



## Projeto Brasil 6G

Contribuições em Tecnologias de  
Radiofrequência, Rádio sobre  
Fibra e de Comunicações Ópticas  
para Redes 6G  
(Atividade 3.5)



UNIVERSIDADE FEDERAL  
DO RIO DE JANEIRO



## Histórico de Atualizações:

| Versão | Data       | Autor(es)                                                                                                                                                                                                                                                                                                               | Notas                  |
|--------|------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------|
| 1      | 28/12/2022 | Celso Henrique de Souza Lopes<br>Eduardo Saia Lima<br>Felipe Batista Faro Pinto<br>Gustavo Aguiar Paiva<br>Hugo Rodrigues Dias Filgueiras<br>Letícia Carneiro de Souza<br>Letícia Duarte Bernardes<br>Luiz Augusto Melo Pereira<br>Matheus Sêda Borsato Cunha<br>Tiago Henrique Brandão<br>Tomás Powell Villena Andrade | Elaboração de conteúdo |
| 2      | 03/02/2023 | Arismar Cerqueira Sodré Junior<br>Luciano Leonel Mendes<br>Luiz Augusto Melo Pereira<br>Matheus Sêda Borsato Cunha                                                                                                                                                                                                      | Revisão de texto       |

## Lista de Figuras

|    |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |    |
|----|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1  | Modelo numérico do elemento SICL-SAA e seus parâmetros de projeto. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              | 4  |
| 2  | Casamento de impedância SICL-SAA: (a) Parâmetros de casamento da linha de alimentação; (b) $S_{11}$ em função de $h_f$ ; (c) Carta de Smith em função de $l_f$ ; (d) Carta de Smith em função de $w_f$ . . . . .                                                                                                                                                                                                                                                        | 5  |
| 3  | Conector $K$ para os detalhes de transição SICL: (a) vista em perspectiva; (b) principais variáveis de cada camada. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 5  |
| 4  | Arranjo multicamada SICL-SAA com o <i>prepreg</i> . . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             | 6  |
| 5  | Protótipo SICL-SAA de 64 elementos com identificação de porta. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | 6  |
| 6  | Parâmetros- $S$ e $\rho$ da SICL-SAA: medições das seis portas escolhidas. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      | 7  |
| 7  | Padrão de radiação SICL-SAA em 26 GHz: (a) porta 1: $\varphi = 0^\circ$ ; (b) porta 1: $\varphi = 90^\circ$ ; (c) porta 22: $\varphi = 0^\circ$ ; (d) porta 22: $\varphi = 90^\circ$ ; (e) porta 35: $\varphi = 0^\circ$ ; (f) porta 35: $\varphi = 90^\circ$ ; (g) porta 64: $\varphi = 0^\circ$ ; (h) porta 64: $\varphi = 90^\circ$ . . . . .                                                                                                                        | 8  |
| 8  | Projeto da antena com três bandas de operação e dupla polarização. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              | 8  |
| 9  | Parâmetros de projeto da antena de banda baixa (valores em milímetro): $W_{B1-1} = 24,14$ ; $W_{B1-2} = 17,61$ ; $W_{B1-3} = 4,86$ ; $L_{B1-1} = 41,97$ ; $L_{B1-2} = 24,65$ ; $L_{B1-3} = 15,40$ ; $Wf_{B1} = 1,37$ ; $Lf_{B1} = 9,45$ ; $Wt_{B1} = 14,88$ ; $Lt_{B1} = 18,46$ ; $Gap_{B1} = 3,25$ ; $S_{B1} = 3,48$ ; $Wfn_{B1-1} = 4,28$ ; $Lfn_{B1-1} = 39,78$ ; $Wfn_{B1-2} = 2,10$ ; $Lfn_{B1-2} = 55,97$ ; $Wfn_{B1-3} = 2,63$ ; $Lfn_{B1-3} = 226,67$ . . . . . | 9  |
| 10 | Parâmetros de projeto da antena de banda média (valores em milímetro): $W_{B2} = 15,74$ ; $L_{B2} = 15,38$ ; $Rad_{B2} = 14,73$ ; $Gap_{B2} = 4,59$ ; $Ws_{B2-1} = 7,54$ ; $Ls_{B2-1} = 5,25$ ; $S_{B2-1} = 2$ ; $S_{B2-2} = 2,42$ ; $Ws_{B2-2} = 2,27$ ; $Ls_{B2-2} = 4,59$ ; $Wf_{B2-2} = 2,86$ ; $Wf_{B2-1} = 2$ ; (a) <i>Top</i> ; (b) <i>Bottom</i> . . . . .                                                                                                      | 10 |
| 11 | Parâmetros de projeto da antena de banda alta (valores em milímetro): $R_{B3} = 50,8$ ; $H_{B3} = 9,12$ ; $W_{B3} = 5,08$ ; $L_{B3} = 3$ ; $Ws_{B3} = 1,55$ ; $Ls_{B3} = 1,04$ ; $Rad_{B3} = 0,68$ ; $Gap_{B3} = 1,65$ ; $S_{B3-1} = 0,69$ ; $S_{B3-2} = 0,46$ . . . . .                                                                                                                                                                                                | 11 |
| 12 | Arranjo de antenas tri-banda para estação radio base visando aplicações em FR1/FR2 do 5G NR. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                    | 11 |
| 13 | Caracterização em função dos parâmetros $S$ : (a) banda baixa; (b) banda média; (c) banda alta. As simulações são representadas em linhas tracejadas e as medições das antenas são exibidas em linhas contínuas. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                | 12 |
| 14 | Padrão de radiação: (a) 700 MHz; (b) 3,5 GHz; (c) 26 GHz. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       | 13 |
| 15 | Resultados de ECC simulados: (a) banda média; (b) banda alta. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | 13 |
| 16 | Gerador de OFC integrado: (a) circuito fotônico integrado; (b) fotografia do <i>chip</i> . . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      | 15 |
| 17 | Esquemático do circuito fotônico integrado. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     | 15 |
| 18 | Diagrama de blocos da geração de mmWaves utilizando o gerador de OFC integrado. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | 16 |
| 19 | Pente de frequências ópticas espaçado de 2,6 GHz medido na saída do circuito fotônico integrado. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                | 17 |
| 20 | Pente de frequências elétricas espaçado de 2,6 GHz medido na saída do PD. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       | 17 |
| 21 | Medições de ruído de fase comparando as portadoras geradas pelo OFC integrado com um gerador de RF comercial. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | 18 |
| 22 | Diagrama de blocos da geração de mmWaves utilizando o gerador de OFC integrado. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | 19 |
| 23 | Portadora elétrica filtrada em 26 GHz gerada pelo OFC integrado; a inserção mostra a portadora medida em uma faixa de análise de de 500 kHz. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                    | 20 |

|    |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                             |    |
|----|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 24 | Fotografias da configuração experimental do sistema 5G NR operando em mmWaves baseado no OFC integrado: (a) e (c) mostram as vistas traseira e frontal, respectivamente, da recepção do FSO, o PD seguido pela cadeia de amplificadores elétricos, gerador 5G NR e antena corneta TX; (b) exhibe o PIC, enlace óptico seguido pelo transmissor FSO, antena de corneta RX e analisador de sinais 5G. . . . . | 21 |
| 25 | Avaliação de desempenho dos pontos de acesso 5G NR para os Cenários I e II. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         | 22 |
| 26 | Proposta do sistema 5G multi-aplicação utilizando um transmissor fotônico integrado de múltiplos comprimentos de onda. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                              | 24 |
| 27 | Circuito fotônico integrado de múltiplos comprimentos de onda: (a) esquemático do PIC; (b) fotografia do <i>chip</i> com dimensões $6 \times 4 \text{ mm}^2$ . . . . .                                                                                                                                                                                                                                      | 25 |
| 28 | Sintonia do comprimento de onda dos lasers em função da potência elétrica da fonte de alimentação. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | 25 |
| 29 | Potência óptica em função da corrente dos lasers DFB2, DFB3, DFB5 e DFB6. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           | 26 |
| 30 | Diagrama de blocos do sistema implementado. OA: amplificador óptico tipo EDFA; SMF: fibra óptica monomodo; AWGR: demultiplexador óptico; DSA: analisador de sinais digitais; VSG: gerador de sinais vetoriais; PS: fonte de alimentação. . . . .                                                                                                                                                            | 27 |
| 31 | Espectros medidos na saída do transmissor com os oito lasers ativados e na saída de uma das portas do demultiplexador AWGR. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                         | 27 |
| 32 | Desempenho do sistema 5G multi-aplicação: (a) Com 3 m de enlace óptico; (b) Com acréscimo de 10 dB de atenuação. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                    | 28 |
| 33 | Análise de desempenho do sistema RoF: (a) $\text{EVM}_{\text{RMS}}$ em função da potência de RF de entrada; (b) $\text{EVM}_{\text{RMS}}$ em função da potência óptica na entrada do fotodetector. . . . .                                                                                                                                                                                                  | 28 |
| 34 | Diagrama em blocos do sistema de RoF/FSO proposto baseado em BS-ILC. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                | 29 |
| 35 | Validação de desempenho do sistema em termos de espectro e constelação: (a) QPSK; (b) 16-QAM; (c) 64-QAM; (d) 256-QAM. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                              | 30 |
| 36 | Análise do desempenho do sistema RoF/BS-ILC em termos do $\text{EVM}_{\text{RMS}}$ em função da vazão de dados. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                     | 31 |
| 37 | Diagrama em blocos do sistema RoF eletricamente amplificado e linearizado usando redes neurais RNN. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | 32 |
| 38 | Arquitetura de rede neural recorrente composta pelas seguintes camadas: camada de entrada ( $\ell = 0$ ); camadas escondidas ( $\ell = 1, \dots, L$ ); camada de saída ( $\ell = L + 1$ ). Cada camada tem $O_\ell$ neurônios. . . . .                                                                                                                                                                      | 33 |
| 39 | Diagrama de blocos do treinamento da RNN para estimação pós-inversa. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                | 34 |
| 40 | Diagrama de blocos do treinamento da RNN para modelagem do sistema RoF amplificado. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 | 36 |
| 41 | Diagrama de blocos do esquema de pré-distorção. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     | 36 |
| 42 | Diagrama de blocos do esquema de pós-distorção. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     | 36 |
| 43 | Comparação de desempenho entre pré- e pós-distorção implementadas usando MLP e RNN para linearização dentro da banda do sinal: (a) $\text{EVM}_{\text{RMS}}$ ; (b) NMSE. . . . .                                                                                                                                                                                                                            | 38 |
| 44 | Comparação de desempenho entre pré- e pós-distorção implementadas usando MLP e RNN para linearização fora da banda do sinal: (a) ACLR; (b) PSD. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                     | 39 |
| 45 | Implementação dos nós de sensores alimentados por PoF: (a) Diagrama em blocos do arranjo experimental; (b) Foto do arranjo experimental do sistema PoF, nós TX, fornos industriais e PLCs; (c) Foto do arranjo experimental do nó RX, interface USB e o computador. . . . .                                                                                                                                 | 41 |

|    |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                            |    |
|----|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 46 | Implementação experimental do sistema PoF: (a) Com o conversor DC/DC; (b) Sem o conversor DC/DC. . . . .                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   | 42 |
| 47 | Comparação de estabilidade de tensão entre o sistema PoF e uma fonte de tensão DC convencional com e sem o conversor DC/DC em 5 V e 8.5 V, respectivamente, por 60 minutos. . . . .                                                                                                                                                                                                                                        | 42 |
| 48 | Fotografia do sistema RoF alimentado por PoF: (a) Transmissor RoF; (b) Receptor RoF e enlace PoF; (c) Enlace <i>indoor</i> sem fio de 10 metros; (d) Receptor do enlace sem fio. . . . .                                                                                                                                                                                                                                   | 43 |
| 49 | Métricas de desempenho avaliados para o sistema proposto: (a) medições de $EVM_{RMS}$ em função da potência de RF de entrada no módulo TX RoF para um sinal 5G-NR com 50 MHz de largura de faixa e centrado em 3,5 GHz; (b) Constelações recebidas para: (I) Potência de RF de entrada de -10 dBm; (II) Potência de RF de entrada de -1,5 dBm; (III) Potência óptica de - 6 dBm; (IV) Potência óptica de - 15 dBm. . . . . | 44 |

## Lista de Tabelas

|   |                                                                                        |    |
|---|----------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1 | Resumo dos resultados experimentais do sistema 5G NR baseado no OFC integrado. . . . . | 23 |
| 2 | Hiperparâmetros da rede neural RNN. . . . .                                            | 35 |
| 3 | Hiperparâmetros da rede neural MLP. . . . .                                            | 37 |

## Acrônimos

|               |                                                      |
|---------------|------------------------------------------------------|
| <b>3GPP</b>   | <i>3<sup>rd</sup> generation partnership project</i> |
| <b>5G</b>     | <i>quinta geração de comunicações móveis</i>         |
| <b>5G-NR</b>  | <i>5G new radio</i>                                  |
| <b>6G</b>     | <i>sexta geração de comunicações móveis</i>          |
| <b>ACLR</b>   | <i>adjacent channel leakage ratio</i>                |
| <b>ANN</b>    | <i>artificial neural network</i>                     |
| <b>API</b>    | <i>application programming interface</i>             |
| <b>ARMA</b>   | <i>autoregressive moving average</i>                 |
| <b>ARIMA</b>  | <i>autoregressive integrated moving average</i>      |
| <b>AWG</b>    | <i>arbitrary waveform generator</i>                  |
| <b>AWGR</b>   | <i>arrayed waveguide grating router</i>              |
| <b>ASE</b>    | <i>amplified spontaneous emission</i>                |
| <b>B2B</b>    | <i>back-to-back</i>                                  |
| <b>BBU</b>    | <i>baseband unit</i>                                 |
| <b>BH</b>     | <i>backhaul</i>                                      |
| <b>BPSK</b>   | <i>binary phase shift keying</i>                     |
| <b>BS-ILC</b> | <i>beam-steered infrared light communication</i>     |
| <b>BS</b>     | <i>base station</i>                                  |
| <b>BW</b>     | <i>bandwidth</i>                                     |
| <b>BS-ILC</b> | <i>beam-steered infrared light communication</i>     |
| <b>CO</b>     | <i>central office</i>                                |
| <b>C-RAN</b>  | <i>centralized radio access network</i>              |
| <b>CW</b>     | <i>continuous wave</i>                               |
| <b>DC</b>     | <i>direct current</i>                                |
| <b>DC/DC</b>  | <i>DC-DC converter</i>                               |
| <b>DD-MZM</b> | <i>dual-drive Mach-Zehnder modulator</i>             |
| <b>DFB</b>    | <i>distributed feedback</i>                          |
| <b>DL-SCH</b> | <i>downlink shared channel</i>                       |
| <b>DML</b>    | <i>directly modulated laser</i>                      |
| <b>DSA</b>    | <i>digital signal analyzer</i>                       |
| <b>DU</b>     | <i>distributed unit</i>                              |
| <b>DBR-LD</b> | <i>distributed bragg reflector laser diode</i>       |
| <b>DMLs</b>   | <i>directly modulated lasers</i>                     |

**E/O** *electrical-to-optical*  
**EDFA** *erbium-doped fiber amplifier*  
**Elu** *exponential linear unit*  
**eMBB** *enhanced mobile broadband communication*  
**eRAC** *enhanced remote area communication*  
**ESA** *electrical spectrum analyzer*  
**EVM<sub>RMS</sub>** *root mean square error vector magnitude*  
**EMLs** *externally modulated lasers*  
**ECC** *envelope correlation coefficient*  
**FH** *fronthaul*  
**FiWi** *fiber-wireless*  
**FR1** *frequency range 1*  
**FR2** *frequency range 2*  
**FSO** *free space optical*  
**GFSK** *Gaussian frequency-shift keying*  
**GPIO** *general purpose input/output*  
**HPLD** *high power laser diode*  
**HPBW** *half power beam width*  
**InP** *indium phosphide*  
**IoT** *Internet of Things*  
**IIoT** *Industrial IoT*  
**ISM** *industrial, scientific and medical*  
**LNA** *low-noise amplifier*  
**LOS** *line-of-sight*  
**LSTM** *long short-term memory*  
**M2M** *machine to machine*  
**MAC** *media access control*  
**MIMO** *multiple-input multiple-output*  
**ML** *machine learning*  
**MLP** *multi layer perceptron*  
**MMF** *multimode fiber*  
**mMIMO** *massive multiple-input multiple-output*  
**mMTC** *massive machine-type communication*  
**mmWaves** *millimeter waves*  
**MWT** *multiwavelength transmitter*

**MSE** *mean square error*  
**MZM** *Mach-Zehnder modulator*  
**MMI** *multi-mode interference*  
**MWP** *microwave photonics*  
**MPW** *multiproject wafer*  
**NF** *noise figure*  
**NLOS** *non line-of-sight*  
**NMSE** *normalized mean square error*  
**O/E** *optical-to-electrical*  
**OFDM** *orthogonal frequency division multiplexing*  
**OOBE** *out-of-band emission*  
**OSNR** *optical signal-to-noise ratio*  
**OWC** *optical wireless communications*  
**OFC** *optical frequency comb*  
**OSA** *optical spectrum analyzer*  
**PA** *power amplifier*  
**PCB** *printed-circuit board*  
**PD** *photodetector*  
**PIC** *photonic integrated circuit*  
**PHY** *physical layer*  
**PLC** *programmable logic controller*  
**PM** *phase modulator*  
**PoF** *power-over-fiber*  
**PPC** *photovoltaic power converter*  
**PSD** *power spectral density*  
**PS** *phase shifter*  
**PSS** *primary synchronization signal*  
**PTE** *power transmission efficiency*  
**QAM** *quadrature amplitude modulation*  
**QPSK** *quadrature phase-shift keying*  
**RAN** *radio access network*  
**ReLU** *rectified linear unit*  
**RF** *radiofrequency*  
**RoF** *radio over fiber*  
**RNN** *recurrent neural network*  
**RRH** *remote radio head*

**SDR** *software defined radio*  
**SELU** *scaled exponential linear unit*  
**SICL** *substrate integrated coaxial line*  
**SISO** *single-input single-output*  
**SMF** *single-mode fiber*  
**SMA** *subminiature version A*  
**SNR** *signal-to-noise ratio*  
**SSS** *secondary synchronization signal*  
**SAA** *slotted-antenna array*  
**SOA** *semiconductor optical amplifier*  
**SSC** *spot-size converter*  
**Tanh** *hyperbolic tangent*  
**TDD** *time-division duplexing*  
**THz** *tera-hertz*  
**Ts** *time step*  
**TVWS** *TV white spaces*  
**UL-SCH** *uplink shared channel*  
**UHF** *ultra high frequency*  
**URLLC** *ultra reliable low latency communications*  
**USB** *universal serial bus*  
**VSA** *vector signal analyzer*  
**VSG** *vector signal generator*  
**WDM** *wavelength division multiplexing*

# Sumário

|          |                                                                                                                |           |
|----------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introdução</b>                                                                                              | <b>1</b>  |
| <b>2</b> | <b>Soluções de antenas e RF para as Redes 6G</b>                                                               | <b>3</b>  |
| 2.1      | Arranjo de antena <i>slot</i> de dupla polarização e 64 elementos para aplicações TDD e MIMO massivo . . . . . | 3         |
| 2.1.1    | Projeto de um arranjo de antenas baseado em <i>slots</i> . . . . .                                             | 3         |
| 2.1.2    | Resultados Experimentais . . . . .                                                                             | 7         |
| 2.2      | Arranjo de antenas tri-banda e dupla polarização para estações rádio base . . . . .                            | 8         |
| 2.2.1    | Projeto de uma arranjo de antenas tri-banda e dupla polarização . . . . .                                      | 8         |
| 2.2.2    | Resultados Experimentais . . . . .                                                                             | 11        |
| <b>3</b> | <b>Soluções de comunicações ópticas para Redes 6G</b>                                                          | <b>14</b> |
| 3.1      | Aplicação de <i>Photonics Integrated Circuits</i> em Redes 6G . . . . .                                        | 14        |
| 3.1.1    | Gerador de <i>Optical Frequency Combs</i> Integrado . . . . .                                                  | 14        |
| 3.1.2    | <i>Multiwavelength Transmitter</i> Integrado . . . . .                                                         | 23        |
| 3.1.3    | Implementação do sistema RoF multi-aplicação . . . . .                                                         | 26        |
| 3.2      | Comunicações ópticas no espaço livre . . . . .                                                                 | 28        |
| 3.2.1    | Soluções baseadas em FSO . . . . .                                                                             | 29        |
| 3.3      | Esquemas de linearização para sistemas RoF baseados em algoritmos de aprendizado de máquina . . . . .          | 31        |
| 3.3.1    | Treinamento de Rede Neural Recorrente . . . . .                                                                | 32        |
| 3.3.2    | Esquemas de linearização baseados em RNN . . . . .                                                             | 35        |
| 3.3.3    | Avaliação de Desempenho . . . . .                                                                              | 37        |
| 3.4      | <i>Power-over-Fiber</i> aplicado à Indústria 4.0 e Estações Rádio Base Remotas . . . . .                       | 39        |
| 3.4.1    | Sistema de Sensores para Redes IIoT baseado em <i>Power-over-Fiber</i> . . . . .                               | 40        |
| 3.4.2    | Sistema FiWi 5G/6G baseado em <i>Power-over-Fiber</i> . . . . .                                                | 43        |
| <b>4</b> | <b>Conclusões</b>                                                                                              | <b>45</b> |

# 1 Introdução

*Eduardo Saia Lima, Luiz Augusto Melo Pereira*  
 elima@get.inatel.br, luiz.melo@inatel.br

As comunicações móveis estão em constante evolução modificando o modo como as pessoas acessam e compartilham informações. A quinta geração de comunicações móveis (5G) está sendo mundialmente implantada e em paralelo, iniciou-se a concepção da sexta geração de comunicações móveis (6G), cujo lançamento no mercado está previsto para 2030. Espera-se que esta nova geração consolide diversas propostas do 5G e apresente novas aplicações e casos de uso da rede. Assim como nas gerações de redes móveis anteriores, além de novas funcionalidades também são esperadas melhorias nas funcionalidades presentes na geração anterior. Desta forma, estima-se que no 6G os requisitos de operação sejam ainda mais restritivos. Por exemplo, prevê-se latência máxima de apenas 1 ms e confiabilidade de pelo menos 99,9999%, localização de altíssima resolução com precisão centimétrica, capacidade de suportar redes ultradensas ( $\approx 100$  dispositivos por metro cúbico), capacidade de sincronização de dispositivos na ordem de  $\mu$ s e aumento de vida útil da bateria em até 20 anos [1,2]. Em relação a vazão, espera-se que as redes sem fio 6G habilitem comunicações na ordem de Tbit/s [1–3]. Neste caso, a faixa de frequência de tera-hertz (THz) tem sido considerada devido à enorme capacidade e *bandwidth* (BW) [1–3]. Por outro lado, existe frentes de estudo considerando a utilização de *millimeter waves* (mmWaves) entre 30 GHz a 100 GHz e a faixa inicial da banda de THz, denominada de sub-THz, compreendida entre 100 GHz e 300 GHz [4–6]. No entanto, frequências mais altas introduzem perdas de propagação e penetração mais severas, que podem ser minimizadas com técnicas de *beamforming* e *massive multiple-input multiple-output* (mMIMO) [7]. Antenas de alto ganho e direcionáveis podem transmitir e receber sinais em direções específicas para compensar a alta perda de caminho [8], enquanto o mMIMO pode aumentar consideravelmente a capacidade e a confiabilidade do sistema, aproveitando múltiplos canais de propagação, gerando ganhos de multiplexação e diversidade [7,9].

Considerando a variedade de cenários e de requisitos de sistemas 6G, a rede de transporte também deve ser capaz de oferecer alto tráfego de dados para dar suporte a qualquer um dos casos de uso propostos [10]. As *centralized radio access networks* (C-RANs) são amplamente consideradas para os futuros sistemas de comunicação móveis. Neste tipo de arquitetura de rede, tipicamente emprega-se sistemas *wavelength division multiplexing* (WDM) nos enlaces *backhaul* (BH). As *baseband units* (BBUs) de células remotas são posicionadas em uma *central office* (CO), criando o conceito BBU *pool*. A tecnologia *software defined radio* (SDR) é comumente utilizada para implementar todas as funções de *physical layer* (PHY) e *media access control* (MAC) das *base station* (BS). Um enlace *fronthaul* (FH), que pode ser óptico ou sem fio, é usado para conectar BBUs e *remote radio heads* (RRHs) [11,12]. Arquiteturas de rede híbridas compostas por tecnologias fotônicas e sem fio vêm sendo propostas, dando origem aos chamados FH híbridos [11–13]. Essa arquitetura emprega um conjunto de técnicas de comunicação sem fio [14] e fotônica [15–17] a fim de aumentar a eficiência espectral e, como resultado, aumentar a capacidade de tráfego de dados de enlaces FH.

Dentro do contexto das tecnologias para redes 5G e 6G, a tecnologia *microwave photonics* (MWP) surge como uma das possibilidades que vem sendo empregada com sucesso para superar as limitações impostas pela eletrônica, por meio das vantagens e benefícios da optoeletrônica, tanto na faixa de micro-ondas, quanto em mmWaves [18,19]. Uma das macro-áreas da MWP refere-se à distribuição de sinais de *radiofrequency* (RF). Neste caso, o uso de MWP é considerado uma solução chave, visto que permite aproveitar as vantagens dos dois sistemas,

ópticos e sem fio, em um único sistema [20,21]. Dessa forma, sinais de RF transmitidos por meio da tecnologia fotônica têm sido uma solução atrativa e amplamente empregada utilizando a tecnologia *radio over fiber* (RoF). Enlaces utilizando RoF têm sido empregados em arquiteturas das redes de comunicação móvel, redes de transporte e principalmente nas *radio access networks* (RANs) [15,17,22]. Adicionalmente, os *photonic integrated circuits* (PICs) são considerados uma forma de expandir o uso de soluções fotônicas, visando tornar os dispositivos cada vez menores, com menor consumo energético e de produção escalável [23].

Este relatório apresenta um conjunto de contribuições ao estado da arte desenvolvidas pelos pesquisadores do projeto Brasil 6G. As contribuições são voltadas para a camada PHY, contendo soluções em óptica e sistemas sem fio aplicadas às redes 6G. Essas contribuições englobam as pesquisas em dispositivos de RF, antenas, topologias de redes ópticas de transporte e acesso e novas topologias baseadas em soluções híbridas baseadas em *optical wireless communications* (OWC). O relatório é composto por quatro seções, sendo que a Seção 2 aborda as contribuições no desenvolvimento de arranjos de antenas para sistemas mMIMO e sistemas de comunicação com múltiplas bandas de operação. A Seção 3 traz as contribuições em dispositivos fotônicos integrados, comunicações ópticas no espaço livre, aplicação de inteligência artificial em sistemas RoF e transferência de potência elétrica na fibra óptica. Por fim, as conclusões do relatório são apresentadas na Seção 4.

## 2 Soluções de antenas e RF para as Redes 6G

*Gustavo Aguiar Paiva, Hugo Rodrigues Dias Filgueiras, Letícia Duarte Bernardes, Tiago Henrique Brandão, Arismar Cerqueira Sodré Junior*  
gustavo.paiva@inatel.br, hugo.rodrigues@inatel.br, leticia.duarte@inatel.br,  
tiagob@get.inatel.br, arismar@inatel.br

Três cenários de operação foram padronizados na Release 16 do *3<sup>rd</sup> generation partnership project* (3GPP) para comunicações 5G. Tais cenários receberam a seguinte denominação; *enhanced mobile broadband communication* (eMBB); *massive machine-type communication* (mMTC); *ultra reliable low latency communications* (URLLC) [24,25]. A divisão em cenários de operação possibilita tratar de maneira individual os requisitos específicos para cada cenário. Tipicamente, os requisitos de cada cenário são conflitantes entre si, demandando diferentes soluções técnicas e diferentes frequências de operação. Neste caso, soluções multi-bandas são importantes para integrar os cenários de uso em uma única rede de comunicação [26,27]. Desta forma, diferentes bandas de frequência podem ser utilizadas para atender as demandas específicas de cada cenário. O padrão adotado para o 5G, denominado 5G *new radio* (5G-NR) aponta duas faixas de frequência, *frequency range 1* (FR1), de 410 MHz a 7125 MHz e *frequency range 2* (FR2), de 24,25 GHz a 52,6 GHz [25,27]. Em relação à BW especificada para cada faixa de operação, definiu-se uma alocação máxima de até 100 MHz para FR1 e de até 400 MHz para FR2.

### 2.1 Arranjo de antena *slot* de dupla polarização e 64 elementos para aplicações TDD e MIMO massivo

A tecnologia *multiple-input multiple-output* (MIMO) vêm sendo explorada com o objetivo de explorar de maneira mais eficiente o potencial dos dispositivos e das redes móveis atuais. Com isto, surge uma demanda pela fabricação de antenas e arranjo de antenas especialmente desenvolvidas para aplicações mMIMO. As próximas Subseções detalham o projeto, fabricação e avaliação de um arranjo de antenas baseado em *slots* e desenvolvido para aplicações *time-division duplexing* (TDD) mMIMO.

#### 2.1.1 Projeto de um arranjo de antenas baseado em *slots*

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G desenvolveram um arranjo de antenas com 64 elementos, dupla polarização e baseado em *slots*, visando aplicações mMIMO na faixa de mmWaves [28]. A alimentação do arranjo é feita por uma *substrate integrated coaxial line* (SICL). Cada *slot* é alimentado usando a SICL para proteger o modo de propagação e garantir baixos níveis de acoplamento mútuo. O arranjo desenvolvido apresenta importantes contribuições, relacionadas à rede de alimentação usando SICL e uma nova cavidade traseira individual para cada *slot*, implementada com o objetivo reduzir o acoplamento mútuo entre os elementos.

O projeto do arranjo de antenas foi realizado em várias etapas, inicialmente projetou-se uma antena baseada em *slots* de  $+45^\circ$  de polarização e meio comprimento de onda para 26 GHz. Este *slot* foi projetado para prover baixa polarização cruzada. A Figura 1 apresenta o modelo numérico e os principais parâmetros de projeto, incluindo o comprimento do *slot*  $L_s = 5,7$  mm e largura  $W_s = 2$  mm. Cada *slot* possui sua própria cavidade traseira com altura  $h_{cav} = \lambda/4$  [29], em que  $\lambda$  é o comprimento de onda em 26 GHz, atuando como um refletor. O *slot* foi alimentado

utilizando uma linha de alimentação SICL, como em [30], para blindar o modo de propagação, sem comprometer o acoplamento mútuo.

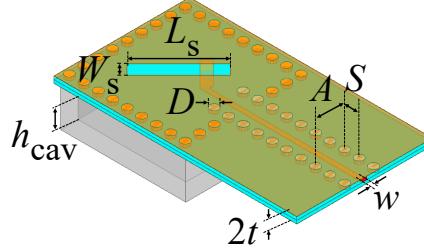


Figura 1: Modelo numérico do elemento SICL-SAA e seus parâmetros de projeto.

A linha de transmissão SICL consiste em uma linha de microfita, blindada por dois planos de terra (abaixo e acima) e duas fileiras de vias metalizadas nas laterais, criando uma linha coaxial integrada no substrato [31]. Este tipo de alimentação foi inicialmente introduzido por Gatty *et al.* [31] em 2006. Posteriormente, este tipo de alimentação foi empregada em diversos projetos, tais como: projeto de *balun* [32], rede de alimentação com transição de guia de onda coplanar [33], rede de alimentação com transição de linha coaxial [34] e alimentação direta da antena [35]. Emprega-se um tipo de substrato de duas camadas para garantir a blindagem em todas as direções e, conseqüentemente, garantir baixo acoplamento [31–35]. A impedância é reduzida devido à conexão metálica de ambos os planos de terra através das fileiras de vias metalizadas nas laterais, que permite uma largura de linha de microfita reduzida, diminuindo o espaçamento ocupado comparado às técnicas convencionais de alimentação [31].

A linha de transmissão SICL provê uma BW elevada e opera exclusivamente no modo transversal eletromagnético até a frequência de corte do modo superior definida por

$$f_{TE01} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left( A - \frac{D^2}{0,95S} \right)^{-1} \quad (1)$$

em que  $c$  é a velocidade da luz no vácuo ( $3 \times 10^8$ ) m/s,  $\epsilon_r$  é a permissividade dielétrica relativa e  $A$ ,  $D$  e  $S$  são a distância entre as fileiras de vias metalizadas, o diâmetro e espaçamento das vias, respectivamente. A impedância ( $Z$ ) da SICL é altamente dependente da largura do condutor central ( $w$ ), assim como os valores predefinidos de  $A$ ,  $D$ ,  $S$ ,  $t$  e  $\epsilon_r$ . Similarmente ao que ocorre nas linhas coaxiais convencionais,  $Z$  é manipulada variando a relação entre a altura da estrutura ( $2t$ ) e  $w$ . As simulações numéricas foram inicialmente realizadas considerando  $f_{TE01} = 48$  GHz e o substrato Rogers CuClad 233, com  $\epsilon_r = 2,33$  e  $t = 0,254$  mm. Ambas as dimensões  $S$  e  $D$  foram definidas como 1,25 e 0,75 mm, respectivamente, considerando a precisão do processo de fabricação, originando  $A = 2,5$  mm.

Três parâmetros adicionais foram levados em consideração, conforme ilustrado na Figura 2. O objetivo foi ajustar com precisão o casamento de impedância da antena baseada em *slots* na banda de 26 GHz, especificada para o 5G-NR em muitos países. Variando a largura ( $w_f$ ), comprimento ( $l_f$ ) e altura ( $h_f$ ) da linha de fita de alimentação, é possível manipular a distribuição de campo elétrico e a impedância de transição entre a SICL e os *slots* dentro do próprio *slot*. A Figura 2 (b) apresenta os resultados da magnitude do coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) para valores distintos de ( $h_f$ ). Os valores testados foram:  $h_f = 1,4$  mm;  $h_f = 1,9$  mm;  $h_f = 2,4$  mm, conforme ilustrado na Figura 2 (a). A Figura 2 (c) e (d) apresentam a carta de Smith para valores distintos de comprimento e largura da linha de fita, respectivamente.

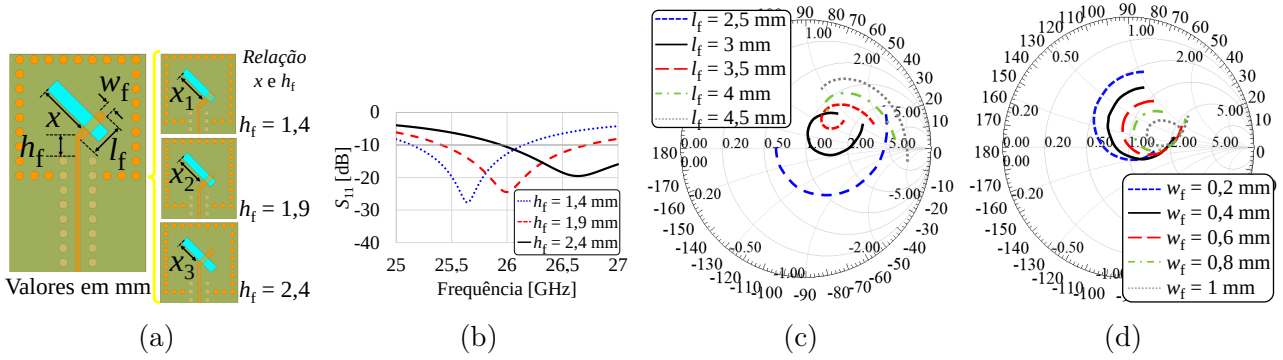


Figura 2: Casamento de impedância SICL-SAA: (a) Parâmetros de casamento da linha de alimentação; (b)  $S_{11}$  em função de  $h_f$ ; (c) Carta de Smith em função de  $l_f$ ; (d) Carta de Smith em função de  $w_f$ .

Observa-se que todos os parâmetros têm uma influência importante no casamento de impedância da antena. Particularmente,  $h_f$  permite variar a frequência de ressonância, que aumenta para valores mais altos de  $h_f$ , como resultado da redução no parâmetro auxiliar  $x$  ( $x_3 < x_2 < x_1$ ). O parâmetro  $l_f$  controla, principalmente, a indutância da estrutura, uma vez que as curvas tendem a se posicionar na parte superior da carta de Smith à medida que aumenta-se  $l_f$ . Finalmente, o parâmetro  $w_f$  impacta significativamente na parte real da impedância do *slot* ( $R_{in}$ ). À medida que este último parâmetro aumenta, a parte real da impedância também aumenta, devido à melhora no acoplamento com o plano de terra do lado direito do *slot*. Por exemplo,  $R_{in}$  aumenta de  $40 \Omega$  para  $75 \Omega$ , quando  $w_f$  é elevado de 0,2 para 1,0 mm. Portanto, esses três parâmetros adicionais permitem manipular ambas as partes real e imaginária da impedância do *slot*.

O próximo passo do projeto está relacionado com o desenvolvimento da transição entre o conector do tipo *K* e a linha de alimentação SICL. É importante ressaltar que é consideravelmente desafiador projetar uma transição para alimentar uma linha de transmissão SICL, visto que o condutor interno está localizado no centro da camada. A Figura 3 apresenta uma proposta para contornar essa dificuldade. Na camada inferior (camada 1), um plano de terra com abertura circular foi implementado, de tal maneira que o conector da *probe* e o plano de terra não ficassem em curto-circuito. A conexão entre o conector da *probe* e o condutor interno da

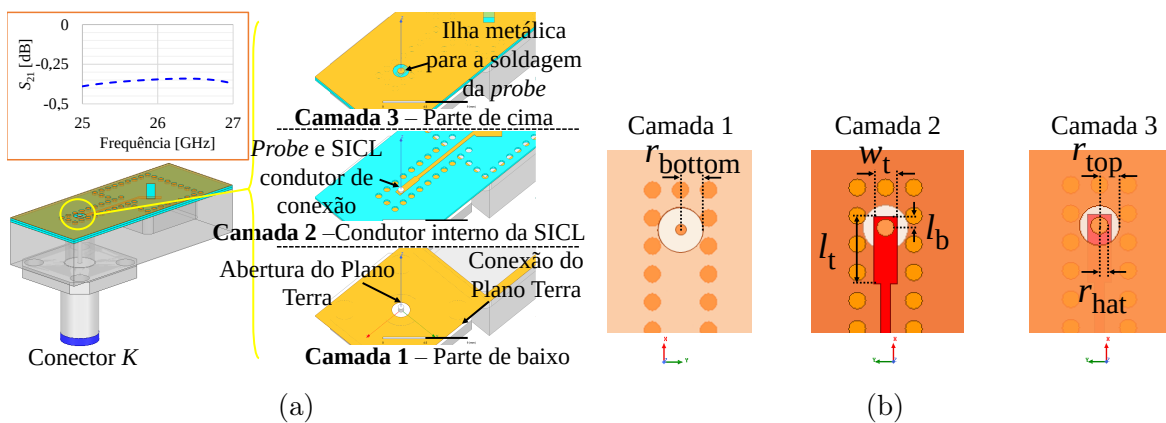


Figura 3: Conector *K* para os detalhes de transição SICL: (a) vista em perspectiva; (b) principais variáveis de cada camada.

SICL foi estabelecida na segunda camada. Finalmente, outro plano terra com abertura circular foi implementado na camada 3, uma ilha metálica foi aplicada para soldar o conector da *probe*. De um ponto de vista prático, essa implementação poderia ser alcançada por uma simples via metalizada através das camadas 1, 2 e 3, sem a ocorrência de um curto-circuito dos planos terra das camadas superior e inferior. Adicionalmente, foi necessário definir  $r_{\text{hat}} = D/2 = 0,375$  mm, uma vez que a fabricação seria feita via metalizada. O coeficiente de transmissão resultante da transição ( $S_{21}$ ) é apresentado na Figura 3 (a), em que a perda de transição esteve abaixo de 0,4 dB por toda a BW analisada.

Com o objetivo de unir os dois substratos, adicionou-se um *prepreg* Rogers RO4450F ( $\epsilon_r = 3,52$ ,  $\tan\delta = 0,004$  e  $t_{\text{prepreg}} = 0,1$  mm) laminado entre as duas camadas de substrato Rogers Arlon CuClad 233 no arranjo de multicamada, como exibido na Figura 4. Como consequência, as propriedades eletromagnéticas impregnadas precisaram ser consideradas no modelo numérico deste ponto em diante. Para tal, garantiu-se que o *slot* e a rede de alimentação estariam separadas apenas pelo substrato CuClad, como projetado inicialmente.

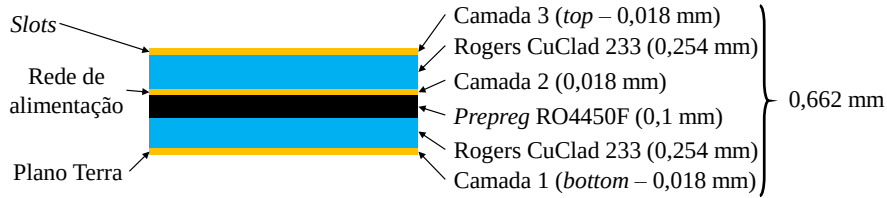


Figura 4: Arranjo multicamada SICL-SAA com o *prepreg*.

Um protótipo foi fabricado utilizando *printed-circuit board* (PCB) para os *slots* e para a linha de alimentação SICL, e um processo de usinagem de precisão para as cavidades de alumínio traseiras. A Figura 5 mostra a fotografia do protótipo SICL-slotted-antenna array (SAA), em que os números das portas estão identificados. Metade dos elementos estão polarizados em  $+45^\circ$  e os outros 32 elementos estão polarizados em  $-45^\circ$ . Considerou-se todos os elementos idênticos, incluindo a extensão da linha de alimentação ( $l_{\text{SICL}} = 20,985$  mm) para permitir uma futura escalabilidade do arranjo. O arranjo proposto pode ser escalável em qualquer direção, considerando dois eixos, em função dos requisitos de aplicação, espaçando adequadamente os elementos ao longo de uma direção. Finalmente, o espaçamento entre *slots* adjacentes foi considerado como aproximadamente um comprimento de onda em 26 GHz, para garantir diversidade entre canais.

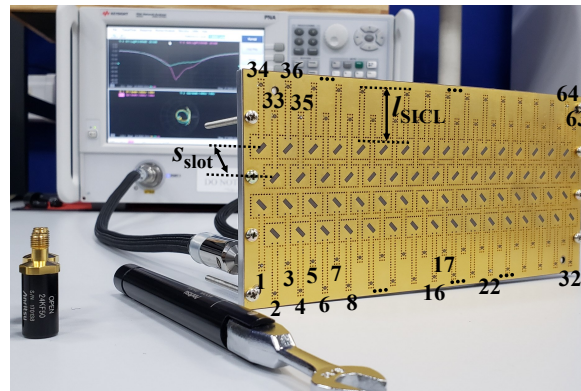


Figura 5: Protótipo SICL-SAA de 64 elementos com identificação de porta.

### 2.1.2 Resultados Experimentais

Realizou-se a avaliação inicial do protótipo desenvolvido com o objetivo de obter-se a resposta em frequência do arranjo de antenas proposto. Um analisador de rede PNA N5224A da Keysight foi utilizado para obter os parâmetros de espalhamento da estrutura (Parâmetros- $S$ ), conforme apresentado na Figura 6. Seis elementos do arranjo, posicionados em posições estratégicas diferentes, foram conectorizados para avaliação inicial, nomeados de portas 1, 16, 17, 22, 35 e 64 (vide Figura 5). Nota-se que houve uma excelente concordância entre os resultados numéricos e experimentais. Adicionalmente, em todos os elementos do arranjo obteve-se a mesma BW, i.e., 2 GHz para 24,5 a 26,5 GHz (7,9%) considerando  $S_{11} \leq -10$  dB, e uma BW de 1 GHz para um requisito de casamento de impedância mais restritivo ( $S_{11} \leq -15$  dB). Observou-se uma variação na frequência de ressonância de apenas 1,2% entre a simulação e a medição, a qual pode ser considerada aceitável levando em consideração a complexidade do projeto e da fabricação. O acoplamento mútuo entre os elementos adjacentes foi mantido abaixo de -23 dB ao longo de toda banda de operação da antena, até mesmo na medição do pior caso  $S_{16-17}$ , visando aplicações mMIMO. Finalmente, computou-se o *envelope correlation coefficient* (ECC) entre as portas 16 e 17. É importante ressaltar que é desejável que a métrica ECC seja o menor possível para aplicações mMIMO. O protótipo desenvolvido proveu  $ECC < -60$  dB, i.e.,  $< 0,001$  em escala linear, ao longo de toda sua banda de operação. O valor do ECC foi computado utilizando os parâmetros  $S$ , que é uma abordagem mais simples comparada ao método padrão de radiação em três dimensões (3-D), provendo resultados similares para antenas com eficiência de radiação maior que 50%.

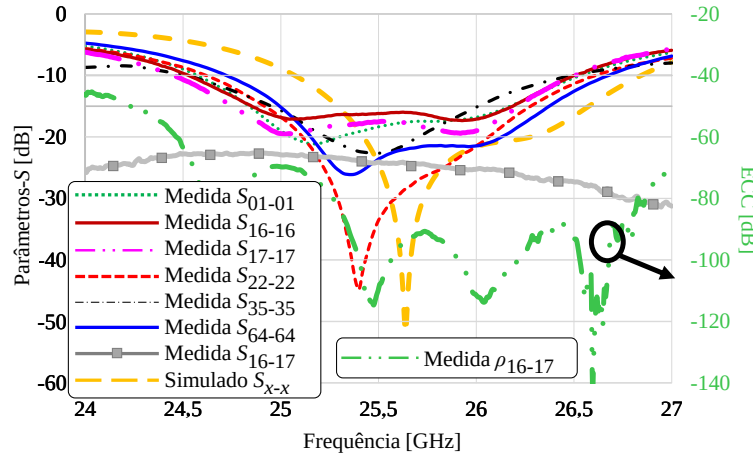


Figura 6: Parâmetros- $S$  e  $\rho$  da SICL-SAA: medições das seis portas escolhidas.

A Figura 7 mostra a comparação entre o padrão de radiação da SICL-SAA simulado e medido na frequência de 26 GHz, considerando um único elemento ativo, para os dois planos ortogonais principais ( $\varphi = 0^\circ$  e  $\varphi = 90^\circ$ ). Adicionalmente, apresenta-se a simulação de polarização cruzada dos *slots*, a qual foi mantida abaixo de -20 dB. Todos os elementos do arranjo proveem aproximadamente o mesmo padrão de radiação, o que significa que eles não sofrem interferência mútua e nem interferência da estrutura do arranjo. Esse resultado demonstra a capacidade do elemento de operar independentemente com 64 elementos e com um arranjo de dupla polarização, como desejado para as aplicações mMIMO de 5G-NR baseadas em TDD. Todos os elementos do arranjo proveem largura de feixe de  $85^\circ$  em ambos os planos e ganho de 7,4 dBi, que também estão de acordo com as simulações do ANSYS HFSS.

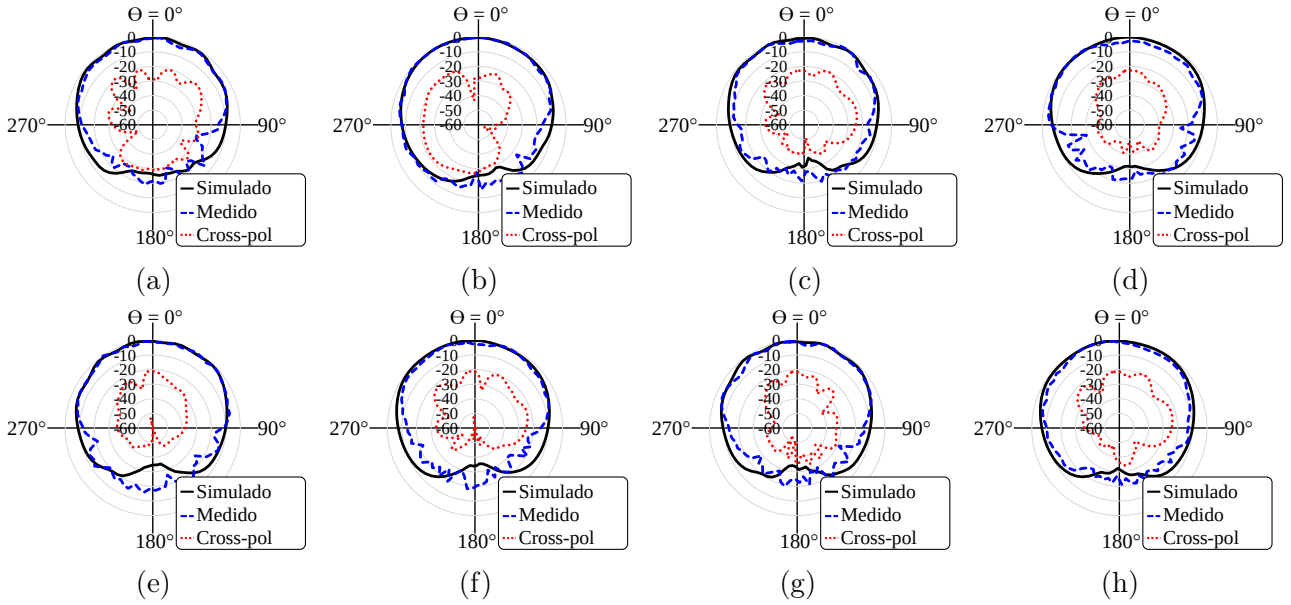


Figura 7: Padrão de radiação SICL-SAA em 26 GHz: (a) porta 1:  $\varphi = 0^\circ$ ; (b) porta 1:  $\varphi = 90^\circ$ ; (c) porta 22:  $\varphi = 0^\circ$ ; (d) porta 22:  $\varphi = 90^\circ$ ; (e) porta 35:  $\varphi = 0^\circ$ ; (f) porta 35:  $\varphi = 90^\circ$ ; (g) porta 64:  $\varphi = 0^\circ$ ; (h) porta 64:  $\varphi = 90^\circ$ .

## 2.2 Arranjo de antenas tri-banda e dupla polarização para estações rádio base

### 2.2.1 Projeto de uma arranjo de antenas tri-banda e dupla polarização

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G desenvolveram um novo arranjo de antenas com três bandas de operação (tri-banda), desenvolvido para operar na BS [36]. Este arranjo possibilita operar nas duas faixas de frequência do 5G-NR, utilizando uma única estrutura. A Figura 8 mostra o projeto da antena proposta, a qual é composta de três diferentes arranjos de antenas dispostos na forma de dipolos com objetivo de habilitar comunicações sem fio em banda baixa, média e alta. As referidas bandas de operação estão relacionadas com os canais especificados no padrão 5G-NR da seguinte forma: banda baixa (canais N20 e N28); banda média (canais N77 e N78); banda alta (canal N258). Os arranjos foram idealizadas e posicionadas de forma a permitir a integração de todas as bandas em uma mesma estrutura. O arranjo desenvolvido

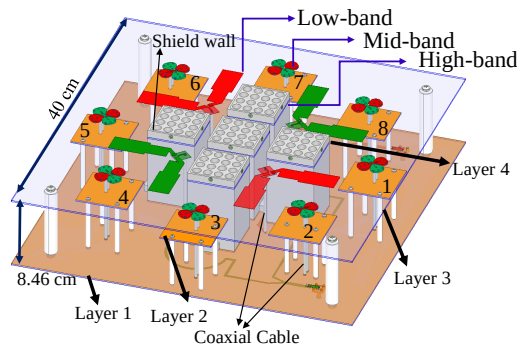


Figura 8: Projeto da antena com três bandas de operação e dupla polarização.

para banda baixa foi considerado como o limite físico de integração de todos os elementos das antenas de banda média e alta. Além disso, todos os elementos foram espaçados de pelo menos meio comprimento de onda visando aplicações mMIMO. A topologia proposta integra todos os elementos de antena sem comprometer seu desempenho individual. As cores vermelho e verde foram usadas para identificar os elementos de polarização  $+45^\circ$  e  $-45^\circ$ , respectivamente. O arranjo possui quatro camadas, as quais são identificadas pelas setas pretas em negrito. Um substrato FR4 de 1,6 mm de espessura ( $\epsilon_r = 4,4$ ,  $\tan\delta = 0,02$ ), foi utilizado para as camadas 1, 2 e 3, enquanto a camada 4 foi fabricada usando um Substrato Rogers RO3003 de 0,51 mm de espessura ( $\epsilon_r = 3$ ,  $\tan\delta = 0,002$ ). Ao todo, a topologia conta com 100 elementos radiantes distribuídos da seguinte forma: cinco sub-arrays de dezesseis elementos para banda alta; dezesseis elementos para banda média; dois elementos para banda baixa. Pode-se notar que cada  $\pm 45^\circ$  par de antenas de banda média foi numerado de 1 a 8.

O projeto da antena foi desafiador em termos de casamento de impedância, acoplamento mútuo e padrão de radiação, uma vez que os elementos radiantes para cada banda de frequência estão tipicamente na região de campo próximo das outras bandas. A escolha de cada tipo de dipolo, bem como a topologia de arranjo, foi cuidadosamente avaliada para garantir alto desempenho nas três bandas de operação. Particularmente, o acoplamento mútuo é um requisito extremamente importante dos sistemas de pré-codificação mMIMO, uma vez que afeta significativamente o desempenho do sistema em termos de capacidade de canal [24,37]. É importante ressaltar que cada elemento de antena precisa operar de forma independente para aproveitar a diversidade em um cenário com múltiplos percurso. No entanto, garantir baixo acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo em condições intra-banda e inter-banda é extremamente desafiador em uma estrutura multibanda, principalmente para as frequências de 600 MHz a 28 GHz.

A Figura 9 ilustra o projeto do arranjo de antenas de banda baixa, o qual é baseado em dois elementos radiantes, um para cada polarização, excitados em fase e espaçados por aproximadamente meio comprimento de onda, para alcançar um único feixe principal. Adicionalmente, existe um refletor metálico na camada 1, localizado a  $0,211\lambda_{BW1}$  abaixo da camada 3;  $\lambda_{BW1}$  refere-se ao comprimento de onda em 750 MHz. A área do refletor metálico corresponde a um comprimento de onda ( $\lambda_{BW1}$ ). Os dipolos de banda baixa são alimentados por cabos coaxiais de impedância de  $50 \Omega$  (Sucoform 141), conforme destacado no *inset* da Figura 9. A rede de

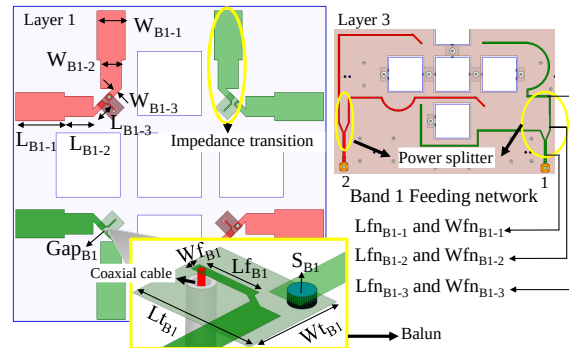


Figura 9: Parâmetros de projeto da antena de banda baixa (valores em milímetro):  $W_{B1-1} = 24,14$ ;  $W_{B1-2} = 17,61$ ;  $W_{B1-3} = 4,86$ ;  $L_{B1-1} = 41,97$ ;  $L_{B1-2} = 24,65$ ;  $L_{B1-3} = 15,40$ ;  $Wf_{B1} = 1,37$ ;  $Lf_{B1} = 9,45$ ;  $Wt_{B1} = 14,88$ ;  $Lt_{B1} = 18,46$ ;  $Gap_{B1} = 3,25$ ;  $S_{B1} = 3,48$ ;  $Wfn_{B1-1} = 4,28$ ;  $Lfn_{B1-1} = 39,78$ ;  $Wfn_{B1-2} = 2,10$ ;  $Lfn_{B1-2} = 55,97$ ;  $Wfn_{B1-3} = 2,63$ ;  $Lfn_{B1-3} = 226,67$ .

alimentação consiste em um divisor de potência com uma transição de casamento de impedância para garantir uma excitação de  $50 \Omega$  para cada dipolo [38] e um *balun* para garantir uma diferença de fase de  $180^\circ$  gerenciando  $L_{B1-3}$ . As varreduras numéricas de todos os parâmetros do projeto principal do arranjo foram executadas usando o *software* ANSYS HFSS para obter um casamento de impedância apropriado; a melhor configuração obtida é apresentada na legenda da Figura 9.

A Figura 10 descreve o projeto do arranjo de antenas de banda média, a qual se baseia em dois dipolos cruzados para garantir o recurso de dupla polarização. Os braços dos dipolos apresentam formato trapezoidal arredondado, com a finalidade de aumentar a BW, por meio da aplicação de uma técnica de casamento de impedância semelhante às transições cônicas. Além disso, o formato do elemento proposto implica na redução do acoplamento mútuo entre os elementos do arranjo, uma vez que a densidade de corrente diminui nos cantos arredondados. O comprimento do braço do dipolo ( $L_{B2}$ ) é definido como metade do comprimento de onda efetivo e otimizado numericamente em função do raio do canto ( $Rad_{B2}$ ). A Figura 10 (a) e (b) exibem as camadas superior e inferior, respectivamente, do arranjo de antenas para banda média. Excitou-se o dipolo em  $+45^\circ$  (cor vermelha) usando a camada superior, enquanto a camada inferior foi usada para a excitação do dipolo em  $-45^\circ$  (cor verde). Ambas as camadas de substrato foram curto-circuitadas usando uma broca metálica com diâmetro  $S_{B2-1}$ . Desta forma, foi possível excitar diretamente o dipolo usando um cabo coaxial de  $50 \Omega$  (Sucoform 141). A distância entre os elementos radiantes do arranjo e o refletor foi inicialmente definida como um quarto de comprimento de onda. Como no caso anterior, as varreduras numéricas dos principais parâmetros de projeto da banda média foram realizadas usando o ANSYS HFSS para obter um casamento de impedância adequado; a melhor configuração obtida para 3,5 GHz é apresentada na legenda da Figura 10.

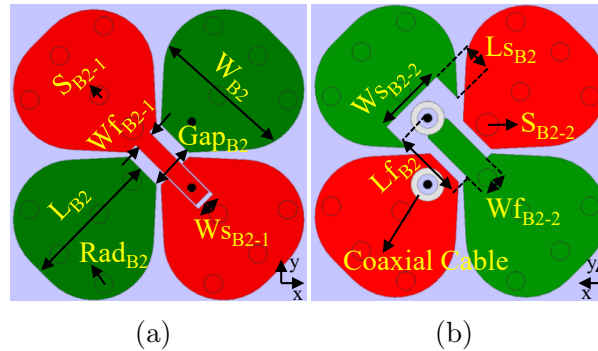


Figura 10: Parâmetros de projeto da antena de banda média (valores em milímetro):  $W_{B2} = 15,74$ ;  $L_{B2} = 15,38$ ;  $Rad_{B2} = 14,73$ ;  $Gap_{B2} = 4,59$ ;  $W_{SB2-1} = 7,54$ ;  $L_{SB2-1} = 5,25$ ,  $S_{B2-1} = 2$ ;  $S_{B2-2} = 2,42$ ;  $W_{SB2-2} = 2,27$ ;  $L_{SB2-2} = 4,59$ ;  $W_{fB2-2} = 2,86$ ;  $W_{fB2-1} = 2$ : (a) *Top*; (b) *Bottom*.

Os detalhes do arranjo de antenas de banda alta e as principais variáveis de projeto são mostrados na Figura 11, incluindo um *inset* com um zoom no elemento do arranjo. Este elemento é composto basicamente por um dipolo impresso como elemento radiante, um plano terra e um guia de onda WC-38 circular ao redor do elemento radiante na altura  $H_{B3}$ . Este último desempenha um papel importante na redução do nível de acoplamento mútuo entre os elementos adjacentes do arranjo, bem como as vias metalizadas ao redor da cavidade circular ( $S_{B3}$ ) exibida no *inset*. Além disso, esta abordagem auxilia no guiamento do feixe principal do elemento, mantendo-o ortogonal ao plano terra. Os braços dos dipolos impressos são excitados

por um conector  $K$  da seguinte maneira: um braço é soldado diretamente ao condutor central do conector  $K$ , enquanto o outro é alimentado por meio de uma via metalizada ao plano terra ( $S_{B3-2}$ ). O comprimento do dipolo impresso ( $L_{B3}$ ) corresponde a um quarto do comprimento de onda em 26 GHz. Todas as outras variáveis ( $W_{B3}$ ,  $L_{S_{B3}}$  e  $Gap_{B3}$ ) foram manipulados em conjunto usando ANSYS HFSS para melhorar o casamento de impedância do elemento. A distância dos elementos do arranjo é de 12,7 mm (*flange* do conector  $K$ ), que é maior que um comprimento de onda em 24,25 GHz que é o limite inferior de FR2, contribuindo para aumentar a decorrelação do canal, visando aplicações mMIMO.

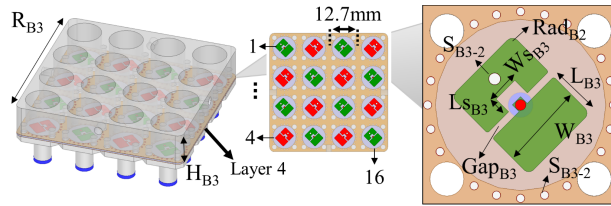


Figura 11: Parâmetros de projeto da antena de banda alta (valores em milímetro):  $R_{B3} = 50,8$ ;  $H_{B3} = 9,12$ ;  $W_{B3} = 5,08$ ;  $L_{B3} = 3$ ;  $W_{S_{B3}} = 1,55$ ;  $L_{S_{B3}} = 1,04$ ;  $Rad_{B3} = 0,68$ ;  $Gap_{B3} = 1,65$ ;  $S_{B3-1} = 0,69$ ;  $S_{B3-2} = 0,46$ .

### 2.2.2 Resultados Experimentais

O protótipo do arranjo de antenas tri-banda é mostrado na Figura 12. A tecnologia PCB foi utilizada para fabricar o elemento radiante para as três bandas desejadas e a fresagem de alta precisão para prototipar os 64 guias de onda metálicos circulares do conjunto de antenas de banda alta e todas as barras de suporte para a Camada 3 (*inset* da Figura 12). As dimensões do protótipo em função da menor frequência de operação (600 MHz) são  $0,8 \times 0,8 \times 0,17 \lambda$ . Analisando visualmente e verificando as dimensões do arranjo, a fabricação do protótipo foi considerada um sucesso, devido à qualidade e precisão das duas técnicas de fabricação de todos os elementos da banda baixa, banda média e banda alta.

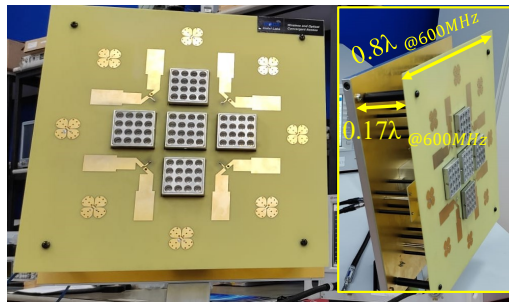


Figura 12: Arranjo de antenas tri-banda para estação radio base visando aplicações em FR1/FR2 do 5G NR.

Mediu-se os parâmetros de espalhamento do arranjo (Figura 13) usando uma nomenclatura baseada no número da porta e na polarização. Por exemplo, “7p” está relacionado à porta 7 com polarização positiva, enquanto “6n” representa a porta 6 com polarização negativa. Os resultados numéricos e experimentais de banda baixa da Figura 13 (a) mostraram-se concordes, dando origem à mesma BW para ambas as portas de 0,6 a 0,88 GHz, considerando o coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) abaixo de -10 dB. As métricas de desempenho usadas em sistemas

*single-input single-output* (SISO) não são suficientes para investigar adequadamente o desempenho dos sistemas mMIMO, porque os arranjos de antenas podem sofrer efeitos de acoplamento mútuo quando múltiplas portas são excitadas. Particularmente, o acoplamento mútuo entre as portas 1 e 2 ( $S_{21}$ ) foi mantido abaixo de -30 dB em toda a BW analisada.

A Figura 13 (b) apresenta os resultados dos parâmetros  $S$  da banda média, representados por seus elementos numerados como 1 e 2 na Figura 8, visto que os demais são simétricos. Neste caso, a resposta em frequência para cada polarização não é igual, pois apesar de suas dimensões serem idênticas, as linhas de alimentação são colocadas em camadas diferentes na região de campo próximo, causando mudanças no casamento de impedância. Por esse motivo, é preciso identificar a região de frequência que satisfaça o critério de casamento de impedância para ambas as polarizações (de 2,77 a 4,45 GHz destacado em cinza) para definir a BW para a banda média. A BW simulada e medida foi de 2,82 a 4,4 GHz (43,76%) e de 2,77 a 4,45 GHz (46,53%), resultando em apenas 2,77% de diferença. O acoplamento mútuo foi mais intenso em comparação com o observado para banda baixa, mantendo-se abaixo de  $S_{21} < -20$  dB, conforme exigido em sistemas mMIMO de 2,76 a 4,2 GHz.

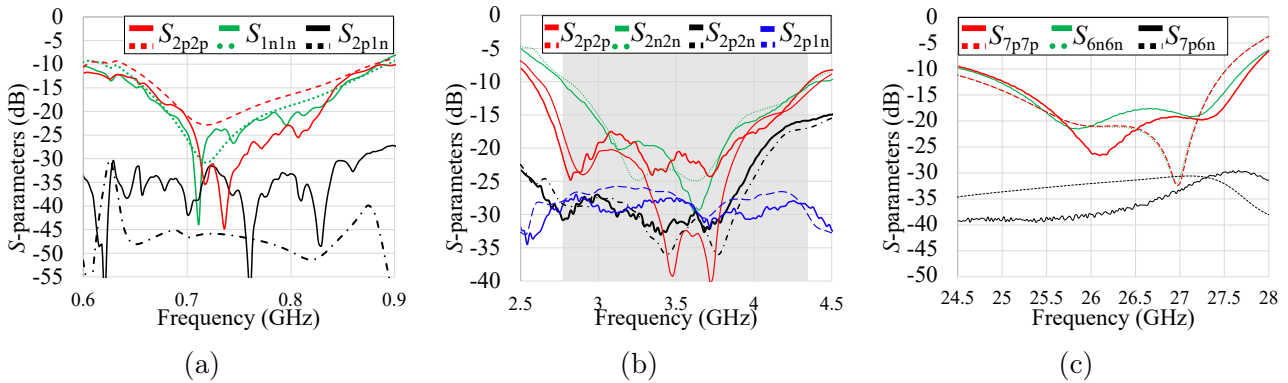


Figura 13: Caracterização em função dos parâmetros  $S$ : (a) banda baixa; (b) banda média; (c) banda alta. As simulações são representadas em linhas tracejadas e as medições das antenas são exibidas em linhas contínuas.

A Figura 13 (c) reporta as análises de BW de banda alta, considerando as portas numeradas como 6 e 7 na Figura 11, ou seja, o pior cenário. Os resultados previstos das simulações numéricas e as medições são idênticos, enquanto a forma da curva do coeficiente de reflexão das medições é diferente, devido à imprecisão padrão do PCB e técnicas de fabricação de fresagem e conectorização manual de RF. Independente disso, observa-se um deslocamento muito pequeno na frequência de ressonância de apenas 0,78% e um excelente casamento de impedância mesmo considerando um requisito mais restritivo ( $S_{11} \leq -15$  dB). Usando o mesmo critério das duas bandas anteriores ( $S_{11} \leq -10$  dB), o arranjo fornece BW de 2,9 GHz de 24,9 a 27,8 GHz (11%) e acoplamento mútuo inferior a -30 dB.

A caracterização do arranjo baseou-se na medição de seu padrão de radiação e ganho para as polarizações  $+45^\circ$ , conforme relatado na Figura 14. Pode-se observar uma excelente concordância, tanto no plano elétrico ( $E$ ) quanto no plano magnético ( $H$ ), incluindo *half power beam width* (HPBW) de  $60^\circ$  em 700 MHz (Figura 14 (a)), 3,5 GHz (Figura 14 (b)) e 26 GHz (Figura 14 (c)). O ganho simulado/medido foi de 6,8/7,0, 8,5/9,0 e 9,62/9,7 dBi, para 700 MHz, 3,5 e 26 GHz, respectivamente, enquanto que a eficiência de radiação medida foi de 50, 77 e 84% para as mesmas frequências. As variações de ganho e eficiência nos canais 3GPP foram: 1,44 dB e 11% para N20 e N28; 0,92 dB e 25,85% para N77 e N78; 2,29 dB e 43% de 24,5 a 27,25 GHz,

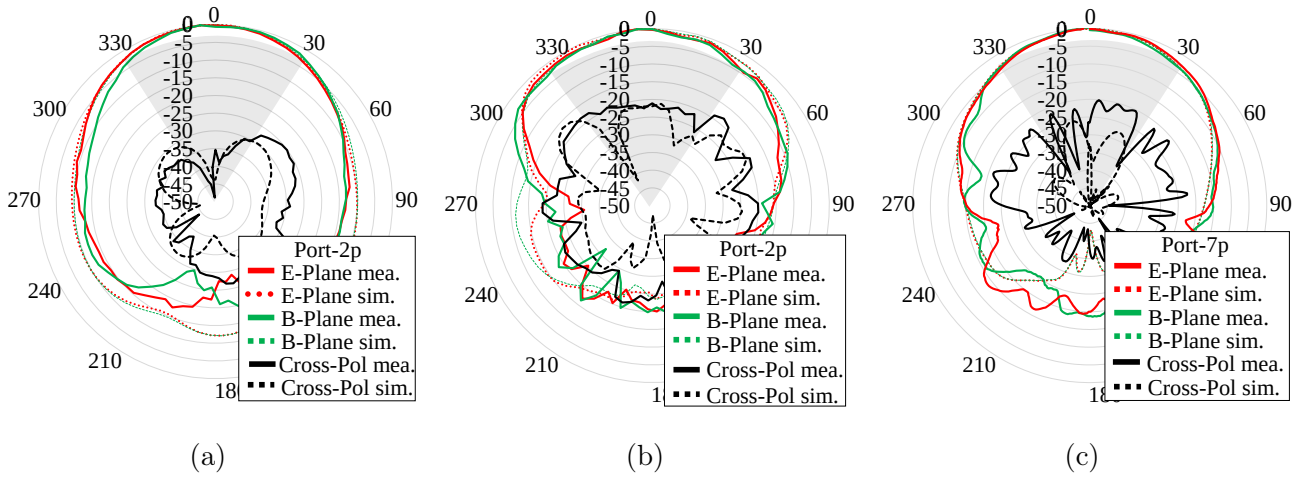


Figura 14: Padrão de radiação: (a) 700 MHz; (b) 3,5 GHz; (c) 26 GHz.

o que corresponde a 91% de N254. Vale lembrar que a BW padronizada para FR2 é de apenas 400 MHz, o que poderia ser facilmente alcançado pelos 2750 MHz com baixa variação de ganho da banda alta do arranjo proposto. Além disso, os níveis de polarização cruzada mostraram-se inferiores a -20 dB para as três bandas, conforme previsto nas simulações.

Finalmente, os resultados do coeficiente de ECC [28,38] foram calculados usando um kit de ferramentas ANSYS HFSS R1 2022 para mMIMO, que considera o padrão de radiação tridimensional do arranjo de antenas. A Figura 15 relata o pior cenário (elementos adjacentes) para os arranjos de antenas de bandas médias e altas. O ECC foi mantido abaixo de 0,005 e 0,004 de 2,76 a 4,2 GHz e 24,9 a 27,8 GHz, respectivamente. Tais níveis cumprem a especificação típica de sistemas mMIMO de  $ECC < 0.1$  [28,39,40] e são compatíveis com outros arranjos de antenas [41–43].

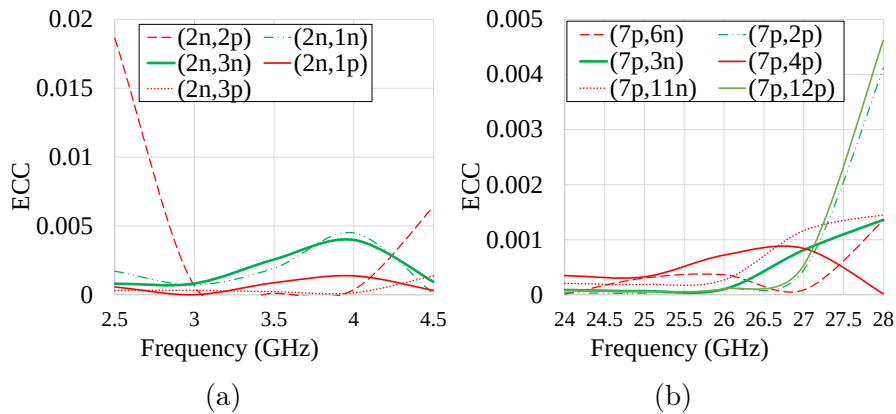


Figura 15: Resultados de ECC simulados: (a) banda média; (b) banda alta.

### 3 Soluções de comunicações ópticas para Redes 6G

*Celso Henrique de Souza Lopes, Eduardo Saia Lima, Felipe Batista Faro Pinto, Letícia Carneiro de Souza, Luiz Augusto Melo Pereira, Matheus Sêda Borsato Cunha, Tomás Powell Villena Andrade, Arismar Cerqueira Sodré Junior*  
celso.henrique@dtel.inatel.br, elima@get.inatel.br, felipe.faro@mtel.inatel.br,  
leticia.souza@dtel.inatel.br, luiz.melo@inatel.br, matheus.seda@inatel.br,  
tomasvillena@dtel.inatel.br, arismar@inatel.br

#### 3.1 Aplicação de *Photonics Integrated Circuits* em Redes 6G

Tanto o 5G quanto o 6G apontam tendências em utilizar frequências e bandas cada vez maiores. A utilização de mmWaves visa prover comunicação na ordem de Gbit/s utilizando BW de até 400 MHz [44]. No entanto, a geração e distribuição de sinais em mmWaves e THz trazem complexidade e representam desafios, especialmente quando o sinal é manipulado apenas no domínio elétrico. Além disso, sinais com elevada pureza espectral e baixo ruído de fase são mandatórios em diversas aplicações, como comunicações sem fio, radar e sensoriamento espectroscópico [45].

Tipicamente, utiliza-se geradores eletrônicos de RF para geração de mmWaves, os quais podem ser volumosos e caros. Dessa forma, diversas técnicas para gerar mmWaves com frequência configurável e baixo ruído de fase têm sido propostas na literatura, principalmente utilizando técnicas de geração baseadas em fotônica [45]. O principal mecanismo para geração de mmWaves utilizando fotônica é a detecção heteródina, a qual exige alta correlação de fase entre as portadoras ópticas. Os *optical frequency combs* (OFCs) baseados em moduladores externos provêm portadoras ópticas em fase, com sintonia de espaçamento e frequência central, propiciando assim geração e multiplicação de frequência com baixo ruído de fase [46,47].

##### 3.1.1 Gerador de *Optical Frequency Combs* Integrado

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G apresentaram em [48] e [49] a utilização de um gerador de OFC monoliticamente integrado em *indium phosphide* (InP) para a geração e distribuição de mmWaves com baixo ruído de fase. A Figura 16 apresenta o PIC, o qual foi fabricado em um *wafer* multi-projeto de InP utilizando uma plataforma de integração genérica, desenvolvido pela empresa Technology PLC, a qual está localizada no Reino Unido [23]. O tamanho do dispositivo é cerca de  $4,5 \times 2,5 \text{ mm}^2$ , estipulado pelo posicionamento dos *phase modulators* (PMs) e das seções de ganho do *semiconductor optical amplifier* (SOA) e do *distributed bragg reflector laser diode* (DBR-LD).

Os dispositivos ópticos integrados no *chip* são conectados por meio de guias de onda passivos com largura de  $1,5 \mu\text{m}$  e perda de aproximadamente 5 dB/cm. O *chip* foi fixado em uma base de metal empregando um epóxi condutor termoeletrico conectado a uma PCB personalizada, conforme ilustrado na Figura 16 (a). Quatro conectores de RF *subminiature version A* (SMA) são utilizados para acionar os moduladores de fase, enquanto cinco pinos *general purpose input/output* (GPIO) são utilizados para alimentar e controlar o DBR-LD e o SOA. A Figura 16 (b) apresenta uma fotografia ampliada do *chip*, enquanto que a Figura 17 reporta o esquemático do PIC. A portadora óptica *continuous wave* (CW) que dá origem ao OFC pode ser fornecida por um DBR-LD integrado ao *chip* ou por uma fonte externa acoplada ao guia de onda de entrada do PIC por meio de um *spot-size converter* (SSC).

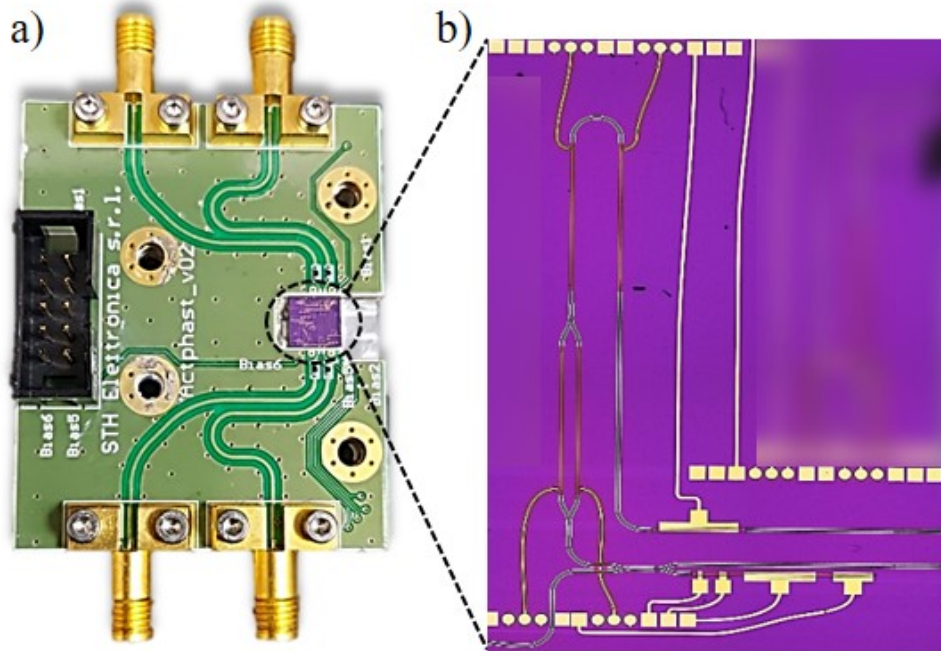


Figura 16: Gerador de OFC integrado: (a) circuito fotônico integrado; (b) fotografia do *chip*.

Sequencialmente, a portadora gerada pela fonte luminosa é dividida utilizando um desacoplador *multi-mode interference* (MMI). As portadoras resultantes são lançadas em dois PMs de 1 mm de comprimento associados em paralelo, que funcionam como um *dual-drive Mach-Zehnder modulator* (DD-MZM), criando uma modulação de amplitude no sinal. Posteriormente, o sinal óptico resultante propaga-se por dois PMs idênticos de 1 mm de comprimento

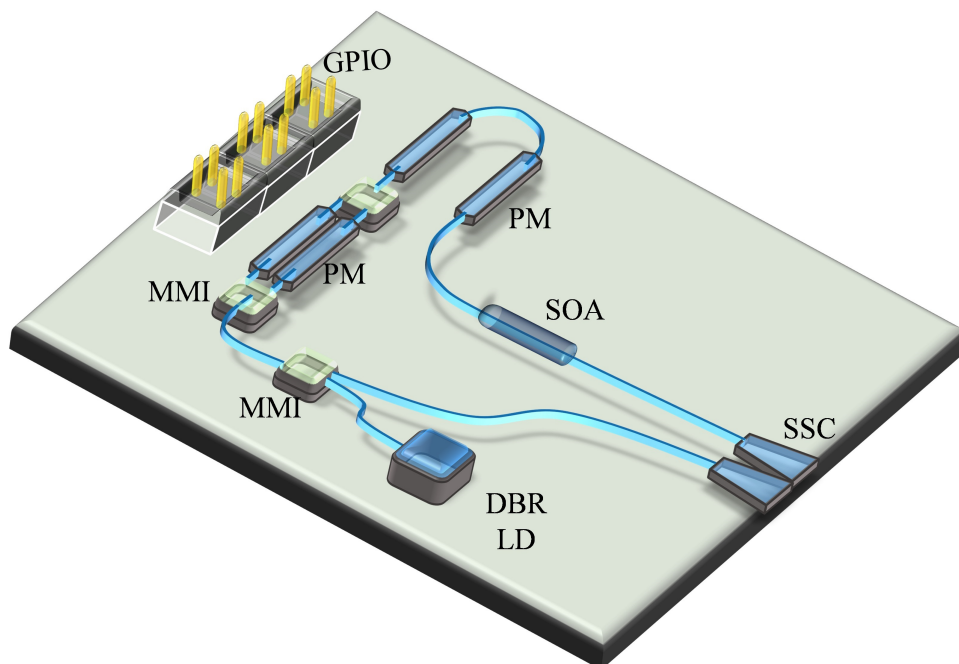


Figura 17: Esquemático do circuito fotônico integrado.

associados em série. Por fim, o sinal modulado atinge o SOA de 500  $\mu\text{m}$  de comprimento, utilizado para ajustar a potência óptica de saída e um SSC, o qual otimiza o acoplamento de saída do OFC. Utilizou-se uma fibra de elevada abertura numérica alinhada na borda do *chip* com auxílio de um micro-posicionador de 3 eixos com o objetivo de reduzir as perdas por acoplamento, visto que a emissão do OFC ocorre via *free space optical* (FSO).

A Figura 18 relata o diagrama em blocos do sistema de geração de mmWaves baseado no OFC integrado para aplicações 5G/6G. Um gerador de RF de 43 GHz (E8267D PSG - Keysight) foi utilizado para gerar uma portadora elétrica com 24,7 dBm centrada em 2,6 GHz, a qual foi igualmente dividida em quatro, utilizando um divisor 1/4. A fase de cada braço foi controlada por um *phase shifter* (PS) mecânico, permitindo um ajuste temporal entre as fases dos PMs, impactando diretamente na linearidade e no número de componentes ópticos do OFC [50]. Posteriormente, acopladores *bias tees* foram utilizados para combinar o sinal de RF em 2,6 GHz com a tensão de polarização *direct current* (DC) utilizada para polarizar os PMs. Os PMs foram polarizados utilizando múltiplos de  $V\pi$ , enquanto o Mach-Zehnder *modulator* (MZM) foi polarizado em torno de  $V\pi$  para maximizar a geração do OFC [51]. Por fim, as correntes do DBR-LD integrado e do SOA foram ajustadas para 70 mA e 50 mA, respectivamente.

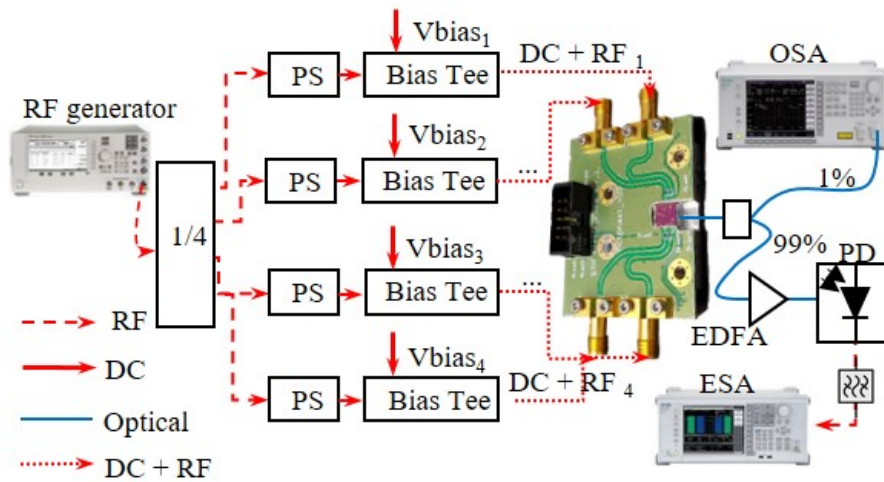


Figura 18: Diagrama de blocos da geração de mmWaves utilizando o gerador de OFC integrado.

Na saída do PIC, a potência do OFC foi de aproximadamente -6 dBm. O sinal foi então dividido em dois: 1% da potência foi para um *optical spectrum analyzer* (OSA), enquanto o restante (99%) foi lançado em 12,5 km de *single-mode fiber* (SMF), chegando em um *erbium-doped fiber amplifier* (EDFA), seguido de um *photodetector* (PD) com BW de 74 GHz. O EDFA foi utilizado para monitorar e controlar a potência óptica, garantindo 2 dBm de potência óptica na entrada do PD. A resolução máxima do OSA está em torno de 0,07 nm, logo, não foi possível observar devidamente as raías do pente espaçadas de 2,6 GHz, somente a envoltória do OFC. Dessa forma, utilizamos uma técnica de detecção heteródina para estimar o OFC utilizando o sinal elétrico medido, a envoltória do espectro óptico e as características de conversão do PD.

A Figura 19 apresenta o OFC espaçado de 2,6 GHz centrado em 193,5 THz. Nota-se diversos tons com elevada *optical signal-to-noise ratio* (OSNR), i.e., maiores que 30 e 40 dB. A Figura 20 apresenta os tons elétricos periodicamente espaçados de 2,6 GHz na saída do PD, medidos utilizando um *electrical spectrum analyzer* (ESA). Nota-se um pente periódico de frequências elétricas em toda faixa de análise, ou seja, multiplicação da frequência de entrada em até  $13\times$

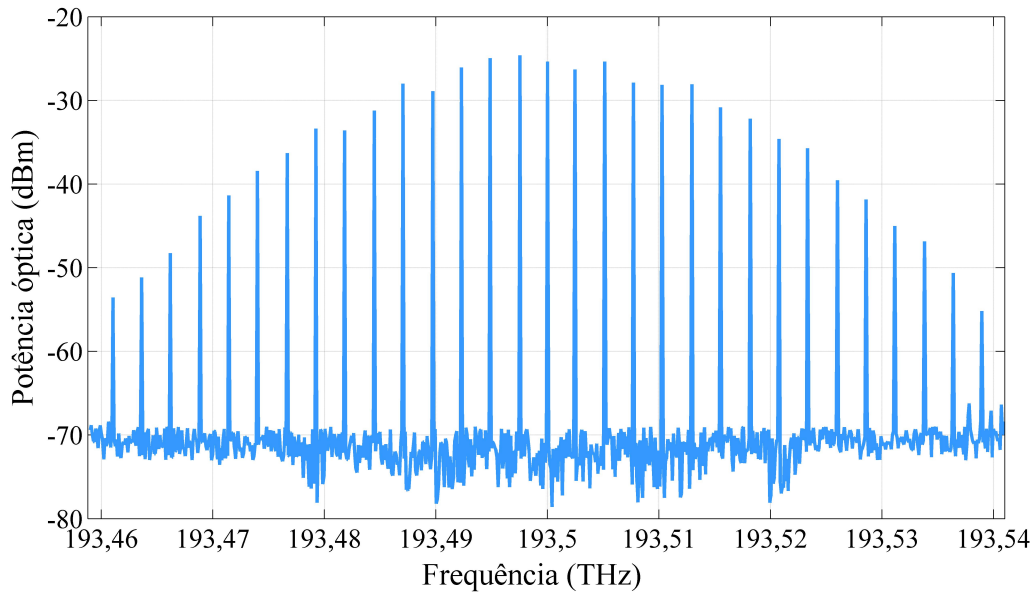


Figura 19: Pente de frequências ópticas espaçado de 2,6 GHz medido na saída do circuito fotônico integrado.

(33,8 GHz) pode ser observada. Além disso, elevada *signal-to-noise ratio* (SNR) e níveis de potência podem ser observados nos harmônicos e.g., 70 dB e 19 dBm em 2,6 GHz; 55 dB e -33 dBm em 26 GHz, respectivamente. Portanto, as portadoras elétricas podem ser devidamente separadas e empregadas em aplicações específicas, dependendo da frequência desejada.

Com o objetivo de avaliar a qualidade das portadoras elétricas multiplicadas, mediu-se o ruído de fase dos sinais elétricos gerados pelo OFC. Sequencialmente, comparou-se as portado-

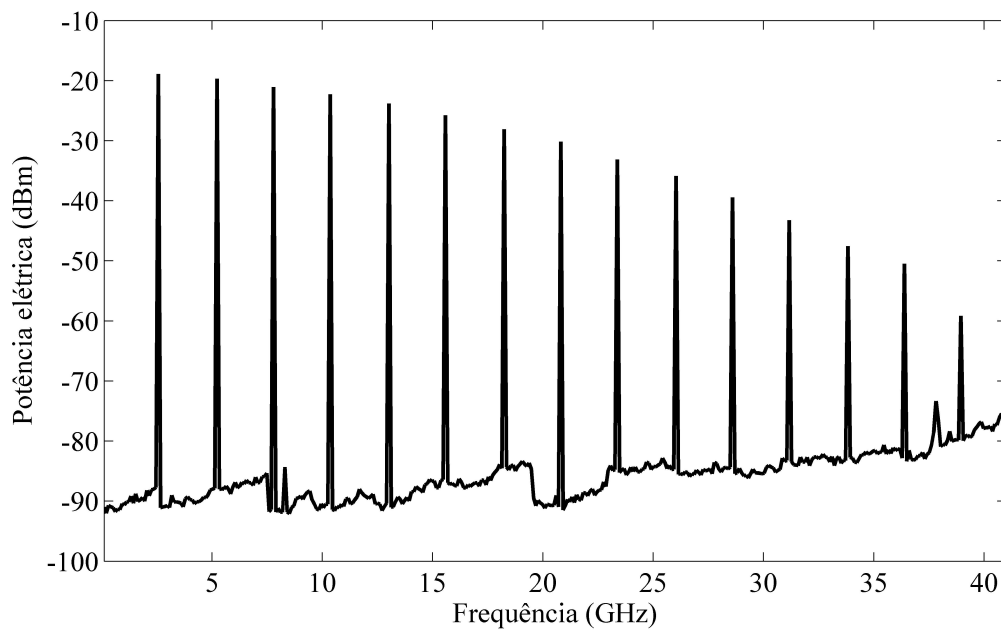


Figura 20: Pente de frequências elétricas espaçado de 2,6 GHz medido na saída do PD.

ras geradas pelo OFC com as geradas pelo gerador de RF (E8267D), o qual é utilizado como fonte do OFC. Medições de ruído de fase são essenciais em sistemas de comunicação, permitindo caracterizar com precisão a estabilidade em frequência dos osciladores ou sistemas de geração baseados em fotônica. A Figura 21 apresenta as medições de ruído de fase para multiplicação óptica de frequências em até  $12\times$  em comparação com gerador de RF. As componentes de frequência analisadas foram 2,6; 5,2; 10,4; 15,6; 20,8 e 26; 31,2 GHz para os sinais gerados com o OFC e pelo gerador comercial. Embora as curvas de ruído de fase apresentem uma resposta estocástica para desvios de frequência menores que 1 kHz, nota-se que não ocorreram distorções aparentes nessa faixa nos sinais gerados pelo OFC. Para desvios de frequência maiores que 1 kHz, o comportamento é determinístico dado pelo ruído de fase residual, demonstrando curvas de ruído de fase similares para os sinais gerados com OFC e pelo gerador de RF, independente do fator de multiplicação. Portanto, o OFC integrado demonstrou a capacidade de prover multiplicação de frequência em até  $12\times$  sem degradação de fase, fornecendo ruído de fase compatível com o gerador de RF utilizado como fonte na mesma condição de potência. Vale ressaltar que fatores de multiplicação ainda maiores podem ser alcançados adicionando amplificadores elétricos nas entradas dos PMs, aumentando assim a quantidade de raios do OFC, bem como acréscimo na geração de harmônicos elétricos.

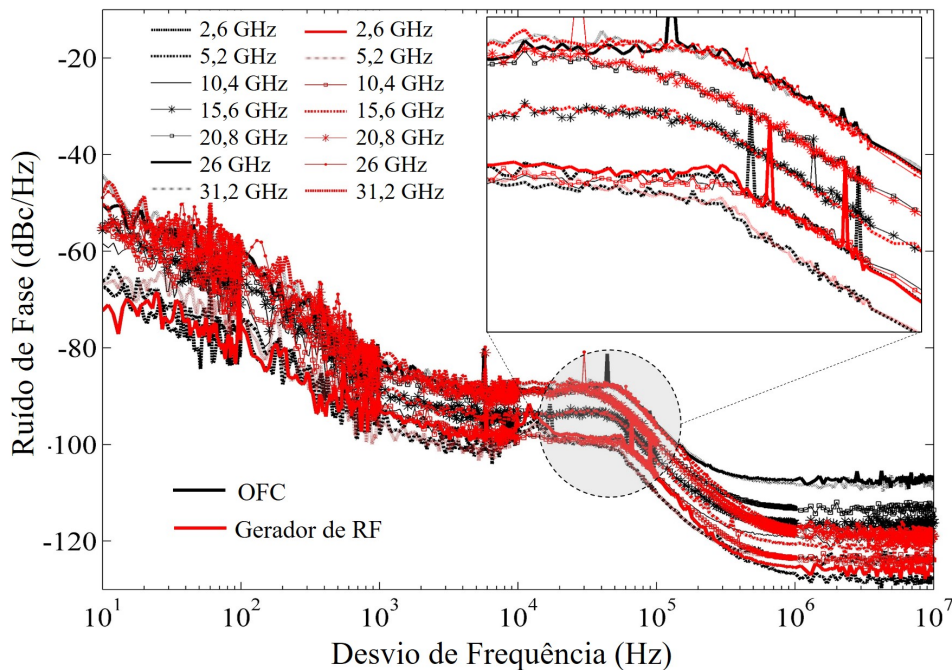


Figura 21: Medições de ruído de fase comparando as portadoras geradas pelo OFC integrado com um gerador de RF comercial.

Após validar a qualidade das portadoras elétricas geradas pelo OFC integrado, o dispositivo foi utilizado em [49] para gerar sinais 5G em mmWaves. A Figura 22 mostra o diagrama em blocos do sistema 5G baseado no OFC integrado, o qual foca na geração de sinais em mmWaves remotamente permitindo a substituição de osciladores de alta frequência nas RRs usando um OFC integrado centralizado. Neste caso, o arranjo experimental é idêntico ao apresentado na Figura 18 até a saída do *chip* fotônico. Desse ponto, o OFC é amplificado por um EDFA e sequencialmente dividido em 2 utilizando um divisor 1/2, colocado após o EDFA. Utilizou-se um divisor 1/2 como uma prova de conceito, mas divisores com fatores de divisão elevados

podem ser usados para distribuir o OFC para ainda mais pontos.

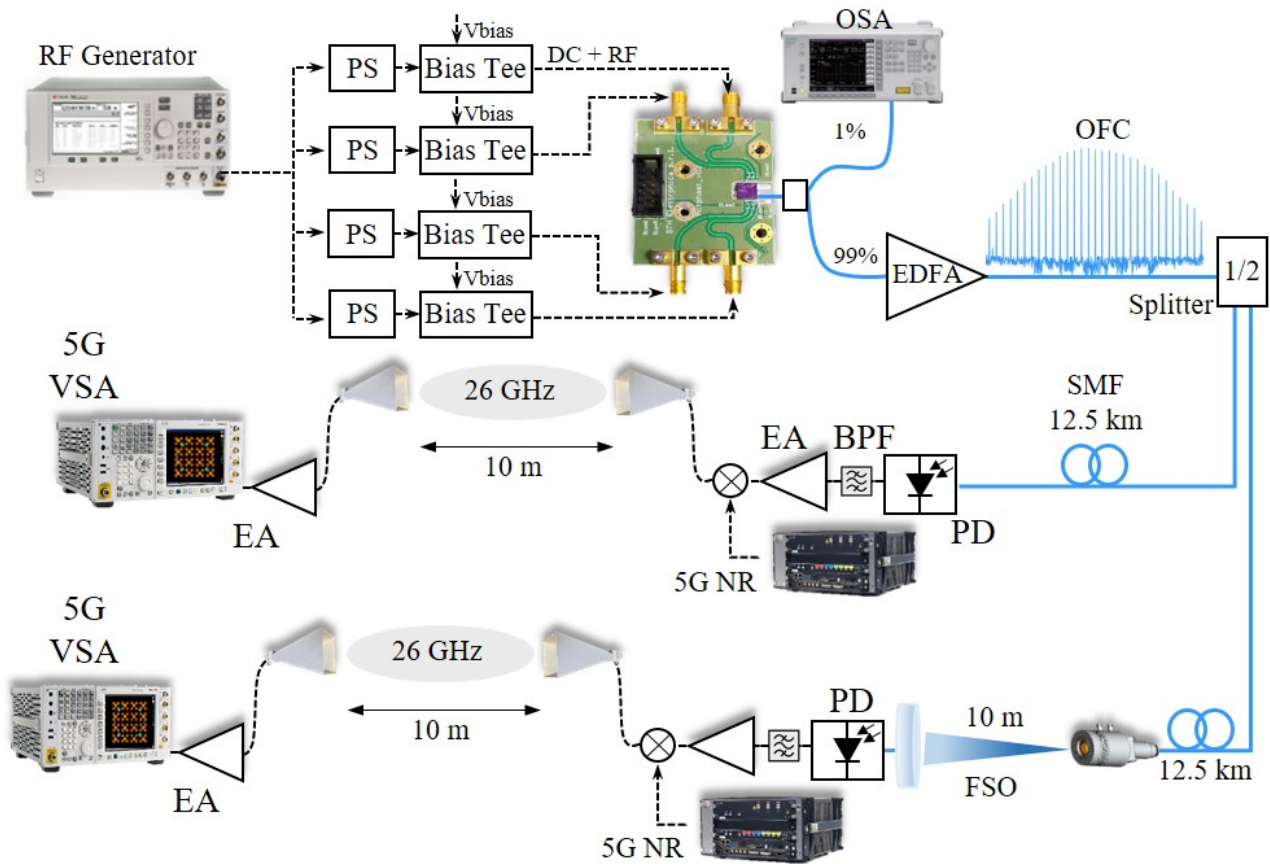


Figura 22: Diagrama de blocos da geração de mmWaves utilizando o gerador de OFC integrado.

Sequencialmente, os OFCs divididos foram aplicados em dois cenários de comunicação 5G distintos. O primeiro consistiu em transmitir o OFC ao longo de um *fronthaul* óptico de 12,5 km, com o objetivo de gerar um sinal de mmWaves de baixo ruído de fase. Neste caso, a potência óptica do OFC na entrada do PD ficou em torno de 2 dBm. Das portadoras geradas, filtrou-se a portadora de 26 GHz utilizando um filtro passa faixa. A portadora foi então modulada com o padrão 5G-NR e transmitida em um enlace sem fio interno de 10 m com BW de até 100 MHz. O segundo cenário implementado representa uma evolução do anterior, pois o enlace de SMF de 12,5 km atuou como *midhaul* seguido por um enlace FSO de 10 m de alcance, constituindo um *fronthaul*. Finalmente, um enlace de acesso sem fio de 10 m foi implementado como um ponto de acesso 5G. Em ambos os casos, o OFC foi lançado em uma SMF padrão de 12,5 km com atenuação de 0,2 dB/km e dispersão em torno de 17 ps/nm·km na banda C.

Na aplicação híbrida fibra/FSO, um colimador óptico (Thorlabs F110APC-1550) com distância focal de 6,3 mm foi aplicado para o enlace FSO. A potência óptica transmitida foi em torno de 0 dBm, necessitando de um EDFA no lado da recepção. No receptor, posicionamos uma lente condensadora com distância focal de 200 mm e diâmetro de 75,0 mm para acoplar o OFC recebido em um cordão óptico. O diâmetro do feixe recebido foi menor que o diâmetro da lente, como consequência as perdas do enlace FSO foram apenas o acoplamento/alinhamento do feixe com a fibra e a eficiência das lentes de transmissão e recepção. A potência óptica recebida na entrada do EDFA foi de cerca de -8 dBm. O EDFA foi usado para compensar as perdas do FSO e permitir uma comparação adequada dos dois cenários operando na mesma

potência óptica, ou seja, potência do OFC de 2 dBm na entrada do PD de BW de 74 GHz (BPDV3120R). O PD de 74 GHz foi empregado em um âmbito de pesquisa devido a infraestrutura do laboratório. No entanto, em uma aplicação prática um PD de 26 GHz seria suficiente.

Em ambos os cenários, utilizou-se um filtro passa faixa para remover as portadoras indesejadas e aumentar a pureza espectral do sistema. Particularmente, a faixa de frequência de 26 GHz foi padronizada para aplicações 5G em mmWaves. Portanto, utilizou-se um filtro passa faixa com perda de inserção de 1 dB e 1 GHz de BW centrado em 26 GHz para isolar o harmônico desejado. A Figura 23 apresenta o espectro medido após o filtro bem como uma medida com *span* de 500 kHz, validando a qualidade da portadora multiplicada. Após a filtragem, tal sinal foi então amplificado por uma cascata de amplificadores elétricos: amplificador com ganho de 12 dB e *noise figure* (NF) de 4,5 dB (SBUA-400-12-010-k) da Fairview, seguido de um amplificador (QLW-18404540) QuinStar com ganho de 35 dB e 4,5 dB de NF. Posteriormente, o sinal no padrão 5G-NR foi incorporado à portadora de 26 GHz, utilizando um *arbitrary waveform generator* (AWG) M8190A da Keysight. A portadora em 26 GHz foi lançada na entrada de um *mixer*, enquanto que um sinal no padrão 5G-NR foi aplicado à porta de frequência intermediária afim de realizar a conversão para 26 GHz.

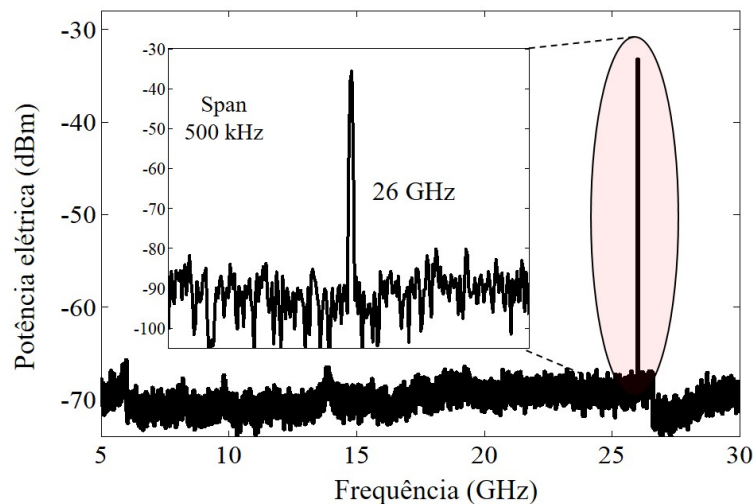


Figura 23: Portadora elétrica filtrada em 26 GHz gerada pelo OFC integrado; a inserção mostra a portadora medida em uma faixa de análise de 500 kHz.

As configurações do 5G-NR foram baseadas nos testes de conformidade do 3GPP para equipamento de usuário FR2 [44] com BW de até 100 MHz. Particularmente, utilizou-se numerologia ( $\mu$ ) = 2 para todas as larguras de banda, dando origem a um sinal 5G com espaçamento de subportadora de 60 kHz. Especificamente, os *downlink shared channel* (DL-SCH) foram ajustados para operar com esquemas de múltiplas modulações, visando atender um sistema 5G multi aplicação. Considerando o sinal de BW 100 MHz, os *time slots* de 1 a 35 foram modulados com 16-*quadrature amplitude modulation* (QAM), enquanto que os *time slots* de 41 a 75 foram ocupados com modulação de 64-QAM. Além disso, utilizou-se a técnica de TDD para manter os *time slots* de 36 a 40 e de 76 a 80 configurados como *uplink shared channel* (UL-SCH). Também configurou-se os *primary synchronization signal* (PSS) e *secondary synchronization signal* (SSS), os quais são alocados para permitir que o equipamento do usuário adquira o tempo do quadro, bem como a identificação da célula.

Na saída do *mixer* o sinal 5G-NR em 26 GHz alimenta uma antena corneta com ganho de 25 dBi, habilitando um ponto de acesso sem fio de 10 m. Na recepção, uma antena tipo corneta idêntica foi utilizada para receber o sinal 5G que foi amplificado por um *low-noise amplifier* (LNA) com ganho de 35 dB. Posteriormente, um *vector signal analyzer* (VSA) M9020A MXA da Keysight foi utilizado para avaliar o desempenho dos sinais no padrão 5G-NR. A Release 15 focou no cenário eMBB e introduziu os requisitos atuais de *root mean square error vector magnitude* ( $EVM_{RMS}$ ) para suportar a conexão 5G do equipamento do usuário, a saber: 17,5%, 12,5% e 8,0% para *quadrature phase-shift keying* (QPSK), 16- e 64-QAM, respectivamente [44]. A Figura 24 apresenta fotografias das configurações experimentais, abrangendo todo o sistema 5G-NR em mmWaves baseado no OFC integrado. Particularmente, a Figura 24 (a) e a Figura 24 (c) mostram as vistas da parte de trás e da frente da recepção FSO, respectivamente, incluindo o PD seguido pela cascata de amplificadores, gerador de sinais 5G-NR e antena corneta transmissora. A Figura 24 (b) exibe o PIC, os cabos elétricos montados na mesa de dispositivos ópticos, o enlace de SMF seguido pelo transmissor FSO, bem como a antena receptora e o analisador de sinais 5G.

O lado esquerdo da Figura 25 relata as avaliações de desempenho 5G do primeiro cenário (Cenário I), ou seja, transmissão do OFC ao longo de 12,5 km de *fronthaul* para gerar mmWaves e a conversão do sinal 5G-NR, habilitando um enlace sem fio de 10 m. O ambiente sem fio interno é um laboratório de pesquisa equipado com computadores, equipamentos e mesas de madeira. As medições foram realizadas fora do horário comercial e sob condição de *line-of-sight* (LOS), minimizando a interferência humana. Como primeira caracterização, transmitimos um sinal 5G de 20 MHz com modulações de 16- e 64-QAM. A parte superior da



Figura 24: Fotografias da configuração experimental do sistema 5G NR operando em mmWaves baseado no OFC integrado: (a) e (c) mostram as vistas traseira e frontal, respectivamente, da recepção do FSO, o PD seguido pela cadeia de amplificadores elétricos, gerador 5G NR e antena corneta TX; (b) exibe o PIC, enlace óptico seguido pelo transmissor FSO, antena de corneta RX e analisador de sinais 5G.

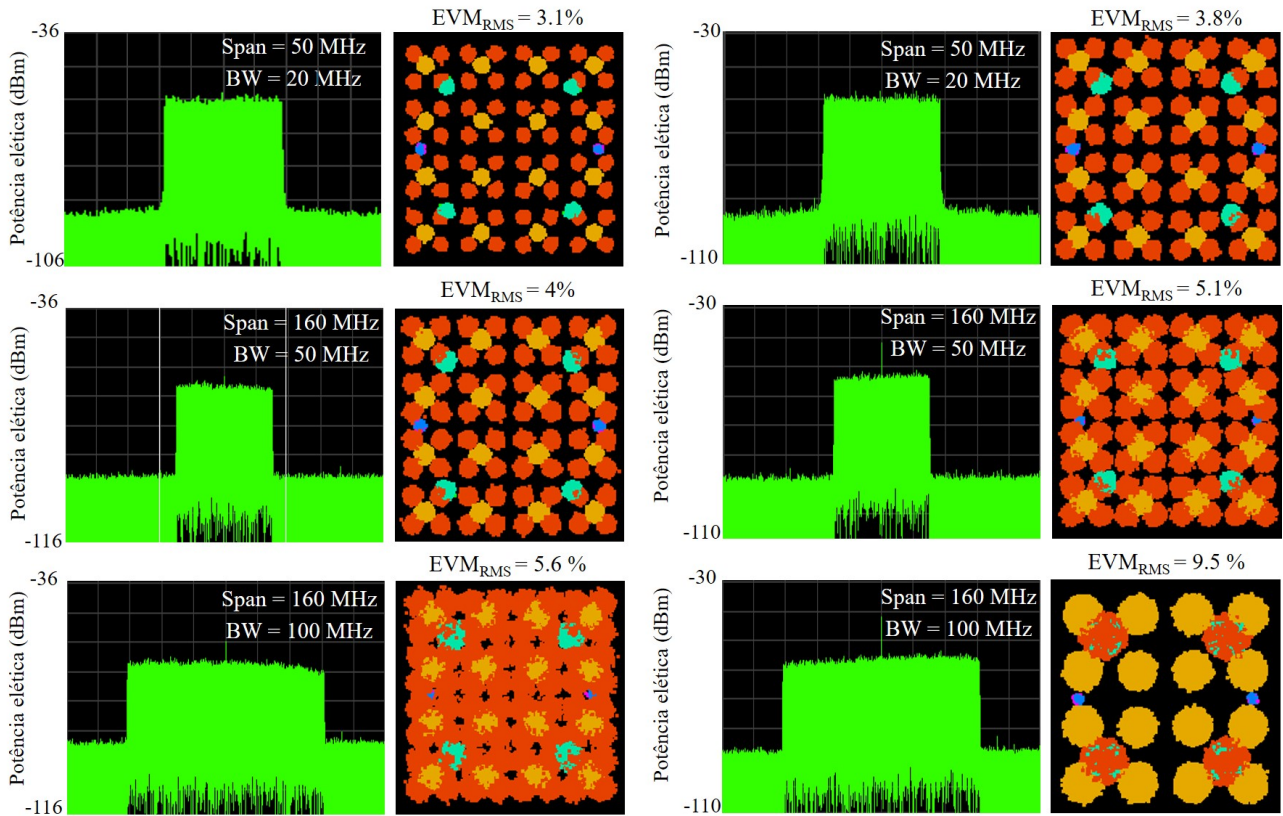


Figura 25: Avaliação de desempenho dos pontos de acesso 5G NR para os Cenários I e II.

Figura 25 apresenta o espectro elétrico medido de 20 MHz na recepção e constelações resultantes e  $EVM_{RMS}$ . A potência elétrica medida foi de -18 dBm com SNR maior que 30 dB. O  $EVM_{RMS}$  foi de apenas 3,1% com símbolos de constelação bem definidos e sem degradações críticas na fase do sinal recebido, atingindo 100 Mbits/s. Assim, pode-se distinguir com precisão os símbolos recebidos de controle e sincronismo, denotados em azul e verde na constelação (*binary phase shift keying* (BPSK) e QPSK), bem como os símbolos de dados em tons de laranja (16- e 64-QAM). Sequencialmente, a BW do sinal foi aumentada para 50 MHz (250 Mbit/s). Apenas reconfigurou-se a BW 5G, portanto, a potência do canal foi mantida em torno de -18 dBm, resultando em uma leve redução de SNR. No entanto, o decréscimo de SNR impactou apenas em uma redução de 1%  $EVM_{RMS}$ . Por fim, transmitiu-se um sinal 5G com BW de 100 MHz com o objetivo de aumentar a taxa de transmissão do sistema, conforme relatado na parte inferior da Figura 25. Apesar da transmissão sem fio do sinal 5G de 100 MHz a 26 GHz, o  $EVM_{RMS}$  medido foi de 5,6 %, atendendo às especificações do 3GPP com margem, ou seja, 8% (64-QAM) e 12,5% (16-QAM). Nesse caso, o ponto de acesso 5G-NR baseado em OFC forneceu taxa de transferência de 500 Mbit/s.

Em paralelo, a outra metade do OFC foi transmitida ao longo de um *midhaul* óptico de 12,5 km seguido por um *fronthaul* FSO de 10 m e um enlace de acesso sem fio de 10 m de alcance operando 26 GHz. Os principais resultados obtidos no segundo cenário (Cenário II) são apresentados no lado direito da Figura 25, medidos pelo VSA, através dos espectros e das constelações resultantes para os sinais 5G-NR medidos com BW de 20, 50 e 100 MHz. Mais uma vez a potência do canal foi mantida em torno de -18 dBm, dado que utilizou-se a mesma potência óptica na entrada do PD para ambos os cenários. Comparando com

o cenário I (sem FSO) e BWs de 20 MHz e 50 MHz, o  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  obtido aumentou 0,7% e 1,1%, respectivamente, devido ao uso do EDFA adicional para viabilização do enlace FSO. No entanto, ambas as bandas de modulação cumpriram os requisitos do 3GPP com margens. Para o sinal com 20 MHz, as margens foram de até 4,2% e 8,7% para modulação 64-QAM e 16-QAM, respectivamente, enquanto que o sinal 50 MHz alcançou até 3% e 7,5% para 64-QAM e 16-QAM, respectivamente. Como esperado, o enlace FSO seguido pelo enlace sem fio degradou a fase e magnitude do sinal 5G-NR recebido, consequentemente, o  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  medido (9,5%) não atendeu as especificações para 64-QAM. Como alternativa, empregou-se 16-QAM em toda a banda de 100 MHz e também testou-se QPSK/16-QAM para superar tal queda de desempenho. Consequentemente, o ponto de acesso fibra/FSO baseado em PIC forneceu um desempenho de  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  de 9,5%, atendendo aos requisitos do 3GPP. Apesar da redução da ordem de modulação, o sistema foi capaz de fornecer até 400 Mbit/s demonstrando a viabilidade do sistema, incluindo a notável flexibilidade das comunicações FSO. Considerando ambos os cenários, a taxa total do sistema 5G-NR baseado no OFC integrado foi de 900 Mbit/s. Os principais resultados experimentais do sistema 5G-NR estão resumidos na Tabela 1, em função do cenário e BW.

Tabela 1: Resumo dos resultados experimentais do sistema 5G NR baseado no OFC integrado.

| Cenário                                        | BW (MHz) | Modulação             | $\text{EVM}_{\text{RMS}}$ (%) | Taxa (Mbit/s) |
|------------------------------------------------|----------|-----------------------|-------------------------------|---------------|
| Cenário I<br><i>Fronthaul/ Acesso</i>          | 20       | 16-/64-QAM            | 3.1                           | 100           |
|                                                | 50       | 16-/64-QAM            | 4                             | 250           |
|                                                | 100      | 16-/64-QAM            | 5.6                           | 500           |
| Cenário II<br><i>Midhaul/Fronthaul/ Acesso</i> | 20       | 16-/64-QAM            | 3.8                           | 100           |
|                                                | 50       | 16-/64-QAM            | 5.1                           | 250           |
|                                                | 100      | 16-QAM<br>QPSK/16-QAM | 9.5                           | 400<br>300    |

### 3.1.2 Multiwavelength Transmitter Integrado

Os *multiwavelength transmitter* (MWT) são considerados promissores para transmissões a curtas distâncias em redes de *datacenters*, *backhaul* móvel e redes de acesso [52]. Os projetos de MWTs explorados e relatados na literatura se baseiam em soluções com integração de *externally modulated lasers* (EMLs) e *directly modulated lasers* (DMLs) [53–57]. Tais trabalhos tratam da transmissão de sinais em banda base utilizando enlaces ópticos. Entretanto, a geração de múltiplos comprimentos de onda usando um único transmissor é promissora também para sistemas RoF e/ou *fiber-wireless* (FiWi) [58,59].

Em [60] os pesquisadores do projeto Brasil 6G reportaram a utilização de um PIC MWT, previamente caracterizado em [58]. Este dispositivo foi utilizado posteriormente para prover oito enlaces RoF utilizando um PIC de  $6 \times 4 \text{ mm}^2$ , conforme mostrado na Figura 26. A arquitetura ilustrada é uma proposta de rede móvel de futura geração aplicando os conceitos de 5G-Xhaul, a qual considera os domínios de rede óptica e sem fio em uma infraestrutura 5G oferecendo suporte a transporte e acesso [12]. Observa-se a adoção da C-RAN. O sistema 5G multi-aplicação proposto nessa topologia conta com um enlace *midhaul* óptico até a *distributed unit* (DU), onde propõe-se a instalação um demultiplexador óptico utilizado para separar cada

comprimento de onda do MWT integrado em um canal de *fronthaul* óptico específico. A qualidade do sistema RoF foi avaliada em termos de  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  de acordo com o 3GPP. O MWT foi desenvolvido em projeto de pesquisa chamado “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 *chip* foi monoliticamente integrado utilizando o InP como plataforma de integração. Este dispositivo foi fabricado em uma plataforma *multi-project wafer* (MPW), utilizando tecnologia de integração genérica [23].

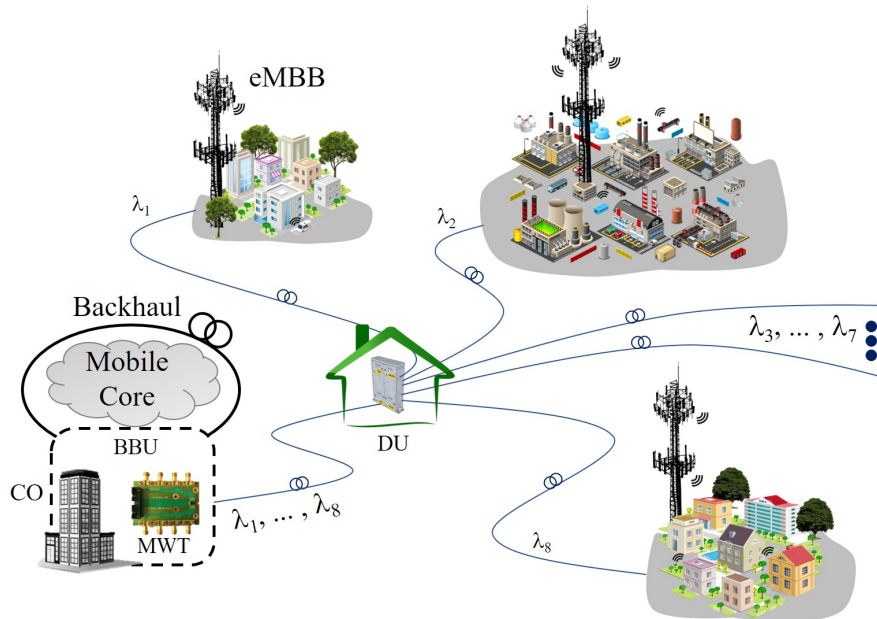


Figura 26: Proposta do sistema 5G multi-aplicação utilizando um transmissor fotônico integrado de múltiplos comprimentos de onda.

O esquemático do PIC é apresentado na Figura 27 (a). Pode-se observar que o *chip* hospeda oito lasers tipo *distributed feedback* (DFB), sendo estes individualmente monitorados por PDs. As saídas dos lasers são injetadas em guias de onda para seguidamente ser combinadas por acopladores tipo MMI  $2 \times 1$ . A saída de cada laser passa por três MMIs em cascata, viabilizando assim flexibilidade no comprimento de onda e no espaçamento entre canais. Após o acoplamento dos oito lasers, um SSC é utilizado para auxiliar no acoplamento do feixe com a SMF. Para fins práticos, uma SMF com ponta clivada deve ser devidamente alinhada e centralizada ao SSC, para colimar o feixe em fibra. A Figura 27 (b) apresenta uma fotografia do *chip* montado em uma PCB. Pode-se observar as conexões elétricas, de RF e DC, feitas por fios de ouro entre o *chip* e a PCB. Por baixo da placa temos um dissipador de calor utilizado para melhorar a estabilidade termo-mecânica do dispositivo.

Cada um dos lasers DFB é projetado para operar entre 1530 e 1570 nm com comprimentos de onda central diferentes, desta forma cada laser opera em um comprimento de onda ( $\lambda$ ) distinto distribuído nessa faixa. A variação do comprimento de onda do laser é feita por meio de ajustes na tensão de polarização (*bias*) que possibilita uma variação de até 4 nm. A modulação direta de cada laser DFB é feita através de uma combinação da tensão de *bias* com o sinal de RF, feitos por meio de um *bias-tee*. No esquema do *chip* também podemos observar dois lasers de teste com seus respectivos SSCs que para os objetivos do experimento em questão, não foram utilizados.

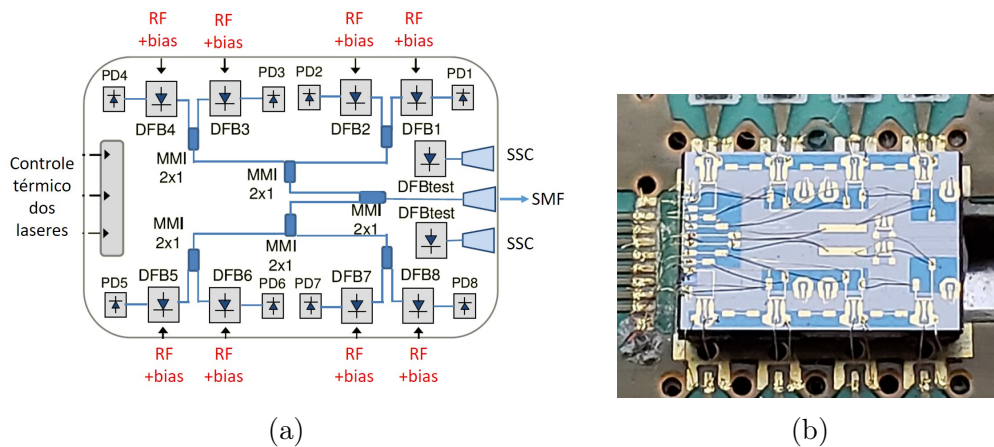


Figura 27: Circuito fotônico integrado de múltiplos comprimentos de onda: (a) esquemático do PIC; (b) fotografia do *chip* com dimensões  $6 \times 4 \text{ mm}^2$ .

Uma caracterização da variação do  $\lambda$  em função da potência elétrica injetada a partir de uma fonte de corrente contínua é apresentada na Figura 28. Nota-se que a sintonia de cada um dos lasers apresenta um comportamento linear em relação à potência elétrica da fonte. As medidas foram feitas utilizando um OSA e leituras diretas de tensão e corrente da fonte DC. Para um mesmo nível de potência elétrica, todos os lasers apresentam comprimentos de onda diferentes, além de apresentar uma variação de 4 nm para cada comprimento de onda em análise, sendo a sintonia ao redor de 228 mW/nm. A Figura 29 apresenta a potência óptica de emissão dos lasers em função da corrente de *bias*, que é a própria corrente fornecida pela fonte,

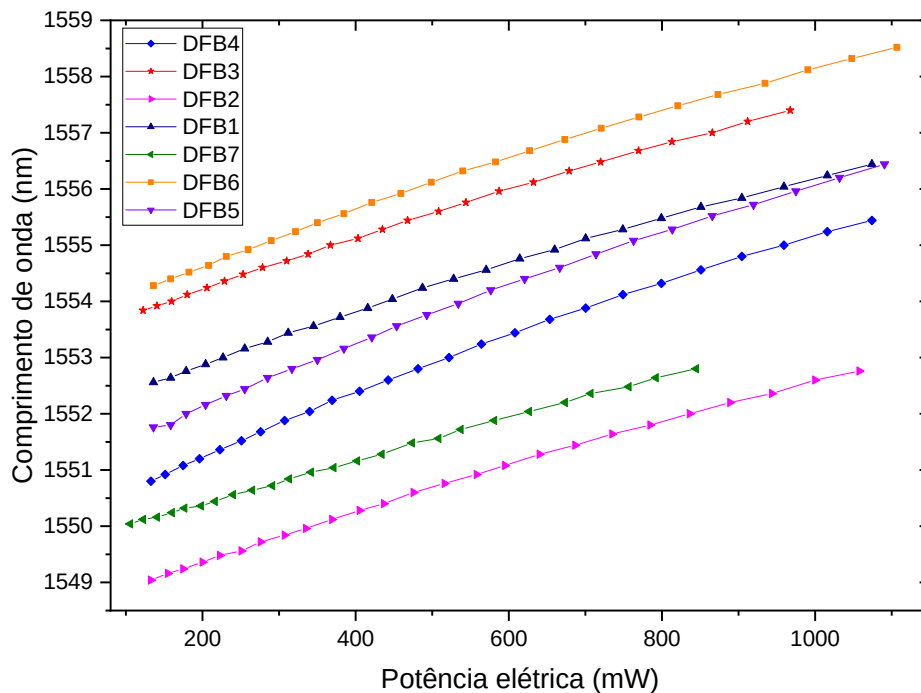


Figura 28: Sintonia do comprimento de onda dos lasers em função da potência elétrica da fonte de alimentação.

para quatro lasers específicos. Os resultados foram obtidos sem ultrapassar 8,5 V na tensão da fonte de alimentação, visto que valores acima podem danificar os lasers. Tensões abaixo de 3 V apresentam quedas de 3 dB abaixo da máxima emissão. Observa-se também que para um mesmo nível de corrente obtém-se diferentes potências ópticas.

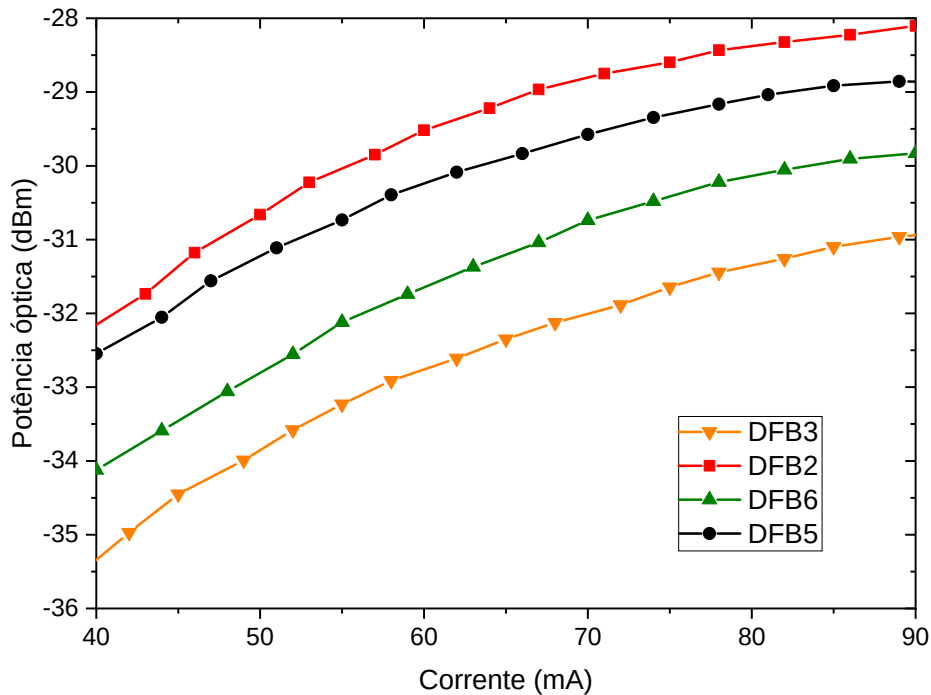


Figura 29: Potência óptica em função da corrente dos lasers DFB2, DFB3, DFB5 e DFB6.

### 3.1.3 Implementação do sistema RoF multi-aplicação

A Figura 30 apresenta o diagrama em blocos da implementação do sistema baseado em RoF e óptica integrada. O *chip* do transmissor integrado de múltiplos comprimentos de onda foi fixado em uma PCB para facilitar o manuseio e o controle dos diferentes comprimentos de onda. Nota-se que esta PCB tem oito entradas de RF com conectorização tipo SMA para conduzir e controlar cada um dos lasers além de um terminal com conector de pinos para controle de temperatura individual. Como este transmissor é baseado em *directly modulated lasers* (DMLs), são utilizados componentes denominados de *bias tee* que fazem a mistura da tensão DC e o sinal de RF a serem inseridos no *chip*. Assim, cada entrada de RF possui oito conjuntos RF+*bias*.

Um EDFA foi utilizado na saída do *chip* para amplificar os feixes ópticos, com o objetivo de trafegá-los sobre um enlace de SMF de 3 m. Utilizou-se um atenuador óptico variável para simular distâncias de até 50 km, ou seja, 10 dB, considerando as características de uma SMF-28. Vale ressaltar que não foi considerado o impacto cumulativo da dispersão cromática em tal enlace. A seguir, um demultiplexador óptico *arrayed waveguide grating router* (AWGR) é utilizado para separar cada comprimento de onda. O AWGR possui oito canais espaçados em 50 GHz (0,4 nm). Após sintonizar cada comprimento de onda em seu devido canal, podemos separar cada um dos oito feixes de maneira independente. Finalmente temos um PD que é utilizado para recuperar o sinal de RF e que seguidamente é analisado e demodulado por um

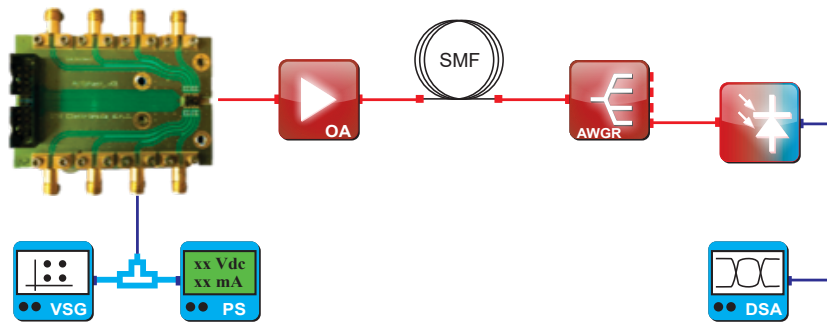


Figura 30: Diagrama de blocos do sistema implementado. OA: amplificador óptico tipo EDFA; SMF: fibra óptica monomodo; AWGR: demultiplexador óptico; DSA: analisador de sinais digitais; VSG: gerador de sinais vetoriais; PS: fonte de alimentação.

*digital signal analyzer* (DSA). Vale ressaltar que para gerar os sinais de RF utilizou-se um gerador de formas de onda arbitrárias AWG M8190A da Keysight, o qual gera sinais em banda base e um gerador de sinais vetoriais PSG E8267D, também da Keysight, que converte o sinal de banda base para banda passante (sinal de RF).

A parte superior da Figura 31 apresenta o espectro óptico na saída do PIC com os 8 comprimentos de onda sintonizados convenientemente nos canais do AWGR. Particularmente, o feixe sintonizado em 1551,7 nm foi utilizado para mostrar os resultados experimentais obtidos usando esse canal. A portadora óptica foi modulada com um sinal digital 64-QAM centrado em 700 MHz com uma banda de 20 MHz. Desta maneira, o espectro óptico obtido logo depois da saída do AWGR é apresentado na parte inferior da Figura 31, no qual podemos observar a filtragem dos outros comprimentos de onda e a passagem do comprimento de onda de interesse.

O desempenho do sistema RoF foi avaliado, por meio do  $EVM_{RMS}$  na saída do PD de acordo com as recomendações do 3GPP Release 15 [61]. Um primeiro teste de desempenho do sistema foi trafegar este sinal de RF, simulando uma atenuação equivalente a 50 km de fibra óptica e

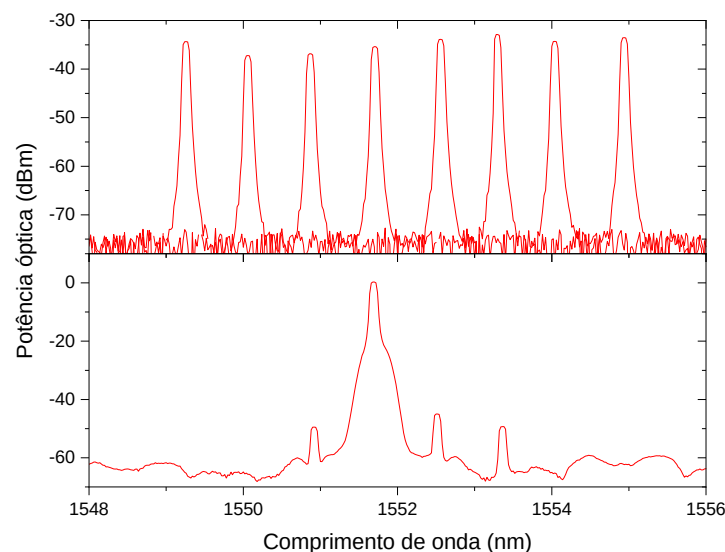


Figura 31: Espectros medidos na saída do transmissor com os oito lasers ativados e na saída de uma das portas do demultiplexador AWGR.

comparar com a situação *back-to-back* (B2B), conforme apresentado nas Figura 32 (b) e (a) respectivamente. Os valores de  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  foram 2,5% e 5,0% respectivamente, atendendo o limite de 8% imposto pelo padrão 3GPP com margens, validando o sistema RoF proposto, habilitando assim o enlace sem fio.

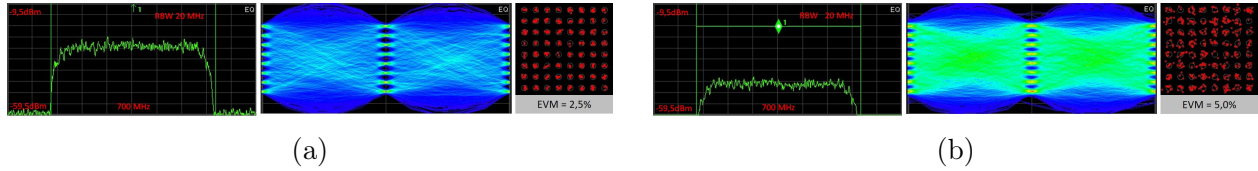


Figura 32: Desempenho do sistema 5G multi-aplicação: (a) Com 3 m de enlace óptico; (b) Com acréscimo de 10 dB de atenuação.

A Figura 33 (a) apresenta uma análise de desempenho em termos de  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  e da potência do canal recebida no analisador em função da potência de RF inserida no *biass tee*. Observa-se que o  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  decresce com o aumento da potência de RF, o qual é intuitivamente esperado já que o comportamento da potência do canal em relação à potência de RF é praticamente linear, indicando a ausência de efeitos de degradação ou não linearidades no canal. Assim, para o sistema, a inserção de potências de RF maiores que -5 dBm apresentam valores de  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  menores do que o limite de 8% do 3GPP. Por fim, a Figura 33 (b) apresenta o comportamento do sistema em função da potência óptica que chega no PD. Potências menores que -4 dBm não atendem aos requisitos, atingindo um valor ótimo de  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  para potências em torno de 0 e 1 dBm. Nota-se um aumento nos valores para potências maiores que 1 dBm, tal efeito ocorre devido à saturação do PD. Adicionalmente, a Figura 33 (b) apresenta a constelação e o diagrama de olho nos pontos de pior e melhor desempenho (9 e 0 dBm).

### 3.2 Comunicações ópticas no espaço livre

A tecnologia OWC pode ser utilizada em ambientes internos e externos, cobrindo uma faixa de transmissão de alguns metros a vários quilômetros. Com base no comprimento de

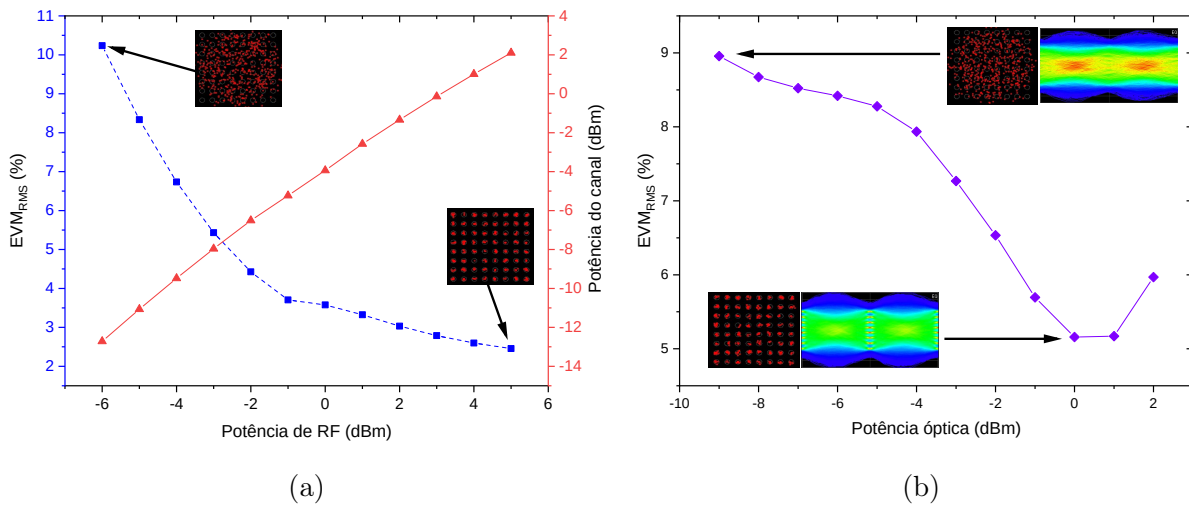


Figura 33: Análise de desempenho do sistema RoF: (a)  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  em função da potência de RF de entrada; (b)  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  em função da potência óptica na entrada do fotodetector.

onda operacional, a OWC é dividida em três categorias: ultravioleta (100-400 nm), luz visível (380-780 nm) e infravermelho (800-2500 nm) [62]. Os sistemas baseados em OWC apresentam algumas características importantes tais como: uso de uma faixa espectral não licenciável; transmissão de elevada BW; facilidade de instalação; imunidade a interferências eletromagnéticas. No entanto, uma transmissão OWC em ambientes externos tal como FSO está sujeita às condições meteorológicas instáveis. Em outras palavras, os sistemas FSO são susceptíveis a chuva, névoa, neblina e poeira, que introduzem atenuação ou mesmo bloqueiam a propagação do feixe óptico [63].

### 3.2.1 Soluções baseadas em FSO

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G amparados pelo estado-da-arte, propõe soluções em OWC que possam atender as demandas solicitadas pelas futuras redes móveis. Em [64] foi proposto uma solução de RoF e *beam-steered infrared light communication* (BS-ILC) baseado em óptica integrada para geração da portadora óptica com o MWT. O objetivo dessa abordagem é implementar uma arquitetura de rede visando ambientes internos, resultando em comunicações com vazão de dados na ordem de Gbit/s da CO até o dispositivo do usuário. A Figura 34 mostra o diagrama em blocos do sistema de RoF/BS-ILC, cujo objetivo foi apresentar a aplicabilidade de um sistema híbrido com possibilidade de atender as redes 5G e 6G em ambientes internos. Na central de operações, o MWT integrado, foi utilizado para a geração e modulação das portadoras ópticas com o sinal de RF, por meio de modulação direta.

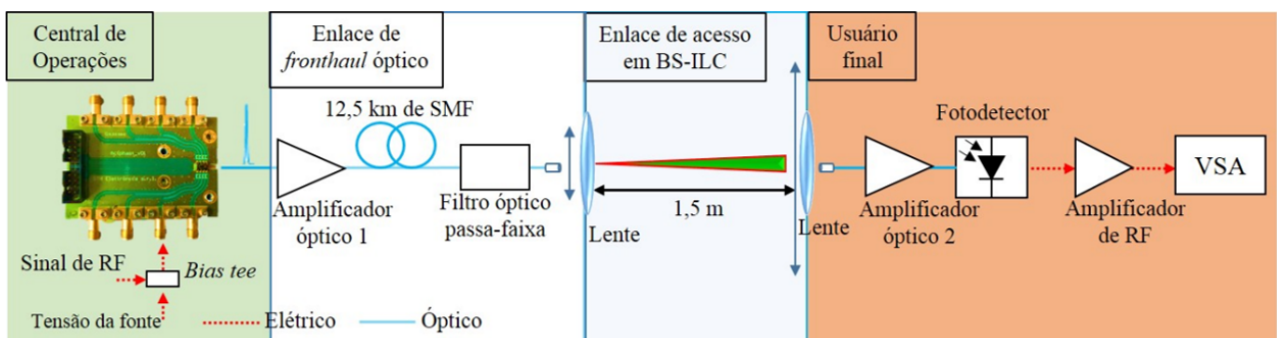


Figura 34: Diagrama em blocos do sistema de RoF/FSO proposto baseado em BS-ILC.

Com objetivo de avaliar a arquitetura proposta, primeiramente transmitiu-se um sinal de RF com BW de 20 MHz na frequência da portadora de 550 MHz. Os esquemas de modulação empregados foram o QPSK, 16-, 64- e 256-QAM, gerados por um AWG M8190A e um gerador de sinais vetoriais N5172B, ambos da Keysight. A escolha da frequência portadora de RF em 550 MHz foi definida em uma região cuja resposta em frequência do MWT responde de forma plana, que é a banda de *ultra high frequency* (UHF). O sinal de RF transmitido foi ajustado com uma potência elétrica de 5 dBm e um *bias tee* foi usado para unir o sinal de RF com a tensão de polarização para alimentar os lasers. A fonte de alimentação foi configurada para uma tensão de 5,4 V, gerando uma portadora óptica em torno de 1554 nm. O sinal na saída do MWT foi lançado em um cordão óptico com uma potência óptica máxima de -2 dBm, com o auxílio de um micro-posicionador de 3 eixos, usado para melhorar o acoplamento à fibra e minimizar as atenuações causadas por desalinhamento.

Um EDFA foi usado para compensar as perdas de acoplamento, do enlace de fibra óptica e do filtro óptico subsequentes, além de alcançar uma potência óptica de 10 dBm na saída do cordão

óptico para a transmissão em FSO. 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 suprimir parte do ruído da *amplified spontaneous emission* (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 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 de acesso BS-ILC de 1,5 m. 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 lado do usuário final, uma lente semelhante à utilizada na transmissão foi empregada para focalizar e re-acoplar o feixe óptico na fibra com potência óptica medida de -12 dBm. A perda de 22 dB se deve ao enlace FSO, pois o alinhamento foi realizado de forma manual para acoplar o feixe óptico. Dessa forma, uma segunda amplificação óptica foi feita pelo Amplificador Óptico 2, proporcionando um ganho de 15 dB. Um medidor de potência óptica foi empregado para monitorar a entrada do PD e a potência recebida foi de aproximadamente 3 dBm. O PD utilizado foi o dispositivo ET-5000 com BW 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.

A primeira investigação do sistema foi realizada na saída da cadeia de amplificadores elétricos e consistiu em validar o funcionamento do sistema transmitindo um sinal de RF na frequência de 550 MHz utilizando quatro ordens de modulação com BW de 20 MHz. A Figura 35 exibe a análise de desempenho do sistema em termos de constelação e espectro empregando QPSK, 16-, 64- e 256-QAM, com valores de  $EVM_{RMS}$  de 2,9%; 2,4%; 2,3% e 2,2%; respectivamente, para uma potência óptica recebida no PD de -9 dBm. Pode-se distinguir os símbolos recebidos e observar que não há distorções de fase e magnitude que comprometa a qualidade do sinal recebido. Além disso, os espectros medidos são planos e sem desvanecimento prejudicial, desta forma optou-se apenas por apresentar um único espectro.

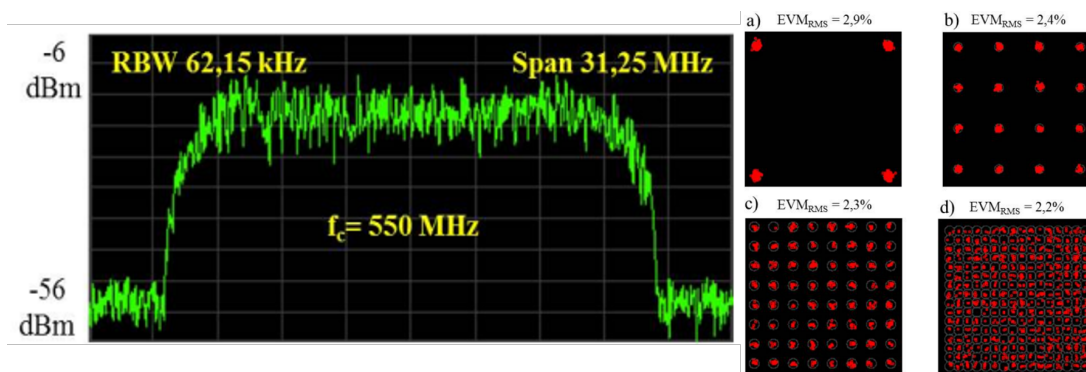


Figura 35: Validação de desempenho do sistema em termos de espectro e constelação: (a) QPSK; (b) 16-QAM; (c) 64-QAM; (d) 256-QAM.

Na segunda análise, avaliou-se o sinal transmitido em termos de  $EVM_{RMS}$ , e em função da vazão de dados do sistema. A variação da taxa de transmissão foi feita através da alteração da BW do sinal transmitido, a qual foi excursionada com valores entre 20 e 200 MHz. A Figura 36 mostra as curvas de desempenho do comportamento do  $EVM_{RMS}$  com a variação da

vazão de dados para cada uma das ordens de modulação configuradas. Nota-se que há uma degradação nos valores do  $EVM_{RMS}$  com o aumento da taxa de transmissão. Isso ocorre devido à alteração crescente da BW de transmissão, que causa uma diminuição na SNR, dado que a potência de RF do sinal transmitido é mantida constante. Vale destacar que o aumento da ordem de modulação não necessariamente reflete no aumento da taxa de transmissão, pois é preciso sempre atentar-se aos limiares do  $EVM_{RMS}$ . No geral, a taxa de transmissão máxima alcançada foi de 640 Mbit/s com a ordem de modulação de 16-QAM. Considerando que com o MWT é possível implementar oito enlaces distintos, o sistema RoF/BS-ILC pode atingir uma vazão total de 5,12 Gbit/s, demonstrando a viabilidade do sistema para integração do núcleo móvel com um usuário final, empregando a tecnologia FSO.

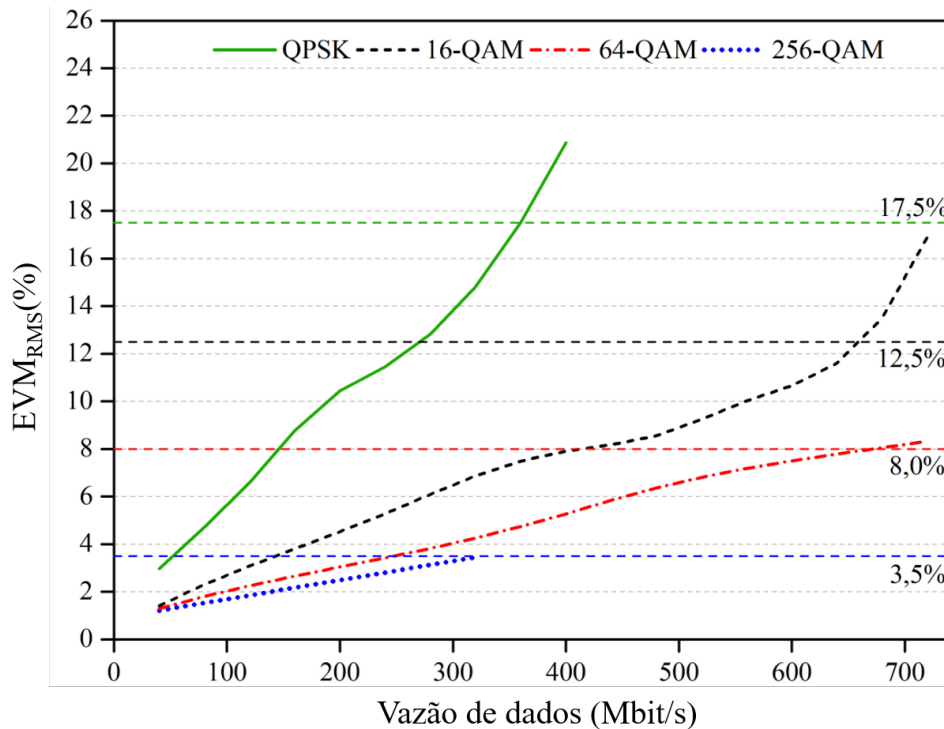


Figura 36: Análise do desempenho do sistema RoF/BS-ILC em termos do  $EVM_{RMS}$  em função da vazão de dados.

### 3.3 Esquemas de linearização para sistemas RoF baseados em algoritmos de aprendizado de máquina

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G estão propondo esquemas de linearização baseados em *machine learning* (ML) para sistemas RoF analógicos eletricamente amplificados. Uma importante contribuição foi a proposta de um esquema de pré- e pós-distorção digital implementado via *recurrent neural network* (RNN) [65]. Estes esquemas de linearização em conjunto com outras tecnologias e técnicas, permitem reduzir os custos de implementação, simplificar a infraestrutura de comunicação, além de reduzir os custos de operação e manutenção da rede.

Os esquemas prepostos foram desenvolvidos para o cenário *enhanced remote area communication* (eRAC) com infraestrutura de comunicação baseada na arquitetura C-RAN. A C-RAN pode desempenhar um papel importante para as comunicações remotas, uma vez que permite

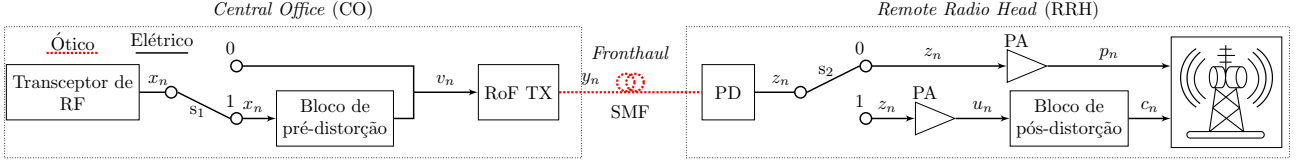


Figura 37: Diagrama em blocos do sistema RoF eletricamente amplificado e linearizado usando redes neurais RNN.

toda a centralização de banda base em uma CO, simplificando a implantação da rede e reduzindo os custos de operação/manutenção. Adicionalmente, neste cenário, o sistema RoF analógico pode ser utilizado para transportar sinais analógicos da CO para uma BS remota simplificada, composta apenas por um detector óptico e *front-end* de RF. No entanto, moduladores MZM e *power amplifiers* (PAs), comumente empregados em sistemas RoF analógicos, introduzem efeitos não lineares indesejados, que podem degradar severamente o desempenho geral do sistema e aumentar proibitivamente a *out-of-band emission* (OOBE).

A Figura 37 representa o cenário considerado, no qual uma arquitetura C-RAN pode ser empregada para suportar aplicações eRAC. Considerou-se que o núcleo da rede está conectado ao CO usando um enlace *backhaul* de fibra óptica. As funções PHY e MAC da BS são executadas na CO, implementadas por SDR. Será assumido que *TV white spaces* (TVWS) será usado para fornecer serviços eRAC, o que significa que baixa OOBE será necessária [66]. Também assumiu-se que a RRH estará localizado na região onde os serviços serão prestados e o enlace óptico pode ter vários quilômetros de extensão. O sinal de banda base gerado pelo transceptor SDR no CO é convertido para um canal de RF. Este sinal de RF modula uma portadora óptica usando um MZM, resultando em um sistema RoF analógico.

### 3.3.1 Treinamento de Rede Neural Recorrente

Esquemas de linearização baseados em algoritmos de ML foram recentemente considerados como uma solução interessante para implementação prática. Uma *artificial neural network* (ANN) pode ser usada para implementar técnicas de linearização pré e pós-distorção baseadas em uma operação de regressão linear. Neste caso, um modelo de aprendizado supervisionado pode aprender um modelo comportamental dado suas amostras de entrada e saída. Neste contexto, utilizou-se uma RNN para estimar a resposta pós-inversa do conjunto RoF e PA, que são usadas posteriormente para implementar esquemas de pré e pós-distorção. Uma segunda RNN é usado para modelar a resposta conjunta do MZM e do PA. Como as não linearidades do PA possuem memória, é necessário uma ANN capaz de lidar com um sistema com efeito memória. Por este motivo, optou-se por uma RNN, pois esta possui uma estrutura de memória interna. Além disso, dispositivos sem memória, como MZM, podem ser considerados um caso especial de sistema com memória e, portanto, também podem ser modelados usando este tipo de ANN [67].

No treinamento da RNN, empregou-se o aprendizado supervisionado para realizar uma regressão linear. Muitas técnicas de regressão linear podem ser encontradas na literatura especializada, incluindo *autoregressive moving average* (ARMA), *autoregressive integrated moving average* (ARIMA), RNN, *long short-term memory* (LSTM) e Hopfield ANNs [68–72]. Escolheu-se a RNN por ser a arquitetura mais semelhante à [73], permitindo avaliar o efeito memória. A RNN é composta por uma camada de entrada,  $L$  camadas ocultas e uma camada de saída. Cada camada tem  $O_\ell$  neurônios, com  $\ell \in \{0, \dots, L + 1\}$ ,  $\ell$  denotando a  $\ell$ th camada. Os neurônios

são densamente conectados em camadas sequenciais, e também possuem conexões apontando para trás, conforme demonstrado na Figura 38. A saída da RNN é uma função das amostras instantâneas e amostras passadas do sinal de entrada em um dado *time step* (Ts). O parâmetro Ts representa a profundidade de memória da RNN. A profundidade de memória de uma RNN governa quantas amostras de treinamento anteriores são usadas para estimar a saída da ANN para um dado Ts.

A  $\ell$ th camada oculta,  $\ell \in \{1, \dots, L\}$ , tem dois conjuntos de matrizes de pesos  $\mathbf{W}_p \in \mathbb{R}^{O_{\ell-1} \times O_\ell}$  e  $\mathbf{W}_v \in \mathbb{R}^{O_\ell \times O_\ell}$ , nos quais são armazenados os pesos de conexão do vetor de entrada do Ts atual e para a saída do Ts anterior, respectivamente. A saída de cada camada oculta no intervalo de tempo  $t$  com  $t \in \{1, \dots, Ts\}$ , é dada por [74]

$$\hat{\mathbf{V}}_{(t)} = \phi \left( \mathbf{P}_{(t)} \mathbf{W}_p + \hat{\mathbf{V}}_{(t-1)} \mathbf{W}_v + \mathbf{b} \right), \quad (2)$$

onde  $\phi(\cdot)$  é a função não-linear de ativação,  $\mathbf{P}_{(t)} \in \mathbb{R}^{N \times nf}$ , representa a matriz de entrada em Ts =  $t$ , com  $nf$  denotando o número de características das instâncias de treinamento de entrada,  $\hat{\mathbf{V}}_{(t-1)} \in \mathbb{R}^{N \times O_\ell}$ , é a matriz de saída do Ts anterior e  $\mathbf{b}$  é o vetor de bias. É importante destacar que a saída da camada  $\ell$ th será a entrada da camada  $(\ell + 1)$ th. Além disso, conforme ilustrado na Figura 38, a entrada ( $\ell = 0$ ) e a camada de saída ( $\ell = L + 1$ ) são compostas por neurônios não recorrentes, o que significa que  $\hat{\mathbf{V}}_{(t-1)}$  e  $\mathbf{W}_v$  são zerados nessas camadas.

Usou-se uma ANN para estimar a resposta inversa do sistema RoF e PA. A Figura 39 mostra o diagrama de blocos para a estimativa da pós-inversa do sistema. Neste caso, consideramos as chaves  $s_1$  e  $s_2$  da Figura 37 na posição 0, levando a  $v_n = x_n$ , que corresponde a um sinal *orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM). O sinal  $y_n$  na saída do bloco RoF TX é gerado por um modelo polinomial sem memória, considerando  $v_n$  como sinal de entrada. Como estamos interessados apenas em distorções não lineares causadas pelo MZM e PA, assumimos que a resposta combinada de SMF e PD é  $g_n = \delta_n$ , resultando em

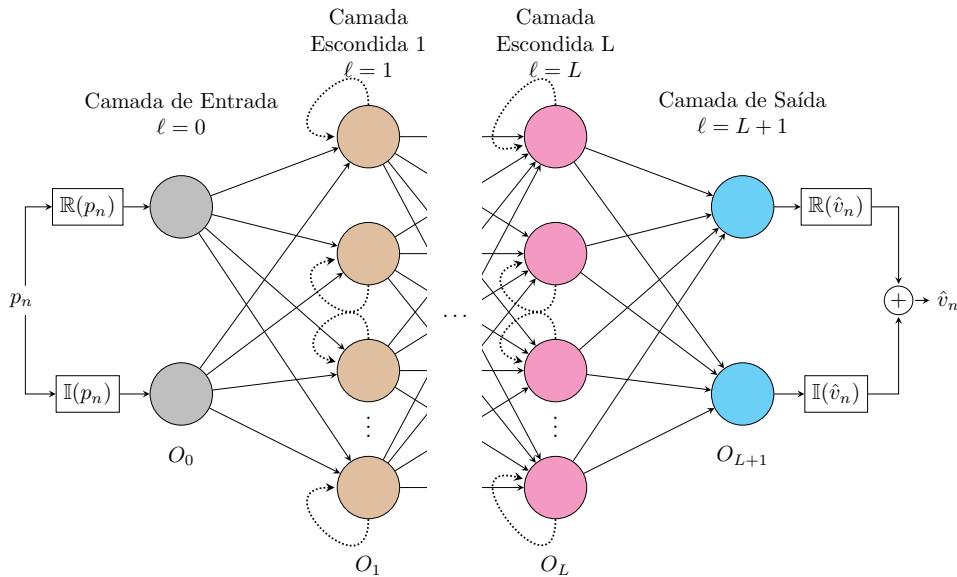


Figura 38: Arquitetura de rede neural recorrente composta pelas seguintes camadas: camada de entrada ( $\ell = 0$ ); camadas escondidas ( $\ell = 1, \dots, L$ ); camada de saída ( $\ell = L + 1$ ). Cada camada tem  $O_\ell$  neurônios.

$$z_n = y_n * g_n = y_n, \quad (3)$$

onde  $*$  denota a operação de convolução. Sequencialmente,  $z_n$  é aplicado ao PA, que foi modelado usando a expressão polinomial com memória. Desta forma,  $p_n$  é gerado aplicando um modelo polinomial com memória, com  $z_n$  como entrada, assumindo  $Q = 3$  e  $K = 5$ . Finalmente, utiliza-se  $v_n$  como instância desejada de treinamento e  $p_n$  como a entrada da RNN.

A matriz de entrada da RNN contém as amostras complexas do sinal distorcido na saída do PA. Usamos o Tensorflow *application programming interface* (API) para implementar a RNN. Tal implementação não permite operar diretamente com sinais complexos. Portanto, é necessário extrair as partes real e imaginária do sinal OFDM e agrupá-las em uma matriz  $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{N \times nf}$ . A primeira coluna de  $\mathbf{P}$  contém a parte real do sinal, enquanto a segunda coluna armazena a parte imaginária, levando à matriz de entrada com duas características ( $nf = 2$ ). Durante o treinamento, o algoritmo de *backpropagation* é empregado para calcular cada componente de  $\mathbf{W}_p$ ,  $\mathbf{W}_v$  e  $\mathbf{b}$  que minimizam uma função de custo, dada por

$$L(\mathbf{W}_p, \mathbf{W}_v, \mathbf{b}) = \frac{1}{N_{\text{TR}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{TR}}-1} \mathcal{L}(v_n, \hat{v}_n(\mathbf{W}_p, \mathbf{W}_v, \mathbf{b})), \quad (4)$$

onde  $N_{\text{TR}}$  é o número de instâncias de treinamento e  $\mathcal{L}$  é a função de perda. Utilizou-se um banco de dados contendo 614400 amostras, das quais 70% foram utilizadas para treinamento e 30% para validação do modelo, resultando em  $N_{\text{TR}} = 430080$ . Além disso, 2048 amostras foram usadas para testar o modelo. Embora a técnica *k-fold* seja comumente usado para verificar viés no conjunto de dados de treinamento, essa análise foi deixada de fora do escopo deste trabalho. Em relação ao número de camadas ocultas, duas são suficientes para modelar um sistema com resposta não linear, desde que a função de ativação seja não linear. Empregou-se duas camadas ocultas com 64 e 32 neurônios, ou seja,  $O_1 = 64$  e  $O_2 = 32$ . O número de camadas ocultas e neurônios por camada oculta foram obtidos por meio de uma metodologia heurística, com o objetivo de selecionar a menor configuração que produza uma relação de compromisso entre desempenho e complexidade. É importante ressaltar que o número de camadas ocultas foi selecionado considerando as particularidades desta aplicação, o que significa que para sistemas menos complexos podem ser necessários menos recursos.

Em relação à função de ativação, muitas delas estão sendo propostas para realizar transformações não-lineares, aplicando modificações simples aos dados [75]. A transformação dos dados é regida pelo tipo de função de ativação, que pode ser *rectified linear unit* (ReLU), *exponential linear unit* (Elu), *scaled exponential linear unit* (SELU) e *hyperbolic tangent* (Tanh), Sigmoid, Softmax, Softsign e outros. A escolha da função de ativação depende do tipo de dado a ser previsto. Para esta aplicação, o valor predito é o sinal OFDM, que pode assumir valores negativos ou positivos. Assim, na camada de saída, não podemos empregar ReLU, pois esta

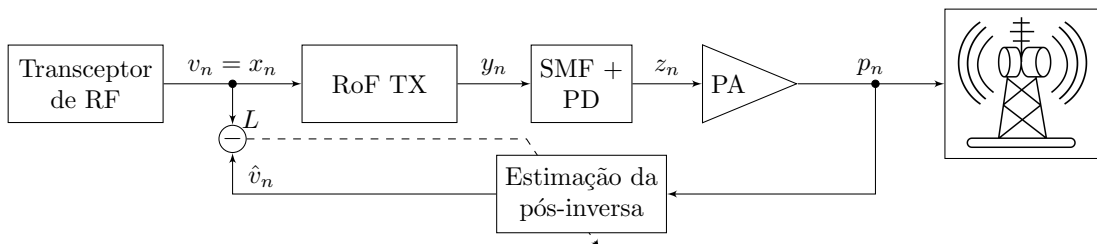


Figura 39: Diagrama de blocos do treinamento da RNN para estimação pós-inversa.

função de ativação transforma os dados negativos em zero. Softmax e Sigmoid são comumente empregados em problemas de classificação, o que não é o caso dos esquemas de linearização propostos [74]. Por estes motivos, testamos as funções de ativação Elu, Leaky ReLU, Softsign, SELU e Tanh. A última apresentou os melhores resultados, portanto, foi empregada em todas as camadas da ANN. A função de ativação Tanh é dada por [75]

$$\phi(a) = \frac{e^{2a} - 1}{e^{2a} + 1}, \quad (5)$$

onde  $a$  representa um conjunto arbitrário de instâncias de treinamento. Assim, utilizamos o Tanh, para avaliar o desempenho dos esquemas de linearização. A Tabela 2 resume os principais hiperparâmetros usados para treinar a RNN.

Tabela 2: Hiperparâmetros da rede neural RNN.

|                       | Camada de entrada           | Camada escondida 1 | Camada escondida 2 | Camada de saída |
|-----------------------|-----------------------------|--------------------|--------------------|-----------------|
| Número de neurônios   | 2                           | 64                 | 32                 | 2               |
| Tipo de camada        | -                           | <i>Simple RNN</i>  | <i>Simple RNN</i>  | <i>Dense</i>    |
| Função de ativação    | Tangente hiperbólica (Tanh) |                    |                    |                 |
| Iniciador de Kernel   | Glorot Normal               |                    |                    |                 |
| Taxa de aprendizagem  | $10^{-3}$                   |                    |                    |                 |
| Solucionador          | Adam                        |                    |                    |                 |
| Critério de parada    | $\Delta_{\min} = 10^{-9}$   |                    |                    |                 |
| Função perda          | Erro quadrático médio       |                    |                    |                 |
| <i>Patience</i>       | 100                         |                    |                    |                 |
| <i>Time Step (Ts)</i> | 1, 2, 3, 4,5                |                    |                    |                 |
| Épocas                | 10000                       |                    |                    |                 |
| Tamanho do lote       | 430080 instâncias           |                    |                    |                 |

O treinamento foi feito ao longo de 10000 épocas, a menos que a condição de parada de uma técnica *earling stop* seja atingida. O número de épocas e o hiperparâmetro *patience* foram selecionados heurísticamente ao longo das observações durante o processo de treinamento. Desta forma, o processo de treinamento é interrompido quando uma variação do *mean square error* (MSE) maior que  $10^{-9}$  ( $\Delta_{\min} = 10^{-9}$ ) não é observada ao longo de 100 épocas. A função de perda MSE é dada por

$$\mathcal{L} = \frac{1}{N_{\text{TR}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{TR}}-1} (v_n - \hat{v}_n)^2. \quad (6)$$

Uma segunda RNN foi treinada usando os mesmos hiperparâmetros usados na RNN anterior. O diagrama em blocos apresentado na Figura 40 descreve o processo de treinamento da RNN. Esta abordagem permite modelar um sistema RoF amplificado, sem conhecer os coeficientes dos modelos não lineares que representam as não linearidades do MZM e PA. Com este propósito, treinamos a RNN usando  $v_n$  como entrada e  $p_n$  como instâncias alvo.

### 3.3.2 Esquemas de linearização baseados em RNN

Na Figura 37, as chaves  $s_1$  e  $s_2$  selecionam qual esquema de linearização é empregado. Para  $s_1$  na posição 1 e  $s_2$  na posição 0, a pré-distorção é selecionada, enquanto a alteração de  $s_1$

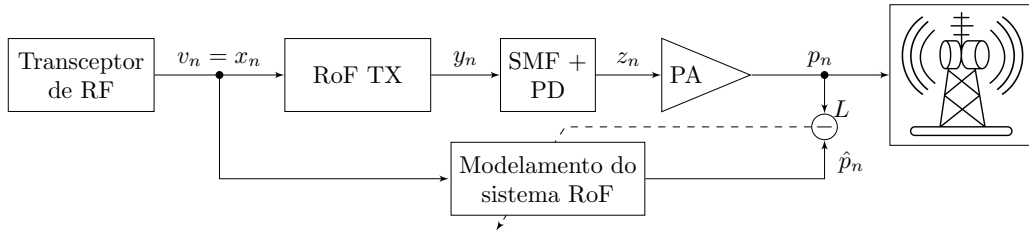


Figura 40: Diagrama de blocos do treinamento da RNN para modelagem do sistema RoF amplificado.

para 0 e  $s_2$  para 1, a pós-distorção é usado e, neste caso, um bloco pré-distorção baseado em RNN é colocado entre o transceptor de RF e o bloco RoF TX, conforme ilustrado na Figura 41. Este bloco de processamento aplica a resposta pós-inversa do sistema obtida durante o primeiro treinamento. A parte real e imaginária do sinal  $x_n$  é extraída e colocada em uma matriz  $\mathbf{X}$ , com a primeira coluna contendo a parte real do sinal e a segunda coluna contendo a parte imaginária. Esta matriz é utilizada como entrada do bloco de pré-distorção, que aplica (2) para cada camada RNN, gerando a matriz do sinal pré-distorcido  $\hat{\mathbf{V}}$ . A referida matriz alimenta a segundo RNN, que foi treinado para englobar as respostas do sistema RoF seguido do PA. Portanto, o sinal linearizado  $\hat{p}_n$  é obtido aplicando (2) com  $\hat{\mathbf{V}}$  como entrada. Por fim, o sinal linearizado pode ser transmitido explorando TVWS sem causar interferência em canais adjacentes de TV digital.

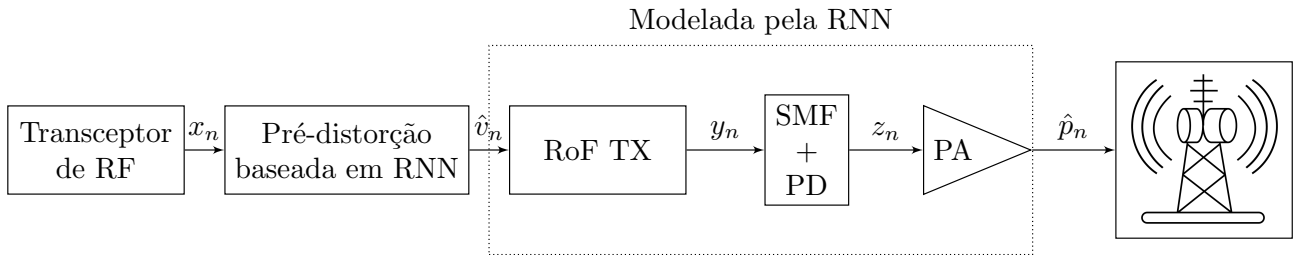


Figura 41: Diagrama de blocos do esquema de pré-distorção.

Alternativamente, o sinal pode ser linearizado pelo esquema de pós-distorção, alternando  $s_1$  para a posição 0 e  $s_2$  para a posição 1. O diagrama de blocos de pós-distorção é representado na Figura 42. Neste caso,  $v_n = x_n$  e a linearização é realizada na saída do PA. Novamente, as partes real e imaginária de  $v_n$  são extraídas para criar a matriz de entrada RNN  $\mathbf{V}$ . A saída amplificada do sistema RoF ( $\hat{\mathbf{U}}$ ) é gerada aplicando (2) para cada camada RNN considerando que matrizes de pesos e *bias* já foram definidos durante o processo de treinamento. Sequencialmente, a matriz  $\hat{\mathbf{U}}$  contendo as amostras do sinal distorcido alimenta o bloco pós-distorção baseado em RNN, que também aplica (2) para obter o sinal linearizado  $\hat{c}_n$ .

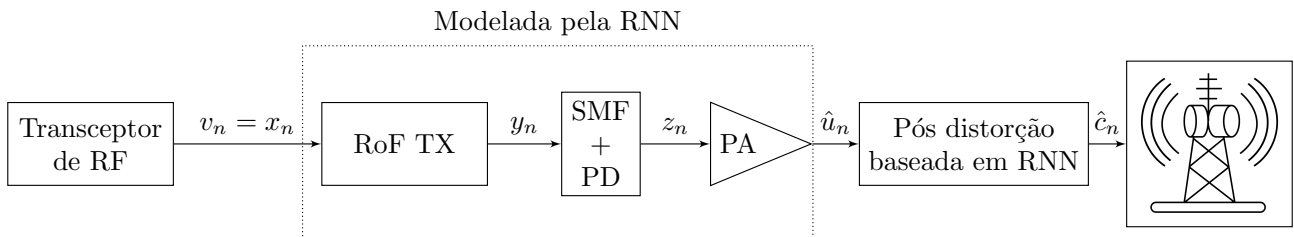


Figura 42: Diagrama de blocos do esquema de pós-distorção.

### 3.3.3 Avaliação de Desempenho

A avaliação de desempenho dos esquemas propostos foi realizada considerando o uso de TVWS usando eRAC, o que significa que baixa OOBE é necessária. Empregamos métricas no domínio do tempo e no domínio da frequência para avaliar o desempenho de nossos esquemas de linearização propostos. O  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  é utilizado para avaliar o desvio nas coordenadas dos símbolos QAM introduzidos pelo comportamento não linear do sistema. Também empregamos a métrica *normalized mean square error* (NMSE), que permite medir a discrepância entre os símbolos QAM transmitidos e recebidos. Outra métrica importante é o *adjacent channel leakage ratio* (ACLR), usado para avaliar a OOBE do sinal.

A avaliação de desempenho foi realizada variando a potência RF na entrada MZM de 0 a 25 dBm e  $T_s$  de 1 a 5. Também implementou-se esquemas de linearização baseadas em *multi layer perceptron* (MLP) para comparação com os esquemas propostos baseados em RNN. A solução baseada em MLP permite verificar o desempenho da linearização quando o efeito memória não é levado em consideração pelo processo de linearização. Usou-se o mesmo conjunto de dados para as soluções RNN e MLP. O último foi treinado considerando os hiperparâmetros e configurações resumidas na Tabela 3

Tabela 3: Hiperparâmetros da rede neural MLP.

|                         | Camada de entrada           | Camada oculta 1 | Camada oculta 2 | Camada de saída |
|-------------------------|-----------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| Número de neurônios     | 2                           | 64              | 32              | 2               |
| Tipo de camada          | <i>Dense</i>                |                 |                 |                 |
| Função de ativação      | Tangente Hiperbólica (Tanh) |                 |                 |                 |
| Inicializador do Kernel | Glorot Normal               |                 |                 |                 |
| Taxa de aprendizagem    | $10^{-3}$                   |                 |                 |                 |
| Solucionador            | Adam                        |                 |                 |                 |
| Critério de parada      | $\Delta_{\min} = 10^{-9}$   |                 |                 |                 |
| Função de perda         | Erro quadrático médio       |                 |                 |                 |
| <i>Patience</i>         | 100                         |                 |                 |                 |
| Épocas                  | 10000                       |                 |                 |                 |
| Tamanho do lote         | 430080 instâncias           |                 |                 |                 |

A Figura 43 (a) apresenta o desempenho dos esquemas de linearização em termos do  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$ . O limite de  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  para uma rede 5G operando com uma determinada ordem de modulação é estabelecido no 3GPP Release 15 [76]. Considerou-se a ordem de modulação 16-QAM para a avaliação de desempenho, o que requer  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  abaixo de 12,5%. Podemos notar que tanto os esquemas de pré como o de pós-distorção são capazes de estender a faixa dinâmica do sistema para todos os  $T_s$  testados da RNN. O pior desempenho foi observado quando o efeito memória não é considerado, como é o caso da linearização baseada em MLP. Quando RNN é empregado, o  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  diminui consideravelmente quando comparado com MLP, pois RNN possui uma estrutura de memória que pode ser usada para compensar efeitos de memória. Podemos notar que o desempenho do  $\text{EVM}_{\text{RMS}}$  torna-se semelhante para  $T_s \geq 3$ . No entanto, o desempenho ótimo é observado quando a profundidade de memória RNN é igual à profundidade de memória PA, ou seja,  $T_s = Q = 3$ .

A Figura 43 (b) apresenta o NMSE entre o sinal transmitido ( $x_n$ ) e os sinais recebidos ( $\hat{p}_n$  e  $\hat{f}_n$ ). No caso de não se aplicar uma técnica de linearização, o NMSE estimado variou de -2,55 a

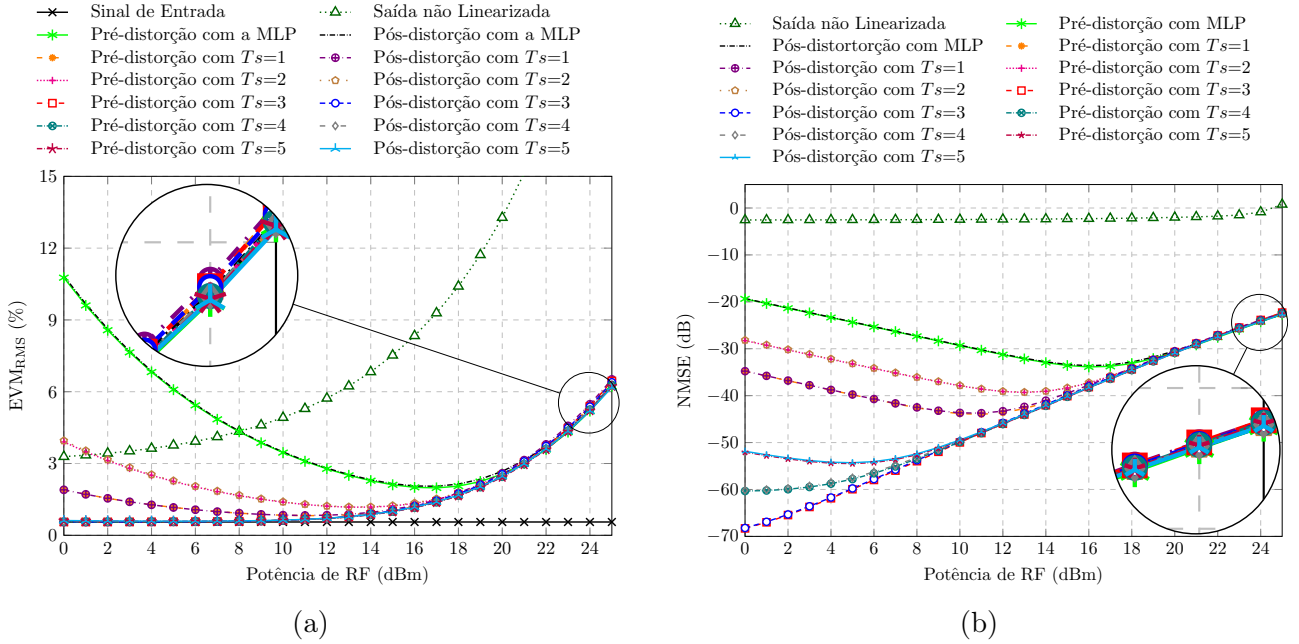


Figura 43: Comparação de desempenho entre pré- e pós-distorção implementadas usando MLP e RNN para linearização dentro da banda do sinal: (a) EVM<sub>RMS</sub>; (b) NMSE.

0,8 dB à medida que a potência de RF é aumentada. O NMSE diminui drasticamente quando uma técnica de linearização é empregada. Para a RNN, independentemente da configuração  $T_s$ , os esquemas pré e pós-distorção apresentaram um desempenho notável em termos de NMSE. Neste resultado, fica claro que fazer  $T_s = Q = 3$  resulta no desempenho ótimo de linearização, com o NMSE aumentando linearmente com a potência de RF. Mais uma vez, a linearização baseada em MLP apresentou o pior desempenho, o que está de acordo com os resultados anteriores de EVM<sub>RMS</sub>. Portanto, podemos assumir que a escolha adequada de  $T_s$  impacta positivamente na redução das distorções dentro da banda.

Investigou-se também os esquemas de linearização propostos usando uma métrica no domínio da frequência. O ACLR permite medir a relação entre a potência dentro e fora da banda desejada. Considerando que pretendemos explorar canais vagos utilizando TVWS, o ACLR é uma métrica importante para avaliar as distorções do sinal devido a produtos de intermodulação. A Figura 44 (a) apresenta o ACLR em função da potência de RF na entrada do MZM. Podemos notar que os esquemas de pré e pós-distorção reduziram consideravelmente o ACLR para todos os  $T_s$ . Ao aplicar as técnicas de linearização propostas, a faixa dinâmica do sistema é aumentada em aproximadamente 10 dB, em comparação com o sinal de saída não linearizado. É importante destacar que a MLP e a RNN produziram resultados semelhantes em termos de ACLR. Isso pode ser explicado pelo processo de treinamento ANN. As distorções fora de banda do sinal OFDM não linearizado são produzidas por produtos de intermodulação correlacionados. Por outro lado, o sinal OFDM não distorcido correspondente, usado como instâncias alvo, possuem baixa correlação entre suas amostras de tempo, portanto, o efeito de memória não tem influência na compensação da distorção fora de banda. Assim, um simples MLP ANN pode ser considerado a melhor escolha caso estejamos interessados apenas na redução de OOB, sem nos preocuparmos com a degradação do desempenho dentro da banda. Esta afirmação é validada pela linearização produzida pela MLP sem memória, que produziu resultados semelhantes em termos de ACLR e o pior desempenho considerando as métricas EVM<sub>RMS</sub> e NMSE. Por outro

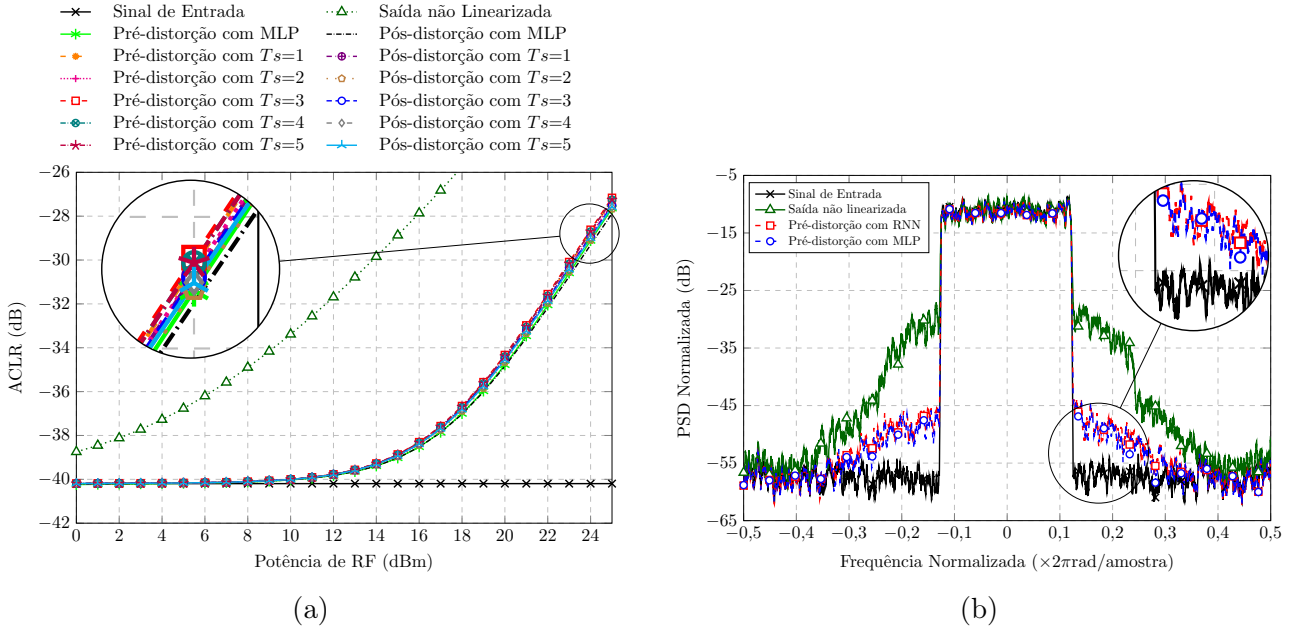


Figura 44: Comparação de desempenho entre pré- e pós-distorção implementadas usando MLP e RNN para linearização fora da banda do sinal: (a) ACLR; (b) PSD.

lado, a RNN apresenta uma solução poderosa para reduzir simultaneamente as distorções dentro e fora da banda do sinal.

A *power spectral density* (PSD) também foi investigada para os esquemas de linearização propostos e comparada com o sinal não linearizado, como pode ser visto na Figura 44 (b). Para esta análise, considerou-se apenas a pré-distorção com  $Ts=3$  e linearização baseada em MLP. A PSD foi plotada para um sinal OFDM com 20 dBm na entrada MZM para os sinais não linearizados e linearizados. Podemos notar que os esquemas de linearização RNN e MLP produziram uma redução similar no OOB, o que está de acordo com a análise anterior do ACLR. Portanto, os esquemas de linearização RNN propostos mostraram ser uma solução interessante para o cenário eRAC, uma vez que permite altos níveis de potências RF sem produzir distorções significativas. Além disso, a redução significativa do OOB favorece a utilização do TVWS em áreas remotas.

### 3.4 *Power-over-Fiber* aplicado à Indústria 4.0 e Estações Rádio Base Remotas

As redes 6G visam suprir as deficiências das gerações anteriores em relação ao aumento de tráfego de dados devido à implementação em massa de dispositivos inteligentes e comunicações *machine to machine* (M2M). Neste contexto, o 6G trará uma nova revolução industrial de forma a interconectar motores, redes elétricas e sensores com a nuvem em sistemas *Internet of Things* (IoT) industriais, conhecidos como *Industrial IoT* (IIoT). Essa conectividade é extremamente importante para possibilitar com que todos os dados coletados no ambiente físico industrial estejam disponíveis em tempo real para os aplicativos de *software* nas camadas superiores da rede [77,78]. No entanto, o ambiente industrial impõe alguns desafios para a implementação de dispositivos e redes IIoT por ser um ambiente altamente dinâmico, com níveis severos de interferência eletromagnética, alta temperatura e áreas explosivas e perigosas.

Além disso, sistemas IIoT possuem um grande número de sensores, dispositivos e máquinas que consomem uma quantidade considerável de energia [79,80]. Dessa forma, é essencial garantir a eficiência energética desses sistemas. Consequentemente, a tecnologia *power-over-fiber* (PoF) pode ser uma solução potencial para fornecer a energia necessária para dispositivos remotos e sensores, garantindo estabilidade de operação, segurança e robustez no ambiente industrial.

### 3.4.1 Sistema de Sensores para Redes IIoT baseado em *Power-over-Fiber*

Os pesquisadores do projeto Brasil 6G contribuíram ativamente no desenvolvimento de soluções PoF para sistemas IIoT, sendo a contribuição mais importante relacionada ao fornecimento de energia para nós de transmissão de dados de sensores [81]. Nessa iniciativa, o sistema PoF foi responsável por alimentar dois nós IoT transmissores (TX), compostos por sensores de temperatura, placas de controle e transmissores sem fio, estabelecendo a conexão com o nó receptor (RX). Dessa forma, o monitoramento local ou remoto de dados de sensores pôde ser realizado no ambiente industrial. A principal motivação para se utilizar sistemas PoF ao invés de linhas de distribuição de energia convencionais nesses ambientes é a demanda por fontes de alimentação imunes a interferências eletromagnéticas, curtos-circuitos e faíscas. Além disso, os sistemas PoF fornecem isolamento galvânico, redução de peso e resistência à corrosão, umidade e temperaturas extremas, todas inerentes às fibras ópticas. A Figura 45 (a) apresenta o diagrama de blocos do cenário implementado. O sensor de temperatura de baixo custo empregado (LM35) apresenta tensão de saída linearmente proporcional à temperatura em graus Celsius. A placa de controle consiste em um microcontrolador Arduino Pro Mini baseado no microchip ATmega328P, que é responsável por controlar as principais funções do sistema, e um módulo de conversão (FTDI FT232R). O módulo transceptor (nRF24L01+) opera na frequência de 2,4 GHz, banda *industrial, scientific and medical* (ISM) reservada internacionalmente para dispositivos não licenciados de baixa potência. O módulo emprega modulação *Gaussian frequency-shift keying* (GFSK) com taxa de dados de 2 Mbit/s e potência de transmissão de 0 dBm.

De forma a se obter uma variação de dados de temperatura, utilizou-se fornos industriais controlados por *programmable logic controllers* (PLCs). As placas de controle 1 e 2 são responsáveis por processar e enviar os dados de temperatura para os transmissores sem fio 1 e 2, os quais transmitem os dados a cada 100 ms e 200 ms, respectivamente. A propagação sem fio foi realizada em um enlace de 10 m em um ambiente composto por computadores, mesas, portas de vidro, e equipamentos, caracterizando um ambiente *non line-of-sight* (NLOS). Do lado da recepção, o nó RX, que consiste em uma placa de controle idêntica e um transceptor sem fio, foi utilizado para receber e processar/decodificar os dados de temperatura obtidos. Finalmente, as informações de temperatura foram exibidas por um computador por meio de transferência serial de dados. Todos os equipamentos do lado da recepção foram alimentado pela porta *universal serial bus* (USB) do computador. A Figura 45 (b) apresenta uma foto do arranjo experimental implementado, o qual inclui o sistema PoF, nós TX, fornos industriais e PLCs e a Figura 45 (c) ilustra o nó RX, interface USB e computador.

A implementação experimental do sistema PoF, ilustrada na Figura 46 consiste de um *high power laser diode* (HPLD) operando em CW e centrado em 975 nm com potência óptica máxima emitida de cerca de 30 W. Posteriormente, um enlace de fibra do tipo *multimode fiber* (MMF) de 100 m foi empregado para transmitir a energia óptica para o *photovoltaic power converter* (PPC). Os diâmetros do núcleo da fibra e da casca são 100  $\mu\text{m}$  and 140  $\mu\text{m}$ , respectivamente. Utilizou-se um PPC disponível comercialmente (YCH-L300), que apresenta

aproximadamente 30% de eficiência de conversão *optical-to-electrical* (O/E). Um conversor *DC-DC converter* (DC/DC) *step-down* (LM2596) foi necessário para regular e reduzir a tensão, pois o nó TX opera com 5 V e o PPC fornece tensão DC de saída de 8,5 V, como apresentado na Figura 46. Nesse cenário, 1,5 W de potência óptica foi transmitida através de um enlace de fibra do tipo MMF, com atenuação de 1 dB. Assim, estima-se que mais de 1,2 W de potência óptica foi injetada no PPC, resultando em uma potência elétrica entregue de cerca de 360 mW. Posteriormente, mediu-se a potência consumida geral do nó TX 1 e 2 na saída do conversor DC/DC, que resultou em aproximadamente 330 mW. Consequentemente, *power transmission efficiency* (PTE) de cerca de 22% pôde obtida com esta configuração.

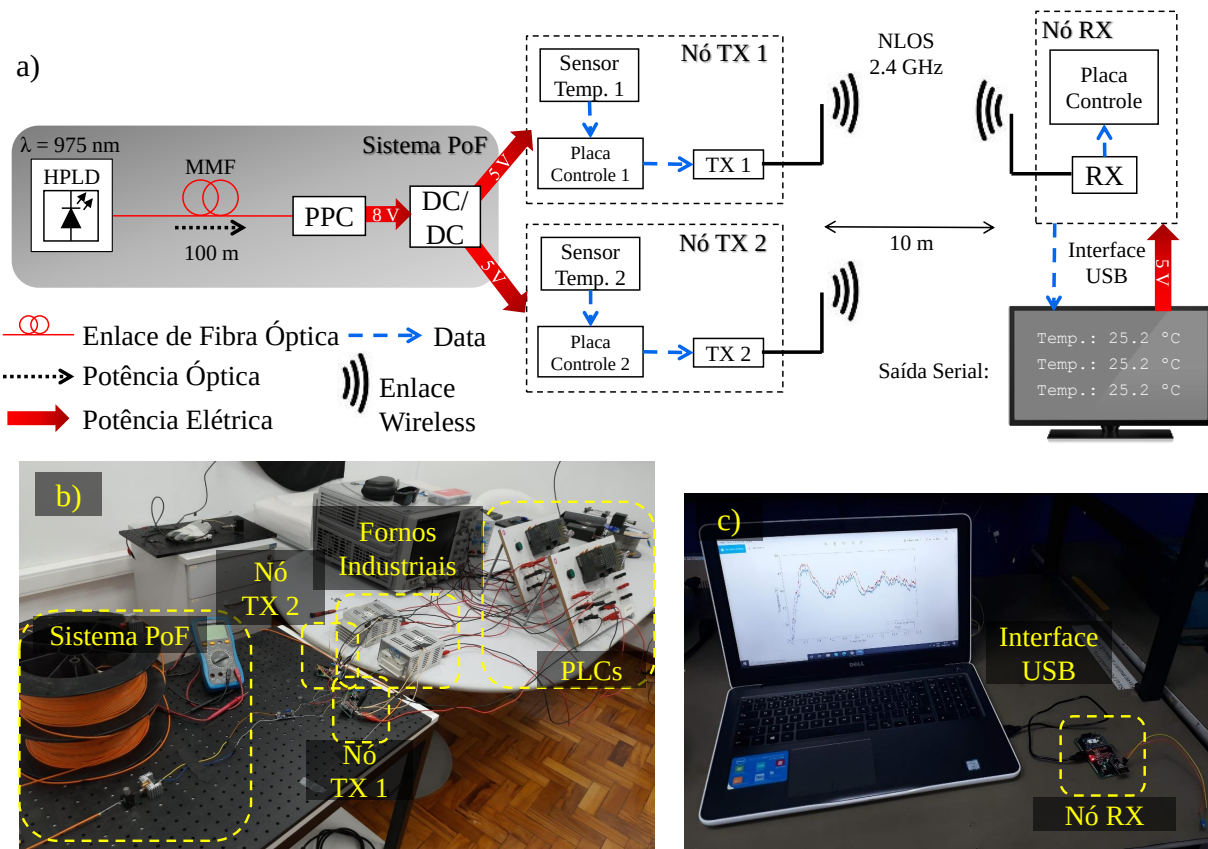


Figura 45: Implementação dos nós de sensores alimentados por PoF: (a) Diagrama em blocos do arranjo experimental; (b) Foto do arranjo experimental do sistema PoF, nós TX, fornos industriais e PLCs; (c) Foto do arranjo experimental do nó RX, interface USB e o computador.

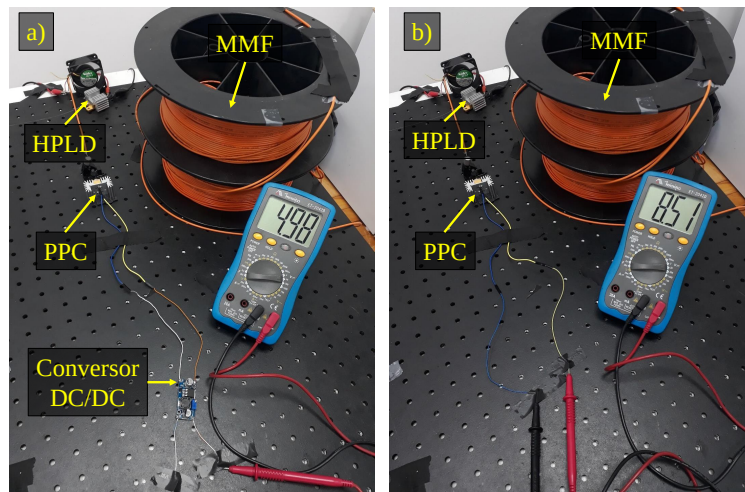


Figura 46: Implementação experimental do sistema PoF: (a) Com o conversor DC/DC; (b) Sem o conversor DC/DC.

Tensão e corrente de alimentação constantes são parâmetros cruciais para garantir confiabilidade e desempenho preciso de sistemas de sensoriamento industriais. Neste contexto, comparou-se a tensão de saída do sistema PoF considerando dois cenários: alimentação DC convencional utilizando-se uma fonte de tensão (MPL-3305M MINIPA) e sistema PoF fornecendo 5 V e 8,5 V, respectivamente. No primeiro caso, empregou-se um conversor DC/DC para atender aos requisitos do sistema implementado. A Figura 47 apresenta as medições de tensão de saída ao longo de um período de 60 minutos. Pode-se notar que a tensão fornecida pelo sistema PoF é comparável às medições da fonte de alimentação DC para ambas as condições: com

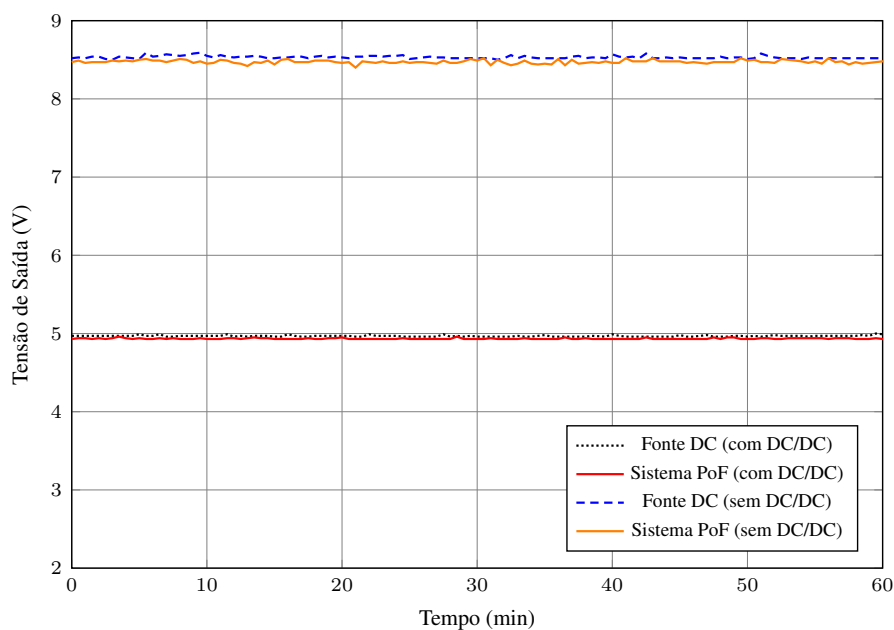


Figura 47: Comparação de estabilidade de tensão entre o sistema PoF e uma fonte de tensão DC convencional com e sem o conversor DC/DC em 5 V e 8.5 V, respectivamente, por 60 minutos.

ou sem o conversor DC/DC. Embora não sejam observadas flutuações de tensão significativas, as medições de 8,5 V apresentam pequenas variações em comparação com as medições de 5 V. Este contraste é devido ao conversor DC/DC que, além de reduzir a tensão de saída, realiza a regulação e estabilização de tensão. Dessa forma, constata-se que o sistema PoF projetado é capaz de fornecer tensão de saída estável com ou sem o conversor DC/DC.

### 3.4.2 Sistema FiWi 5G/6G baseado em *Power-over-Fiber*

Além de aplicações em sensoriamento e cenários de Indústria 4.0, os pesquisadores do projeto Brasil 6G também contribuíram no desenvolvimento de soluções PoF para sistemas de comunicações móveis. Neste contexto, foi apresentada uma RRH 5G, composta de um PD e um amplificador de RF, totalmente alimentada opticamente por meio de um sistema PoF.

A Figura 48 ilustra o arranjo experimental proposto para essa aplicação. Na Figura 48 (a), um sinal 5G-NR centrado em 3,5 GHz com BW de até 100 MHz é gerado por meio de um AWG e *vector signal generator* (VSG). O módulo RoF transmissor amplifica o sinal de RF gerado, realiza a conversão *electrical-to-optical* (E/O) e gera uma portadora óptica por meio de modulação direta. Já na Figura 48 (b), ocorre a transmissão do sinal, onde a portadora óptica é transmitida através de um enlace de SMF de 12,5 km. Em seguida, o módulo RoF receptor realiza a conversão O/E por meio de detecção direta utilizando um PD e amplifica o sinal de RF com o auxílio de um amplificador elétrico integrado. Este sinal é então transmitido através de um enlace sem fio *indoor* de 10 m, sob condição de linha de visada, utilizando uma antena com 5 dBi de ganho, conforme ilustrado na Figura 48 (c). Na recepção, utiliza-se outro amplificador e um VSA para a amplificação e análise do sinal 5G-NR, (Figura 48 (d)).

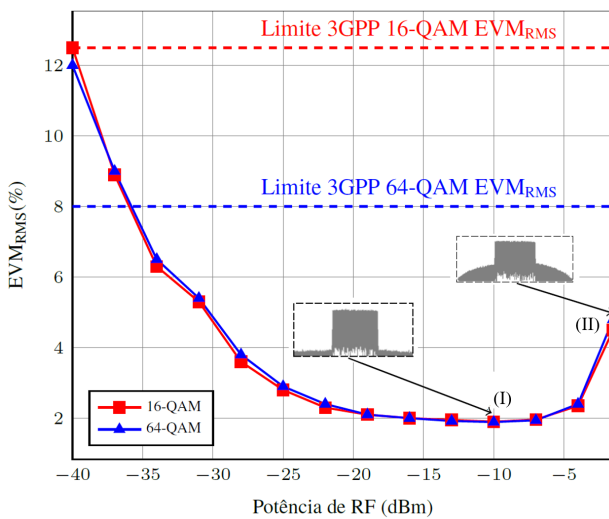
Na integração do sistema PoF, foi implementado uma topologia dedicada, na qual dados e energia são transmitidos individualmente por meio de fibras separadas, onde pode ser observado na Figura 48 (b). Para isso, utilizou-se um HPLD de 30 W centrado em 975 nm e transmitiu-se um sinal de energia óptica de 2,2 W por meio de um enlace de MMF de 100 m com diâmetros de núcleo e casca de 100  $\mu\text{m}$  e 140  $\mu\text{m}$ , respectivamente. Em seguida, dois micro-posicionadores



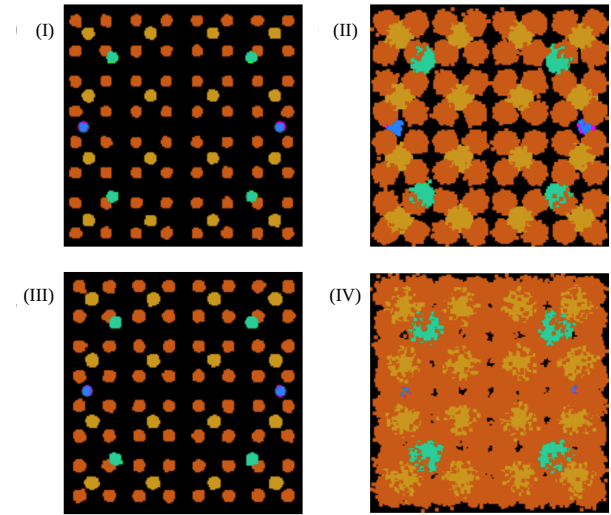
Figura 48: Fotografia do sistema RoF alimentado por PoF: (a) Transmissor RoF; (b) Receptor RoF e enlace PoF; (c) Enlace *indoor* sem fio de 10 metros; (d) Receptor do enlace sem fio.

foram utilizados para acoplar a energia óptica ao PPC. Além disso, utilizou-se um conversor DC/DC para regular e reduzir a tensão de saída do PPC (7 V), já que o módulo RoF opera em 5 V. Mais de 1,7 W foram entregues ao PPC, o qual apresenta uma eficiência de conversão de aproximadamente 30%. Considerando as perdas do conversor DC/DC utilizado, a potência elétrica entregue ao módulo RoF foi 475 mW. Consequentemente, a eficiência de transmissão de energia do sistema PoF proposto, a qual é definida pela razão entre a potência de saída do HPLD e potência elétrica total entregue pelo PPC, resultou em 23,5%.

Na Figura 49 (a) são apresentados os resultados de  $EVM_{RMS}$  medidos em função da potência de entrada de RF no módulo RoF transmissor para um sinal 5G-NR com 50 MHz de BW centrado em 3,5 GHz. O sistema RoF proposto atende às especificações do 3GPP para níveis de potência de RF maiores que aproximadamente -40 dBm e -36 dBm para as modulações 16-QAM e 64-QAM, respectivamente. Na Figura 49 (b)-(I) é possível observar as constelações do sinal recebido para potência de entrada de RF de -10 dBm. Nota-se que os símbolos recebidos estão bem definidos e sem distorções de fase perceptíveis. Em geral, obteve-se uma taxa de 250 Mbit/s para essa largura de faixa e modulações. Observa-se que o  $EVM_{RMS}$  aumentou para potências de entrada de RF acima de -8 dBm, diminuindo a qualidade do sinal. Esta degradação no sinal ocorre devido à resposta não linear do amplificador elétrico do módulo RoF transmissor, a qual pode gerar produtos de intermodulação significativos para altos níveis de potência de RF, considerando que a máxima potência elétrica na entrada do módulo é em torno de 0 dbm. Os produtos de intermodulação reduzem a SNR, degradando o sinal 5G-NR em fase e magnitude, como pode ser visto na Figura 49 (b)-(II). Nas Figuras 49 (c)-(III) e 49 (d)-(IV) são apresentadas as constelações do sinal 5G medidas para -6 dBm e -15 dBm de potência óptica, respectivamente. Como o sistema RoF alimentado por PoF proposto atendeu às exigências de  $EVM_{RMS}$  do 3GPP com boa margem, um enlace sem fio pôde ser implementado com sucesso sob essa configuração, caracterizando assim um sistema FiWi 5G-NR.



(a) .



(b)

Figura 49: Métricas de desempenho avaliados para o sistema proposto: (a) medições de  $EVM_{RMS}$  em função da potência de RF de entrada no módulo TX RoF para um sinal 5G-NR com 50 MHz de largura de faixa e centrado em 3,5 GHz; (b) Constelações recebidas para: (I) Potência de RF de entrada de -10 dBm; (II) Potência de RF de entrada de -1,5 dBm; (III) Potência óptica de -6 dBm; (IV) Potência óptica de -15 dBm.

## 4 Conclusões

*Luiz Augusto Melo Pereira*  
luiz.melo@inatel.br

Este relatório é composto de uma coletânea de artigos que são resultados do projeto Brasil 6G. O relatório demonstrou o desenvolvimento e avaliação de arranjos de antenas para sistemas 5G, com possibilidade de aplicação em futuras redes 6G. Em paralelo, destacou-se um conjunto de soluções ópticas para os futuros sistemas de comunicações móveis. Entre as soluções discutidas, destaca-se os circuitos fotônicos integrados, técnicas de comunicações ópticas no espaço livre, esquemas de linearização baseados em ML para sistemas RoF e esquemas de distribuição de energia baseados em PoF.

Os resultados apresentados pelos pesquisadores do projeto Brasil 6G visam contribuir na concepção dos futuros sistemas de comunicações móveis. Os arranjos de antenas desenvolvidos possivelmente poderão ser empregados em estações rádio base 6G, visto que considerou-se os principais requisitos de sistemas mMIMO durante o projetos dos arranjos. Por exemplo, os protótipos foram desenvolvidos com espaçamento suficiente entre as antenas para garantir decorrelação entre os múltiplos canais entre as antenas transmissoras e receptoras. Dessa forma, sistemas mMIMO que empregam detectores não lineares, podem ser desenvolvidos para obter-se aumento de vazão e ganho de diversidade. Desenvolveu-se ainda uma antena tri-banda com objetivo de englobar as duas faixas de operação do 5G, FR1 e FR2. Esta abordagem permite utilizar uma estrutura única para atender diferentes cenários de operação do 5G com diferentes frequências de operação.

Em paralelo, este relatório apresentou um conjunto de soluções para comunicações ópticas visando as futuras redes 6G. Investigou-se sistemas fotônicos integrados para geração de osciladores na faixa de mmWaves e transmissores de múltiplos comprimentos de onda integrados que possibilitaram implementar múltiplos enlaces RoF para distribuição de sinais entre as COs e RRHs. Os sistemas integrados contribuem com o aumento da escalabilidade de soluções fotônicas, uma vez que são dispositivos pequenos e de baixo consumo energético. Comprovou-se experimentalmente que estes dispositivos podem compor a rede de transporte e acesso das futuras redes de comunicações móveis que serão baseadas em topologias híbridas óptico-sem fio. O relatório também apresentou diferentes topologias de sistemas OWC, que foram desenvolvidas para viabilizar sistemas de alta vazão como por exemplo, FSO, FiWi e RoF. Além disso, demonstrou-se o uso de algoritmos de linearização, baseados em ML, especialmente desenvolvidos para sistemas RoF. Esta solução é um exemplo interessante de como técnicas de inteligência artificial podem ser empregadas para auxiliar funções da camada PHY de sistemas de comunicações móveis. Os resultados se mostraram promissores e justificam o crescente interesse em técnicas de inteligência artificial para as futuras rede 6G. Finalmente, demonstrou-se a aplicabilidade da tecnologia PoF em sistemas IoT industriais para alimentação de sensores e em sistemas FiWi. Nesta última aplicação, o objetivo foi alimentar dispositivos presentes na BS, como o PD e PA. O objetivo foi aumentar a eficiência energéticas de redes de comunicações móveis visando habilitar uma infraestrutura de comunicação móvel com elevada eficiência energética, que é uma características importante para futuras redes 6G, compostas de milhares de sensores e atuadores.

Os resultados apresentados neste relatório possuem alto impacto científico em diversas frentes de pesquisa, com foco na camada física das redes móveis. Como objetivo final, espera-se que as soluções desenvolvidas para sistemas híbridos óptico sem-fio possam contribuir de forma significativa nessa fase de inicial de concepção das redes de comunicações móveis 6G.

## Referências

- [1] Matti Latva-aho and Kari Leppänen, *Key Drivers and Research Challenges for 6G Ubiquitous Wireless Intelligence*, Sept 2019. [Online]. Disponível em: <http://urn.fi/urn:isbn:9789526223544>
- [2] Z. Zhang, Y. Xiao, Z. Ma, M. Xiao, Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, e P. Fan, “6G Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, v. 14, n. 3, p. 28–41, 2019.
- [3] T. S. Rappaport, Y. Xing, O. Kanhere, S. Ju, A. Madanayake, S. Mandal, A. Alkhateeb, e G. C. Trichopoulos, “Wireless Communications and Applications Above 100 GHz: Opportunities and Challenges for 6G and Beyond,” *IEEE Access*, v. 7, p. 78 729–78 757, 2019.
- [4] S. Dang, O. Amin, B. Shihada, e M.-S. Alouini, “What Should 6G Be?” *Nature Electronics*, v. 3, n. 1, p. 20–29, 2020.
- [5] T. Wild, V. Braun, e H. Viswanathan, “Joint Design of Communication and Sensing for Beyond 5G and 6G Systems,” *IEEE Access*, v. 9, p. 30 845–30 857, 2021.
- [6] H. Viswanathan e P. E. Mogensen, “Communications in the 6G Era,” *IEEE Access*, v. 8, p. 57 063–57 074, 2020.
- [7] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, e F. Tufvesson, “Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays,” *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 30, n. 1, p. 40–60, 2013.
- [8] S. Kutty e D. Sen, “Beamforming for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, v. 18, n. 2, p. 949–973, 2016.
- [9] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, e T. L. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems,” *IEEE Communications Magazine*, v. 52, n. 2, p. 186–195, 2014.
- [10] A. De La Oliva, X. C. Pérez, A. Azcorra, A. Di Giglio, F. Cavaliere, D. Tiegelbekkers, J. Lessmann, T. Haustein, A. Mourad, e P. Iovanna, “Xhaul: Toward an Integrated Fronthaul/Backhaul Architecture in 5G Networks,” *IEEE Wireless Communications*, v. 22, n. 5, p. 32–40, 2015.
- [11] H. R. D. Filgueiras, R. M. Borges, M. Caldano Melo, T. H. Brandão, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Dual-Band Wireless Fronthaul Using a FSS-Based Focal-Point/Cassegrain Antenna Assisted by an Optical Midhaul,” *IEEE Access*, v. 7, p. 112 578–112 587, 2019.
- [12] A. Tzanakaki, M. Anastasopoulos, I. Berberana, D. Syrivelis, P. Flegkas, T. Korakis, D. C. Mur, I. Demirkol, J. Gutiérrez, E. Grass *et al.*, “Wireless-Optical Network Convergence: Enabling the 5G Architecture to Support Operational and End-User Services,” *IEEE Communications Magazine*, v. 55, n. 10, p. 184–192, 2017.
- [13] G. Kalfas, C. Vagionas, A. Antonopoulos, E. Kartsakli, A. Mesodiakaki, S. Papaioannou, P. Maniotis, J. S. Vardakas, C. Verikoukis, e N. Pleros, “Next Generation Fiber-Wireless Fronthaul for 5G mmWave Networks,” *IEEE Communications Magazine*, v. 57, n. 3, p. 138–144, 2019.

- [14] T. H. Brandão, F. Scotti, H. R. D. Filgueiras, A. A. d. C. Alves, D. Onori, S. Melo, A. Bogoni, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Coherent Dual-Band Radar System Based on a Unique Antenna and a Photonics-Based Transceiver,” *IET Radar, Sonar & Navigation*, v. 13, n. 4, p. 505–511, 2019.
- [15] 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, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Integration of a GFDM-Based 5G Transceiver in a GPON Using Radio Over Fiber Technology,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 36, n. 19, p. 4468–4477, 2018.
- [16] C. Lim, Y. Tian, C. Ranaweera, T. A. Nirmalathas, E. Wong, e K.-L. Lee, “Evolution of Radio-Over-Fiber Technology,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 37, n. 6, p. 1647–1656, 2019.
- [17] 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, e Arismar Cerqueira S. Jr., “DSP-Based Flexible-Waveform and Multi-Application 5G Fiber-Wireless System,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 38, n. 3, p. 642–653, 2019.
- [18] J. Capmany, I. Gasulla, e D. Pérez, “The Programmable Processor,” *Nature Photonics*, v. 10, n. 1, p. 6–8, 2016.
- [19] J. Yao, “Microwave Photonics,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 27, n. 3, p. 314–335, 2009.
- [20] C. Liu, J. Wang, L. Cheng, M. Zhu, e G.-K. Chang, “Key Microwave-Photonics Technologies for Next-Generation Cloud-Based Radio Access Networks,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 32, n. 20, p. 3452–3460, 2014.
- [21] E. Raimundo-Neto, J. R. G. Da Rosa, M. A. F. Casaroli, I. Feliciano da Costa, A. M. Alberti, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Implementation of an optical-wireless network with spectrum sensing and dynamic resource allocation using optically controlled reconfigurable antennas,” *International Journal of Antennas and Propagation*, v. 2014, 2014.
- [22] C. H. de Souza Lopes, E. S. Lima, L. A. M. Pereira, R. M. Borges, A. C. Ferreira, M. Abreu, W. D. Dias, D. H. Spadoti, L. L. Mendes, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Non-Standalone 5G NR Fiber-Wireless System Using FSO and Fiber-Optics Fronthauls,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 39, n. 2, p. 406–417, 2020.
- [23] M. Smit, X. Leijtens, H. Ambrosius, E. Bente, J. Van der Tol, B. Smalbrugge, T. De Vries, E.-J. Geluk, J. Bolk, R. Van Veldhoven *et al.*, “An Introduction to InP-Based Generic Integration Technology,” *Semiconductor Science and Technology*, v. 29, n. 8, p. 083001, 2014.
- [24] S. Ahmadi, *5G NR: Architecture, Technology, Implementation, and Operation of 3GPP New Radio Standards*. Academic Press, 2019.
- [25] 3GPP, *Release16-Study on New Radio (NR) Access Technology*. TR 38.912 V16.0.0 (2020-07), 2020.

- [26] S. Gong, S. Ma, C. Xing, Y. Li, e L. Hanzo, “Multi-Antenna Aided Secrecy Beamforming Optimization for Wirelessly Powered HetNets,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 19, n. 8, p. 5261–5277, 2020.
- [27] M. Shafi, A. F. Molisch, P. J. Smith, T. Haustein, P. Zhu, P. De Silva, F. Tufvesson, A. Benjebbour, e G. Wunder, “5G: A Tutorial Overview of standards, Trials, Challenges, Deployment, and Practice,” *IEEE journal on selected areas in communications*, v. 35, n. 6, p. 1201–1221, 2017.
- [28] H. R. D. Filgueiras e Arismar Cerqueira S. Jr., “A 64-Element and Dual-Polarized SICL-Based Slot Antenna Array Development Applied to TDD Massive MIMO,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 21, n. 4, p. 750–754, 2022.
- [29] B. Liu, K. Xing, L. Wu, Z. Guo, X. Wei, Y. Ma, e R. Zhao, “A Novel Slot Array Antenna With a Substrate-Integrated Coaxial Line Technique,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 16, p. 1743–1746, 2017.
- [30] L. Cheng, W. Hong, e H.-Z. Cheng, “An E-band Circularly Polarized Antenna Array Fed by Substrate Integrated Coaxial Line (SICL),” in *2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*. IEEE, 2015, p. 1–3.
- [31] F. Gatti, M. Bozzi, L. Perregrini, K. Wu, e R. G. Bosisio, “A Novel Substrate Integrated Coaxial Line (SICL) for Wide-Band Applications,” in *2006 European Microwave Conference*. IEEE, 2006, p. 1614–1617.
- [32] F. Zhu, W. Hong, J.-X. Chen, e K. Wu, “Ultra-Wideband Single and Dual Baluns Based on Substrate Integrated Coaxial Line Technology,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 60, n. 10, p. 3062–3070, 2012.
- [33] A. Belenguer, A. L. Borja, H. Esteban, e V. E. Boria, “High-Performance Coplanar Waveguide to Empty Substrate Integrated Coaxial Line Transition,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 63, n. 12, p. 4027–4034, 2015.
- [34] Y. Shao, X.-C. Li, L.-S. Wu, e J.-F. Mao, “A Wideband Millimeter-Wave Substrate Integrated Coaxial Line Array for High-Speed Data Transmission,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 65, n. 8, p. 2789–2800, 2017.
- [35] A. Li e K.-M. Luk, “Millimeter-Wave End-Fire Magneto-Electric Dipole Antenna and Arrays With Asymmetrical Substrate Integrated Coaxial Line Feed,” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, v. 2, p. 62–71, 2021.
- [36] T. H. Brandão e Arismar Cerqueira S. Jr, “Tri-band Antenna Array for FR1/FR2 5G NR Base Stations,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2022.
- [37] T. L. Marzetta, *Fundamentals of Massive MIMO*. Cambridge University Press, 2016.
- [38] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John wiley & sons, 2015.
- [39] J. Thaysen e K. B. Jakobsen, “Envelope Correlation in (N, N) MIMO Antenna Array from Scattering Parameters,” *Microwave and optical technology letters*, v. 48, n. 5, p. 832–834, 2006.

- [40] E. C. Vilas Boas, H. R. D. Filgueiras, I. Feliciano da Costa, J. A. J. Ribeiro, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Dual-Band Switched-Beam Antenna Array for MIMO Systems,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, v. 14, n. 1, p. 82–87, 2020.
- [41] G. Srivastava e A. Mohan, “Compact MIMO Slot Antenna for UWB Applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 15, p. 1057–1060, 2016.
- [42] J. Xiong, M. Zhao, H. Li, Z. Ying, e B. Wang, “Collocated Electric and Magnetic Dipoles With Extremely Low Correlation as a Reference Antenna for Polarization Diversity MIMO Applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 11, p. 423–426, 2012.
- [43] D. Sarkar, S. M. Mikki, e Y. M. M. Antar, “An Efficient Analytical Evaluation of the Electromagnetic Cross Correlation Green’s Function in MIMO Systems,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 67, n. 11, p. 6947–6956, 2019.
- [44] 3GPP, “5G NR User Equipment (UE) Radio Transmission and Reception; Range 2 Standalone,” 3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project (3GPP), Technical Specification TS 38.101, 2018, version 15.2 Release 15.
- [45] I. Degli-Eredi, P. An, J. Drasbæk, H. Mohammadhosseini, L. Nielsen, P. Tønning, S. Rommel, I. T. Monroy, e M. J. Heck, “Millimeter-Wave Generation Using Hybrid Silicon Photonics,” *Journal of Optics*, v. 23, n. 4, p. 043001, 2021.
- [46] T. Fortier e E. Baumann, “20 Years of Developments in Optical Frequency Comb Technology and Applications,” *Communications Physics*, v. 2, n. 1, p. 1–16, 2019.
- [47] M. Hyun, C.-G. Jeon, e J. Kim, “Ultralow-Noise Microwave Extraction from Optical Frequency Combs Using Photocurrent Pulse Shaping With Balanced Photodetection,” *Scientific Reports*, v. 11, n. 1, p. 1–7, 2021.
- [48] E. S. Lima, N. Andriolli, E. Conforti, G. Contestabile, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Low-Phase-Noise Tenfold Frequency Multiplication Based on Integrated Optical Frequency Combs,” *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 34, n. 16, p. 878–881, 2022.
- [49] E. S. Lima, R. M. Borges, N. Andriolli, E. Conforti, G. Contestabile, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Integrated Optical Frequency Comb for 5G NR Xhuals,” *Scientific Reports*, v. 12, n. 1, p. 1–12, 2022.
- [50] A. J. Metcalf, V. Torres-Company, D. E. Leaird, e A. M. Weiner, “High-Power Broadly Tunable Electrooptic Frequency Comb Generator,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 19, n. 6, p. 231–236, 2013.
- [51] T. Sakamoto, T. Kawanishi, e M. Izutsu, “Asymptotic Formalism for Ultraflat Optical Frequency Comb Generation Using a Mach-Zehnder Modulator,” *Optics Letters*, v. 32, n. 11, p. 1515–1517, 2007.
- [52] J. Yao, “A Tutorial on Microwave Photonics,” *IEEE Photonics Society Newsletter*, v. 26, p. 4–12, 01 2012.

- [53] D. J. Kebort, G. B. Morrison, H. Garrett, J. N. Campbell, S. B. Estrella, R. H. Banholzer, J. B. Sherman, L. A. Johansson, D. Renner, e M. L. Mashanovitch, “Monolithic Four-Channel (QUAD) Integrated Widely Tunable Transmitter in Indium Phosphide,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 24, n. 1, p. 1–7, 2018.
- [54] W. Yao, B. Smalbrugge, M. K. Smit, K. A. Williams, e M. J. Wale, “A  $6 \times 30$  Gb/s Tunable Transmitter PIC With Low RF Crosstalk From an Open-Access InP Foundry,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 25, n. 5, p. 1–10, 2019.
- [55] S. H. Oh, O. K. Kwon, K. S. Kim, Y. T. Han, C. W. Lee, Y. A. Leem, J. W. Shin, e E. S. Nam, “A Multi-Channel Etched-Mesa PBH DFB Laser Array Using an SAG Technique,” *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 27, n. 24, p. 2567–2570, 2015.
- [56] S. Kanazawa, W. Kobayashi, Y. Ueda, T. Fujisawa, K. Takahata, T. Ohno, T. Yoshimatsu, H. Ishii, e H. Sanjoh, “30-km Error-Free Transmission of Directly Modulated DFB Laser Array Transmitter Optical Sub-Assembly for 100-Gb Application,” *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 15, p. 3646–3652, 2016.
- [57] N. Andriolli, P. Velha, M. Chiesa, A. Trifiletti, e G. Contestabile, “A Directly Modulated Multiwavelength Transmitter Monolithically Integrated on InP,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 24, n. 1, p. 1–6, 2018.
- [58] M. S. B. Cunha, E. S. Lima, N. Andriolli, D. H. Spadoti, G. Contestabile, e Arismar Cerqueira S. Jr., “5G NR RoF System Based on a Monolithically Integrated Multi-Wavelength Transmitter,” *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, v. 27, n. 2, p. 1–8, 2021.
- [59] M. S. B. Cunha, E. S. Lima, N. Andriolli, D. H. Spadoti, G. Contestabile, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Non-Standalone 5G NR FiWi System Based on a Photonic Integrated Multi-Wavelength Transmitter,” *IEEE Wireless Communications Letters*, v. 10, n. 5, p. 1001–1004, 2021.
- [60] T. P. V. Andrade, E. Saia Lima, M. Sêda Borsato Cunha, N. Andriolli, G. Contestabile, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Sistema RoF Baseado em Transmissor Fotônico Integrado para Múltiplas Aplicações de 5G,” in *20<sup>o</sup> Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica. SBMO*, 2022.
- [61] E. TR, “5G: Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies (3GPP TR 38.913 version 14.2. 0 release 14),” *ETSI TR 138 913*, 2017.
- [62] A. Burton, H. Le Minh, N. Aslam, L. Le, e T. Nguyen, “LED Based Lighting and Communications: An Emerging Technology for a Greener More Sustainable Future,” *EAI Endorsed Transactions on Energy Web*, v. 4, n. 13, p. 152982, 2017.
- [63] A. Gupta, P. Anand, R. Khajuria, S. Bhagat, e R. K. Jha, “A Survey of Free Space Optical Communication Network Channel Over Optical Fiber Cable Communication,” *International Journal of Computer Applications*, v. 105, n. 10, 2014.
- [64] M. S. B. Cunha, E. S. Lima, N. Andriolli, D. H. Spadoti, F. Bizerra, G. C. Fideles, J. Oliveira, E. Conforti, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Sistema RoF/BS-ILC utilizando um Transmissor de Múltiplos Comprimentos de Onda Baseado em Óptica Integrada,” in *XL Simpósio Brasileiro De Telecomunicações e Processamento de Sinais*, 01 2022.

- [65] L. A. M. Pereira, L. L. Mendes, C. J. A. Bastos-Filho, e Arismar Cerqueira Sodré Jr, “Amplified Radio-over-Fiber System Linearization Using Recurrent Neural Networks,” *Journal of Optical Communications and Networking*, 2022, em processo de revisão.
- [66] L. L. Mendes, C. S. Moreno, M. V. Marquezini, A. M. Cavalcante, P. Neuhaus, J. Seki, N. F. T. Aniceto, H. Karvonen, I. Vidal, F. Valera, P. A. S. M. Barreto, M. F. Caetano, W. D. Dias, e G. Fettweis, “Enhanced Remote Areas Communications: The Missing Scenario for 5G and Beyond 5G Networks,” *IEEE Access*, v. 8, p. 219 859–219 880, 2020.
- [67] F. M. Ghannouchi, O. Hammi, e M. Helaoui, *Behavioral Modeling and Predistortion of Wideband Wireless Transmitters*. John Wiley & Sons, 2015.
- [68] A. Loukas, A. Simonetto, e G. Leus, “Distributed Autoregressive Moving Average Graph Filters,” *IEEE Signal Processing Letters*, v. 22, n. 11, p. 1931–1935, 2015.
- [69] Y.-S. Lee e L.-I. Tong, “Forecasting Time Series Using a Methodology Based on Autoregressive Integrated Moving Average and Genetic Programming,” *Knowledge-Based Systems*, v. 24, n. 1, p. 66–72, 2011.
- [70] L. Gupta, M. McAvoy, e J. Phegley, “Classification of Temporal Sequences Via Prediction Using the Simple Recurrent Neural Network,” *Pattern Recognition*, v. 33, n. 10, p. 1759–1770, 2000.
- [71] A. Graves, “Long Short-Term Memory,” *Supervised sequence labelling with recurrent neural networks*, p. 37–45, 2012.
- [72] K. Y. Lee, A. Sode-Yome, e J. H. Park, “Adaptive Hopfield Neural Networks for Economic Load Dispatch,” *IEEE transactions on power systems*, v. 13, n. 2, p. 519–526, 1998.
- [73] L. A. M. Pereira, L. L. Mendes, C. J. A. Bastos-Filho, e Arismar Cerqueira S. Jr, “Linearization Schemes for Radio Over Fiber Systems Based on Machine Learning Algorithms,” *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 34, n. 5, p. 279–282, 2022.
- [74] A. Géron, *Hands-on Machine Learning with Scikit-Learn, Keras, and TensorFlow: Concepts, Tools, and Techniques to Build Intelligent Systems*. "O'Reilly Media, Inc.", 2019.
- [75] I. Goodfellow, Y. Bengio, e A. Courville, *Deep learning*. MIT press, 2016.
- [76] 3GPP, “Group RAN; NR; Base Station (BS) Conformance Testing Part 1: Conducted Conformance Testing,” *3GPP TS*, v. 38.141-1 version 1.0.0, p. Release 15, 2018.
- [77] J. Cheng, W. Chen, F. Tao, e C.-L. Lin, “Industrial IoT in 5G Environment Towards Smart Manufacturing,” *Journal of Industrial Information Integration*, v. 10, p. 10–19, 2018.
- [78] H. Boyes, B. Hallaq, J. Cunningham, e T. Watson, “The Industrial Internet of Things (IIoT): An Analysis Framework,” *Computers in industry*, v. 101, p. 1–12, 2018.
- [79] B. Bajic, A. Rikalovic, N. Suzic, e V. Piuri, “Industry 4.0 Implementation Challenges and Opportunities: A Managerial Perspective,” *IEEE Systems Journal*, v. 15, n. 1, p. 546–559, 2020.

- [80] W. Mao, Z. Zhao, Z. Chang, G. Min, e W. Gao, “Energy Efficient Industrial Internet of Things: Overview and Open Issues,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2021.
- [81] L. C. Souza, E. R. Neto, E. S. Lima, e Arismar Cerqueira S. Jr., “Optically-Powered Wireless Sensor Nodes Towards Industrial Internet of Things,” *Sensors*, v. 22, n. 1, p. 57, 2021.