 174–102 185, 2019.
- [95] X. Liu and N. Deng, “Emerging optical communication technologies for 5G,” in *Optical fiber telecommunications VII. Elsevier*, 2020, pp. 751–783.
- [96] J. G. dos Santos, “Radio over fibre techniques for backhaul and fronthaul,” *Ph.D. thesis*, Technischen Universität Berlin, Berlin, 2017.
- [97] L. Yu, J. Wu, A. Zhou, E. G. Larsson, and P. Fan, “Massively Distributed Antenna Systems With Nonideal Optical Fiber Fronthauls: A Promising Technology for 6G Wireless Communication Systems,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 15, no. 4, pp. 43–51, 2020.
- [98] Muhammad Haider Raza; Kamran Zaidi; S.M.H Zaidi. A Review of Full-Duplex WDM RoF Architectures. In *Proc. of SPIE Vol. 6784*, 2007
- [99] Mohd Fairuz Yusof; Malek AI-Qdah; Siti Barirah Ahmad Anas; Mohamad Khazani Abdullah. Increasing Optical Fiber Transmission Bandwidth Using SCM-WDM Technique. In *Asian Pacic Communications Conference*, 2003
- [100] E. S. Lima et al. “Multiband and Photonically Amplified Fiber-Wireless Xhaul,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 44381–44390, 2020.
- [101] Marpaung, D., Yao, J. & Capmany, J. Integrated microwave photonics. *Nature Photon* 13, 80–90 (2019). <https://doi.org/10.1038/s41566-018-0310-5>
- [102] W. Zhang and J. Yao, "Silicon-Based Integrated Microwave Photonics," in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 1-12, Jan. 2016, Art no. 0600412, doi: 10.1109/JQE.2015.2501639.
- [103] S. Sung et al., "THz Imaging System for in vivo Human Cornea," in *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 8, no. 1, pp. 27-37, Jan. 2018, doi:

- 10.1109/TTHZ.2017.2775445.
- [104] S. Movassaghi, M. Abolhasan, J. Lipman, D. Smith and A. Jamalipour, "Wireless Body Area Networks: A Survey," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 16, no. 3, pp. 1658-1686, Third Quarter 2014, doi: 10.1109/SURV.2013.121313.00064.
- [105] S. Iezekiel, M. Burla, J. Klamkin, D. Marpaung and J. Capmany, "RF Engineering Meets Optoelectronics: Progress in Integrated Microwave Photonics," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, no. 8, pp. 28-45, Sept. 2015, doi: 10.1109/MMM.2015.2442932.
- [106] T. Barwicz et al., "A Novel Approach to Photonic Packaging Leveraging Existing High-Throughput Microelectronic Facilities," in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 455-466, Nov.-Dec. 2016, Art no. 8200712, doi: 10.1109/JSTQE.2016.2593637.
- [107] Z. Wang et al., "Novel light source integration approaches for silicon photonics", *Laser Photon. Rev*, vol. 11, no. 4, pp. 1-21, 2017.
- [108] Augustin, L. M., Smit, M. K., Grote, N., Wale, M. J., & Visser, R. (2013). Standardized process could revolutionize photonic integration. *Euro Photonics*, 18(September), 30-34.
- [109] Kaur, P.; Boes, A.; Ren, G.; Nguyen, T.G.; Roelkens, G.; Mitchell, A. Hybrid and heterogeneous photonic integration. *APL Photonics* 2021, 6, 061102.
- [110] Siwei Zeng, Xiaolei Zhao, Lance Sweatt, and Lin Zhu, "Photonic integrated circuits based hybrid integration for wavelength beam combining," *Opt. Lett.* 45, 6338-6341, 2020
- [111] M K Smit M K, Leijtens X J M, Bente E A J M, Tol J J G M van der, Ambrosius H P M M, Robbins D J, Wale M, Grote N and Schell M, "Generic foundry model for InP-based photonics." *IET Optoelectron.* 5 187–94, 2011.
- [112] Soares, Francisco & Baier, M. & Gaertner, Tom & Grote, Norbert & Moehrle, Martin & Beckerwerth, Tobias & Runge, Patrick & Schell, Martin. (2019). "InP-Based Foundry PICs for Optical Interconnects." *Applied Sciences*. 9. 1588. 10.3390/app9081588.
- [113] Tzintzarov, G.N.; Rao, S.G.; Cressler, J.D. "Integrated Silicon Photonics for Enabling Next-Generation Space Systems." *Photonics* 2021, 8, 131. <https://doi.org/10.3390/photonics8040131>

- [114] A. Ayazi, T. Baehr-Jones, Y. Liu, A. E.-J. Lim, and M. Hochberg, "Linearity of silicon ring modulators for analog optical links," *Opt. Express*, vol. 20, no. 12, pp. 13115–13122, 2012.
- [115] K. Shang, S. Pathak, C. Qin and S. J. B. Yoo, "Low-Loss Compact Silicon Nitride Arrayed Waveguide Gratings for Photonic Integrated Circuits," in *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, no. 5, pp. 1-5, Oct. 2017, Art no. 6601805, doi: 10.1109/JPHOT.2017.2751003.
- [116] S. Gundavarapu et al., "Interferometric Optical Gyroscope Based on an Integrated Si₃N₄ Low-Loss Waveguide Coil," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 36, no. 4, pp. 1185-1191, 15 Feb.15, 2018, doi: 10.1109/JLT.2017.2765918.
- [117] Li, M., Ling, J., He, Y. et al. "Lithium niobate photonic-crystal electro-optic modulator." *Nat Commun* 11, 4123, 2020. <https://doi.org/10.1038/s41467-020-17950-7>.
- [118] S. Sun, M. He, M. Xu, S. Gao, S. Yu and X. Cai, "Hybrid Silicon and Lithium Niobate Modulator," in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1-12, May-June 2021, Art no. 3300112, doi: 10.1109/JSTQE.2020.3036059.
- [119] University of Cambridge, "Direct and Indirect Band Gap Semiconductors." [Online]. Disponível <https://www.doitpoms.ac.uk/tlplib/semiconductors/direct.php> [Acessado Out. 07, 2021].
- [120] Fan, Y.B., Wang, J., Li, J. et al. Epitaxial Lateral Overgrowth of InP on Nanopatterned GaAs Substrates by Metal–Organic Chemical Vapor Deposition. *Journal of Elec Materi* 47, 5518–5524 (2018). <https://doi.org/10.1007/s11664-018-6442-z>
- [121] J. Piprek, P. Abraham and J. E. Bowers, "Self-consistent analysis of high-temperature effects on strained-layer multiquantum-well InGaAsP-InP lasers," in *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 366-374, March 2000, doi: 10.1109/3.825885.
- [122] G. E. Hoefler et al., "Foundry Development of System-On-Chip InP-Based Photonic Integrated Circuits," in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 25, no. 5, pp. 1-17, Sept.-Oct. 2019, Art no. 6100317, doi: 10.1109/JSTQE.2019.2906270.
- [123] L. M. Augustin et al., "InP-Based Generic Foundry Platform for Photonic Integrated Circuits," in *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 24, no. 1, pp.

1-10, Jan.-Feb. 2018, Art no. 6100210, doi: 10.1109/JSTQE.2017.2720967.

- [124] JePPIX, 2017, [Online] Disponible: www.JePPIX.eu.
- [125] 3GPP, "Group Radio Access Network; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1: Range 1 Standalone," TS 38.101-1 version 15.5.0 Release 15, 2019.
- [126] 3GPP, "3GPP-Study on New Radio (NR) access technology," 3GPP TR 38.912 version 16.0.0 Release 16, 2020-07
- [127] 3GPP, "5G; NR; Overall description; Stage-2," TS 38.300 *version 15.3.1 Release 15*, 2018.
- [128] E. TR101290, "Digital video broadcasting (DVB); measurement guidelines for DVB systems," 2001.
- [129] Roupheal, Tony J. RF and digital signal processing for software-defined radio: a multi-standard multi-mode approach. Newnes, 2009
- [130] 3GPP TS 38.104, "5G; NR; Base Station (BS) radio transmission and reception", v. 15.2.0, 2018.
- [131] D. J. Kebort et al., "Monolithic four-channel (QUAD) integrated widely tunable transmitter in indium phosphide," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 24, no. 1, Jan./Feb. 2018, Art. no. 1500507.
- [132] W. Yao et al; "A 6×30 Gb/s Tunable Transmitter PIC with Low RF Crosstalk from an Open-Access InP Foundry," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 25, no. 5, Sep./Oct. 2019, Art. no. 6100510.
- [133] Su Hwan Oh et al., "A multi-channel etched-mesa PBH DFB laser array using an SAG technique," *IEEE PTL*, vol. 27, no. 24, pp. 2567–2570, Dec. 2015.
- [134] S. Kanazawa et al., "30-km error-free transmission of directly modulated DFB laser array transmitter optical sub-assembly for 100-Gb application," *JLT.*, vol. 34, no. 15, pp. 3646–3651, Aug. 2016.
- [135] N. Andriolli, et al, "A Directly Modulated Multiwavelength Transmitter Monolithically Integrated on InP," in *IEEE JSTQE*, vol. 24, no. 1, pp. 1-6, Jan.-Feb. 2018, Art no. 1500306.

- [136] X. Wang, P. O. Weigel, J. Zhao, M. Ruesing, and S. Mookherjea, "Achieving beyond-100-GHz large-signal modulation bandwidth in hybrid silicon photonics Mach Zehnder modulators using thin film lithium niobate," *APL Photonics* 4(9), 096101 (2019).
- [137] N. Sasada et al., "Wide-Temperature-Range (25–80 °C) 53-Gbaud PAM4 (106-Gb/s) Operation of 1.3- μ m Directly Modulated DFB Lasers for 10-km Transmission," *J. Lightw. Technol.*, vol. 37, no. 7, pp. 1686-1689, Apr. 1, 2019.
- [138] R. Chen et al, "High-Power Long-Waveguide 1300-nm Directly Modulated DFB Laser for 45-Gb/s NRZ and 50-Gb/s PAM4," in *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 30, no. 24, pp. 2091-2094, Dec.15, 2018.
- [139] Y. Matsui et al, "55 GHz Bandwidth Distributed Reflector Laser," *J. Lightw. Technol.*, vol. 35, no. 3, Feb. 1, 2017.
- [140] E. K. Lau et al, "Enhanced Modulation Characteristics of Optical Injection-Locked Lasers: A Tutorial," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 15, no. 3, pp. 618-633, May-Jun. 2009.
- [141] B. G. Kim et al, "RoF-Based Mobile Fronthaul Networks Implemented by Using DML and EML for 5G Wireless Communication Systems," *J. Lightw. Technol.*, vol. 36, no. 14, July 15, 2018.
- [142] R. M. Borges, T. R. R. Marins, M. S. B. Cunha, et al. "Integration of a GFDM-based 5G transceiver in a GPON using radio over fiber technology," *JLT*, vol. 36, no. 19, pp. 4468–4477, 2018.
- [143] R. M. Borges, et al. "DSP-based flexible-waveform and multi-application 5G fiber-wireless system," *JLT*, vol. 38, no. 3, pp. 642–653, 2020.
- [144] M. T. Hill et al, "Optimizing imbalance and loss in 2 \times 2 3-dB multimode interference couplers via access waveguide width," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, no. 10, pp. 2305-2313, Oct. 2003.
- [145] E. Kleijn, D. Melati, A. Melloni, T. de Vries, M. K. Smit and X. J. M. Leijtens, "Multimode Interference Couplers With Reduced Parasitic Reflections," in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 26, no. 4, pp. 408-410, Feb.15, 2014, doi: 10.1109/LPT.2013.2295624.

- [146] M. F. Baier, et al, "50 Gbit/s PAM-4 Transmission using a Directly Modulated Laser made on Generic InP Integration Platform," IPRM 2015, Santa Barbara, CA (USA) 2015, paper We2O7.
- [147] H. Hillmer, A. Grabmaier, S. Hansmann, H. . -L. Zhu, H. Burkhard and K. Magari, "Tailored DFB laser properties by individually chirped gratings using bent waveguides," in IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 1, no. 2, pp. 356-362, June 1995, doi: 10.1109/2944.401215.
- [148] N. Andriolli, F. Bontempi and G. Contestabile, "InP Monolithically Integrated Transmitters Based on High Speed Directly Modulated DFB Lasers," in IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 26, no. 5, pp. 1-6, Sept.-Oct. 2020, Art no. 1500606, doi: 10.1109/JSTQE.2020.2984572.
- [149] GUIMARAES, D. A.; SOUZA, R. A. A., "Transmissão Digital - Princípios e Aplicações", Érica, 2012.
- [150] Z. Ghassemlooy, S. Arnon, M. Uysal, Z. Xu and J. Cheng, "Emerging Optical Wireless Communications-Advances and Challenges," in IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 33, no. 9, pp. 1738-1749, Sept. 2015, doi: 10.1109/JSAC.2015.2458511.
- [151] C. W. Oh, E. Tangdiongga and A. M. J. Koonen, "42.8 Gbit/s indoor optical wireless communication with 2-dimensional optical beam-steering," 2015 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), Los Angeles, CA, USA, 2015, pp. 1-3.
- [152] A. A. M. Saleh, J. M. Simmons, "Evolution toward the next-generation core optical network," Journal of Lightwave Technology, vol. 24, no. 9, pp. 3303-3321, Sept. 2006.
- [153] International Electrotechnical Commission, "Safety of laser products. Part 1: equipment classification, requirements and user's guide". IEC 60825-1:1993 + A1:1997 + A2:2001.
- [154] Meint Smit et al, "An introduction to InP-based generic integration technology" 2014 Semicond. Sci. Technol. 29 083001.
- [155] F. M. Soares, F. Karouta, E. J. Geluk, J. H. C. van Zantvoort, and M. K. Smit, "A compact and fast Photonic True-Time-Delay Beamformer with integrated Spot-Size Converters," in Integrated Photonics Research and Applications/Nanophotonics, Technical Digest

- (CD) (Optica Publishing Group, 2006), paper IMF5.
- [156] L. B. Soldano and E. C. M. Pennings, "Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: principles and applications," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, no. 4, pp. 615-627, April 1995, doi: 10.1109/50.372474.
- [157] Hanfoug, Rabah, et al. "Reduced reflections from multimode interference couplers." *Electronics letters* 42.8 (2006): 465-466.
- [158] Kleijn, Emil, et al. "Multimode interference couplers with reduced parasitic reflections." *IEEE Photonics Technology Letters* 26.4 (2013): 408-410.
- [159] Lawniczuk, Katarzyna, et al. "InP-based photonic multiwavelength transmitter with DBR laser array." *IEEE Photonics Technology Letters* 25.4 (2013): 352-354.
- [160] 3GPP, "5G; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 2: Range 2 Standalone," 3GPP TS 38.101-2 version 15.2.0 Release 15, 2018-07.
- [161] P. K. Korrai, E. Lagunas, A. Bandi, S. K. Sharma and S. Chatzinotas, "Joint Power and Resource Block Allocation for Mixed-Numerology-Based 5G Downlink Under Imperfect CSI" in *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 1, pp. 1583-1601, 2020.
- [162] H. Yin, L. Zhang and S. Roy, "Multiplexing URLLC Traffic Within eMBB Services in 5G NR: Fair Scheduling," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 2, pp. 1080-1093, Feb. 2021.
- [163] A. K. Bairagi et al., "Coexistence Mechanism between eMBB and uRLLC in 5G Wireless Networks," in *IEEE Transactions on Communications*, 2021, Early Access.
- [164] Dahlman, Erik, Stefan Parkvall, and Johan Skold. *5G NR: The next generation wireless access technology*. Academic Press, 2018.
- [165] 3GPP, "User Equipment (UE) radio access capabilities," TS 38.306 version 15.3.0 Release 15, 2018.
- [166] ETSI, 5G; NR; User Equipment (UE) radio transmission and reception; Part 1:Range 1 Standalone, 3GPP TS 38.101-1 version 15.3.0 Release 15, 2018