

Dissertação de Mestrado

*Fronthaul Móvel com Amplificação
de RF no Domínio Óptico para
Redes 5G*

Eduardo Saia Lima

Julho/2019

***Fronthaul* Móvel com Amplificação de RF no Domínio
Óptico para Redes 5G**

Eduardo Saia Lima

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de
Telecomunicações, como parte dos requisitos
para obtenção do Título de Mestre em
Telecomunicações.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Arismar Cerqueira
Sodré Junior

Santa Rita do Sapucaí-MG
2019

Lima, Eduardo Saia

L732f

Fronthaul Móvel com Amplificação de RF no Domínio Óptico para
Redes 5G. / Eduardo Saia Lima. – Santa Rita do Sapucaí, 2019
109 p.

Orientador: Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior.
Dissertação de Mestrado em Telecomunicações – Instituto Nacional
de Telecomunicações – INATEL.

Inclui bibliografia e anexo.

1. 5G 2. fotônica de micro-ondas 3. fronthauls 4. óptica não-linear
e sistemas sem fio 5. Mestrado em Telecomunicações. I. Junior, Arismar
Cerqueira Sodré. II. Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL. III. Título.

CDU 621.39

Ficha Catalográfica elaborada pelo Bibliotecário da Instituição
CRB6-2718 – Paulo Eduardo de Almeida

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 26/07/2019, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior
INATEL

Dr. Juliano Rodrigues Fernandes de Oliveira
Idea Sistemas Eletrônicos

Prof. Dr. Jorge Ricardo Mejia Salazar
INATEL

Coordenador do Curso de Mestrado
Prof. Dr. José Marcos Câmara Brito

*A lei da mente é implacável.
O que você pensa, você cria;
O que você sente, você atrai;
O que você acredita,
torna-se realidade.*

Buda

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por me iluminar durante a realização deste trabalho, me concedendo força e fé para superar todas as pedras no caminho.

Ao meu pai e herói José Hélio de Lima (*in memoriam*), por todos os ensinamentos, pela determinação, fibra, fé, amor e suporte em todos momentos de minha vida, faço dos meus sonhos os seus sonhos. À minha mãe Rita de Cássia Saia Lima pela paciência, doçura, amor, apoio e principalmente por sua fé e determinação que foram essenciais nestes 2 anos de mestrado. Ao meu irmão Matheus Saia Lima pela força, motivação e inspiração. Aos amigos e familiares que compartilham os momentos bons e difíceis desta trajetória.

À minha namorada Andreia, por compartilhar e estar ao meu lado em todos os momentos, pelo carinho, paciência, amor, ensinamentos e incentivo, que foram essenciais para conclusão deste trabalho.

Aos meus amigos e companheiros de trabalho do Laboratório WOCA por todos os ensinamentos compartilhados, suporte, amizade, momentos fora do laboratório e por estarem presentes nos momentos difíceis de minha vida. Em especial ao grupo de comunicações ópticas, nomeadamente, Matheus, Luiz Augusto, Marco, Celso e Ramon.

Ao Instituto Nacional de Telecomunicações por conceder a oportunidade de realizar o curso de Mestrado, por toda a estrutura oferecida desde o início de minha graduação em 2012. A todos os professores que contribuíram para meu crescimento profissional e pessoal durante a formação acadêmica, em especial ao meu orientador Prof. Dr. Arismar Cerqueira Sodré Junior, por todos os ensinamentos, pela confiança depositada, pelas oportunidades concedidas e por todo suporte.

À Fundação Instituto Nacional de Telecomunicações (FINATEL) pela Bolsa de Estudos e pelo apoio financeiro.

A Sumitomo Industries, na pessoa do Eng. *Masaaki Hirano* pela doação da fibra altamente não-linear (HNLF) utilizada nessa dissertação.

Índice

| | |
|---|-------|
| Lista de Figuras | ix |
| Lista de Tabelas | xii |
| Lista de Símbolos | xiii |
| Lista de Abreviaturas e Siglas | xv |
| Lista de Publicações | xviii |
| Resumo | xix |
| Abstract | xx |
| Capítulo 1 | 1 |
| 1. Introdução | 1 |
| 1.1. Contextualização e Motivação | 1 |
| 1.2. Revisão Bibliográfica | 10 |
| 1.3. Contribuições | 14 |
| 1.4. Estrutura da Dissertação | 15 |
| Capítulo 2 | 16 |
| 2. Fundamentos Teóricos | 16 |
| 2.1. Fotônica de Micro-ondas | 16 |
| 2.2. Geração Fotônica de Sinais de RF | 17 |
| 2.3. Modulador Mach-Zehnder (MZM) | 19 |
| 2.4. Rádio sobre Fibra (RoF) | 22 |
| 2.5. Efeitos Não-lineares | 24 |
| 2.5.1. Equação Não-linear de Schrödinger | 25 |
| 2.5.2. Mistura de Quatro Ondas (FWM) | 27 |
| 2.5.1. Espalhamento Brillouin Estimulado (SBS) | 29 |
| 2.6. Redes de Acesso (RAN) | 30 |
| Capítulo 3 | 33 |
| 3. Amplificação de Sinais de RF no Domínio Óptico | 33 |
| 3.1. Técnica de Amplificação de RF no Domínio Óptico | 33 |
| 3.2. Novas Arquiteturas de Amplificação de Sinais de RF no Domínio Óptico | 40 |

| | |
|--|-----------|
| 3.3. Amplificação de Sinais Banda Base no Domínio Óptico | 47 |
| 3.4. Investigação do Efeito Brillouin na Técnica de Amplificação no Domínio Óptico | 50 |
| Capítulo 4 | 56 |
| 4. Fronthaul Móvel com Amplificação de RF no Domínio Óptico para 5G | 56 |
| 4.1. Descrição do Arranjo Experimental | 56 |
| 4.2. Caracterização do PBRA Operando como <i>Fronthaul</i> | 59 |
| 4.3. Resultados Óptico- <i>wireless</i> | 71 |
| Capítulo 5 | 75 |
| 5. Conclusões e Trabalhos Futuros | 75 |
| 5.1. Conclusões..... | 75 |
| 5.2. Trabalhos Futuros | 76 |
| Apêndice 1 | 77 |
| Referências Bibliográficas | 79 |

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 1.1. <i>Arquitetura simplificada de uma rede 2G</i> | 2 |
| Figura 1.2. <i>Arquitetura simplificada de uma rede 3G</i> | 3 |
| Figura 1.3. <i>Arquitetura simplificada de uma rede 4G</i> | 4 |
| Figura 1.4. <i>Previsão de crescimento do tráfego de dados móveis até 2022 [Modificado de [7]].</i> | 6 |
| Figura 1.5. <i>Os três principais pilares de uma rede 5G [Modificado de [12]]</i> | 6 |
| Figura 1.6. <i>Evolução da arquitetura RAN: (a) RBS utilizada nas redes 2G e parcialmente nas redes 3G; (b) Arquitetura D-RAN.</i> | 8 |
| Figura 1.7. <i>Arquitetura RAN centralizada (C-RAN)</i> | 9 |
| Figura 2.1. <i>Macro áreas da fotônica de Micro-ondas [Cortesia de Dra. Antonella Bogoni].</i> | 17 |
| Figura 2.2. <i>Diagrama do método heteródino para geração de sinais de RF</i> | 18 |
| Figura 2.3. <i>Sinal de RF em 50 GHz gerado pelo método heteródino</i> | 19 |
| Figura 2.4. <i>Estrutura de um modulador MZM</i> | 20 |
| Figura 2.5. <i>Curva de transmissão normalizada do MZM</i> | 22 |
| Figura 2.6. <i>Aplicação RoF em uma rede de acesso centralizada C-RAN</i> | 23 |
| Figura 2.7. <i>Representação do diâmetro modal em uma fibra óptica</i> | 25 |
| Figura 2.8. <i>Ilustração da mistura de quatro ondas: a) Tradicional; b) Degenerado.</i> | 27 |
| Figura 2.9. <i>Arquiteturas de distribuição das redes de acesso.</i> | 31 |
| Figura 3.1. <i>Diagrama em blocos dos dispositivos e ilustração do ganho: (a) Rádio sobre fibra convencional; (b) Técnica de amplificação de RF no domínio óptico (PBRA).</i> | 34 |
| Figura 3.2. <i>Produtos de FWM na saída da fibra HNLF: Lasers de bombeio ($\lambda_1 = 1555,35 \text{ nm}$ e $\lambda_2 = 1557,77 \text{ nm}$)</i> | 35 |
| Figura 3.3. <i>Espectro óptico dos produtos FWM na saída da fibra HNLF e espectro do RoF</i> | 36 |
| Figura 3.4. <i>Potência de RF fotodetectada, comparando RoF e os três produtos FWM</i> | 37 |
| Figura 3.5. <i>Coefficientes de transmissão (S_{21}) medidos para CRoF e PBRA</i> | 38 |
| Figura 3.6. <i>Ganho do PBRA medido em 26 GHz.</i> | 39 |
| Figura 3.7. <i>Ganho do PBRA em função do tempo</i> | 40 |
| Figura 3.8. <i>PBRA instalado na estação rádio base</i> | 41 |
| Figura 3.9. <i>PBRA instalado na central de serviços</i> | 41 |
| Figura 3.10. <i>Novas arquiteturas do PBRA para utilização em fronthaul móvel.</i> | 42 |
| Figura 3.11. <i>Arquitetura 1: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico</i> | 43 |
| Figura 3.12. <i>Arquitetura 2: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico</i> | 44 |
| Figura 3.13. <i>Arquitetura 3: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico</i> | 44 |

| | |
|--|----|
| Figura 3.14. Arquitetura 4: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico | 45 |
| Figura 3.15. Arquitetura 5: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico | 46 |
| Figura 3.16. Arquitetura 6: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico | 46 |
| Figura 3.17. Fotografia do arranjo experimental | 48 |
| Figura 3.18. Ganho do PBA para um sinal banda base a 10 Gbit/s | 49 |
| Figura 3.19. Análise de BER em função da potência do sinal elétrico de entrada | 49 |
| Figura 3.20. Análise de BER em função da potência da potência de entrada | 50 |
| Figura 3.21. Esquema utilizado para medir o limiar de Brillouin da fibra HNLF | 51 |
| Figura 3.22. Análise do efeito Brillouin em função da potência óptica de entrada para 470 metros de HNLF | 52 |
| Figura 3.23. Medida do deslocamento Brillouin: (a) Técnica de medição por meio do método de geração heteródina; (b) Espectro do ganho Brillouin | 53 |
| Figura 3.24. Potência transmitida e potência refletida, devido ao efeito SBS, em função do comprimento da HNLF | 54 |
| Figura 3.25. Análise do efeito Brillouin em função da potência óptica de entrada para 35 metros de HNLF | 55 |
| Figura 4.1. Cenários de utilização do PBRA nas redes 5G..... | 56 |
| Figura 4.2. Diagrama da implementação do PBRA operando como fronthaul. | 57 |
| Figura 4.3. Fotografias do cenário de medida de desempenho do PBRA como fronthaul | 58 |
| Figura 4.4. Produtos FWM na saída da HNLF | 59 |
| Figura 4.5. Coeficientes de transmissão medidos para CRoF e PBRA com DD-MZM | 59 |
| Figura 4.6. Espectros do PBRA e CRoF em 7,5 GHz com CW em 28 GHz ligado | 60 |
| Figura 4.7. Ruído de fase medido em 7,5 GHz, para PBRA e gerador de RF | 61 |
| Figura 4.8. Espectros do PBRA e CRoF em 28 GHz com CW em 7,5 GHz ligado | 62 |
| Figura 4.9. Ruído de fase medido em 28 GHz, para PBRA e gerador de RF | 62 |
| Figura 4.10. Espectro do PBRA e do CRoF na saída do fotodetector para um sinal em 7,5 GHz com 2 GHz de banda e sinal CW em 28 GHz ligado | 63 |
| Figura 4.11. Espectro do PBRA e do CRoF na saída do fotodetector para um sinal em 28 GHz com 2 GHz de banda e sinal CW em 7,5 GHz ligado | 64 |
| Figura 4.12. SNR e EVM_{RMS} em função da potência de bombeio do laser, para um sinal 16 QAM em 7,5 GHz a uma taxa de 4 Gbit/s | 65 |
| Figura 4.13. SNR e EVM_{RMS} em função da potência de bombeio do laser, para um sinal 64 QAM em 28 GHz a uma taxa de 3 Gbit/s..... | 66 |
| Figura 4.14. SNR e EVM_{RMS} em função da potência de RF de entrada no DD-MZM, para um sinal 16 QAM em 7,5 GHz a uma taxa de 4 Gbit/s..... | 67 |

| | |
|--|----|
| Figura 4.15. <i>SNR e EVM em função da potência de RF de entrada no DD-MZM, para um sinal 64 QAM em 28 GHz a uma taxa de 3 Gbit/s</i> | 68 |
| Figura 4.16. <i>Esquemático do ganho de RF do PBRA utilizado para substituir dois amplificadores elétricos de 12 dB no sistema CRoF.</i> | 69 |
| Figura 4.17. <i>Análise de desempenho digital em 7,5 GHz do PBRA e do CRoF para as modulações 16 QAM, 64 QAM e 256 QAM, com largura de faixa de até 2 GHz</i> | 69 |
| Figura 4.18. <i>Análise de desempenho digital em 28 GHz do PBRA e do CRoF para as modulações 16 QAM e 64 QAM</i> | 70 |
| Figura 4.19. <i>Constelação, diagrama de olho, potência do canal, EVM_{RMS} e SNR para CRoF operando em 7,5 GHz com 6 Gbit/s no ar</i> | 71 |
| Figura 4.20. <i>Constelação, diagrama de olho, potência do canal, EVM_{RMS} e SNR para PBRA operando em 7,5 GHz com 6 Gbit/s no ar.</i> | 72 |
| Figura 4.21. <i>Constelação, diagrama de olho, potência do canal, EVM_{RMS} e SNR para CRoF operando em 28 GHz com 4 Gbit/s no ar.</i> | 73 |
| Figura 4.22. <i>Constelação, diagrama de olho, potência do canal, EVM_{RMS} e SNR para PBRA operando em 28 GHz com 4 Gbit/s no ar</i> | 73 |

Lista de Tabelas

Tabela 1. *Resumo dos trabalhos relacionados à amplificação de sinais de RF no domínio óptico . . 14*

Tabela 2. *Resumo do ganho de RF das arquiteturas do PBRA utilizando o primeiro produto FWM 46*

Tabela 3. *Resumo dos resultados das transmissões óptico-wireless do CRoF e do PBRA.73*

Lista de Símbolos

| | |
|---------------|---|
| E | Campo elétrico |
| φ | Fase da portadora óptica |
| ω | Frequência angular |
| $I(t)$ | Sinal elétrico de saída |
| R | Responsividade do fotodetector |
| P_{opt} | Amplitude da portadora óptica |
| RF_{out} | Sinal elétrico de saída |
| $E_{in}(t)$ | Campo elétrico de entrada |
| $E_{out}(t)$ | Campo elétrico de saída |
| V_m | Amplitude do sinal de RF |
| ω_{RF} | Frequência angular do sinal de RF |
| V_{bias} | Tensão de polarização do modulador |
| V_π | Tensão de meia onda do modulador |
| A_{eff} | Área efetiva da seção transversal da fibra óptica |
| D_{Modo} | Diâmetro modal da fibra óptica |
| $D_{Núcleo}$ | Diâmetro do núcleo da fibra óptica |
| $P(r)$ | Distribuição de potência na fibra óptica |
| n' | Índice de refração da fibra óptica |
| n_2 | Índice de não-linearidade |
| n_0 | Índice de refração do material |
| $A(t, z)$ | Amplitude complexa do campo óptico |
| A | Amplitude do campo óptico |
| α | Atenuação da fibra óptica |
| β_2 | Dispersão de atraso de grupo |
| γ | Coefficiente de não-linearidade da fibra óptica |
| $\chi^{(3)}$ | Suscetibilidade não-linear de terceira ordem |
| λ_0 | Comprimento de onda de dispersão nula |
| L | Comprimento da fibra óptica |
| β | Constante de propagação |
| $\Delta\beta$ | Casamento de fase |

| | |
|------------------|---|
| β_2 | Parâmetro de dispersão de velocidade de grupo |
| Ω | Espaçamento entre canais |
| f_0 | Frequência original da portadora óptica |
| V | Velocidade da onda acústica |
| n_1 | Índice de refração do núcleo da fibra |
| C | Velocidade da luz no vácuo |
| g_B | Coefficiente de ganho Brillouin |
| L_{eff} | Comprimento efetivo |
| M | Número de antenas por setor (MIMO) |
| N | Números de bits por amostra |
| $2(IQ)$ | Fator de multiplicação correspondente ao sinais I/Q |
| S_r | Taxa de amostragem |
| C_w | Fator de controle |
| C | Fator de codificação |

Lista de Abreviaturas e Siglas

| | |
|--------|---|
| 1G | Sistema de telefonia móvel de primeira geração |
| 2G | Sistema de telefonia móvel de segunda geração |
| 3G | Sistema de telefonia móvel de terceira geração |
| 3GPP | <i>3rd generation partnership project</i> |
| 4G | Sistema de telefonia móvel de quarta geração |
| 5G | Sistema de telefonia móvel de quinta geração |
| ARoF | <i>Analog radio over fiber</i> |
| AIoF | <i>Analog intermediate frequency over fiber</i> |
| BBoF | <i>Baseband over fiber</i> |
| BER | <i>Bit error rate</i> |
| BERT | <i>Bit error rate tester</i> |
| BBU | <i>Baseband unit</i> |
| BSC | <i>Base station controller</i> |
| BTS | <i>Base transceiver station</i> |
| BW | <i>Bandwidth</i> |
| CA | <i>Carrier aggregation</i> |
| CAP | <i>Carrier less amplitude phase modulation</i> |
| CoMP | <i>Coordinated multipoint</i> |
| CW | <i>Continuous wave</i> |
| CPRI | <i>Common public radio interface</i> |
| C-RAN | <i>Centralized-radio access network</i> |
| CU | <i>Centralized unit</i> |
| D-RoF | <i>Digital radio over fiber</i> |
| D-RAN | <i>Distributed-radio access network</i> |
| DSF | <i>Dispersion shifted fiber</i> |
| DU | <i>Digital unit</i> |
| DU | <i>Distributed unit</i> |
| EDFA | <i>Erbium-doped fiber amplifier</i> |
| EDGE | <i>Enhanced data rates for GSM evolution</i> |
| eMBB | <i>Enhanced mobile broadband</i> |
| EML | <i>Electroabsorption-modulated laser</i> |
| EPC | <i>Evolved packet core</i> |
| ESA | <i>Electrical spectrum analyzer</i> |
| EU 7FP | <i>Seventh framework programme of the European commission</i> |
| EVM | <i>Error vector magnitude</i> |
| FDMA | <i>Frequency division multiple access</i> |
| FMC | <i>Fixed mobile convergence</i> |
| FOPA | <i>Fiber optic parametric amplifier</i> |
| FWM | <i>Four-wave mixing</i> |

| | |
|--------|--|
| GFDM | <i>Generalized frequency division multiplexing</i> |
| GSM | <i>Global system for mobile communications</i> |
| GVD | <i>Group-velocity dispersion</i> |
| HFR | <i>Hybrid fiber-radio</i> |
| HNLF | <i>Highly nonlinear fiber</i> |
| HSPA | <i>High-speed packet access</i> |
| IFoF | <i>Intermediate frequency-over-fiber</i> |
| IMD3 | <i>Third-order distortions</i> |
| Inatel | <i>Instituto Nacional de Telecomunicações</i> |
| IoT | <i>Internet of Things</i> |
| LD | <i>Laser diode</i> |
| LNA | <i>Low noise amplifier</i> |
| LTE | <i>Long term evolution</i> |
| MAC | <i>Media access control</i> |
| MATP | <i>Maximum transmission point</i> |
| MI | <i>Modulation instability</i> |
| MIMO | <i>Multiple input multiple output</i> |
| MITP | <i>Minimum transmission point</i> |
| mMTC | <i>Massive machine type communication</i> |
| MSCS | <i>Mobile switching center server</i> |
| MWP | <i>Microwave photonics</i> |
| MZM | <i>Electrooptic Mach–Zehnder modulator</i> |
| NB-IoT | <i>Narrowband Internet of things</i> |
| NGMN | <i>Next generation mobile networks</i> |
| NFV | <i>Network functions virtualization</i> |
| NRZ | <i>Non-return-to-zero</i> |
| OBSAI | <i>Open base station architecture initiative</i> |
| OC | <i>Optical coupler</i> |
| OFDM | <i>Orthogonal frequency division multiplexing</i> |
| OIL | <i>Optical injection locking</i> |
| OPLL | <i>Optical phase lock loop</i> |
| OPM | <i>Optical power monitor</i> |
| ORI | <i>Open radio equipment interface</i> |
| OSA | <i>Optical spectrum analyzer</i> |
| OTPBF | <i>Optical tunable passband filter</i> |
| PA | <i>Power amplifier</i> |
| PBA | <i>Photonics-assisted baseband amplification</i> |
| PBRA | <i>Photonics-based RF amplifier</i> |
| PBRC | <i>Photonic-based RF converter</i> |
| PBRF | <i>Photonic-based RF front end</i> |
| PC | <i>Polarization controller</i> |
| P-CRAN | <i>Progress on C-RAN centralization and cloudification</i> |

| | |
|---------|--|
| PD | <i>Photodetector</i> |
| QAM | <i>Quadrature amplitude modulation</i> |
| QP | <i>Quadrature point</i> |
| QPSK | <i>Quadrature phase shift keying</i> |
| RAN | <i>Radio access network</i> |
| RIN | <i>Relative intensity noise</i> |
| RF | <i>Radiofrequency</i> |
| RNC | <i>Radio network controller</i> |
| RoF | <i>Radio over fiber</i> |
| RRC | <i>Radio resource control</i> |
| RRH | <i>Remote radio head</i> |
| RU | <i>Radio unit</i> |
| SBS | <i>Stimulated Brillouin scattering</i> |
| SDN | <i>Software defined networking</i> |
| SFDR | <i>Spurious free dynamic range</i> |
| SFP | <i>Small form factor pluggable</i> |
| SISO | <i>Single input single output</i> |
| SMF | <i>Single mode fiber</i> |
| SMS | <i>Short message service</i> |
| SNR | <i>Signal-to-noise ratio</i> |
| SPM | <i>Self-phase modulation</i> |
| SQW | <i>Step quantum wells</i> |
| SRS | <i>Stimulated Raman scattering</i> |
| TDMA | <i>Time division multiple access</i> |
| UF-OFDM | <i>Universally filtered orthogonal frequency division multiplexing</i> |
| UMTS | <i>Universal mobile telecommunication system</i> |
| URLL | <i>Ultra-reliable low latency</i> |
| VOA | <i>Variable optical attenuator</i> |
| XPM | <i>Cross-phase modulation</i> |
| W-CDMA | <i>Wideband code division multiple access</i> |
| WDM | <i>Wavelength division multiplexing</i> |
| WOCA | <i>Wireless and optical convergent access</i> |
| WRAN | <i>Wireless rural area network</i> |

Lista de Publicações

- [1] **E. S. Lima**; R. M. Borges; L. A. M. Pereira; H. R. D. Filgueiras and Arismar Cerqueira S. Jr., “Multiband fiber-wireless Xhaul based on photonics-assisted RF amplification technique”, submetido ao Periódico Optics Express, 2019.
- [2] **E. S. Lima**; L. A. M. Pereira; R. M. Borges; Arismar Cerqueira S. Jr., “Photonics-Assisted Baseband-over-Fiber Links”, IMOC 2019 - *IEEE International Microwave and Optoelectronics Conference*, 2019.
- [3] **E. S. Lima**; L. A. M. Pereira; R. M. Borges; Arismar Cerqueira S. Jr., “Impacto do Efeito Brillouin em Sistemas Óptico-Wireless com Amplificação de RF no Domínio Fotônico”, SBrT 2019 - Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2019.
- [4] M. S. C. Borsato; R. M. Borges; **E. S. Lima**; I. F. da Costa; Arismar Cerqueira S. Jr., “Sistema Híbrido Fibra/Rádio Baseado em GPON para Redes 5G”, MOMAG 2018 - 18º SBMO Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 13º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Anais do MOMAG, 2018.
- [5] L. D. Bernardes; H. R. D. Filgueiras; **E. S. Lima**; Arismar Cerqueira S. Jr., “Reforçador de RF Baseado em um Arranjo de Antenas Monopolo com Refletores para Drones”, MOMAG 2018 - 18º SBMO Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e o 13º CBMag Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2018. Anais do MOMAG, 2108.

Resumo

Este trabalho tem por objetivo o conceito e a implementação de um *fronthaul móvel* com amplificação de RF no domínio óptico, visando as redes móveis de quinta geração (5G). O *fronthaul* baseia-se na aplicação de um amplificador de RF baseado em fotônica (PBRA), o qual faz uso do efeito óptico não-linear de mistura de quatro ondas para prover ganho de RF. Propõe-se novas arquiteturas de amplificação que permitem minimizar o efeito óptico não-linear Brillouin, com isso aumentar a eficiência energética, maximizar o desempenho e minimizar o custo do PBRA. Destacam-se a eliminação do amplificador óptico da montagem do PBRA, amplificação de sinais banda base e ganho de RF de 26 dB na faixa de 300 kHz a 50 GHz, com a finalidade de ilustrar a aplicabilidade para todas as gerações de redes celulares. Demonstra-se experimentalmente um *fronthaul* móvel de 27 Gbit/s, operando simultaneamente nas bandas de 7,5 e 28 GHz, e um sistema óptico-*wireless* com vazão de 10 Gbit/s.

Palavras-chave: 5G, *fotônica de micro-ondas*, *fronthauls*, *ótica não-linear e sistemas sem fio*.

Abstract

This work reports the concept and implementation of a mobile fronthaul with photonics-assisted RF amplification, aiming the fifth generation of mobile networks (5G). The fronthaul takes advantage of using a photonics-based RF amplifier (PBRA), which provides RF gain using four-wave mixing optical nonlinear effect. New amplification architectures are proposed for minimizing the Brillouin optical nonlinear effect, enabling to enhance the PBRA energetic efficiency, maximize its performance and minimize its cost. It points out the optical amplifier elimination from the PBRA setup, baseband signal amplification and RF gain up to 26 dB from 300 kHz to 50 GHz, with the purpose of illustrating the applicability for all mobile network generations. Experimental results demonstrate a 27 Gbit/s mobile fronthaul, operating simultaneously in the 7.5 and 28 GHz bands, and fiber-wireless system with 10 Gbits/s throughput.

Keywords: 5G, fronthauls, microwave photonics, nonlinear optics and wireless system.

Capítulo 1

1. Introdução

As comunicações móveis têm evoluído o modo como as pessoas acessam e compartilham informações na rede. Nos primórdios, a digitalização dos sistemas celulares propiciou a popularização da Internet e o surgimento de aplicações e serviços em rede, possibilitando que usuários sejam consumidores e produtores de informação. Atualmente, tem-se uma crescente demanda por serviços móveis, além do surgimento de novas aplicações, tais como Internet das coisas (*Internet of things* – IoT), conexões massivas de dispositivos, maior cobertura e redes confiáveis de baixa latência. Tais necessidades impulsionaram o desenvolvimento da 5ª geração de comunicações móveis (5G), conseqüentemente, as arquiteturas das redes de acesso (*radio access network* - RAN) necessitam de uma evolução para atender os novos requisitos. O presente Capítulo reporta a evolução das tecnologias de comunicações móveis do 1G até o 4G, salientando características relevantes, assim como, a evolução das redes RAN. Apresenta-se a perspectiva de evolução e a demanda por serviços móveis com o surgimento do 5G. Neste contexto, a fotônica de micro-ondas é tratada como potencial para satisfazer tais requisitos. Ainda no Capítulo 1, apresentou-se uma revisão bibliográfica, conteúdo aplicações provenientes de *fronthauls* e uma revisão sobre a técnica de amplificação de sinais de RF no domínio óptico.

1.1 Contextualização e motivação

Os sistemas de comunicações móveis passaram por evoluções significativas ao longo dos anos, com o surgimento de uma nova geração a cada década. A primeira geração de comunicações móveis (1G) surgiu em 1979 no Japão. O 1G baseava-se em modulações analógicas, que utilizavam a técnica de múltiplo acesso por divisão de frequência (*frequency division multiple access* – FDMA). Tal técnica, associa cada

frequência a um usuário, o que permite um número limitado de conexões simultâneas, além de ser incompatível com outros sistemas de comunicações [1-2]. A segunda geração de comunicações móveis (2G) surgiu na década de 90. Vários sistemas foram propostos para o 2G, no entanto, o sistema global para comunicações móveis (*global system for mobile communications* – GSM) foi implantado na Europa e posteriormente no Brasil.

O 2G na maioria das vezes utiliza a técnica FDMA combinada com a técnica de múltiplo acesso por divisão no tempo (*time division multiple access* - TDMA), na qual as taxas de dados iniciais alcançavam até 22,8 kbit/s. O GSM introduziu serviços de voz e de mensagens curtas (*short message service* – SMS). A Figura 1.1 ilustra uma arquitetura GSM simplificada, na qual a estação rádio base (*base transceiver station* – BTS) é responsável por realizar todo o processamento dos sinais. As BTSs são coordenadas por um controlador de estação rádio base (*base station controller* – BSC), responsável pelas operações de *handover*, controle de potência, além de agregar o tráfego de dados. As BSCs são interligadas por um servidor central de comutação móvel (*mobile switching centre server* – MSC Server), localizado no núcleo da rede.

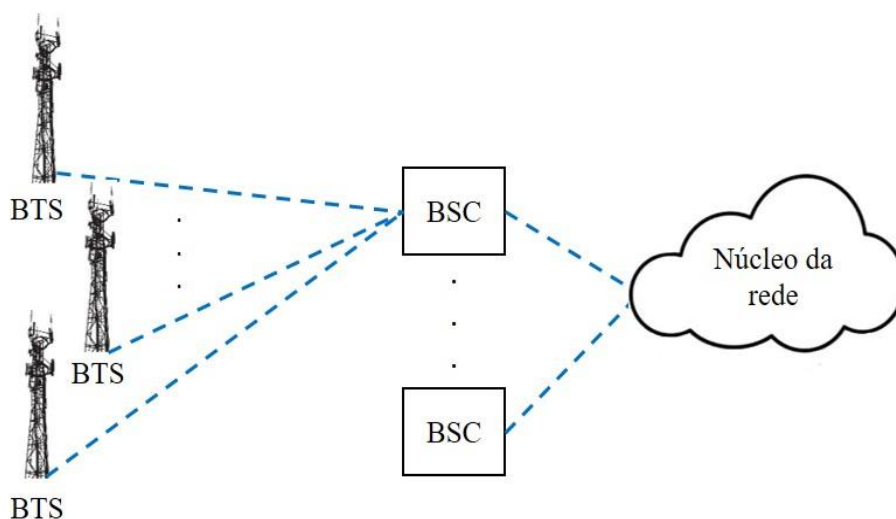


Figura 1.1- Arquitetura simplificada de uma rede 2G.

Uma melhoria no método de acesso do GSM permitiu o surgimento do EDGE (*enhanced data rates for GSM evolution*), resultando em taxas de 240 kbit/s. No entanto, tal taxa de dados passou a ser insatisfatória para os usuários no final dos anos 90, razão que estimulou o desenvolvimento das redes de terceira geração (3G) [3].

O 3G é o resultado da padronização das indústrias de telecomunicações, com o objetivo de permitir *roaming* entre países e diminuir os custos de equipamentos de rede e de telefones celulares. Tal padronização implicou na formação do 3GPP (3rd generation partnership project), que estabeleceu o padrão UMTS (*universal mobile telecommunication system*). A técnica mais utilizada nessa geração é o W-CDMA (*wideband code division multiple access*), na qual, cada chamada é associada a um código conhecido pela BTS e pelo terminal móvel. Desta forma, torna-se possível distinguir chamadas em uma mesma portadora [3]. A arquitetura simplificada de uma rede 3G UMTS é apresentada na Figura 1.2. Nesta geração, as BTSs são chamadas de NodeB e são coordenadas pela RNC (*radio network controller*). As RNCs são interligadas pelo núcleo da rede e uma conexão direta entre RNCs permite o gerenciamento de *handovers*. Aumento na taxa de transmissão em paralelo com a diminuição da latência foram alcançados com o HSPA (*high-speed packet access* – HSPA) e posteriormente com HSPA+. Deste modo, introduziu-se a utilização da modulação de amplitude em quadratura (*quadrature amplitude modulation* - QAM), com 6 bits por símbolos (64 QAM) no *downlink* e com 4 bits por símbolos (16 QAM) para *uplink*, além da técnica de transmissão MIMO (*multiple input multiple output*). Tais melhorias permitiram que o HSPA+ alcançasse taxas de 42 Mbit/s no *downlink* e 11,5 Mbit/s no *uplink* [4].

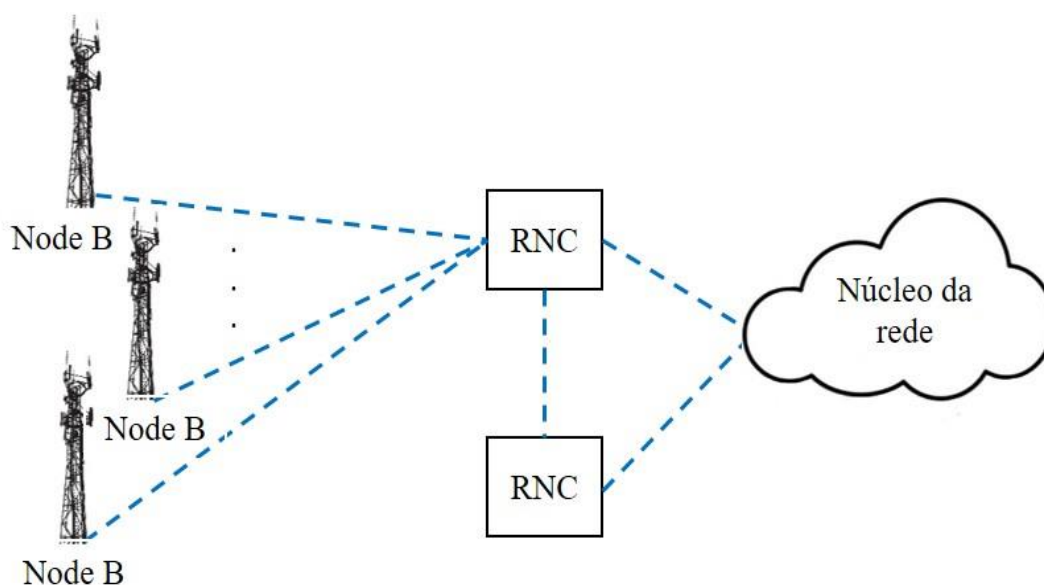


Figura 1.2 Arquitetura simplificada de uma rede 3G.

O desempenho do 3G permitiu que novos serviços de vídeo, TV e aplicativos emergissem, além de estimular o crescimento no número de terminais móveis. Esse rápido aumento do número de dispositivos, aliado ao crescente tráfego de dados na rede, impulsionou o surgimento de uma nova geração com maior capacidade e menor latência, a quarta geração de redes móveis (4G) [1][5].

Em 2004, o 3GPP propôs uma evolução de longo prazo do UMTS, daí o nome LTE (*long term evolution*). A técnica de modulação utilizada no LTE é a multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*orthogonal frequency division multiplexing* – OFDM), a qual permitiu uma melhor utilização do espectro com largura de faixa (*bandwidth* - BW) de até 20 MHz e acrescentou robustez às interferências causadas pelo canal. Na Figura 1.3 está uma arquitetura LTE simplificada. Nota-se a remoção dos controladores de rádio, desta forma, as estações rádio base, chamadas de eNodeB, são conectadas diretamente ao núcleo da rede (*evolved packet core* - EPC), por meio do *backhaul*. As funções de controle e processamento estão integradas na eNodeB. Adicionalmente, uma interface entre as eNodeBs permite a cooperação sem a necessidade de comunicação com a rede [5].

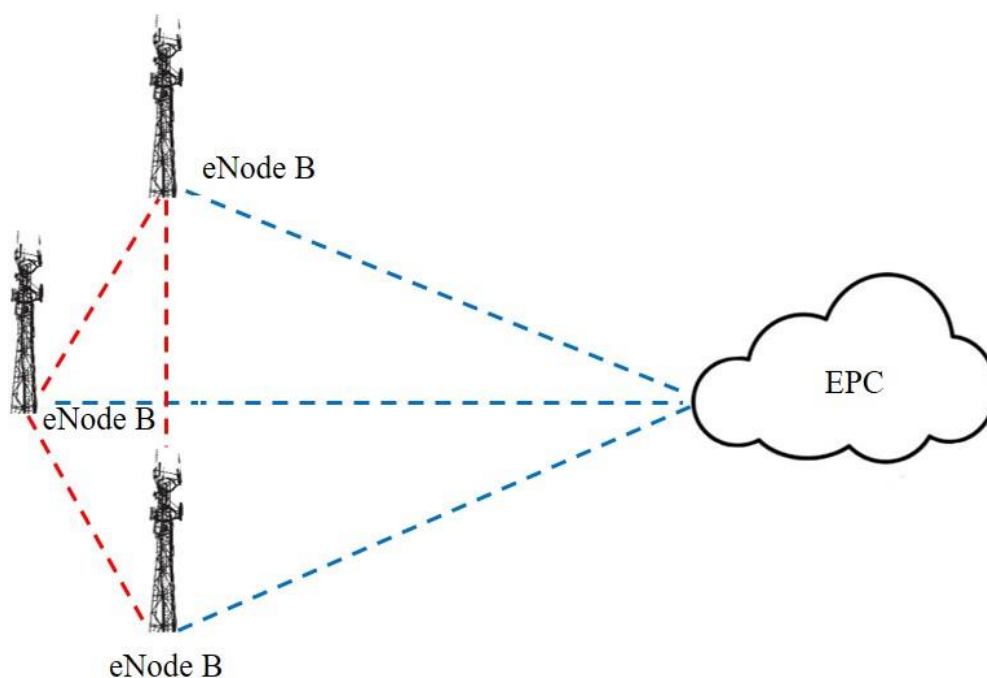


Figura 1.3 Arquitetura simplificada de uma rede 4G.

A primeira versão do LTE propiciou uma taxa teórica de 100 Mbit/s no *downlink* e 50 Mbit/s para *uplink*, utilizando a configuração SISO (*single input single output*). Com a versão *LTE-advanced* (LTE-A), tornou-se possível a agregação de portadoras (*carrier aggregation* – CA), permitindo a transmissão de múltiplas portadoras simultaneamente. O conceito de CoMP (*coordinated multiPoint*) possibilitou uma coordenação dinâmica sobre as eNodeBs, com o intuito de melhorar a qualidade de cobertura. O LTE-A proporcionou um *throughput* teórico de 1 Gbit/s para *downlink* e 500 Mbit/s no *uplink* [6].

A princípio, a eNodeB é tratada como uma única unidade física, posteriormente dividiu-se em duas caixas físicas. A primeira é dedicada ao processamento digital de rádio, denominada unidade digital (*digital unit* – DU) ou unidade banda base (*baseband unit* – BBU). A segunda nomeada unidade de rádio (*radio unit* – RU) ou cabeça de rádio remota (*remote radio head* – RRH) é responsável pelo processamento de radiofrequência (*radiofrequency* – RF). Tal divisão de recursos permitiu uma evolução na arquitetura distribuída (Figura 1.3) para uma arquitetura centralizada.

Atualmente, tem-se uma crescente demanda por serviços móveis, além do surgimento de novas aplicações, tais como Internet das coisas (*Internet of things* – IoT), conexões massivas de dispositivos, maior cobertura e redes confiáveis de baixa latência. Tais demandas saturam a capacidade das redes móveis atuais. A Figura 1.4 ilustra o crescimento do consumo de dados móveis de 12 Exabytes em 2017 para 77 Exabytes em 2022 [7]. Tais necessidades impulsionaram o desenvolvimento da 5ª geração de comunicações móveis (5G), conseqüentemente, as arquiteturas das redes de acesso (*radio access network* - RAN) necessitam de uma evolução para atender os novos requisitos [8][9].

O padrão 5G surgiu para atender pelo menos três principais cenários: URLL (*ultra-reliable low latency*), visa atender aplicações de Internet tátil, Indústria 4.0, cirurgias remotas e carros autônomos; eMBB (*enhanced mobile broadband*) com conexões de Gbit/s por usuário, realidade virtual e aplicações de comunicação em tempo real, tais como vídeo-chamadas e *streaming* de vídeo; mMTC (*massive machine type communication*), a qual concentra-se em oferecer uma rede que suporte um grande número de conexões simultâneas provenientes do NB-IoT (*narrowband Internet of*

things) [10][11]. A Figura 1.5 ilustra os três principais pilares das redes 5G; além destes principais cenários, o 5G também visa oferecer maior área de cobertura. Neste contexto, o WRAN (*wireless rural area network*) tem por objetivo aumentar a cobertura da rede, alcançando áreas rurais ou remotas, além de aplicações em fazendas inteligentes, controle ambiental e conexão à Internet.

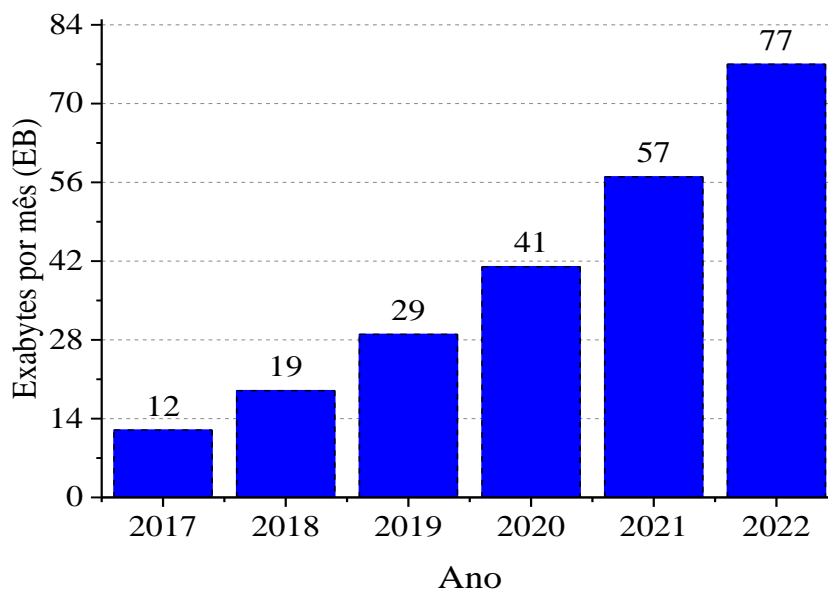


Figura 1.4- Previsão de crescimento do tráfego de dados móveis até 2022 [Modificado [7]].

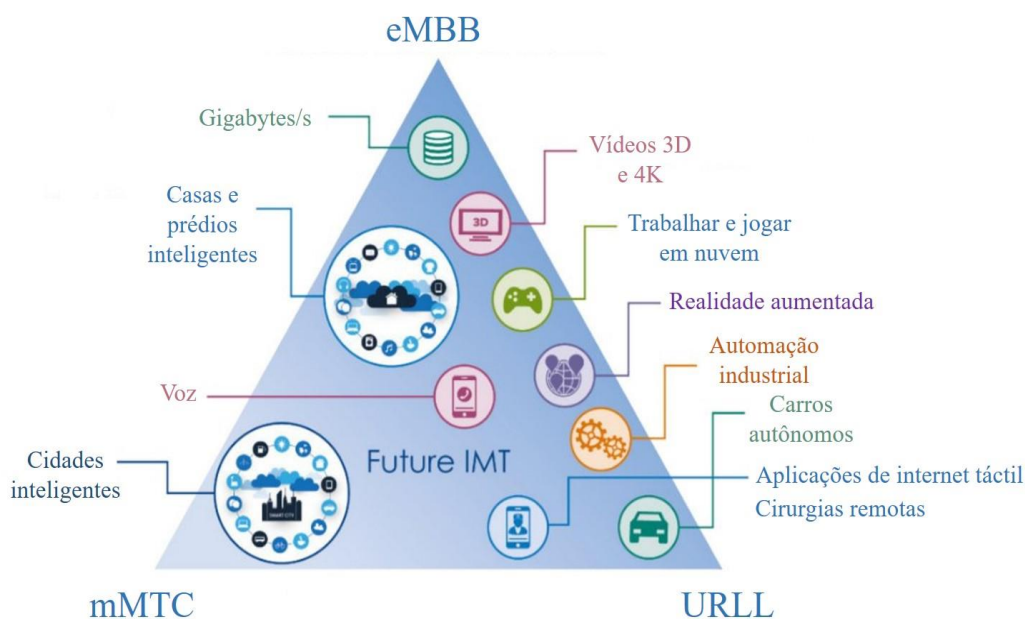


Figura 1.5- Os três principais pilares de uma rede 5G [Modificado de [12]].

As redes de acesso representam um ponto crítico para atender a pluralidade de aplicações das redes 5G, tornando-se necessário à utilização de fibras ópticas e técnicas eficientes de transporte de sinais de RF no domínio óptico. Neste contexto, a fotônica de micro-ondas (*microwave photonics* - MWP) tem sido reconhecida como uma “solução chave”, que combina as vantagens das comunicações ópticas e móveis em um único sistema [13][14]. A MWP pode ser utilizada para geração, processamento, distribuição e amplificação de sinais de RF em enlaces rádio sobre fibra (*radio over fiber* - RoF). Viabiliza-se assim, superar as limitações de *hardware* impostas pela resposta em frequência dos componentes eletrônicos. Mais especificamente, a tecnologia RoF aplicada a sistemas de comunicação óptico-*wireless* compreende uma solução atrativa para transportar sinais de RF em diferentes faixas de frequência, incluindo ondas milimétricas, com o benefício de impor uma atenuação fixa de aproximadamente 0,2 dB/km independente da banda de operação [15-18].

A evolução da arquitetura D-RAN para C-RAN introduziu o conceito de um novo segmento de rede de acesso chamado *fronthaul*, usufruindo da transmissão de sinais de RF utilizando fibras ópticas. Este segmento é oriundo da separação de parte de processamento do sinal de RF da BTS, visando a centralização da arquitetura RAN. O *fronthaul* compreende a conexão da DU ou BBU com a RRU ou RRH. Emprega-se nesta conexão, a tecnologia rádio sobre fibra digital (*digital radio over fiber* – D-RoF). Com isso, a BBU é responsável por todo processamento banda base, controle dos recursos de rádio (*radio resource control* - RRC), controle de acesso à mídia (*media access control* - MAC), codificação de canal e escolha do tipo de modulação. A RRU é responsável pelo processamento de sinais na BTS, tais como filtragem de frequência, amplificação e transmissão dos sinais de RF [8][9][19].

Na arquitetura 2G e parcialmente na 3G, as RRU's utilizavam cabos coaxiais de grande espessura para transportar o sinal até a antena e um bloco de amplificação de RF antes da irradiação pela antena [20]. A Figura 1.6 (a) ilustra a alimentação da estação rádio base, por meio de cabos coaxiais. Ao longo das gerações, a evolução no processamento de sinais permitiu um arranjo dos blocos da BTS, na qual a comunicação com as redes de acesso passou a ser feita por meio de um *backhaul*. Nesta arquitetura denominada D-RAN (*distributed - radio access network*), a

transmissão até o topo da BTS passou a ser feita por fibra óptica, utilizando interface de rádio de protocolo comum (*common public radio interface* - CPRI). Desta forma, fez-se necessário a substituição da RRU na base da estação rádio base para a utilização de uma cabeça de rádio remota no topo, conforme apresentado na Figura 1.6 (b).

O desafio das operadoras de redes móveis é encontrar uma maneira de aumentar a capacidade de maneira econômica e escalável. Além de permitir uma futura expansão, garantindo uma redução do investimento em bens de capital (*capital expenditure* – CAPEX), assim como a redução do capital investido em melhoria de bens físicos (*operational expenditure* – OPEX). A evolução das redes D-RAN para uma rede de acesso de rádio centralizada (*centralized-radio access network* - C-RAN) muda o conceito utilizado na BTS, o qual centraliza múltiplas BBUs, antes localizadas próximas ao site da BTS. Nesta nova arquitetura, as BBUs centralizadas distribuem os enlaces ópticos, com comprimento máximo de 20 km, até o topo da BTS para as RRHs, utilizando o conceito de *fronthaul*. A arquitetura C-RAN separa as funções de rádio e conecta várias BBUs em um escritório central chamado de hotel de BBUs. Assim, o sinal de RF é transmitido até a estação rádio base por meio do *fronthaul*, utilizando tipicamente uma fibra monomodo (*single mode fiber* - SMF). O processamento realizado pela RRH é converter o sinal óptico em elétrico, o qual posteriormente é filtrado, amplificado e lançado até a antena para ser irradiado [21][22].

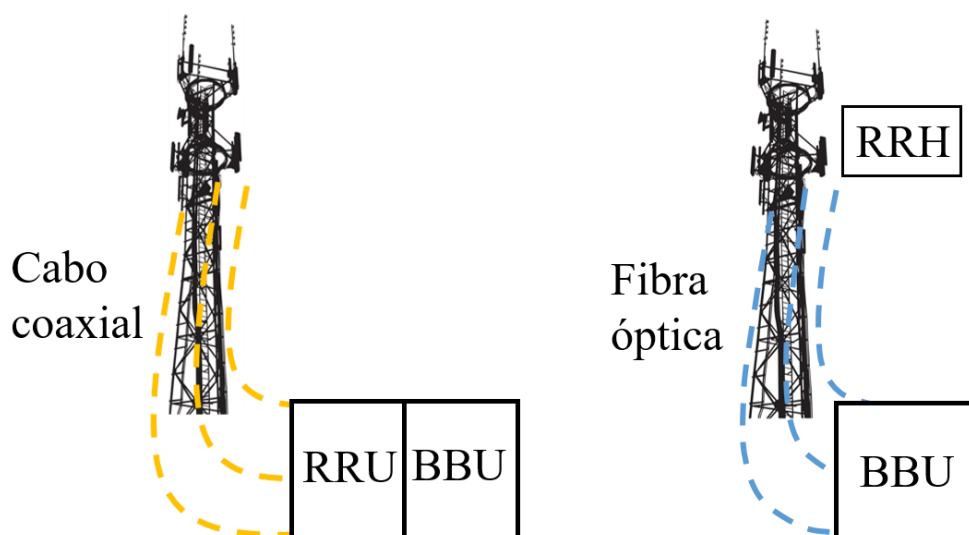


Figura 1.6- Evolução da arquitetura RAN: (a) RBS utilizada nas redes 2G e parcialmente nas redes 3G; (b) Arquitetura D-RAN.

A arquitetura C-RAN permite uma manutenção mais eficiente, visto que várias BBUs podem ser atendidas por um único técnico, reduzindo significativamente o tempo médio de reparo, além de eliminar recursos na célula, tais como roteadores, gastos de aluguel e energia. A C-RAN também melhora a eficiência espectral, permitindo a agregação de vários sites na banda disponível, ao centralizar as BBUs e usar um roteador de maior capacidade ao invés de um roteador em cada RBS. A arquitetura C-RAN impulsionou a implementação e o dimensionamento das redes, resultando em um menor tempo de comercialização, além de posicionar as BBUs para aplicações de virtualização das funções de rede (NFV - *network functions virtualization*) e redes definidas por *software* (SDN – *software defined networking*).

Existem três maneiras diferentes de classificar a centralização das BBUs, as quais são definidas em função da interação entre as RRHs e as BBUs, como mostra a Figura 1.7. A primeira classificação é denominada “piscina” (*pool*) de BBUs, na qual várias BBUs compartilham os recursos e servem a vários RRHs. A segunda classificação é hotel de BBUs, na qual cada BBU é individualmente conectada à RRH, e finalmente BBUs são virtualizadas e processadas utilizando serviços de computação em nuvem [23][24].

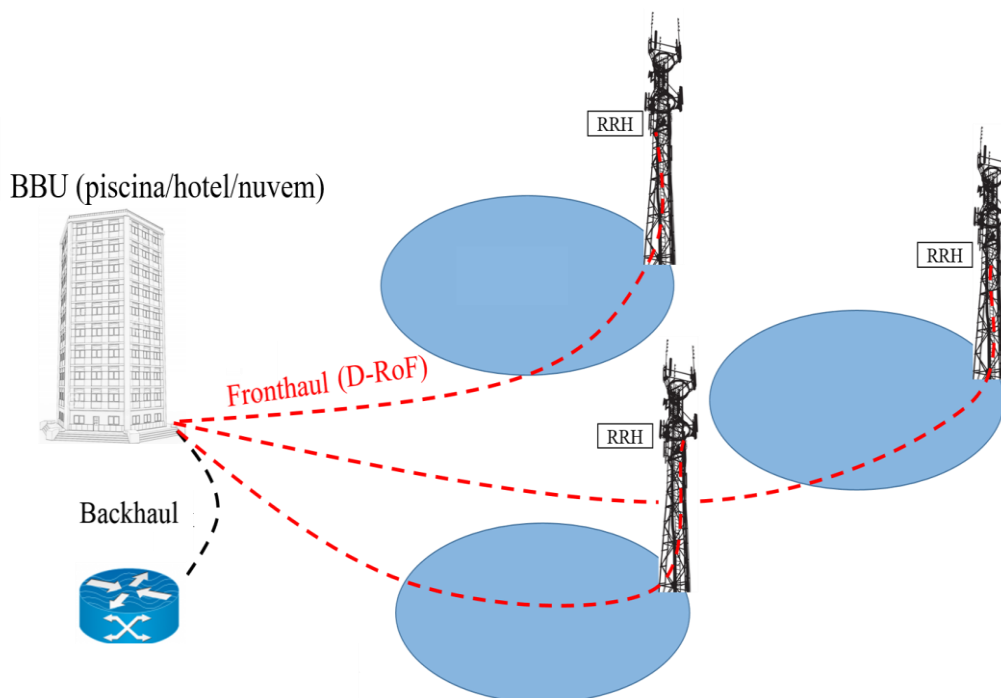


Figura 1.7- Arquitetura RAN centralizada (C-RAN).

1.2 Revisão Bibliográfica

O Instituto de pesquisa de comunicações móveis da China propôs em 2009 a primeira arquitetura C-RAN para uma rede de acesso de rádio centralizada, colaborativa e em nuvem [21]. Simultaneamente vários projetos de arquiteturas C-RAN foram iniciados na NGMN (*next generation mobile networks*) e no EU 7FP (*seventh framework programme of the European commission*). Na sequência, um projeto chamado P-CRAN (*progress on C-RAN centralization and cloudification*) foi fundado em 2010 pela NGMN [25]. Neste cenário, Lin Cheng *et al.* [26] propuseram transmissões multiponto coordenadas, baseadas em RoF em ondas milimétricas. Resultados experimentais comprovaram uma melhoria de 2,5 dB na penalidade de potência, em função da taxa de erro de bit (*bit error rate* - BER), utilizando *fronthaul* com amplificação no domínio fotônico. Adicionalmente, Nicola Carapellese *et al.* [27] apresentaram três diferentes arquiteturas (Bypass, Opaque e No-Hotel) para convergência entre rede fixa e móvel (*fixed mobile convergence* - FMC) em redes de multiplexação por divisão do comprimento de onda (*wavelength division multiplexing* - WDM), visando um posicionamento eficiente das BBUs. Os resultados simulados relataram redução de 60 a 65 % no consumo de energia para ambientes urbano-denso e urbano, além de uma redução de 40 % no consumo para área rural. Propôs-se em [28] a utilização de um *fronthaul* móvel de 25,2923 Gbit/s utilizando CPRI dos sistemas LTE-A, com laser modulado por eletro absorção (*electroabsorption-modulated laser* - EML) e modulação por chaveamento *ON-OFF*.

A utilização de fibras ópticas nas redes de distribuição permite que múltiplos serviços sem fio possam coexistir em uma única SMF até a RRH. Amol Delmade *et al.* [29] demonstraram experimentalmente uma contenção espectral baseada em modulação direta contendo sinais LTE e formas de onda candidatas para o 5G no período, GFDM (*generalized frequency fivision multiplexing*) e UF-OFDM (*universally filtered orthogonal frequency division multiplexing*). Os sinais foram transmitidos em um *fronthaul* de 25 km utilizando a tecnologia AIFoF (*analog intermediate frequency signal over fiber*), de forma que 75 canais com banda de 20 MHz fossem alocados para o LTE e 10 canais com banda de 201 MHz para as

formas de onda do 5G. Os resultados relataram a coexistência de diferentes serviços sem fio com diferentes taxas de amostragem operando no mesmo *fronthaul* móvel.

Recentemente, Yahya Alfadhli *et al.* [30], demonstraram de forma experimental um *fronthaul* flexível e configurável utilizando A-RoF para diferentes aplicações 5G. A integração do A-RoF resultou em redução de latência superior a 15 % para suportar aplicações URLL. Minkyu Sung *et al.* [31] reportaram a transmissão simultânea dos sinais de sincronismo e de dados móveis em um *fronthaul* móvel 5G baseado em IFoF (*intermediate frequency-over-fiber*) em 28 GHz. A degradação da magnitude do vetor de erro (*error vector magnitude* – EVM) foi cerca de 0,6 %, permitindo alcançar taxas maiores que 1 Gbit/s. A demonstração das vantagens da arquitetura centralizada em relação à arquitetura descentralizada, resultou em uma patente para a RRH [32].

A RRH recebe as portadoras ópticas provenientes do *fronthaul* e realiza a conversão óptico-elétrico do sinal. Um filtro passa-faixa permite que apenas uma faixa de frequência prossiga. Em seguida, um amplificador de potência elétrica é utilizado para aumentar o nível do sinal de RF antes da irradiação. O processo de conversão elétrico-óptico no modulador e óptico-elétrico no fotodetector (*photodetector* – PD) podem causar ruídos que degradam o desempenho dos sistemas RoF. Tais ruídos impactam na diminuição da linearidade e da faixa dinâmica, podendo ser agravados de acordo com o tipo de modulação utilizada [33][34]. Adicionalmente, o aumento no nível do sinal de RF, que entra no modulador MZM (*electrooptic Mach-Zehnder modulator*), produz componentes de frequência indesejadas, fator que limita o nível de potência elétrica de entrada nos sistemas RoF [35].

Algumas abordagens demonstram maneiras de mitigar a não-linearidade em enlaces RoF. Jieyu Ning *et al.* propuseram um esquema que realiza simultaneamente a conversão do sinal para uma frequência menor (*downconversion*) e a recepção de múltiplos sinais de RF, além da linearização utilizando processamento digital nos sinais transmitidos e recebidos [36]. Shilei Jin *et al.* apresentaram um modulador de intensidade SQW (*step quantum wells*) com maior linearidade aplicando nanotecnologia [37]. Yon-Tae Moon *et al.* apresentaram um transmissor banda larga com alimentação óptica para uso em sistemas RoF de múltiplos serviços [38]. Os

resultados medidos destacam supressão de 21,3 dB nas distorções de terceira ordem (*third-order distortions* - IMD3), redução de 1,57 dB do ruído RIN (*relative intensity noise*) e melhoria de 7,11 dB na faixa dinâmica livre de espúrios (*spurious free dynamic range* - SFDR).

Efeitos não-lineares oriundos da transmissão de sinais por fibra óptica são tipicamente indesejados, por consequência, são evitados em sistemas de transmissão de dados [39]. Para tal, procura-se não ultrapassar os limiares de potência dos efeitos ópticos não-lineares. Entretanto, tais efeitos podem ser explorados a fim de proporcionar benefícios aos sistemas de comunicações. Particularmente, no efeito mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* - FWM) ocorre a transferência de fótons entre diferentes comprimentos de onda, respeitando as leis físicas de conservação de momento e conservação de energia [39][40]. Tal efeito pode ser utilizado para geração de múltiplos comprimentos de ondas [41], multiplicação ou conversão em frequência [42][43], amplificação paramétrica [44][45] e amplificação do sinal de RF em sistemas RoF [46]. No campo de amplificação de RF em sistemas RoF, fibras altamente não-lineares (*highly nonlinear fiber* – HNLF) e fibras com dispersão deslocada (*dispersion shifted fiber* - DSF) são empregadas para intensificar o efeito FWM [44-46]. Fibras HNLF apresentam alto coeficiente de não-linearidade, bem como comprimento de ondas de dispersão nula na janela de transmissão. Complementarmente, elevadas potências de bombeio são utilizadas para melhorar a eficiência na geração de produtos FWM.

No contexto de amplificação do sinal de RF em sistemas RoF, o ganho é definido como a diferença entre o nível do sinal elétrico fotodetectado, quando se utiliza um dos produtos FWM em comparação ao nível do sinal elétrico fotodetectado utilizando o sistema RoF. Em 2012, Wall e Foster investigaram o FWM degenerado para proporcionar amplificação de RF de 9 dB no domínio óptico para frequências até 14 GHz [46]. Paralelamente, o nosso grupo de pesquisa WOCA (*wireless and optical convergent access*) do Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel) propôs o conceito e relatou a implementação de um amplificador de RF baseado em tecnologia fotônica, conhecido como PBRA (*photronics-based RF amplifier*). Os resultados numéricos e experimentais demonstraram que o ganho de RF depende da eficiência do

FWM e aumenta em função da ordem do produto FWM selecionado. Experimentos realizados na faixa de 400 MHz a 20 GHz demonstraram ganho de RF de até 24,13 dB [47]. Na sequência, o PBRA foi implementado em um sistema óptico-wireless usando uma antena reconfigurável [48].

Em 2015, Natalia Cañas *et al.* propuseram a aplicação do PBRA em sistemas RoF com modulação CAP (*carrierless amplitude phase modulation*) [49]. Os resultados reportaram melhoria de desempenho para CAP-8 e CAP-32, além de ganho de 26 dB para a faixa de frequência de 4 a 19 GHz. Dando continuidade aos trabalhos do Grupo WOCA, em 2016, André Luiz Muniz *et al.* apresentaram um dispositivo denominado PBRF (*photonic-based RF front end*), composto por dois blocos: o PBRC (*photonic-based RF converter*) e o PBRA. O dispositivo PBRC provê multiplicação em frequência das portadoras de RF no domínio óptico [50][51]. O PBRF [52] utiliza um modulador MZM para realizar a técnica de multiplicação em frequência, juntamente com a aplicação do FWM para oferecer simultaneamente conversão e ganho de RF no domínio óptico. Demonstrou-se reconfigurabilidade em frequência até 38 GHz e ganho de RF sem inserir distorções. O desempenho digital foi avaliado para uma taxa de símbolos de 2 Gsimb/s, resultando em diagramas de olho adequados e EVM de 6,5 e 4,1 % para os esquemas de modulação QPSK (*quadrature phase shift keying*) e 16 QAM, respectivamente.

Em 2017, Diónisio Fama Noque *et al.* reportaram a caracterização do PBRA em função de algumas figuras de mérito [53]. Empregou-se diferentes tipos de moduladores MZM no PBRA e realizou-se uma caracterização térmica de -10 até 70 °C. Obteve-se ganho constante de 27 dB ao longo de uma ampla faixa de frequência, desde 300 kHz até 50 GHz. A região livre de espúrios foi utilizada para analisar a linearidade do PBRA, resultando em $SFDR = 66 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ em 6 GHz [53]. Por fim, o Grupo WOCA realizou o depósito da seguinte patente de invenção no INPI (Instituto Nacional de Propriedade Industrial) em 2014: “Sistema, Amplificador e Método de Amplificação em Faixa Larga de Sinais de RF baseados em Tecnologia Fotônica” (número de registro BR102014029486-4 e). A Tabela 1 apresenta um resumo dos trabalhos relacionados à amplificação de sinais de RF no domínio óptico, incluindo as contribuições desta Dissertação de Mestrado.

Tabela 1. Resumo dos trabalhos relacionados à amplificação de sinais de RF no domínio óptico.

| <i>Autor/ano</i> <i>Parâmetro</i> | <i>Walter et al.</i> <i>(2012)</i> | <i>Suzanne et al.</i> <i>(2014)</i> | <i>Natalia et al.</i> <i>(2015)</i> | <i>André et al.</i> <i>(2016)</i> | <i>Dionísio et al.</i> <i>(2017)</i> | <i>Eduardo Saia</i> <i>(2019)</i> |
|--------------------------------------|---------------------------------------|--|--|--------------------------------------|---|--------------------------------------|
| <i>Ganho de RF (dB)</i> | 13 | 24 | 26 | 16 | 27 | 27 |
| <i>Largura de Faixa (GHz)</i> | 14 | 20 | 19 | 40 | 50 | 50 |
| <i>Medida de SFDR</i> | Não | Não | Não | Não | Sim | Não |
| <i>Ruído de Fase</i> | Não | Não | Não | Sim | Sim | Sim |
| <i>Figura de Ruído</i> | Não | Não | Não | Não | Sim | Não |
| <i>Análise Digital</i> | Não | Não | Não | EVM | EVM | EVM e BER |
| <i>Novas Topologias</i> | Não | Não | Não | Não | Não | Sim |
| <i>Vazão Máxima</i> | Não | Não | Não | 12 Gbit/s | 150 Mbit/s | 27 Gbit/s |
| <i>Análise Térmica</i> | Não | Não | Não | Não | Sim | Não |

1.3 Contribuições

Apresentam-se como principais contribuições do presente trabalho:

1. Análise de desempenho digital em função da taxa de erro de bits.
2. Amplificação de sinais banda base a 10 Gbit/s no domínio óptico.
3. Análise de estabilidade do PBRA em função do tempo em uma rede óptica real de um provedor de Internet via fibra.
4. Investigação do impacto do efeito Brillouin no desempenho do PBRA.
5. Aumento da eficiência energética do PBRA.
6. Concepção e implementação de novas arquiteturas do PBRA, com destaque para a eliminação do amplificador óptico.
7. Conceito e implementação de *fronthaul* móvel de alta capacidade com amplificação de RF no domínio óptico.

8. Demonstração experimental de um *fronthaul* de 16 Gbit/s, operando simultaneamente nas bandas de 7,5 e 28 GHz e de um sistema óptico-*wireless* com vazão de 6 Gbit/s.

1.4 Estrutura da Dissertação

O presente trabalho é organizado em cinco Capítulos. O Capítulo 2 retrata os fundamentos teóricos sobre comunicações ópticas e fotônica de micro-ondas, indispensáveis para a compreensão da amplificação de RF no domínio óptico e do *fronthaul* móvel. O Capítulo 3 dedica-se à teoria e a caracterização do PBRA, além da apresentação de novas arquiteturas para aplicação em *fronthaul* móvel. O Capítulo 4 apresenta a implementação e as análises de desempenho digital do PBRA operando como *fronthaul*, com taxas de até 16 Gbit/s. Finalmente, as conclusões e trabalhos futuros são abordadas no Capítulo 5.

Capítulo 2

2. Fundamentos Teóricos

Este Capítulo tem por objetivo apresentar a fundamentação teórica das tecnologias de rede e dos principais efeitos e componentes ópticos, que são importantes para a compreensão do *fronthaul* móvel com amplificação de RF no domínio óptico. O Capítulo foi dividido nas seguintes seções: 2.1 Fotônica de Micro-ondas; 2.2 Geração Fotônica de Sinais de RF; 2.3 Modulador Mach-Zehnder (MZM); 2.4 Rádio sobre Fibra (RoF); 2.5 Efeitos Não-lineares; 2.6 Redes de Acesso (RAN).

2.1 Fotônica de Micro-ondas

A fotônica de micro-ondas (MWP) foi definida por Seeds e Williams como “O estudo de dispositivos fotônicos que são capazes de processar sinais de micro-ondas e a aplicação de componentes e técnicas fotônicas em sistemas de micro-ondas” [54]. Jianping Yao em [14], ressaltou-a como “Uma área interdisciplinar que estuda a interação de sinais de micro-ondas e sinais ópticos”. Inicialmente a ideia era utilizar as vantagens de tecnologias fotônicas para fornecer soluções ou realizar funções muito complexas de se realizar no domínio elétrico. Entretanto, a MWP proporcionou uma variedade de técnicas para melhorar o desempenho das redes e dos sistemas de comunicação. As principais vantagens da tecnologia fotônica sobre sistemas convencionais puramente elétricos, tais como cabos coaxiais ou guias de onda, incluem: tamanho reduzido; menor peso; atenuação baixa e constante independente da frequência de RF; imunidade à interferência eletromagnética e alta capacidade de transferência de dados.

As macro áreas da fotônica de micro-ondas são a geração, a transmissão, o processamento e a medição de sinais de RF no domínio óptico [13][55-57], conforme

descrito na Figura 2.1. Visto que as redes 5G irão operar em múltiplas bandas, incluindo a faixa de ondas milimétricas, a fotônica de micro-ondas poderá ser aplicada de maneira eficiente, não somente para a transmissão e distribuição dos sinais 5G, mas também para a geração, o processamento e a detecção dos mesmos no domínio óptico.

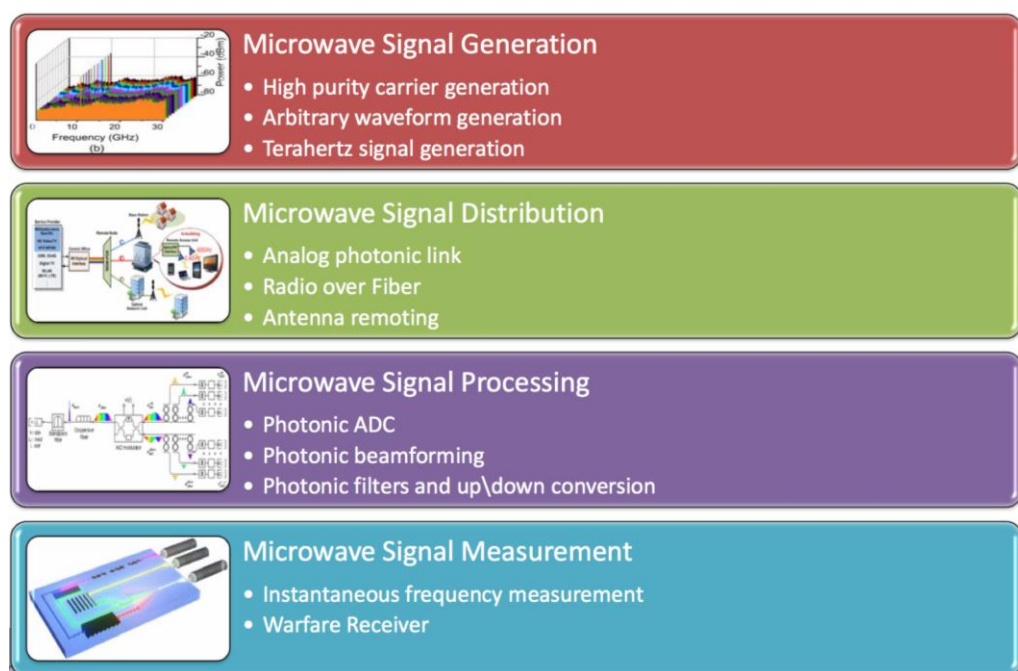


Figura 2.1. Macro áreas da fotônica de Micro-ondas [Cortesia de Dra. Antonella Bogoni].

2.2 Geração Fotônica de Sinais de RF

Convencionalmente, um sinal de RF é gerado utilizando circuitos eletrônicos com vários estágios de multiplicação até alcançar a frequência desejada. Fontes de micro-ondas ou de ondas milimétricas com baixo ruído de fase e reconfiguração em frequência podem ser aplicadas em radar, comunicações sem fio, radio definido por *software*, sensoriamento espectral, entre outras [58-60].

Uma técnica comum de geração de portadoras de RF no domínio óptico é baseada no método heteródino, como mostra a Figura 2.2. A técnica utiliza dois lasers sintonizados em comprimento de ondas diferentes para gerar um sinal de RF [61-63]. O sinal gerado é resultante do batimento das portadoras ópticas no processo de fotodetecção. Desta forma, a frequência da portadora gerada corresponde ao espaçamento entre as duas portadoras ópticas.

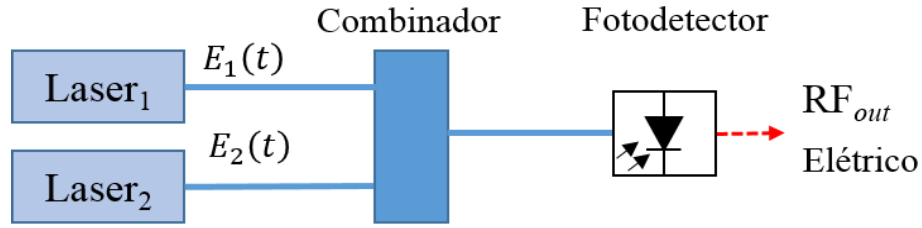


Figura 2.2. Diagrama do método heteródino para geração de sinais de RF.

Considerando-se duas portadoras ópticas em frequências diferentes, cujos campos elétricos no domínio óptico podem ser expressos por [64]

$$E_1(t) = E_{01} \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad (2.1)$$

$$E_2(t) = E_{02} \cos(\omega_2 t + \varphi_2), \quad (2.2)$$

onde E_{01} e E_{02} são as amplitudes dos sinais, φ_1 e φ_2 correspondem as fases dos respectivos lasers e ω_1 e ω_2 são as frequências angulares das portadoras ópticas. Considerando o fotodetector com uma banda limitada, o sinal elétrico de saída pode ser descrito como

$$I(t) = R|E(t)|^2 = R|E_1(t) + E_2(t)|^2 \\ = RP_1 + RP_2 + 2R\sqrt{P_1P_2}\cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)], \quad (2.3)$$

onde R é a responsividade do fotodetector e os termos P_1 e P_2 são as potências dos campos de cada portadora óptica. A amplitude do sinal elétrico pode ser descrita de maneira simplificada por

$$RF_{out} = P_{opt}\cos[(\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)], \quad (2.4)$$

logo, a frequência do sinal elétrico de saída é igual a diferença de frequência entre as portadoras ópticas, sendo tal técnica capaz de gerar sinais com frequências até a faixa de THz e o único fator limitante é a banda do fotodetector. No entanto, o batimento de duas portadoras ópticas descorrelacionadas gera um sinal de RF com um alto ruído de fase. A Figura 2.3 apresenta um sinal de RF na frequência de 50 GHz, obtido por meio do *software* comercial *Optisystem*, da empresa *Optiwave Systems Inc*. Utilizou-se dois lasers com largura de linha de 5 MHz e potência igual a 0 dBm e um acoplador com perda de inserção de 3 dB para combina-los antes do fotodetector conforme a Figura 2.2. Observa-se um alto ruído de fase, caracterizado como a relação da densidade de potência do ruído ao redor da frequência central da portadora.

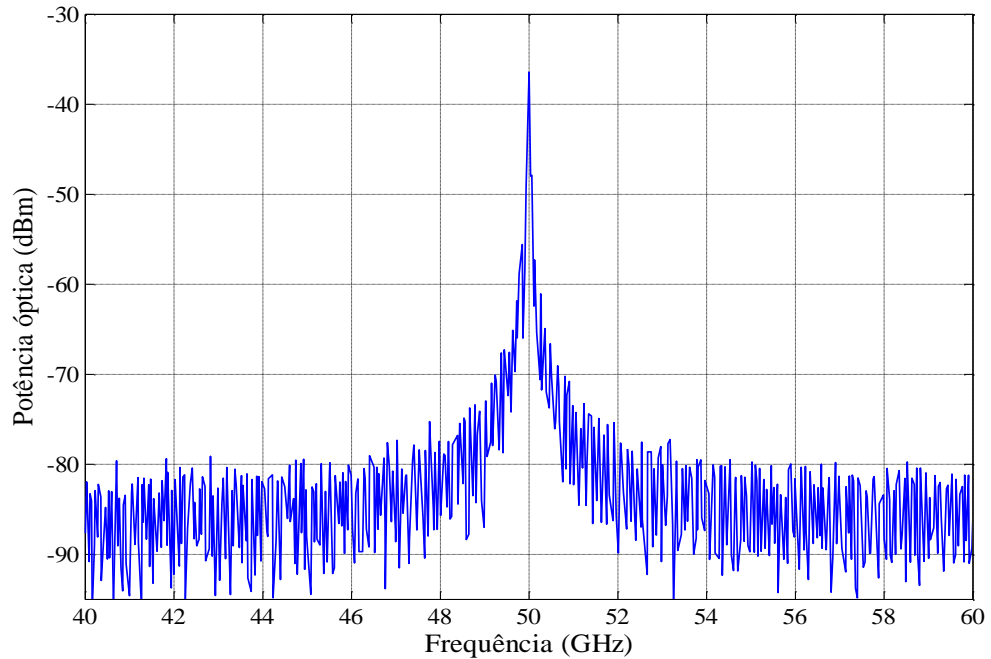


Figura 2.3. Sinal de RF em 50 GHz gerado pelo método heteródino.

Algumas técnicas que utilizam portadoras ópticas correlacionadas têm sido propostas na literatura para a geração de sinais de micro-ondas e ondas milimétricas com um baixo ruído de fase, incluindo: travamento por injeção óptica (*optical injection locking* - OIL) [63][64]; ciclo de travamento de fase óptica (*optical phase lock loop* - OPLL) [65][66]; geração de micro-ondas baseada em modulação externa [50-51][67][68] e geração de micro-ondas utilizando laser de duplo comprimento de onda [69][70].

2.3 Modulador Mach-Zehnder (MZM)

Em um transmissor óptico, o modulador é responsável por converter a informação do domínio elétrico para o óptico. Historicamente uma das primeiras maneiras de se modular a luz ocorreu por meio de modulação direta [71]. Assim, o laser é polarizado próximo ao seu limiar e excitado por uma sequência de bits elétricos. Desta maneira, a informação é modulada sobre a corrente de controle do laser, gerando uma modulação em intensidade binária. Em enlaces com taxas acima de 10 Gbit/s, o gorjeio de frequência (*frequency chirp*), alargamento espectral do sinal, torna inviável a utilização de modulação direta [71][72].

A modulação externa utiliza o efeito eletro-óptico linear em determinados materiais, para prover vantagens em relação à modulação direta. Os benefícios estão relacionados a eliminação do *frequency chirp*, aumento na largura de faixa de modulação, à ampliação da faixa dinâmica do sinal modulante e à maior linearidade de modulação. O efeito eletro-óptico possibilita alterar a constante dielétrica dos materiais, tais como niobato de lítio (LiNbO₃), arseneto de gálio (GaAs) ou eventualmente materiais semicondutores, por meio da aplicação de um campo elétrico. A alteração do índice de refração é diretamente proporcional ao valor do campo elétrico aplicado, caracterizado pelo efeito eletro-óptico linear ou efeito Pockels [71][72].

O modulador (MZM – Mach-Zehnder *modulator*) é um dispositivo que combina as propriedades de um modulador de fase com os princípios da interferometria, a fim de proporcionar uma modulação em intensidade ou amplitude. A estrutura de um MZM de estágio único (*single-drive MZM*) pode ser descrita por um modulador de fase, composto de um guia de onda em substrato de niobato de lítio, conforme apresentado no esquema da Figura 2.4.

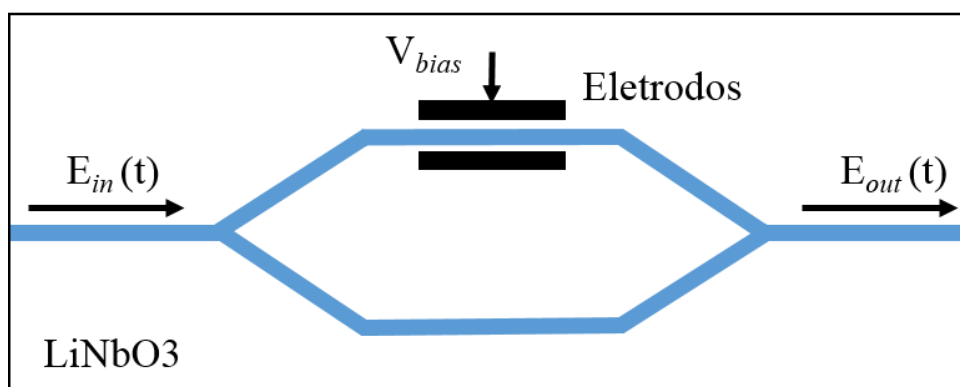


Figura 2.4. Estrutura de um modulador MZM.

No MZM, uma junção do tipo Y é responsável por dividir o sinal de entrada $E_{in}(t)$ em dois guias ópticos de mesmo comprimento, correntemente chamados de “braços”, que possibilitam o controle de fase a fim de variar o campo elétrico da portadora óptica. O ajuste de fase ocorre por meio do efeito eletro-óptico, o qual altera o índice de refração do material devido à inserção do campo elétrico oriundo do sinal de RF. O sinal de saída $E_{out}(t)$ é combinado construtivamente ou destrutivamente

por uma junção Y similar a utilizada na divisão do sinal de entrada. O deslocamento de fase entre os sinais ópticos combinados se interferem, gerando mudança de intensidade na portadora óptica. Desta forma, o sinal de saída $E_{out}(t)$ pode ser descrito por [73]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos\left(\frac{\pi}{2} \times \frac{V_m \cos(\omega_{RF} \cdot t) + V_{bias}}{V_\pi}\right), \quad (2.5)$$

onde $E_{in}(t)$ é o campo elétrico do sinal óptico de uma fonte externa, V_m e ω_{RF} equivalem a amplitude e a frequência angular do sinal de RF de entrada, nesta ordem. O termo V_{bias} é a tensão de modulação ou tensão de polarização do modulador e V_π é a tensão de meia onda do modulador.

Os fatores V_m , ω_{RF} e principalmente V_{bias} , manipulam o MZM para atuar em três diferentes pontos de operação: ponto máximo de transmissão (*maximum transmission point* – MATP); ponto de quadratura (*quadrature point* – QP); ponto mínimo de transmissão (*minimum transmission point* – MITP). A Figura 2.5 apresenta a função de transferência ou curva característica de transmissão normalizada do modulador MZM e os espectros ópticos de saída para os três diferentes pontos de operação. Utilizou-se um diodo laser (*laser diode* – LD) de onda contínua (*continuous wave* - Cw) com largura de linha de 5 MHz e potência de 10 dBm e um controlador de polarização conectado a entrada do modulador MZM. A potência e a frequência do sinal de RF inseridos no MZM foram 13 dBm e 35 GHz, respectivamente. A tensão de polarização na entrada do modulador foi ajustada para os três pontos de operação. Em seguida, o sinal óptico na saída do modulador foi medido com um analisador de espectro óptico (*optical spectrum analyzer* – OSA) com resolução de 0,07 nm. A região de maior linearidade do MZM ocorre no ponto de quadratura, quando a tensão de polarização é metade da tensão V_π . Esse ponto é explorado em sistemas rádio sobre fibra, por viabilizar a transmissão de sinais de RF banda larga com melhor SFDR além de fornecer melhor desempenho digital [74]. Os pontos MATP e MITP, posicionados na região não-linear da curva são utilizados em aplicações que demandam geração elevada de intermodulação e criação de harmônicos. Assim os pontos MATP e MITP são geralmente utilizados em conversão, geração e multiplicação de sinais de RF no domínio óptico [75-77].

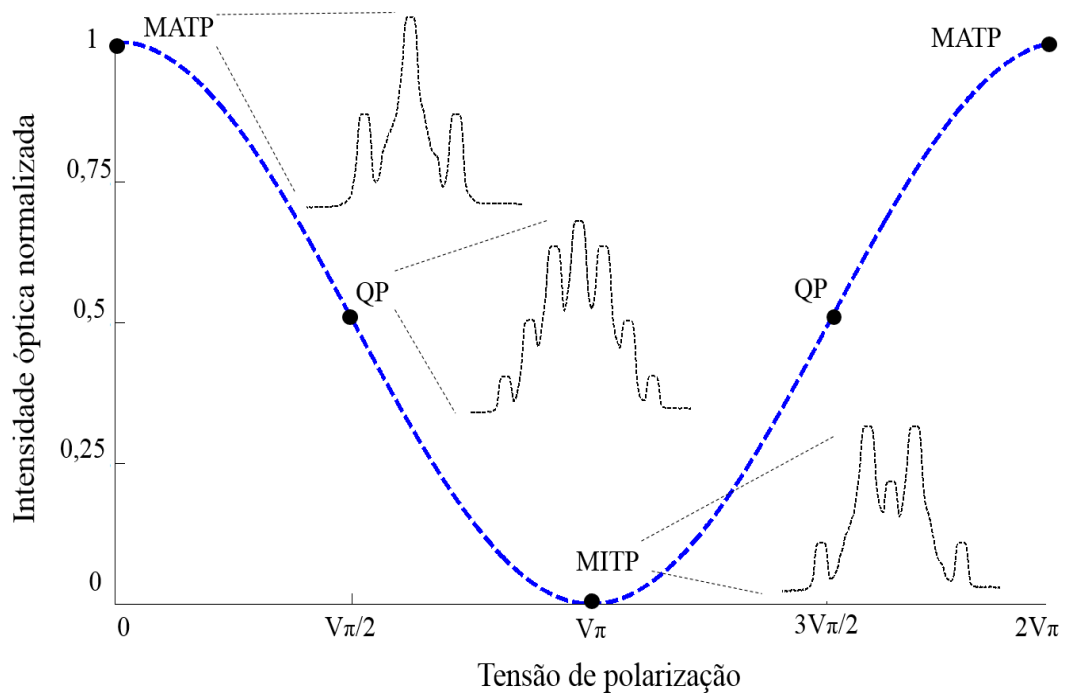


Figura 2.5. Curva de transmissão normalizada do MZM.

2.4 Rádio sobre Fibra (RoF)

Um das principais aplicações da fotônica de micro-ondas é o transporte e a distribuição de sinais de RF utilizando fibra óptica. Tal integração entre as comunicações ópticas e as redes sem fio é conhecida como sistema híbrido fibra-rádio (*hybrid fiber-radio* – HFR) ou rádio sobre fibra [78]. Esta tecnologia combina a alta taxa de transmissão e a robustez dos sistemas ópticos com a mobilidade e a flexibilidade oferecida pelos sistemas sem fio. Em algumas arquiteturas dos sistemas de comunicações móveis as funções de processamento, conversão de frequência, modulação e multiplexação, são realizadas na estação rádio base. A utilização da tecnologia RoF possibilita utilizar enlaces ópticos para realizar a distribuição dos sinais de RF para a BTS, centralizando as funções de processamento e gerenciamento, eliminando estes recursos na área da célula. Por consequência, a BTS torna-se mais simplificada, sendo encarregada somente pela conversão óptico-elétrico e amplificação do sinal de RF, realizados pela RRH. A remoção das BBU dos sites para uma central de serviços provê uma alocação eficiente dos recursos e uma aplicação com menor custo operacional [79][80].

A Figura 2.6 apresenta o esquema da utilização da tecnologia RoF em uma rede de acesso de telefonia móvel centralizada (C-RAN). Na arquitetura apresentada, as BBU's estão centralizadas e localizadas na central de serviços, onde são realizadas as funções de processamento, conversão de frequência, modulação e multiplexação. O sinal de RF processado, é modulado no domínio óptico e lançado para a BTS, por meio do *fronthaul* móvel, que pode ter um alcance de dezenas de quilômetros. Na estação rádio base, a RRH realiza a conversão óptico-elétrico do sinal, passando por um amplificador de potência (*power amplifier* - PA) antes de ser radiado pela antena. O enlace de volta é composto pelo sinal de RF gerado pelo usuário, o qual apresenta nível de potência e SNR (*signal-to-noise ratio*) inferiores ao enlace de transmissão, daí a necessidade de se utilizar um amplificador elétrico de baixo ruído (*low noise amplifier* - LNA) para o sinal recebido. Para fechar o enlace, o sinal amplificado é inserido em um modulador óptico e lançado no enlace para a central de serviços.

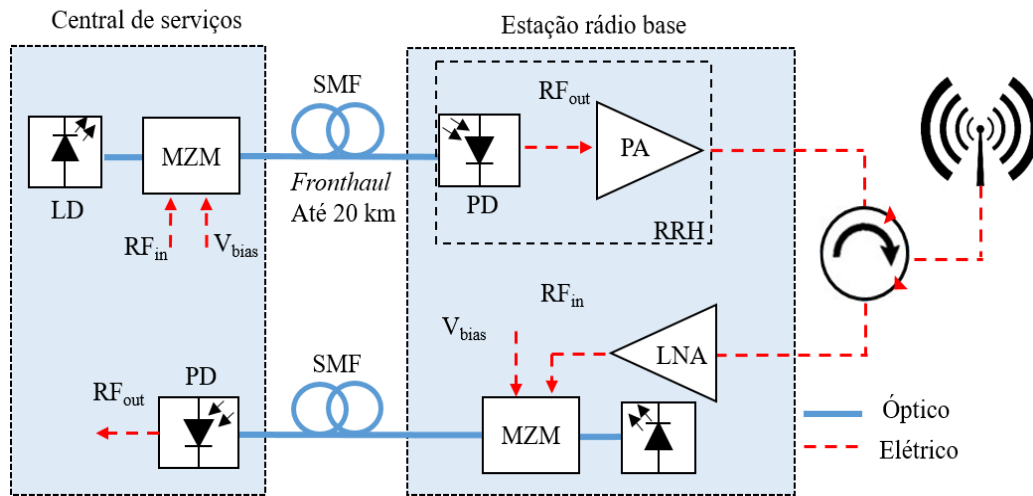


Figura 2.6. Aplicação RoF em uma rede de acesso centralizada C-RAN.

Uma das métricas de desempenho que caracteriza um sistema RoF é a faixa dinâmica de operação. Sistemas com modulação direta são influenciados pela não-linearidade do laser e sistemas com modulação externa são afetados pela não-linearidade da função de transferência do MZM. As consequências de tais não-linearidades são o surgimento de distorções harmônicas e intermodulação, que limitam a faixa dinâmica do sistema RoF. Algumas técnicas foram propostas na literatura para conter as distorções não-lineares, como a pré-distorção dos sinais analógicos [81][82]

e a linearização do modulador MZM [83][84]. Adicionalmente, uma solução utilizada para aumentar a faixa dinâmica é reduzir o nível do ruído para aumentar a faixa dinâmica livre de espúrios, dado pela diferença entre o maior sinal que pode ser detectado e o menor sinal detectado acima do ruído. O ruído *shot* e o ruído de intensidade relativa limitam os enlaces RoF por se relacionarem diretamente com a potência óptica média no fotodetector. O ruído RIN aumenta com o quadrado da potência inserida no PD, enquanto que o ruído *shot* cresce linearmente [14]. Métodos de supressão do ruído RIN [85] e filtragem da portadora óptica [86] foram propostos na literatura, visando a distribuição do sinal em redes de acesso 5G [13].

2.5 Efeitos Não-Lineares

Os efeitos não-lineares representam as propriedades de transmissão óptica que dependem da densidade de potência no núcleo da fibra óptica [39]. Existem basicamente duas classes de efeitos não-lineares que ocorrem nas fibras. O primeiro tipo de efeito é oriundo da interação entre a portadora óptica com fônons, que originam espalhamentos não-lineares. Como resultado, alguns fótons da portadora de entrada são convertidos em outros de maior comprimento de onda, chamados de fótons de Stokes, resultando em perda de potência óptica na frequência originária. Os efeitos que formam esta classe são o espalhamento Brillouin estimulado (*stimulated Brillouin scattering* – SBS) e o espalhamento Raman estimulado (*stimulated Raman scattering* – SRS) [87][88]. Já o segundo tipo de efeito óptico não-linear é devido à relação entre o índice de refração e a intensidade da portadora óptica, proveniente do efeito Kerr. A não-linearidade do efeito Kerr causa efeitos como [71]: auto modulação de fase (*self-phase modulation* - SPM); modulação de fase cruzada (*cross-phase modulation* – XPM); mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* - FWM); instabilidade de modulação (*modulation instability* – MI).

O parâmetro fundamental que determina a intensidade dos efeitos não-lineares é a densidade de potência, que está diretamente relacionada à área efetiva da seção transversal (A_{eff}), caracterizada pela área efetiva do modo guiado. A área efetiva é dada pela transformação geométrica do diâmetro modal (*mode field diameter*),

determinado por uma aproximação gaussiana da intensidade de distribuição de energia [88-90]. A Figura 2.7 descreve a aproximação gaussiana da área do modo em uma fibra óptica.

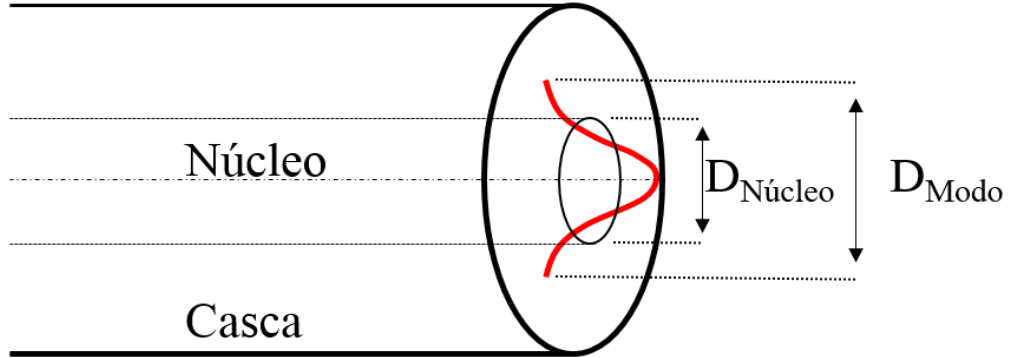


Figura 2.7. Representação do diâmetro modal em uma fibra óptica.

A distribuição de energia no núcleo da fibra não é uniforme, assim, a A_{eff} representa a área de transmissão em relação à resposta da fibra aos efeitos não-lineares [90]. Considerando $P(r)$ como a distribuição de potência na fibra e D_{modo} sendo o diâmetro modal, a representação matemática da A_{eff} é dada por:

$$A_{eff} = \frac{\pi}{4} D_{Modo}^2 = \frac{2\pi \left[\int_0^\infty P(r) r dr \right]^2}{\int_0^\infty P(r)^2 dr}. \quad (2.6)$$

2.5.1 Equação Não-linear de Schrödinger

A não-linearidade do efeito Kerr acontece porque o índice de refração da fibra óptica (n') depende da intensidade de potência óptica (P_{opt}), do índice de não-linearidade (n_2) e da A_{eff} . Sendo n_0 o índice de refração do material, o índice de refração não-linear da fibra pode ser descrito

$$n' = n_0 + n_2 \frac{P_{opt}}{A_{eff}}. \quad (2.7)$$

Considerando os efeitos lineares e não-lineares, a equação não-linear de Schrödinger é utilizada para descrever a envoltória de um campo óptico, que se propaga por toda extensão longitudinal de uma fibra óptica [39]

$$\frac{\partial A(t, z)}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A(t, z)}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A(t, z) - i\gamma |A(t, z)|^2 A(t, z) = 0, \quad (2.8)$$

onde $A(t, z)$ é a amplitude complexa do campo óptico, os parâmetros α e β_2 são a atenuação e a dispersão de atraso de grupo, respectivamente. O primeiro termo da Equação 2.8 representa a amplitude do campo; o segundo termo representa o efeito da dispersão cromática; o terceiro termo retrata a atenuação óptica e o último termo representa a modulação não-linear de fase causada pelo efeito Kerr. Sendo n_2 o índice de não-linearidade, com valor típico de $2,6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$ para sílica pura, o coeficiente de não linearidade (γ) é definido por:

$$\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{eff}} \quad (2.9)$$

Considerando um sistema em que duas portadoras ópticas em comprimentos de onda distintos são combinadas e propagadas em uma fibra, o campo óptico é

$$A(t, z) = A_1(t, z)e^{-j\theta_1} + A_2(t, z)e^{-j\theta_2}, \quad (2.10)$$

onde A_1 e A_2 são as amplitudes dos campos, θ_1 e θ_2 são as fases das portadoras. Substituindo a Equação 2.10 na equação na Equação 2.8 e juntando os termos que têm $e^{-j\theta_1}$ e $e^{-j\theta_2}$, temos duas expressões distintas:

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A_1}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A_1 = j\gamma |A_1|^2 A_1 + j2\gamma |A_2|^2 A_1 + j\gamma A_1^2 A_2 e^{j(\theta_1 - \theta_2)}, \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A_2}{\partial t^2} + \frac{\alpha}{2} A_2 = j\gamma |A_2|^2 A_2 + j2\gamma |A_1|^2 A_2 + j\gamma A_2^2 A_1 e^{j(\theta_2 - \theta_1)}. \quad (2.12)$$

As Equações 2.11 e 2.12 descrevem as características de propagação de cada comprimento de onda de forma independente, considerando a interação com o segundo comprimento de onda. Do lado direito da igualdade, o primeiro termo representa a auto modulação de fase (SPM) [91], o segundo termo descreve a modulação de fase cruzada (XPM) [92] e o terceiro termo equivale a mistura de quatro ondas (FWM).

2.5.2 Mistura de Quatro Ondas (FWM)

O efeito FWM consiste na geração de novas componentes ópticas oriundas da interação e transferência de energia entre pelo menos duas portadoras ópticas [93][94]. O batimento entre as portadoras ópticas modula o índice de refração da fibra na diferença de frequência entre as componentes, devido ao efeito Kerr, resultando em novas portadoras laterais.

A dependência do índice de refração com a potência óptica (Equação 2.7) tem origem-se da suscetibilidade não-linear de terceira ordem ($\chi^{(3)}$), assim como o FWM. Considerando três portadoras ópticas com frequências ω_1 , ω_2 e ω_3 propagando simultaneamente em uma fibra óptica, $\chi^{(3)}$ gera uma nova portadora (ω_4), dada por $\omega_4 = \omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3$. Em princípio, várias combinações são possíveis, mas a maioria destas frequências não prospera devido a condição de casamento de fase [39]. As combinações na forma $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3$ se aproximam da condição de casamento de fase, quando os comprimentos de onda dos canais se aproximam do comprimento de onda de dispersão nula (λ_0) da fibra [71].

A Figura 2.8 (a) ilustra um caso do FWM convencional, em que o batimento entre as portadoras ω_1 , ω_2 e ω_3 resulta em deslocamento de parte da energia para as frequências ω_3 e ω_4 . A geração de fótons em frequências onde não há portadora (ω_4) pode ser utilizado para geração de novos comprimentos de onda, enquanto fótons criados sobre uma portadora podem ser utilizados para amplificação paramétrica [95]. Um caso particular onde $\omega_1 = \omega_2$ é referido como FWM degenerado, e pode ser observado na Figura 2.8 (b). Neste caso, duas novas ondas são criadas a partir dos originais.

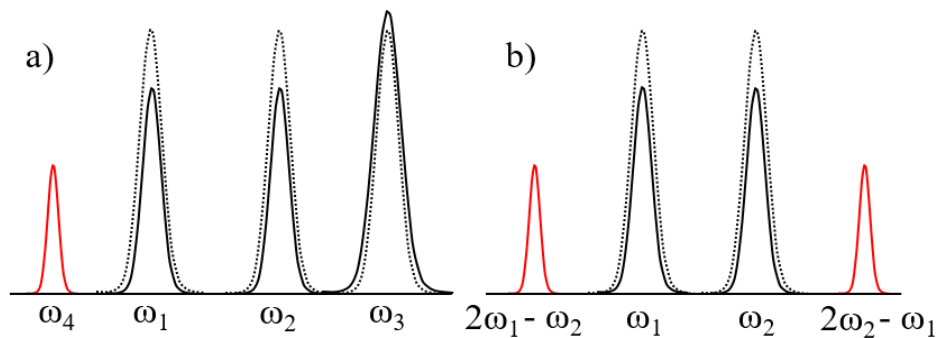


Figura 2.8. Ilustração da mistura de quatro ondas: a) Tradicional; b) Degenerado.

Em uma representação quântica, o FWM degenerado pode ser visto como um processo de espalhamento, no qual dois fótons de energia $\hbar\omega_1$ e $\hbar\omega_2$ são eliminados e suas energias surgem na forma de dois novos fótons $\hbar\omega_3$ e $\hbar\omega_4$. Em geral, é difícil atender ao requisito de casamento de fase, para que o efeito aconteça com alta eficiência. Desta forma, o produto $\Delta\beta L$ deve ser pequeno, onde L é o comprimento da fibra e β é a constante de propagação. A condição para que o casamento de fase ocorra vêm da conservação do momento [39][95]:

$$\Delta\beta = \beta(\omega_4) + \beta(\omega_3) - \beta(\omega_1) - \beta(\omega_2), \quad (2.13)$$

em alguns casos o casamento de fase pode ser simplesmente descrito por [63]:

$$\Delta\beta = \beta_2\Omega^2, \quad (2.14)$$

onde β_2 é o parâmetro de dispersão de velocidade de grupo (GVD – *group-velocity dispersion*) e Ω é o espaçamento entre canais. Conforme a Equação 2.14 o efeito FWM satisfaz a condição de casamento de fase quando $\beta_2 = 0$, ou seja, está no comprimento de dispersão nula da fibra, além disso, a diminuição do espaçamento entre os canais, intensifica o efeito FWM. Em sistemas de comunicação com multiplexagem densa em divisão de comprimento de onda (*dense wavelength division multiplexing* – DWDM), a transferência de energia entre canais resulta em perda de potência e também induz interferência (*crosstalk*). A fim de reduzir o FWM, os sistemas de comunicações ópticas utilizam a técnica de gerenciamento da dispersão, o qual compensa a dispersão do sistema sem chegar a dispersão nula [39][71]. Outra técnica utilizada para minimizar o efeito FWM é o emprego de canais desigualmente espaçados, desta forma, a energia gerada pelo FWM não coincide com o comprimento de onda dos canais.

Embora a mistura de quatro ondas degrade os sistemas DWDM, a utilização de tal efeito de maneira adequada pode trazer diversos benefícios para as telecomunicações. O FWM pode ser utilizado para amplificação do sinal de RF em sistemas RoF [46-49][52][53], geração de múltiplos comprimentos de ondas [41][96], multiplicação ou conversão em frequência [42][43] e amplificação paramétrica [44][45][97]. No campo de amplificação paramétrica, fibras HNLF com altos valores

de γ e fibras DSF são geralmente utilizadas para aumentar a eficiência de FWM [44][45]. Os amplificadores ópticos paramétricos (FOPA – *fiber optic parametric amplifier*) destacam-se pela ampla largura de banda, alto ganho, baixa figura de ruído e possibilidade de alterar a banda de interesse somente alterando o λ de bombeio [97][98]. Tais amplificadores, utilizam o FWM para fazer com que a energia de um ou mais lasers de bombeio transfiram energia para os sinais e para uma portadora denominada *idler*, as arquiteturas com um e dois bombeios são denominadas 1P-FOPA e 2P-FOPA, respectivamente.

2.5.3 Espalhamento Brillouin Estimulado (SBS)

O espalhamento Brillouin estimulado é causado pela interação dos fótons do sinal transmitido com fônons acústicos, os quais modulam o sinal de luz gerando fótons de Stokes. Tal fenômeno foi inicialmente observado em transmissões ópticas em 1964 [87][99]. O efeito é caracterizado como não-linear dado que em níveis de potência na fibra acima de um certo limiar, ocorre um espalhamento de energia que cresce exponencialmente no sentido contrário ao de propagação [79][100]. Desta forma, este processo resulta em perda de potência na frequência de interesse e, adicionalmente, as componentes espectrais do sinal refletido são deslocadas de acordo com as características da fibra óptica utilizada. O desvio de frequência resultante pode ser estimado por

$$\Delta f = 2f_0 \frac{V}{c/n_1}, \quad (2.15)$$

onde f_0 é a frequência originária da portadora óptica, V é a velocidade da onda acústica, c/n_1 é a velocidade de grupo da luz na fibra, n_1 e c de maneira isolada são o índice de refração do núcleo da fibra e a velocidade da luz no vácuo, respectivamente. Valores típicos de deslocamento estão entre 9 e 11 GHz, sendo 11 GHz comum para fibras SMF e valores próximos a 9 GHz ocorrem em fibras com grande concentração de dióxido de germânio (GeO₂) [39].

Os fótons de Stokes possuem sentido de propagação contrário aos fótons do sinal original, por isso sinais transmitidos em uma mesma fibra óptica, com direção e

frequência iguais aos da onda de Stokes, podem ser amplificados pelo processo de SBS. No entanto, a natureza estreita do sinal de Stokes limita a aplicação de amplificadores baseados no efeito Brillouin [87]. Por outro lado, em transmissões ópticas de longo alcance, o SBS limita a potência de transmissão devido ao menor limiar de potência (P_{th}), em relação aos outros efeitos não-lineares [31][101]. A potência refletida causa perda de potência nas portadoras, resultando em redução da relação sinal-ruído óptica no receptor, degradando o desempenho do sistema. O limiar de potência de Brillouin é descrito por

$$P_{th} \approx \frac{21A_{eff}}{g_B L_{eff}}, \quad (2.16)$$

onde g_B é o coeficiente de ganho Brillouin, tipicamente entre 3 e 5 x 10⁻¹¹ m / W e L_{eff} é o comprimento efetivo da fibra. Para pequenas distâncias, dado por $\alpha L \ll 1$, o L_{eff} é o próprio comprimento físico da fibra [102] e para enlaces de grande extensão o L_{eff} tende para o inverso do fator de atenuação, conforme apresentado na Equação 2.17.

$$L_{eff} = \frac{1-e^{-\alpha L}}{\alpha}. \quad (2.17)$$

Os efeitos não-lineares têm sido investigados para trazer benefícios aos sistemas de comunicações ópticas, algumas técnicas para intensificar a ação dos efeitos sem que ocorra a limitação de potência imposta pelo Brillouin foram propostas: distribuição de tensão mecânica ao longo da fibra [101]; utilização de modulação em fase [103]; alteração no diâmetro do núcleo em diferentes partes da fibra [104].

2.6 Redes de Acesso (RAN)

As redes de telecomunicações são basicamente divididas em três níveis [105]: núcleo da rede; rede de distribuição; rede de acesso. A função da camada central é conectar os pontos mais importantes da rede em nível nacional e internacional. O *backbone* da rede de distribuição, por consequência apresenta longo alcance e taxas de transmissão elevadas. A camada de distribuição ou rede metropolitana conecta os pontos principais da rede em uma escala regional, oferecendo funcionalidades de

transporte, multiplexação, comutação, gerenciamento e convivência das portadoras ópticas. A camada de acesso é responsável por conectar o cliente à rede com enlaces tipicamente menores que 20 km, apresentando grande capilaridade.

O IEEE definiu um modelo com divisões funcionais em três blocos: unidade de rádio (RU), unidade de distribuição (*distributed unit* - DU) e unidade centralizada (*centralized unit* - CU). Tais funções podem ser distribuídas entre a central de serviços (CO) e a BTS, conforme apresentado na Figura 2.9. A Figura 2.9 a) apresenta uma arquitetura distribuída, na qual o *backhaul* é responsável por transportar os sinais em banda base até o site da BTS. A Figura 2.9 b) ilustra uma arquitetura centralizada, em que o *backhaul* é responsável por conectar a central de serviços ao EPC (*evolved packet core*) e o *fronthaul* refere-se ao enlace entre unidade digital e a unidade de rádio ou cabeça de rádio remota. A Figura 2.9 c) apresenta uma arquitetura centralizada, cujo o segmento *midhaul* pode ser entendido com uma extensão do *backhaul* [105].

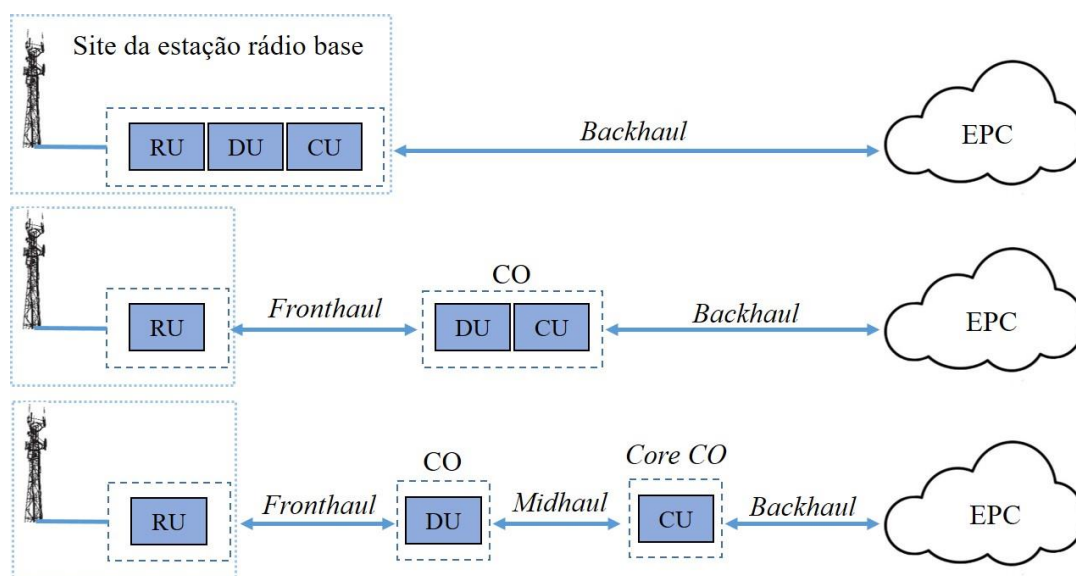


Figura 2.9. Arquiteturas de distribuição das redes de acesso.

O *fronthaul* é o segmento de rede que surgiu após a divisão da parte de processamento dos sinais de RF da BTS, visando a centralização da rede de acesso. Tal segmento é responsável por transportar os sinais de rádio digitalizados com elevadas taxas de transmissão entre a central de serviços e a BTS. O *fronthaul* pode transportar os sinais utilizando três diferentes interfaces: CPRI, OBSAI (*open base station architecture initiative*) ou ORI (*open radio equipment interface*). Estes enlaces

são comumente implementados utilizando módulos SFP (*small form factor pluggable*) ou SFP+ (*enhanced small form factor pluggable*). A taxa de bit demandada pelo *fronthaul* depende da BW da portadora e da opção de MIMO utilizada [1]:

$$\text{Taxa de bit}_{\text{fronthaul}} = M \times S_r \times N \times 2(IQ) \times C_w \times C, \quad (2.18)$$

onde M é o número de antenas por setor (MIMO), S_r corresponde a taxa de amostragem (amostras/s/portadora), N é o número de bits por amostra, $2(IQ)$ é o fator de multiplicação correspondente aos sinais I/Q (*in-phase* - I) e (*quadrature* - Q), C_w é o fator de controle e C é o fator de codificação. Por exemplo um setor LTE transmitindo com BW de 20 MHz utilizando MIMO 2x2, a taxa do *fronthaul* seria de 2,456 Gbit/s.

O *fronthaul* deve oferecer a menor taxa de erro de bit possível, de maneira a não degradar o desempenho do sistema, tipicamente quantificado em termos do parâmetro EVM. Tal parâmetro pode ser entendido como um desvio dos pontos da constelação ou o quão longe os pontos estão do valor ideal. Por exemplo, no 3GPP Release 15 para o 5G NR (*new radio*), tem-se os seguintes valores máximos de EVM_{RMS} em função do tipo de modulação: 17,5 % para QPSK; 12,5 % para 16 QAM; 8 % para 64 QAM. Em termos de latência, o *fronthaul* óptico para a arquitetura C-RAN não deve exceder uma distância máxima de 20 km para atender as recomendações [106].

Capítulo 3

3. Amplificação de Sinais de RF no Domínio Óptico

3.1 Técnica de Amplificação de RF no Domínio Óptico

Em sistemas RoF, torna-se necessário aumentar o nível de potência do sinal de RF proveniente do *fronthaul* devido as perdas oriundas das conversões elétrico-óptico no modulador e óptico-elétrico na RRH. No entanto, o aumento no nível do sinal de RF de entrada no modulador MZM produz componentes de frequência indesejadas, fator que limita o nível de potência [35]. Tipicamente, utiliza-se estágios de amplificação de RF, que apresentam banda limitada de operação, além de alta complexidade e custo na faixa de ondas milimétricas [52]. Adicionalmente, pode-se utilizar um amplificador óptico para aumento do nível de RF em função do aumento da potência óptica, conforme Equação 2.3, no entanto, elevados níveis de potência óptica podem saturar e/ou danificar o fotodetector [49]. Diante disso, a técnica de amplificação de sinais de RF no domínio óptico apresenta vantagens em relação aos sistemas rádio sobre fibra convencionais (CRoF). Visto que, para um mesmo nível de potência óptica, tem-se maiores níveis de potência de RF. Daí, define-se o ganho de RF, por meio de uma comparação entre o sistema RoF convencional e o sistema de amplificação proposto (PBRA). O ganho é calculado para um mesmo nível de potência óptica no fotodetector (P_{in}). A Figura 3.1 apresenta os esquemáticos do CRoF e do PBRA e uma ilustração do ganho de RF assistido por fotônica.

De acordo com a Figura 3.1 (a), em um sistema CRoF, um laser CW acoplado a um controlador de polarização (*polarization controller* – PC) alimenta um modulador MZM. A portadora óptica é então modulada com o devido sinal de RF e

amplificada por um amplificador óptico do tipo EDFA (*erbium-doped fiber amplifier*) antes do enlace de fibra monomodo. Na recepção, um VOA (*variable optical attenuator*) e um OPM (*optical power monitor*) são utilizados para controlar e medir a potência óptica na entrada do PD (P_{in}), respectivamente. Em seguida um analisador de espectro elétrico (*electrical spectrum analyzer – ESA*) analisa o sinal de RF fotodetectado.

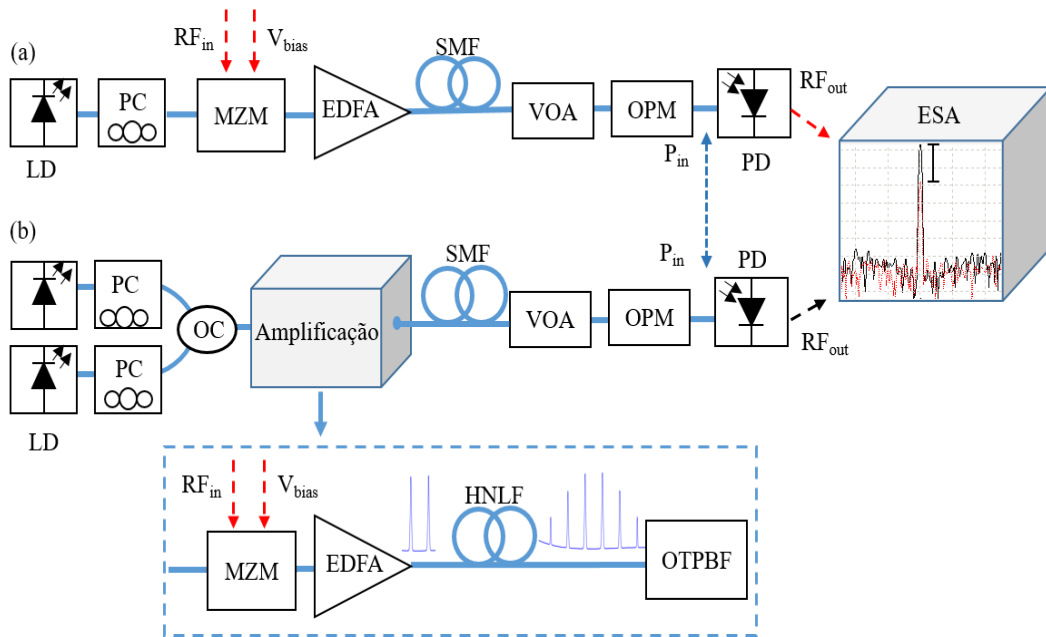


Figura 3.1. Diagrama em blocos dos dispositivos e ilustração do ganho. (a) Rádio sobre fibra convencional. (b) Técnica de amplificação de RF no domínio óptico (PBRA).

O esquemático do sistema de amplificação proposto é apresentado na Figura 3.1 (b). Tal sistema emprega dois lasers de bombeio ($\lambda_1 = 1555,35$ nm e $\lambda_2 = 1557,77$ nm) espaçados em torno do λ_0 de uma fibra altamente não-linear. Dois PCs garantem a polarização das portadoras, as quais são combinadas por um combinador óptico (*optical coupler – OC*), sequencialmente, o sinal passa pelo bloco responsável pela técnica de amplificação. Para isso, utiliza-se um modulador MZM, um EDFA, um trecho de fibra HNLF e um filtro óptico passa faixa configurável em λ (*optical tunable passband filter – OTPBF*). O sinal de RF é modulado no domínio óptico pelo MZM e polarizado pela tensão V_{bias} . O EDFA é responsável por amplificar as portadoras ópticas e lançar na HNLF, a fim de gerar produtos FWM. A fibra HNLF apresenta as seguintes características: *dispersion slope* em 1550 nm $S_0 = 0,023$ ps/nm²/km; comprimento $L = 470$ m; atenuação $\alpha = 0,8$ dB/km; área efetiva

$A_{\text{eff}} = 8.9 \mu\text{m}^2$; $\lambda_0 = 1557 \text{ nm}$; $\gamma = 28 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$. O alto valor de γ faz com que a elevada potência oriunda do EDFA intensifique a ação do efeito de mistura de quatro ondas. No qual, o batimento entre as portadoras por meio do efeito *Kerr*, dá origem a novos comprimentos de onda. Nesse estágio, um analisador de espectro óptico é utilizado para analisar os produtos FWM, conforme o espectro medido da Figura 3.2, obtido na saída da HNLF. Posteriormente, um filtro óptico seleciona um dos produtos FWM e lança em um trecho de SMF, que é fotodetectado e analisado pelo ESA.

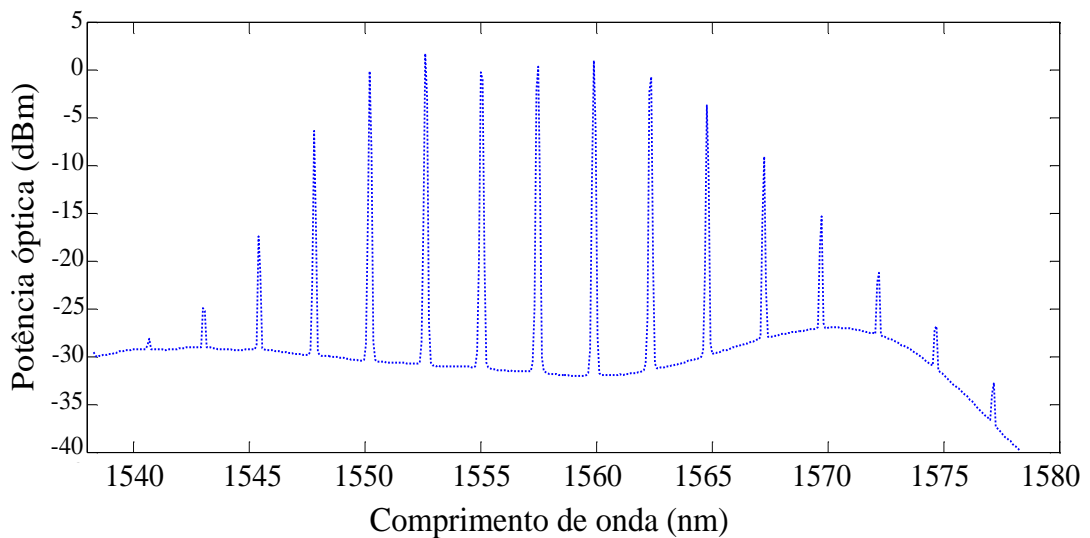


Figura 3.2. Produtos de FWM na saída da fibra HNLF: lasers de bombeio ($\lambda_1 = 1555,35 \text{ nm}$ e $\lambda_2 = 1557,77 \text{ nm}$).

Sistemas RoF são comumente polarizados no ponto de quadratura (QP) do modulador ($V_{\text{bias}} = V_{\pi}/2$), que é o ponto de maior linearidade de operação, assim como explicado no Capítulo anterior. Sendo que a maior parte da energia se concentra na frequência central e não nas bandas laterais de modulação. Por outro lado, os produtos FWM apresentam mais bandas laterais, as quais são comparativamente maiores do que as bandas geradas no sistema convencional. A fim de provar a origem do ganho, realizou-se uma análise espectral comparando o CRoF com o primeiro e segundo produtos de FWM, conforme reportado na Figura 3.3. Para tal análise, utilizou-se um sinal de RF em 26 GHz com potência igual a 14 dBm; observa-se tal frequência pelo espaçamento entre as bandas laterais.

Os fotodetectores utilizam o processo de absorção para efetuar a conversão óptico/elétrico. Desta forma, o batimento das bandas laterais ópticas geradas pelo sinal

de RF são responsáveis pela geração do campo elétrico, visto que o fluxo de corrente elétrica no fotodetector é diretamente proporcional ao campo elétrico. Já o efeito FWM faz que os produtos gerados apresentem mais bandas laterais de modulação, as quais têm maior nível de potência em relação ao RoF. Os fotodetectores utilizam o processo de absorção para efetuar a conversão óptico/elétrico. Desta forma, o batimento das bandas laterais ópticas geradas pelo sinal de RF são responsáveis pela geração do campo elétrico, visto que o fluxo de corrente elétrica no fotodetector é diretamente proporcional ao campo elétrico. Portanto, observa-se que o ganho de RF depende do produto FWM utilizado e aumenta progressivamente com a ordem do mesmo [47].

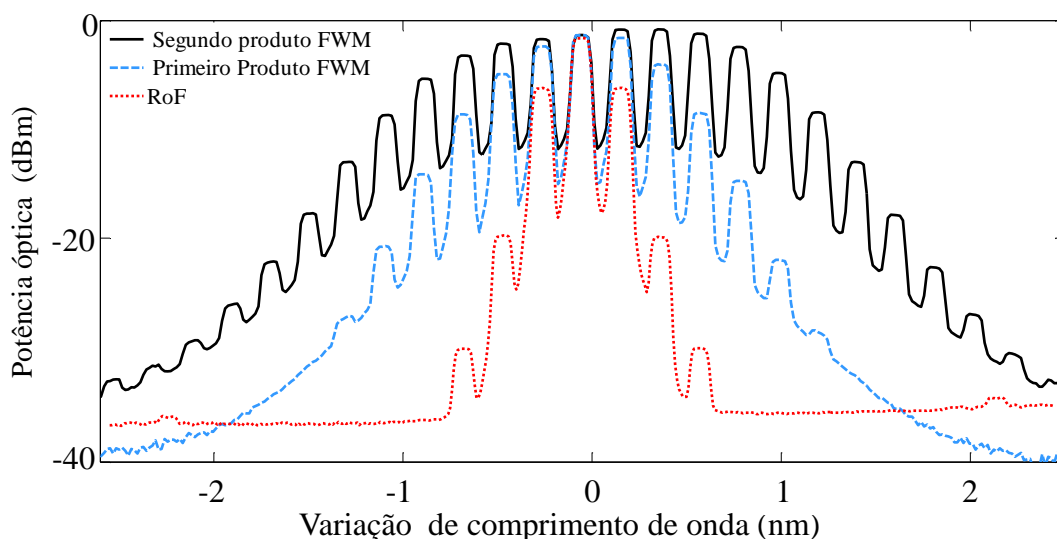


Figura 3.3. Espectro óptico dos produtos FWM na saída da fibra HNLf e espectro do RoF.

De acordo com a Figura 3.3, quanto maior a ordem do produto FWM utilizado maior será a potência de RF fotodetectada. No entanto, produtos de altas ordens demandam elevadas potências e alta eficiência de FWM. Neste contexto, realizou-se uma comparação entre a potência de RF de saída do RoF convencional e a potência de RF de saída quando selecionado o primeiro, segundo ou terceiro produto FWM. A Figura 3.4 apresenta a potência de RF fotodetectada em função da potência óptica para o RoF, primeiro, segundo e terceiro produtos FWM. O fator limitante das curvas foi o nível de potência óptica no fotodetector, desta forma, o ponto no qual as curvas terminam, a potência óptica na entrada do PD (P_{in}) é igual a 2 dBm.

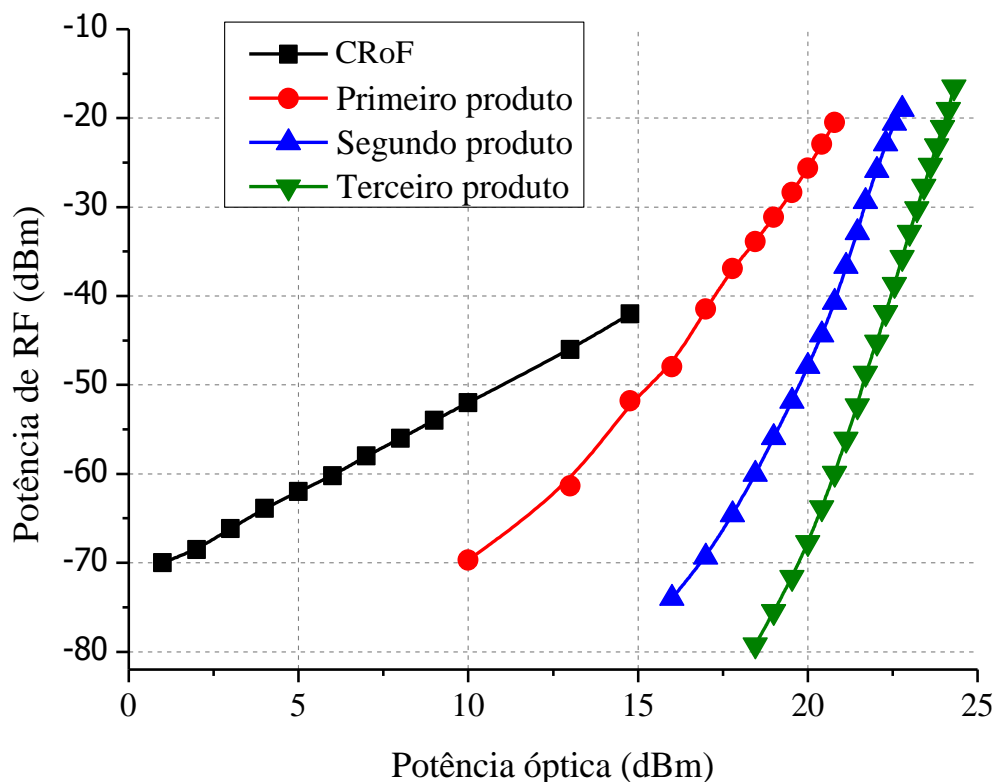


Figura 3.4. Potência de RF fotodetectada, comparando RoF e os três produtos FWM.

Para tal experimento, utilizou-se o MZM de estágio único (Fujitsu FTM7939EK), que opera na faixa de DC até 50 GHz com perda de inserção de aproximadamente 8 dB. A curva em preto apresenta o comportamento linear do RoF em relação ao aumento da potência óptica, o ponto no qual a potência óptica na entrada do PD é 2 dBm (último ponto da curva) o nível de RF é aproximadamente -43 dBm. O primeiro produto FWM manifesta-se com 10 dBm, devido a mínima potência de saída do EDFA utilizado e observa-se que o nível de potência de RF não se comporta linearmente para os produtos FWM. Tal produto FWM satura com um nível de potência óptica de entrada na HNLF de 21 dBm, e o nível de RF obtido quando $P_{in} = 2$ dBm é aproximadamente -20,5 dBm, no qual o ganho para o primeiro produto é 22,5 dB. O segundo produto FWM surge para potência na HNLF de 16 dBm e satura rapidamente com o aumento da potência óptica. O nível de RF obtido quando $P_{in} = 2$ dBm é aproximadamente -19 dBm, assim, o ganho obtido para o segundo produto é 24 dB. O terceiro produto FWM manifesta-se para uma potência óptica na HNLF de 18,5 dBm e atinge o ponto $P_{in} = 2$ dBm próximo a 25 dBm na fibra. O nível

da portadora de RF selecionando o terceiro produto FWM é de aproximadamente -16 dBm, gerando um ganho de RF de 27 dB.

Realizou-se medições do ganho de RF na faixa de 300 kHz a 50 GHz utilizando o FieldFox N9952A, por meio da obtenção do parâmetro de espalhamento S_{21} ou coeficiente de transmissão. Conectou-se a porta 1 (saída) do Fieldfox à entrada do MZM e a sua porta 2 (entrada) à saída do fotodetector. A Figura 3.5 apresenta as curvas de S_{21} do PBRA e do CRoF, levando-se em consideração um mesmo nível de potência óptica na entrada do fotodetector. Nota-se que o ganho de 26 dB se estende por toda a faixa de análise, sendo limitado em 50 GHz devido as faixas de operação do modulador e do fotodetector. Tais componentes são responsáveis pela diminuição do nível de potência em função da frequência, devido aos seus respectivos coeficientes eletro-ópticos. Além destes, os cabos de RF utilizados nas conexões também apresentam um aumento de atenuação ao longo da frequência.

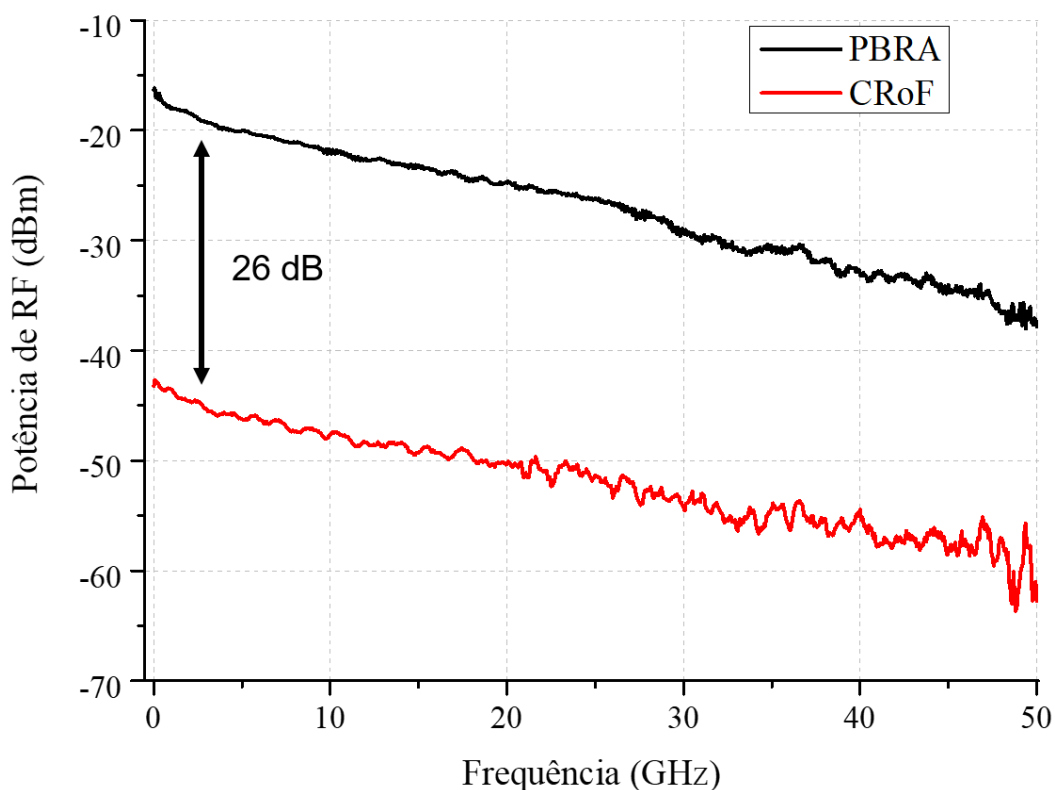


Figura 3.5. Coeficientes de transmissão (S_{21}) medidos para CRoF e PBRA

Analisou-se o ganho do PBRA para a banda de 26 GHz, a qual será utilizada nos sistemas 5G no Brasil. Inseriu-se um sinal de RF com 14 dBm de potência no MZM e selecionou-se o segundo produto de FWM. A Figura 3.6 apresenta os espectros obtidos do PBRA e do CRoF, considerando uma potência óptica na entrada de 2 dBm, perfazendo um ganho de RF de aproximadamente 24 dB. Além disso, nota-se que o nível de ruído se mantém, ou seja, a amplificação do PBRA não insere ruído no sistema.

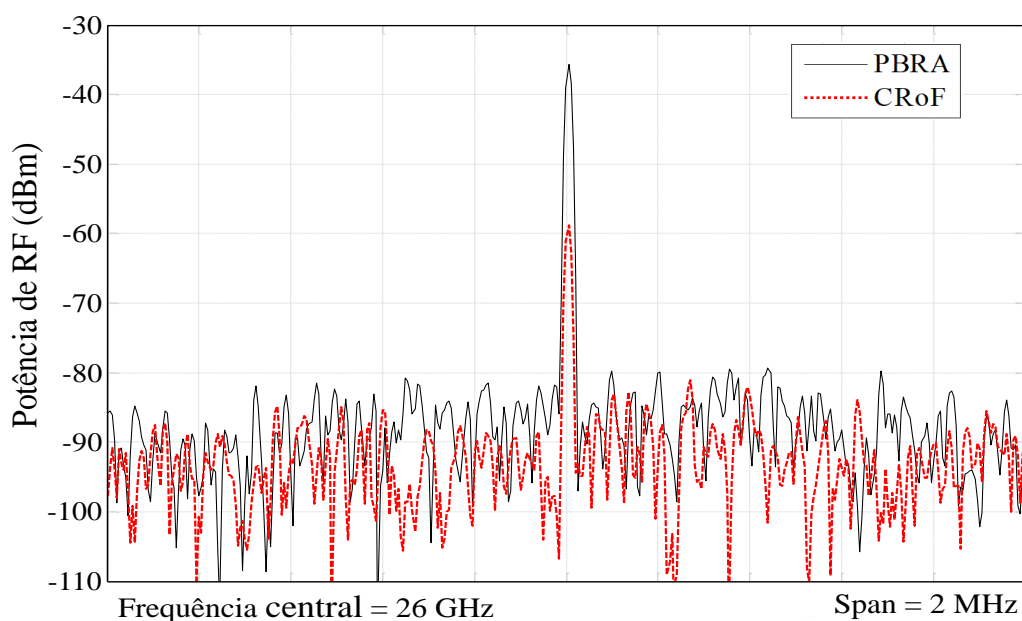


Figura 3.6. Espectros do PBRA e do CRoF na banda de 26 GHz.

A próxima etapa foi a validação do PBRA em uma rede óptica real do Provedor de Internet via fibra Vivavox. Vislumbrava-se investigar a estabilidade do ganho em função do tempo, assim como relatado na Figura 3.7. O enlace em questão tem aproximadamente 3 km de extensão e faz um *loop* entre o campus do Inatel e a central de distribuição, localizada no centro da cidade de Santa Rita do Sapucaí. A medida baseou-se no coeficiente de transmissão, o qual foi medido 20 vezes em um intervalo de 15,5 horas de funcionamento. Vale ressaltar, que durante o tempo de medida ocorreu uma variação de 10 graus na temperatura da cidade. O ganho no início da medida foi de 26 dB, nota-se uma variação máxima de 2,5 dB em torno do ganho inicial ao longo de todo trecho em análise, comprovando a robustez do sistema em um longo tempo, mesmo para um gradiente de temperatura de 10 graus.

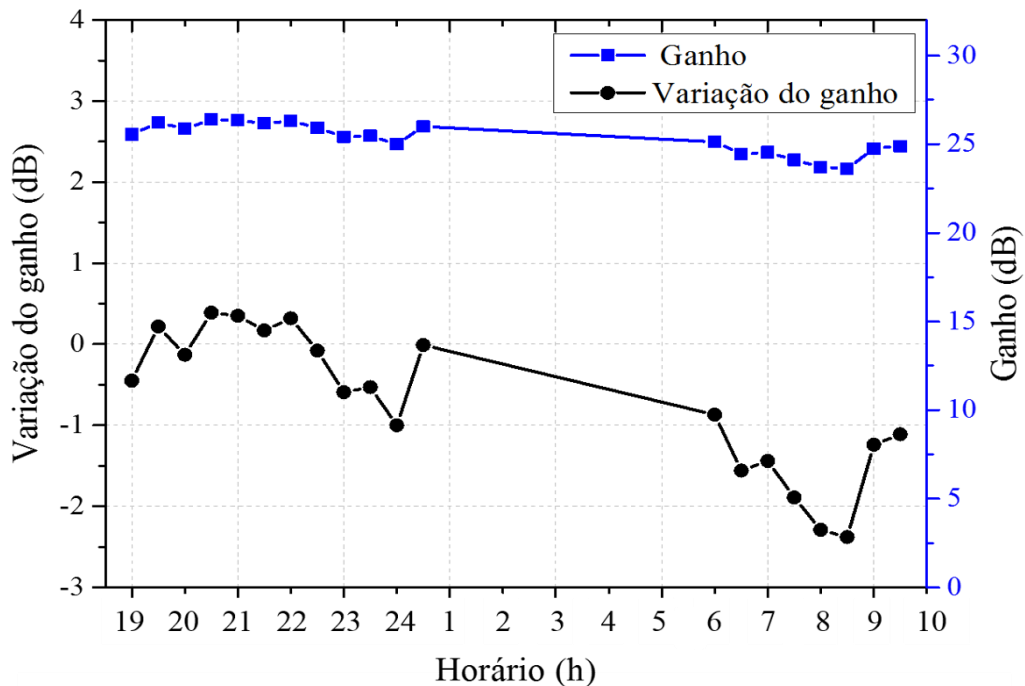


Figura 3.7. Validação do PBRA utilizando uma rede óptica real de um Provedor de Internet via Fibra chamado Vivavox.

3.2 Novas Arquiteturas de Amplificação de Sinais RF no Domínio óptico

As redes de acesso são um ponto importante para atender o crescimento e a pluralidade de aplicações do 5G, os quais não serão atendidos pelas redes de acesso tradicionais (RANs). Isso é atribuído aos altos custos operacionais associados, à falta de compartilhamento de recursos, à escalabilidade reduzida e ao gerenciamento ineficiente de energia. A arquitetura centralizada (C-RAN) propõe superar tais limitações, utilizando *fronthaul* para conectar as BTSs à central de serviços com BBUs centralizadas. Neste contexto, a utilização do PBRA em um *fronthaul* móvel permite melhorar a eficiência energética do sistema, com a possibilidade de eliminar estágios de amplificação de RF na BTS e/ou ampliar significativamente o alcance do *fronthaul* para dezenas de km. Neste cenário, propôs-se duas abordagens para empregar o PBRA como *fronthaul* das redes de acesso. A primeira consiste em alocar o dispositivo no site da BTS, assim como mostrado na Figura 3.8, na qual o PBRA seria instalado juntamente com a RRH. Neste caso, o sinal óptico modulado proveniente do *fronthaul*

é acoplado ao dispositivo no topo da BTS, o qual realiza a técnica de amplificação de RF no domínio óptico e lança o sinal para um estágio de amplificação ou diretamente para a antena dependendo da aplicação demandada (macrocélula ou femtocélula). A segunda abordagem consiste em alocar o PBRA na central de serviços, com a finalidade de atender múltiplas BTSs. A Figura 3.9 ilustra a alocação do dispositivo em uma central de serviços. Neste caso, a técnica de amplificação de RF no domínio óptico é realizada antes do sinal ser lançado ao *fronthaul*.

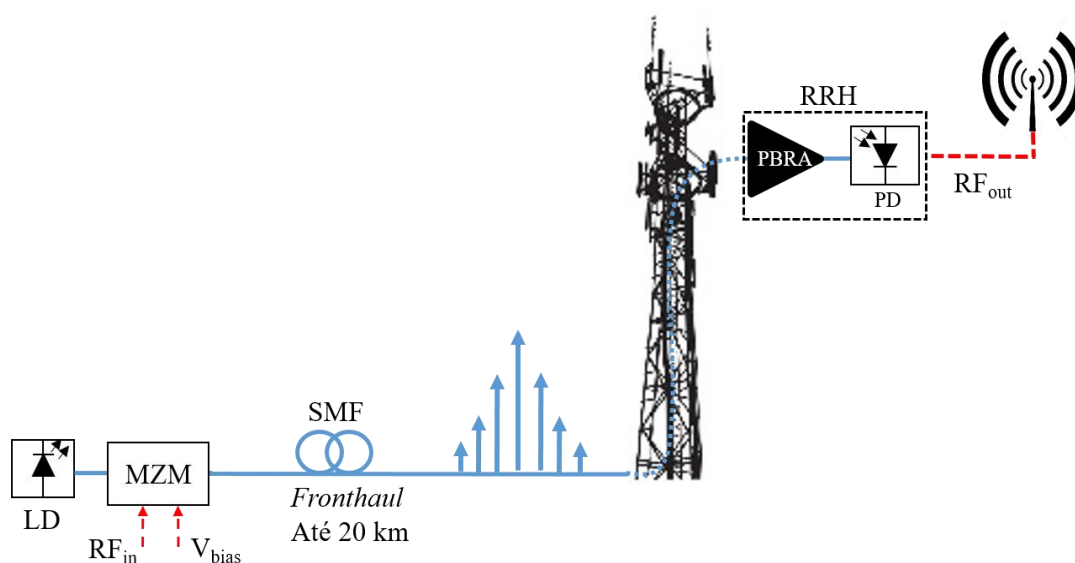


Figura 3.8. PBRA instalado no local da rádio base.

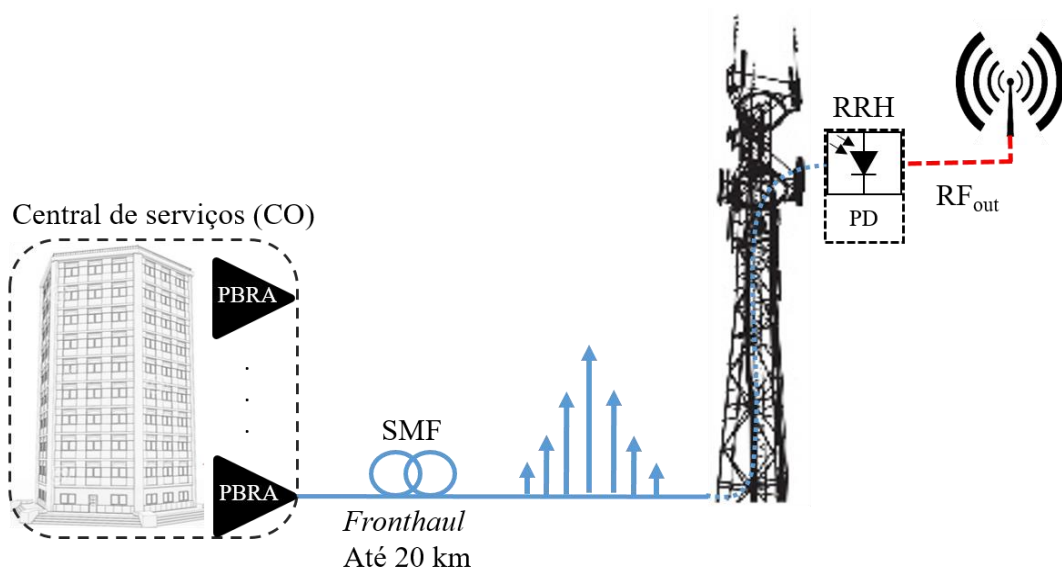


Figura 3.9. PBRA instalado na central de serviços.

A Figura 3.10 apresenta o esquemático de seis novas arquiteturas do PBRA *fronthauls* móvel sem alteração de camada física. Desta forma, pode-se obter uma melhor eficiência energética do sistema, além da simplificação dos recursos da estação rádio base. A principal alteração entre a arquitetura do PBRA convencional e as novas arquiteturas, são a exclusão de um dos lasers de bombeio, juntamente com o seu controlador de polarização. Na arquitetura 1, o sinal óptico modulado é acoplado ao PBRA e combinado a um *laser* de bombeio, a fim de estimular o efeito FWM. Como nas novas arquiteturas, apenas uma das portadoras ópticas é modulada, o filtro deve selecionar o produto FWM mais próximo à portadora modulada, devido a maior correlação entre elas ($\lambda_4 = 2\lambda_2 - \lambda_1$ e $\lambda_3 = 2\lambda_1 - \lambda_2$). Para as novas arquiteturas, utilizou-se uma portadora óptica modulada ($\lambda_1 = 1552,53\text{nm}$) e um laser de bombeio ($\lambda_2 = 1556,96\text{ nm}$) próximo ao λ_0 da HNLF. A portadora óptica modulada é proveniente de um modulador MZM (FTM7939EK) com perda de inserção de 8 dB.

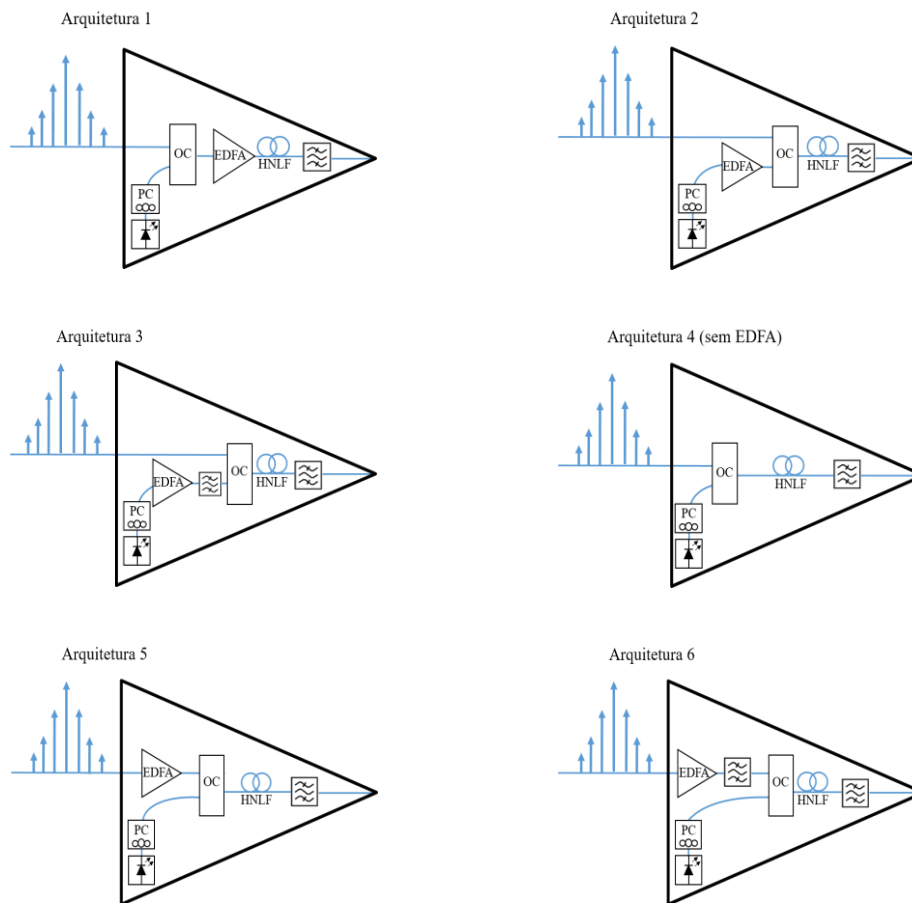


Figura 3.10. Novas arquiteturas do PBRA para utilização em *fronthaul* móvel.

A potência e a frequência do gerador de sinais de RF foi 14 dBm e 6 GHz, respectivamente. Mediu-se o espectro óptico por meio de um divisor 99/1 localizado após a fibra HNLF, no qual a porta com 99% da potência foi acoplada ao filtro óptico e a porta com 1% da potência foi conectada ao OSA. A Figura 3.11 (a) apresenta o espectro FWM obtido na saída da fibra HNLF e a Figura 3.11 (b) apresenta o espectro elétrico do sinal fotodetectado, selecionando o primeiro produto FWM da esquerda. O nível do sinal de RF fotodetectado foi de aproximadamente -19 dBm, mostrando coerência com os resultados obtidos para o primeiro produto na Figura 3.4, com ganho de aproximadamente 24 dB.

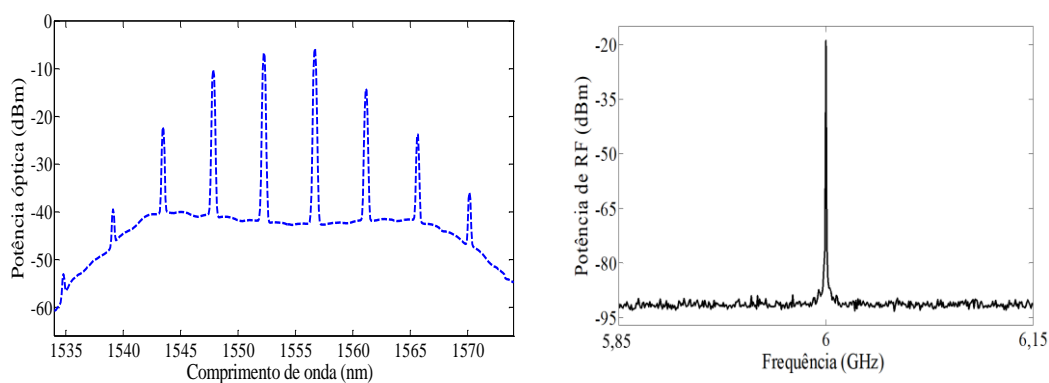


Figura 3.11. Arquitetura 1: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico.

Na arquitetura 2, descolocou-se o EDFA para amplificar somente o *laser* de bombeio ao invés dos sinais combinados. Selecionou-se o produto de FWM ao lado da portadora com o sinal de RF para maximizar a eficiência de FWM. A Figura 3.12 (a) apresenta o espectro óptico obtido na saída de 1% do divisor, enquanto a Figura 3.12 (b) apresenta o espectro elétrico do sinal fotodetectado, selecionando o primeiro produto FWM da direita. Nota-se a diminuição da geração de produtos FWM, devido ao baixo nível de potência óptica do sinal modulado, dado que o primeiro produto ao lado do sinal modulado se encontra no nível do piso de ruído. O nível do sinal de RF fotodetectado foi de aproximadamente -55 dBm e não apresenta ganho de RF. Além disso, observa-se no espectro óptico que o ruído ASE (*amplified spontaneous emission*) proveniente do EDFA eleva o piso de ruído das portadoras ópticas.

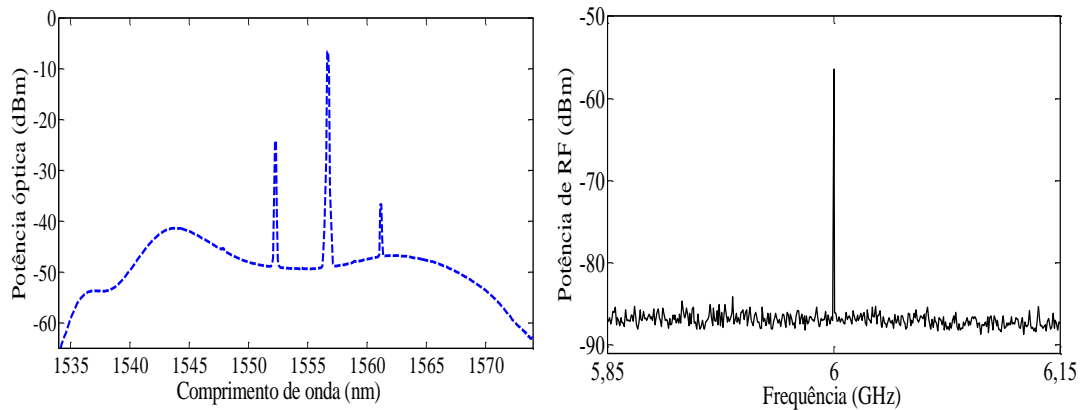


Figura 3.12. Arquitetura 2 do PBRA: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico.

A arquitetura 3 baseou-se na arquitetura 2, acrescentando apenas um filtro óptico sintonizável com largura de faixa de 3,2 nm. Com isso, o ruído ASE contamina apenas a portadora óptica de bombeio, suprimindo o ruído das portadoras restantes, conforme mostrado na Figura 3.13 (a). A Figura 3.13 (b) apresenta o espectro elétrico do sinal fotodetectado para o primeiro produto de FWM da esquerda, que tem melhor OSNR devido ao decaimento do piso de ruído. O nível do sinal de RF obtido foi -38 dBm, com melhoria de 17 dB em relação a arquitetura 2, o qual elevou diretamente a SNR do sinal, apresentando ganho de aproximadamente 4 dB.

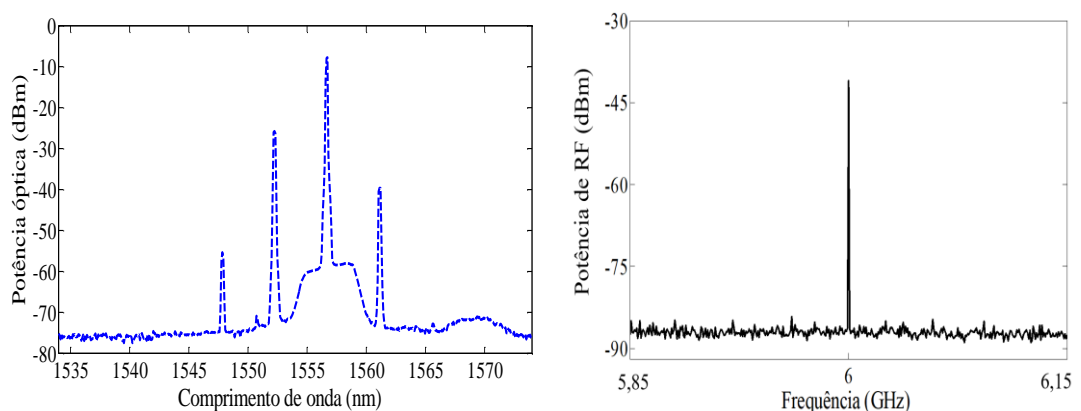


Figura 3.13. Arquitetura 3 do PBRA: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico.

Conforme observado nos resultados anteriores, a ASE eleva consideravelmente o piso de ruído do sistema, degradando a OSNR. A Arquitetura 4 não utiliza para evitar este problema, conforme documentado na Figura 3.14 (a). Devido à menor potência óptica, obteve-se menor eficiência de FWM, resultando em um nível de RF de -34 dBm e ganho de 9 dB. O fator limitante nesta arquitetura foi o nível de potência óptica proveniente dos lasers, que resultaram em uma baixa eficiência de geração de produtos FWM. A utilização de lasers de maiores potências ou moduladores ópticos com menor perda de inserção, viabilizariam o uso desta arquitetura.

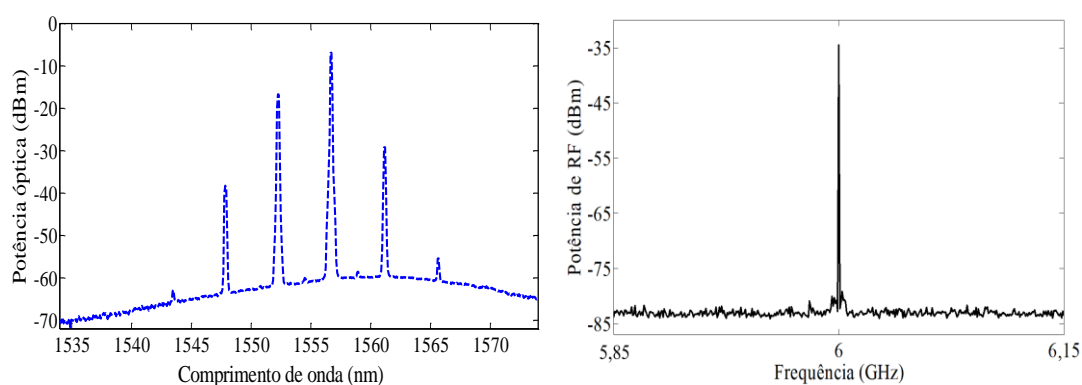


Figura 3.14. Arquitetura 4 do PBRA: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico.

Conforme relatado anteriormente, o nível da portadora óptica modulada tem forte influência no processo de geração dos produtos FWM. Visto que somente na Arquitetura 1, as portadoras apresentam níveis de potência óptica consideráveis, devido a utilização do EDFA após o combinador. Com a finalidade de manter o nível de potência óptica da portadora modulada similar a potência de bombeio, deslocou-se o EDFA para amplificar somente a portadora óptica modulada, dando origem a Arquitetura 5, cujos os resultados são mostrados na Figura 3.15. Obteve-se uma geração considerável de produtos de FWM, na qual o primeiro produto da esquerda tem quase o mesmo nível da portadora óptica. O nível do sinal de RF fotodetectado foi de -19 dBm, mostrando coerência com os resultados obtidos para o primeiro produto na Figura 3.4, com ganho de 24 dB.

A Arquitetura 6 originou-se da Arquitetura 5, na qual adicionou-se um filtro óptico sintonizável com largura de faixa de 3,2 nm, a fim de aumentar a OSNR dos produtos FWM por meio da eliminação do ruído ASE. Percebe-se claramente na

Figura 3.16 (a), uma diminuição do piso de ruído em relação a arquitetura anterior. Por consequência, o nível de potência do produto FWM também diminuiu, no entanto a OSNR do produto melhorou devido a inexistência do ruído ASE. Nota-se uma diminuição do ruído de fase.

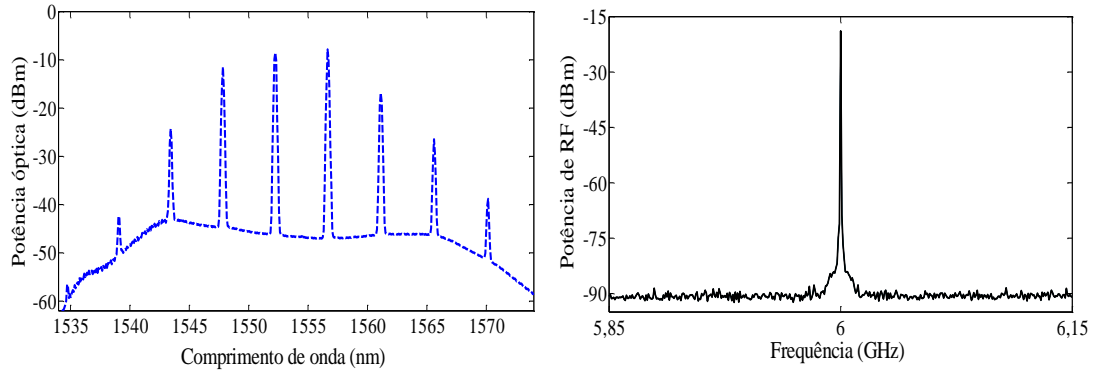


Figura 3.15. Arquitetura 5 do PBRA: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico.

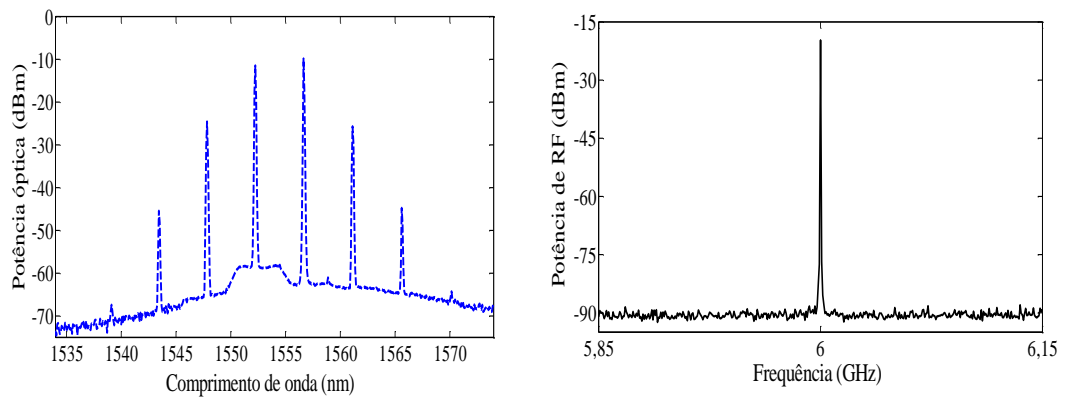


Figura 3.16. Arquitetura 6 do PBRA: (a) Espectro FWM; (b) Espectro elétrico.

A Tabela 2 apresenta uma comparação do PBRA convencional com as seis novas arquiteturas. As Arquiteturas 1, 5 e 6 apresentaram ganhos maiores que a arquitetura convencional, com ganhos maiores que 23 dB. Enquanto que as arquiteturas 3 e 4 apresentaram 3 e 9 dB de ganho, respectivamente, menores que a arquitetura convencional. A arquitetura 2 não proporcionou ganho de RF. Portanto, optou-se pela arquitetura 1 para dar sequência ao *fronthaul*, a qual tem melhor eficiência energética, utilizando bombeamento de baixa potência.

Tabela 2. Ganho de RF das novas arquiteturas do PBRA utilizando o primeiro produto FWM.

| Arquitetura | Convencional | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|------------------|--------------|----|---|---|---|----|----|
| Ganho de RF (dB) | 22,5 | 24 | - | 4 | 9 | 24 | 23 |

3.3 Amplificação de Sinais Banda Base no Domínio óptico.

Enlaces rádio sobre fibra podem ser divididos em pelo menos três tipos: ARoF (*analog radio over fiber*), IFoF (*intermediate frequency over fiber*) e BBoF (*baseband over fiber*). Nos enlaces ARoF, o sinal de RF é transportado na frequência de transmissão, simplificando o processamento da estação rádio-base, por não necessitar de *upconversion* [13]. Em contraste, os enlaces IFoF e BBoF necessitam de *upconversion* na BTS, além de um bloco de amplificação para os sinais de RF. Tais arquiteturas de transporte têm sido comumente utilizadas nas redes de acesso móveis 4G. A aplicação da técnica de amplificação de sinais banda base no domínio óptico possibilita melhorar a eficiência energética de *backhauls* e em aplicações FFX (*fiber to the x*) [107]. Realizou-se uma investigação experimental do uso da técnica de amplificação de sinais em banda base em enlaces BBoF, a qual foi batizada como PBA - *photonic-assisted baseband amplification*. As figuras de mérito do PBA foram o ganho de RF e a BER. A Figura 3.17 apresenta uma fotografia do arranjo experimental para a caracterização do PBA.

Para tal análise, utilizou-se um BERT (*bit error rate tester*) para geração do sinal banda base NRZ (*non-return-to-zero*) a 10 Gbit/s com potência elétrica média de 5 dBm. Neste caso, selecionou-se o primeiro produto de FWM e um VOA e um OPM são utilizados para garantir a potência óptica (P_{in}) de 2 dBm na entrada do fotodetector. Analisou-se o sinal elétrico fotodetectado com dois equipamentos distintos: um analisador de espectro elétrico (ESA) e um BERT para a análise de desempenho digital. A Figura 3.18 apresenta os espectros do sinal banda base para o BBoF convencional e para o PBA. A aplicação da técnica de amplificação em sinais banda base permite um ganho de aproximadamente 19 dB em toda a faixa espectral, sem inserir distorção. Além disso, o sinal amplificado não elevou o piso de ruído, que se

manteve em torno de -85 dBm. O ganho de RF apresentou-se abaixo dos resultados obtidos anteriormente, devido à alta correlação entre a geração de produtos FWM e a máxima potência de saída do BERT. Visto que o sinal elétrico banda base foi de 5 dBm e obteve-se o melhor ganho utilizando 14 dBm de potência.

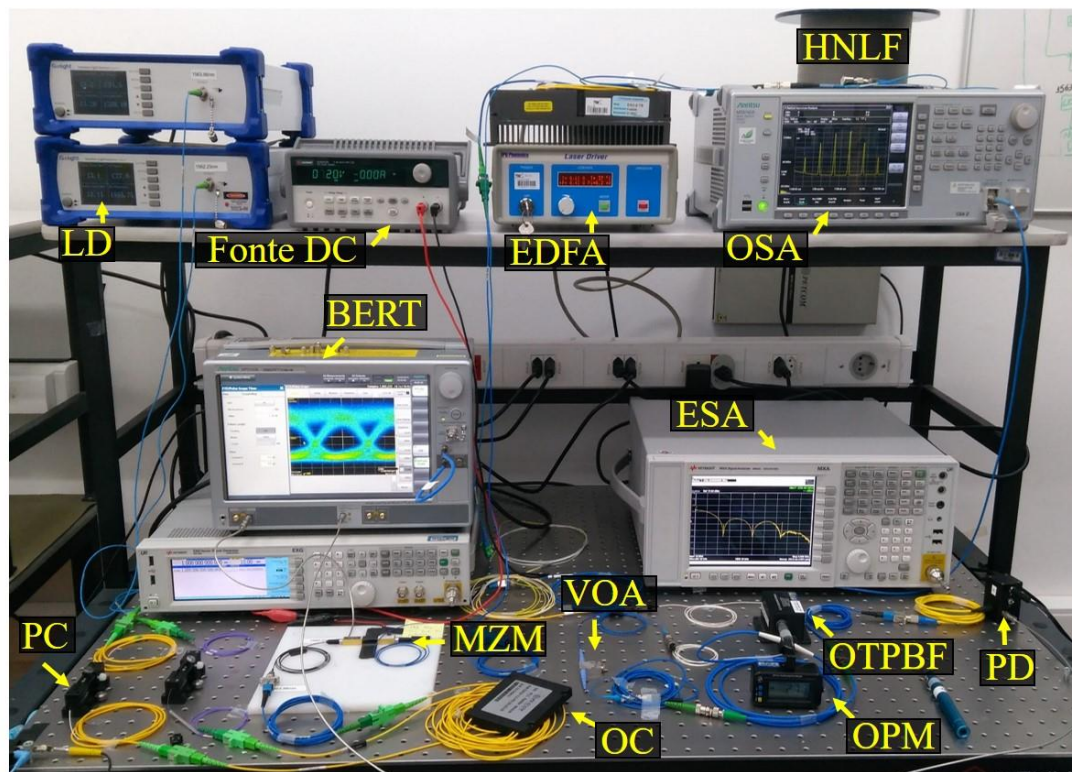


Figura 3.17. Fotografia do arranjo experimental do PBA.

A Figura 3.19 exibe a análise de desempenho digital em função da potência elétrica de entrada no MZM. Utilizando a técnica PBA, a BER alcançada foi cerca de 10^{-11} para uma potência elétrica de -5,4 dBm, enquanto que o BBoF alcançou a mesma BER para 1,5 dBm. Conclui-se que o BBoF necessita de 6,9 dB de potência adicional para atingir a mesma BER, que determina a penalidade de potência elétrica entre as abordagens. Mediu-se também o diagrama de olho dos sistemas para uma mesma potência elétrica de entrada. O diagrama obtido com o PBA mostrou-se claro e sem distorções, enquanto que para o BBoF não se consegue distinguir os níveis finitos de amplitude, devido ao fechamento do olho, que resulta em maior taxa de erro de bits.

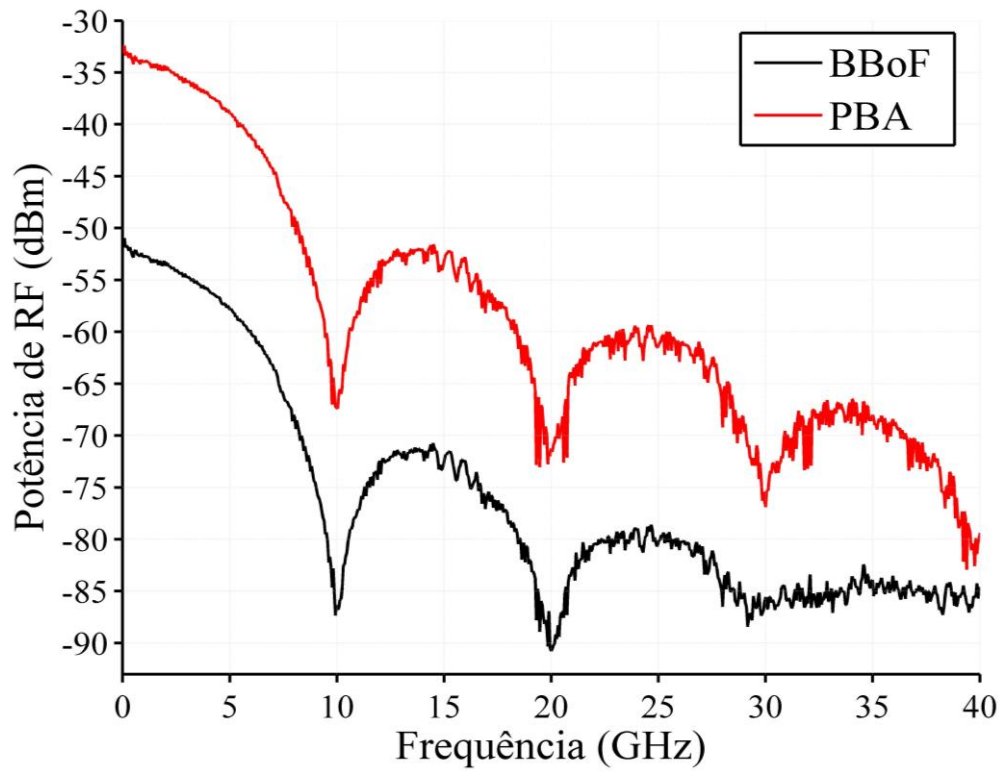


Figura 3.18. Ganho do PBA para um sinal banda base a 10 Gbit/s.

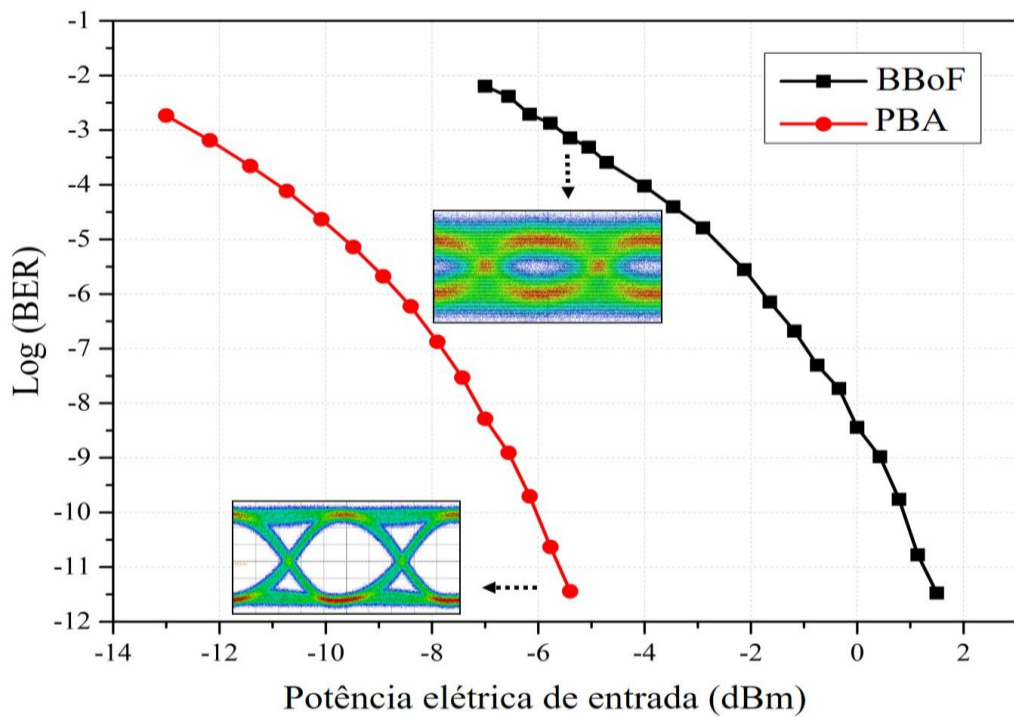


Figura 3.19. Análise de BER em função da potência do sinal elétrico de entrada.

Uma análise adicional levou em consideração a potência óptica de entrada no fotodetector. A Figura 3.20 relata a análise de desempenho digital em função da potência óptica de entrada no fotodetector. Utilizando a técnica PBA, a BER alcançada foi cerca de 10^{-10} para uma potência óptica de -5,5 dBm, enquanto o BBoF alcançou a mesma BER com potência óptica de -1,5 dBm. Assim, o BBoF necessita de 4 dB de potência óptica adicional para alcançar a mesma BER, determinando assim a penalidade de potência óptica entre as abordagens.

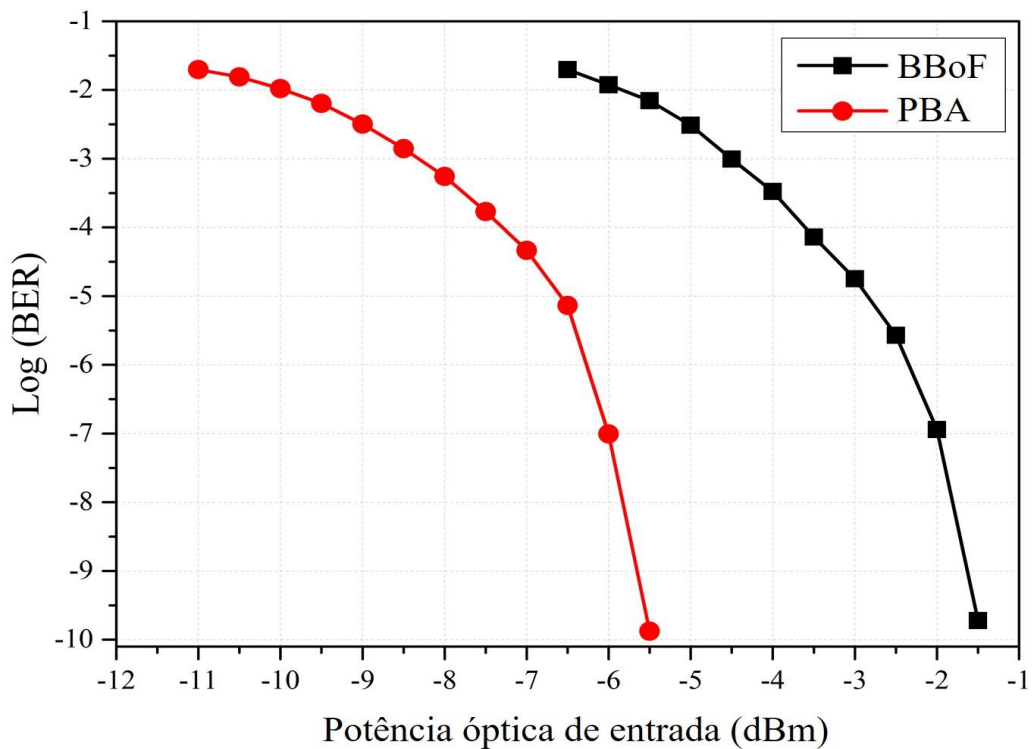


Figura 3.20. Análise de BER em função da potência óptica de entrada.

3.4 Investigação do Efeito Brillouin na Técnica de Amplificação no Domínio Óptico

As fibras altamente não-lineares possuem altos coeficientes de não-linearidade e comprimento de onda de dispersão nula localizado na terceira janela de telecomunicações, características que favorecem a ação dos efeitos não-lineares. Para uma geração intensa de produtos FWM é necessário empregar elevadas potências de bombeio da ordem de 24 dBm. No entanto, a máxima potência de bombeio no sistema

óptico é limitada pelo efeito não-linear Brillouin, o qual possui menor limiar de potência (P_{th}) em relação aos outros efeitos [39][108]. Quando a potência óptica excede o (P_{th}), fótons de Stokes são gerados no sentido contrário dos fótons originários. Tal potência refletida causa redução na OSNR e resulta em redução no desempenho do sistema. Neste contexto, realizou-se uma investigação experimental na HNLF de 470 m, a fim de localizar o P_{th} e o ponto de interseção das curvas de potência transmitida e refletida. Para tal análise, utilizou-se o esquema apresentado na Figura 3.21.

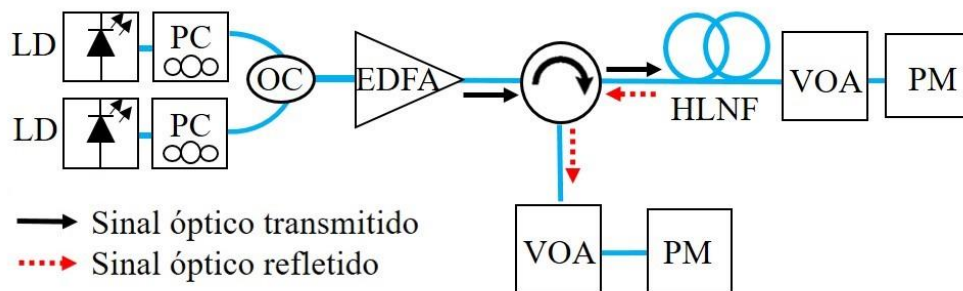


Figura 3.21. Esquema utilizado para medir o limiar de Brillouin da fibra HNLF.

Dois lasers mantidos na mesma condição de polarização são combinados e lançados a entrada do EDFA. O sinal amplificado é inserido em um circunversor óptico, que tem sua porta de transmissão conectada a HNLF e sua porta de reflexão acoplada a um VOA e um OPM. Do mesmo modo, a potência transmitida pela fibra HNLF é inserida em um VOA e um OPM. A Figura 3.22 apresenta as curvas de potência óptica transmitida e refletida em função da potência óptica de entrada na HNLF. O limiar de Brillouin pode ser observado no ponto onde a potência óptica de entrada na HNLF é de aproximadamente 15 dBm. Nota-se nesse ponto o início da saturação da potência óptica transmitida e um crescimento exponencial da potência óptica refletida. O ponto de interseção das curvas ocorre quando a potência óptica na HNLF é 21 dBm. Observa-se que a potência transmitida se mantém constante e todo acréscimo de potência na HNLF após o limiar é incrementado em potência refletida.

As componentes espectrais da portadora óptica refletida apresentam um desvio de frequência em relação a portadora originária. Tal desvio varia de acordo com as características da fibra óptica utilizada e pode ser estimado pela Equação 2.15. A Figura 3.23 (a) apresenta a técnica de medição do deslocamento de frequência de

Brillouin, por meio do método de geração heteródina. Uma portadora óptica ($\lambda = 1556,96$ nm) é amplificada por um EDFA e lançada em um divisor óptico (1x2). Parte do sinal (i) é aplicado na entrada do circulador e lançado na HNLF, o sinal transmitido pela HNLF é atenuado e medido por um PM. O sinal refletido da HNLF (iii) pelo efeito SBS e parte do sinal transmitido (ii) são combinados por um combinador (2x1). As portadoras ópticas (ii) e (iii) combinadas são atenuadas e lançadas em um fotodetector. O processo de fotodetecção faz com que o batimento entre o sinal originário e refletido gere um sinal elétrico, em que a frequência da portadora de RF é a diferença de frequência entre as portadoras ópticas. A Figura 3.23 (b) apresenta o espectro do deslocamento Brillouin por meio do método de geração heteródina, o qual gerou uma portadora de RF em 9,1 GHz.

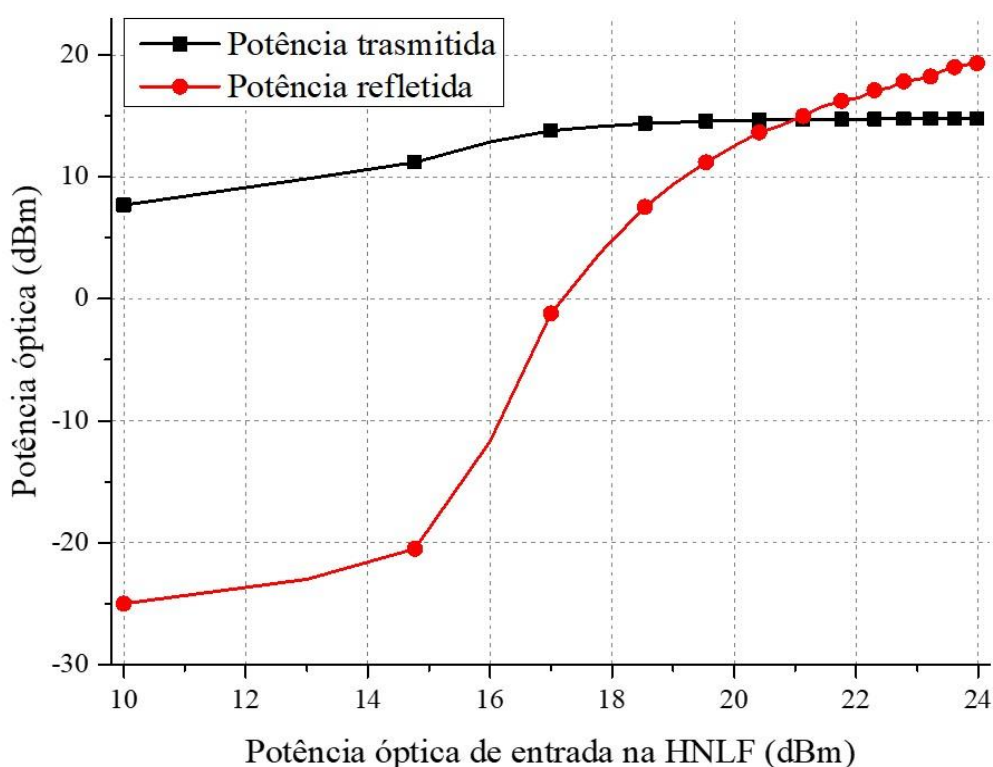


Figura 3.22. Análise do efeito Brillouin em função da potência óptica para 470 metros de HNLF.

Conforme apresentado na Figura 3.21, comprovou-se que a potência refletida pelo efeito SBS atinge níveis maiores do que a potência transmitida. Tal potência, limita a geração de produtos FWM, dado que potências acima do limiar são totalmente refletidas. Além disso, altos níveis de potência refletida podem danificar os componentes do sistema além de degradar o desempenho. Em concordância com a Figura 3.4, a potência de entrada na HNLF chega até 24 dBm para alcançar os maiores

ganhos de RF. Portanto, torna-se necessário um melhor aproveitamento energético do sistema, o qual pode ser obtido minimizando o efeito Brillouin. Realizou-se análises numéricas da fibra HNLF a fim de aumentar o limiar de potência de SBS e consequentemente, reduzir o impacto no desempenho do PBRA. O cálculo para a potência de limiar de Brillouin foi apresentado na Equação 2.16. Como a área efetiva da fibra (A_{eff}) e o ganho Brillouin (g_B) são específicos da HNLF, o comprimento efetivo da fibra (L_{eff}) foi o parâmetro avaliado. Para enlaces de grande extensão o L_{eff} tende para o inverso do fator de atenuação, conforme apresentado na Equação 2.17. Em pequenas distâncias, dado por $\alpha L \ll 1$, o L_{eff} é o próprio comprimento físico da fibra [102]. Desta forma, reduzir o comprimento da HNLF implica em aumentar o limiar de SBS. Logo, realizou-se uma análise numérica das potências transmitida e refletida em função do comprimento da HNLF. Tal análise levou em consideração todas as características da HNLF e utilizou uma potência óptica fixa de 20 dBm. A Figura 3.24 apresenta as curvas de potência transmitida e refletida em função do comprimento da fibra HNLF.

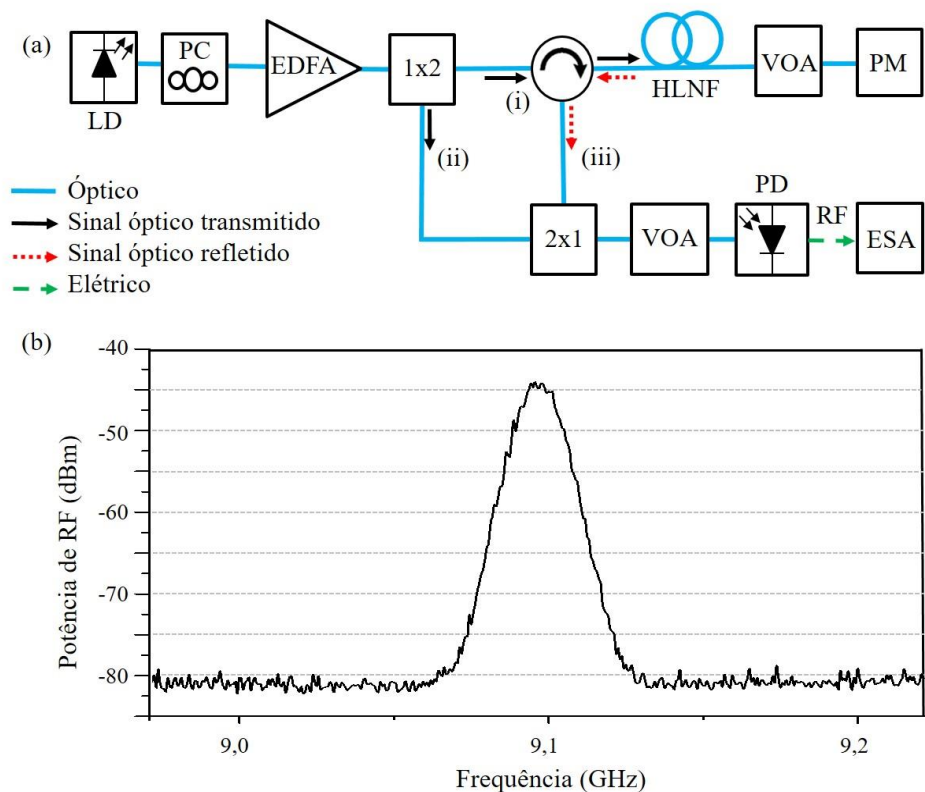


Figura 3.23. Medida do deslocamento Brillouin: (a) Técnica de medição por meio do método de geração heteródina; (b) Espectro do ganho Brillouin.

Observa-se o decaimento da potência transmitida com o aumento do comprimento da HNLF. Uma ampliação na Figura 2.24 permite observar que o ponto de interseção entre as curvas ocorre com 54 metros, portanto, a utilização de comprimentos maiores do que este, resultam em altas potência refletidas no sistema. Visando atender a relação de compromisso entre minimizar o efeito SBS e potencializar a geração de produtos FWM, realizou-se o corte da fibra em 35 metros. Ressalta-se neste ponto a dificuldade encontrada para conectorização da fibra, devido ao pequeno tamanho do núcleo. Como resultado, realizou-se uma análise das potências transmitida e refletida para a HNLF de 35 metros. O arranjo experimental utilizado foi o mesmo apresentado na Figura 3.21. A Figura 3.25 apresenta as curvas de potência óptica transmitida e refletida em função da potência óptica de entrada na HNLF de 35 metros. Nota-se o deslocamento do limiar de Brillouin de 15 para 29 dBm, permitindo que o PBRA opere com potências até 29 dBm, sem impacto significativo da potência refletida. O ponto de interseção entre as curvas não foi determinado devido a saturação da potência óptica de saída do EDFA.

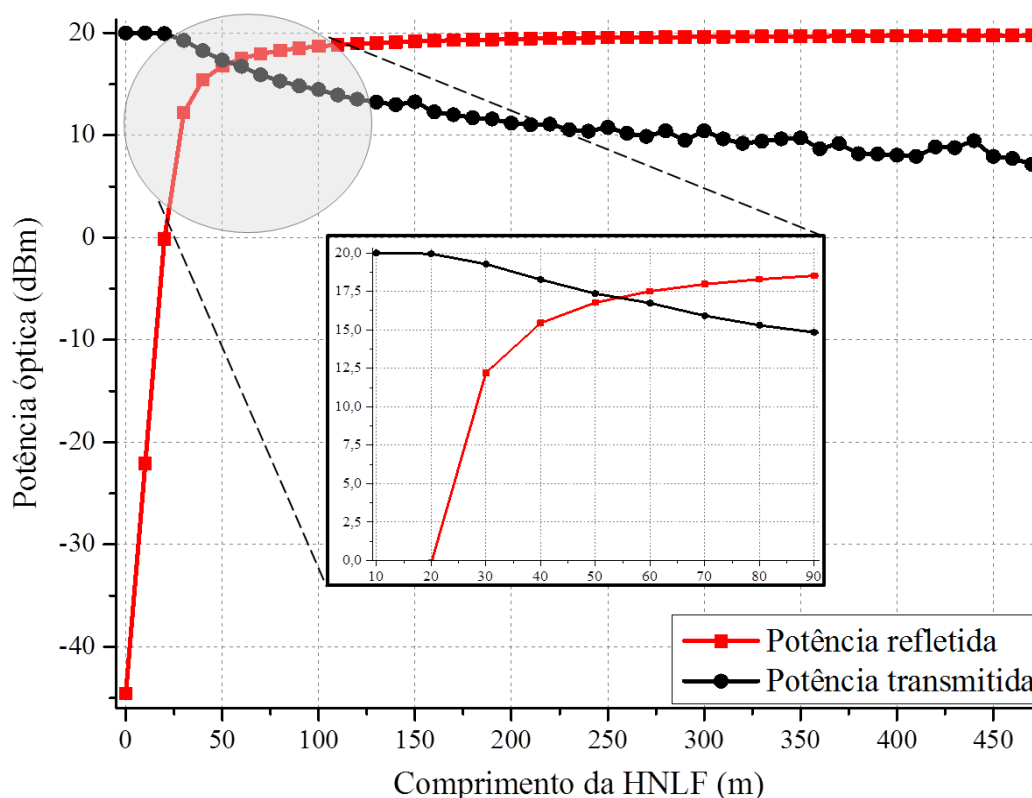


Figura 3.24. Potência transmitida e potência refletida devido ao efeito SBS, em função do comprimento da HNLF.

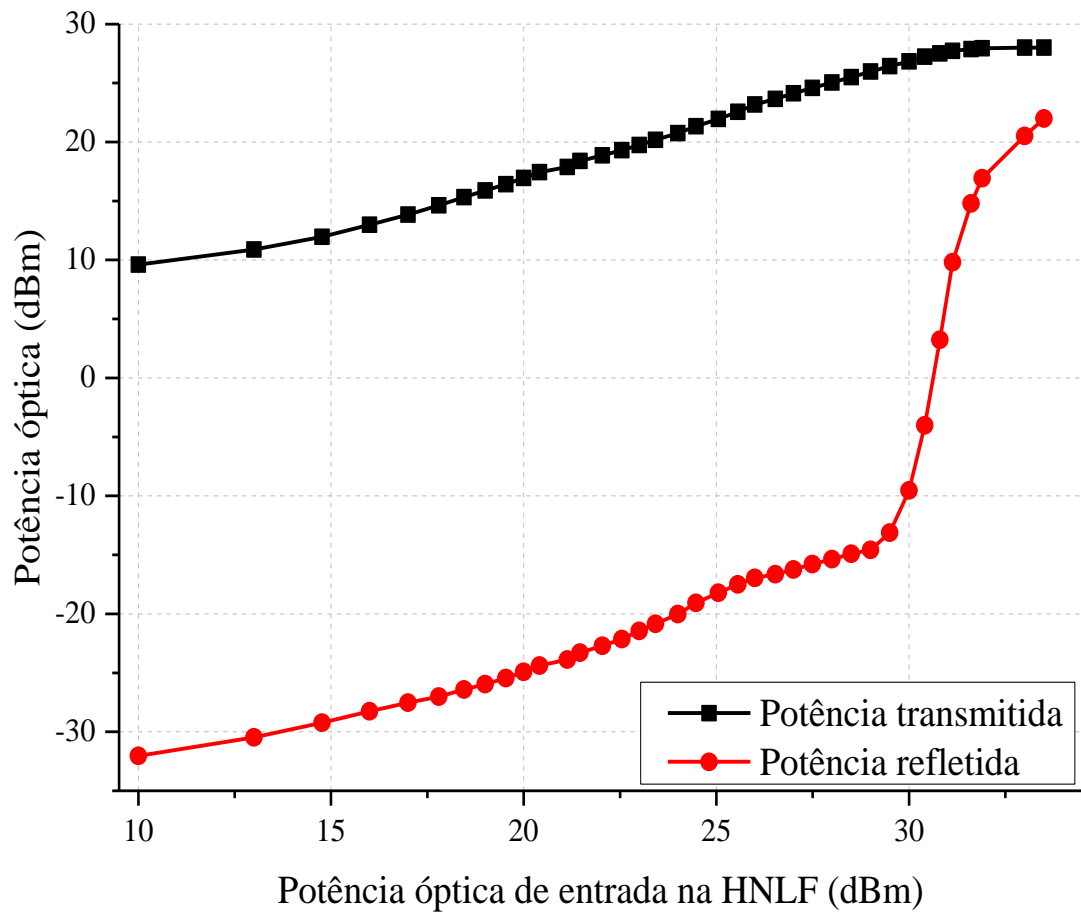


Figura 3.25. Análise do efeito Brillouin em função da potência óptica de entrada para 35 metros de HNLF.

Capítulo 4

4. *Fronthaul* Móvel com Amplificação de RF no Domínio Óptico para 5G

Este Capítulo relata a implementação e os resultados experimentais da análise de desempenho do PBRA operando como *fronthaul* para redes de acesso móveis. Demonstra-se a transmissão simultânea de duas bandas (7,5 e 28 GHz) utilizando o PBRA, a qual implica em uma vazão conjunta de 27 Gbps.

4.1 Descrição do Arranjo Experimental

A Figura 4.1 ilustra a utilização do PBRA em uma rede 5G, de maneira a diminuir ou até mesmo eliminar amplificadores elétricos na RBS. A instalação do PBRA na central *office* possibilita ainda amplificar sinais banda base em *backhauls* e sinais de RF nos *midhauls* e *fronthauls*.

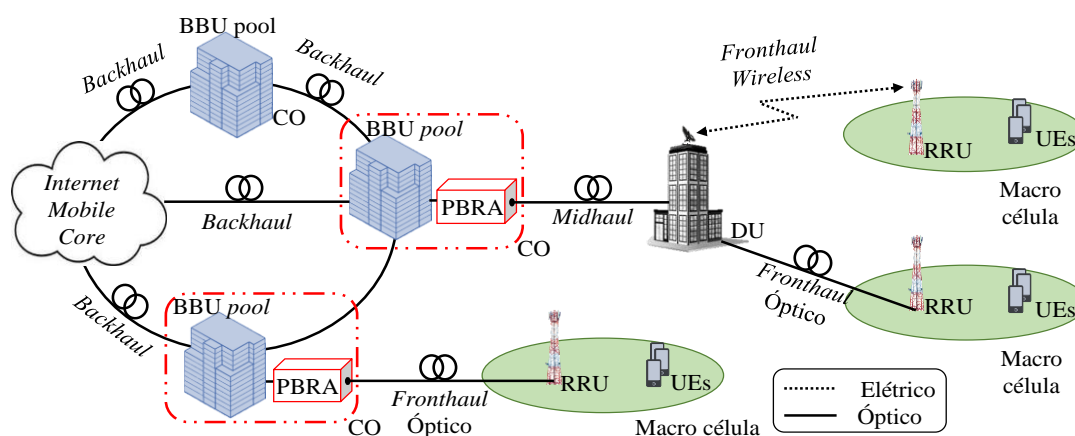


Figura 4.1. Cenários de utilização do PBRA nas redes 5G.

Para a implementação do *fronthaul*, optou-se pela arquitetura 1 por ter a melhor eficiência energética em relação às demais, devido a melhor alocação do EDFA para amplificar a portadora modulada e o laser de bombeio. Adicionalmente, utilizou-se a fibra HNLF de 35 metros, que minimizou o efeito Brillouin no PBRA. A Figura 4.2 apresenta um diagrama do arranjo experimental para análise de desempenho digital do PBRA operando como *fronthaul*.

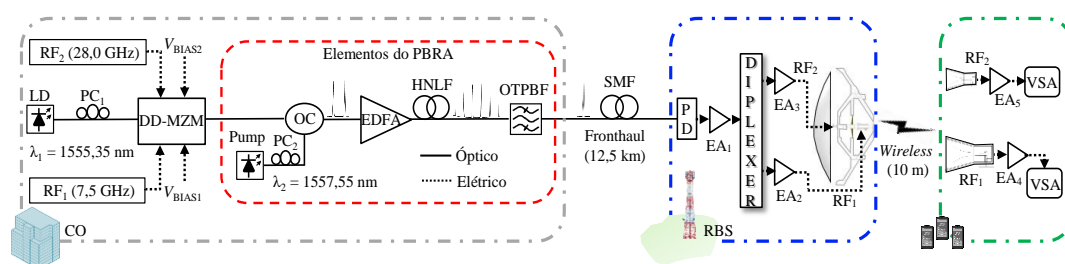


Figura 4.2. Diagrama da implementação do PBRA operando como *fronthaul*.

Um sinal modulado, gerado em banda base por meio de um gerador de sinais arbitrários (AWG M190A), foi convertido para a frequência de interesse (*upconversion*) utilizando um gerador de sinais vetoriais (PSG E8267D). Devido à limitação de *hardware* no laboratório, não foi possível transmitir simultaneamente os sinais modulados nas duas faixas de frequência. Desta forma, um segundo gerador de sinais vetoriais escalar (EXG ASG N5173B) foi responsável por gerar um sinal CW em 7,5 ou 28 GHz, dependendo da frequência do sinal modulado. Um modulador *dual drive Mach-Zehnder* (DD-MZM) foi responsável por modular as duas portadoras de RF em uma portadora óptica no comprimento de onda de 1555,35 nm. Combinou-se então um laser de bombeio em 1557,55 nm com a portadora óptica modulada. O sinal óptico resultante foi amplificado com um EDFA e lançado na fibra altamente não-linear de 35 metros de comprimento, com intuito de estimular produtos FWM. Filtrou-se o primeiro produto FWM da esquerda, o qual foi lançado em um *fronthaul* de 12,5 km de SMF, representando o PBRA alocado na central de serviços, conforme apresentado na Figura 3.9. Na estação rádio base (RRH), um fotodetector (XPDV21x0R) com banda de 50 GHz, converteu os sinais ópticos para o domínio elétrico e lançou as portadoras fotodetectadas em dois amplificadores (SBUA-400-12-010-k) em cascata, com ganho de 12 dB e figura de ruído de 5,5 dB cada. Um *diplexer*

acoplado à saída dos amplificadores foi responsável por separar as frequências de 7,5 e 28 GHz. De maneira independente, o sinal em 7,5 GHz passou por um estágio de amplificação de 20 dB (ZX60-83LN12+) e o sinal em 28 GHz passou por um estágio de amplificação de 35 dB (QLW-18404540-JO).

Os sinais amplificados foram conectados a uma antena parabólica Cassegrain de banda dupla [109-111]. A antena opera nas bandas C e Ka, tanto para aplicações em radares, quanto para telecomunicações. Desta forma, implementou-se um enlace sem fio de 10 metros, transmitindo simultaneamente os sinais em 7,5 e 28 GHz. Na recepção, utilizou-se duas antenas corneta e estágios de amplificação de 20 e 35 dB para as frequências de 7,5 e 28 GHz, respectivamente. Um analisador de sinais vetoriais (DASZ632A) foi responsável por demodular um dos sinais, enquanto que o sinal CW foi analisado por um analisador de espectro elétrico. A Figura 4.3 apresenta as fotografias dos arranjos experimentais utilizados na transmissão e na recepção.



Figura 4.3. Fotografias do cenário de medida de desempenho do PBRA como fronthaul.

4.2 Caracterização do PBRA Operando como *Fronthaul*

Relatou-se que o ganho do PBRA advém das bandas laterais da portadora óptica, geradas pelos processos de modulação e FWM. Portanto, observa-se diferentes valores de ganho devido ao índice de modulação de cada modulador. Realizou-se a medida do coeficiente de transmissão para o PBRA e para o CRoF utilizando o modulador DD-MZM; para tal medida filtrou-se o primeiro produto FWM da esquerda. A Figura 4.4 apresenta o espectro óptico na saída da HNLF com os sinais de RF em 7,5 e 28 GHz ligados. Nota-se uma geração considerável de produtos FWM, sendo que o primeiro produto FWM proveu ganho de RF. A Figura 4.5 apresenta as curvas do coeficiente de transmissão (S_{21}) do PBRA e do CRoF.

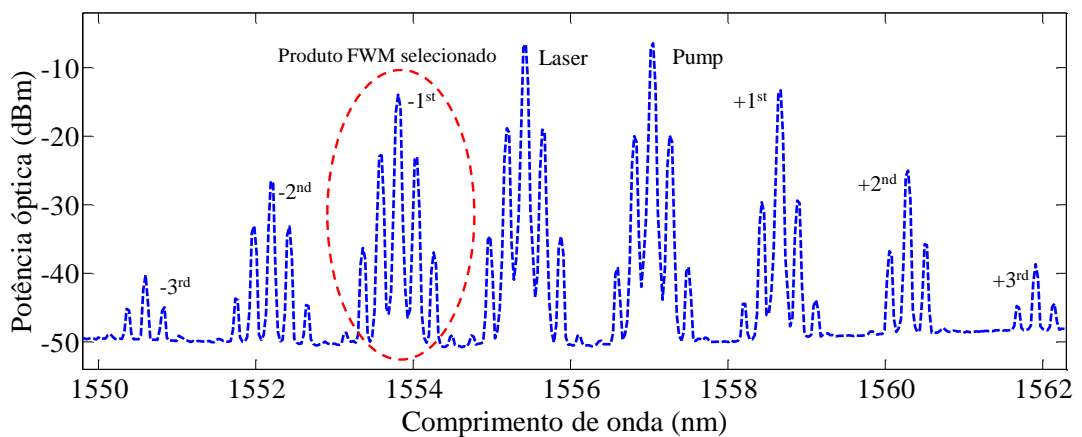


Figura 4.4. Produtos FWM na saída da HNLF.

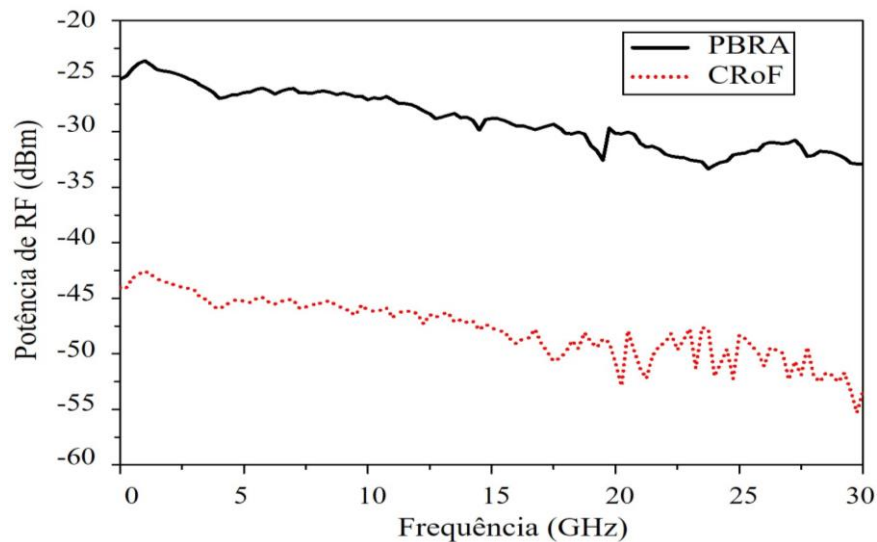


Figura 4.5. Coeficientes de transmissão medidos para CRoF e PBRA com DD-MZM.

As medidas de coeficiente de transmissão relataram ganhos de RF de aproximadamente 19 dB para o PBRA, ao longo da faixa de 300 kHz até 30 GHz. As medidas foram limitadas em 30 GHz devido à limitação da largura de faixa do DD-MZM. Determinou-se o ganho de RF em um sinal CW nas frequências de 7,5 e 28 GHz, com a finalidade de averiguar o ganho medido pelo S_{21} e analisar o ruído de fase da portadora de RF amplificada pelo PBRA. O ruído de fase é uma importante figura de mérito e pode ser um fator limitante em sistemas de comunicação, sendo caracterizado pela relação da densidade de potência do ruído ao redor da frequência central da portadora. A Figura 4.6 apresenta os espectros do PBRA e do CRoF em 7,5 GHz, obtidos na saída do fotodetector após passar pelo *fronthaul* de 12,5 km com o sinal elétrico CW em 28 GHz ligado.

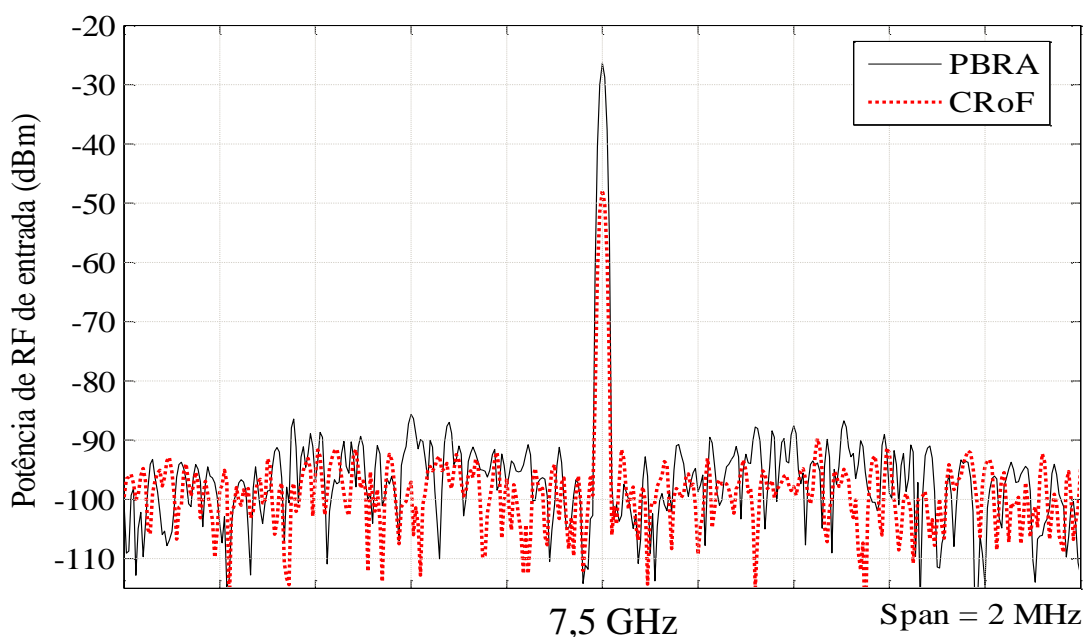


Figura 4.6. Espectros do PBRA e CRoF em 7,5 GHz com CW em 28 GHz ligado.

Nota-se que o ganho de RF alcançado está próximo ao resultado obtido para o coeficiente de transmissão, que foi de aproximadamente 19 dB. A Figura 4.7 apresenta a medida do ruído de fase das portadoras do PBRA e do gerador de RF em 7,5 GHz, obtidas utilizando um analisador de sinais MS2830A.

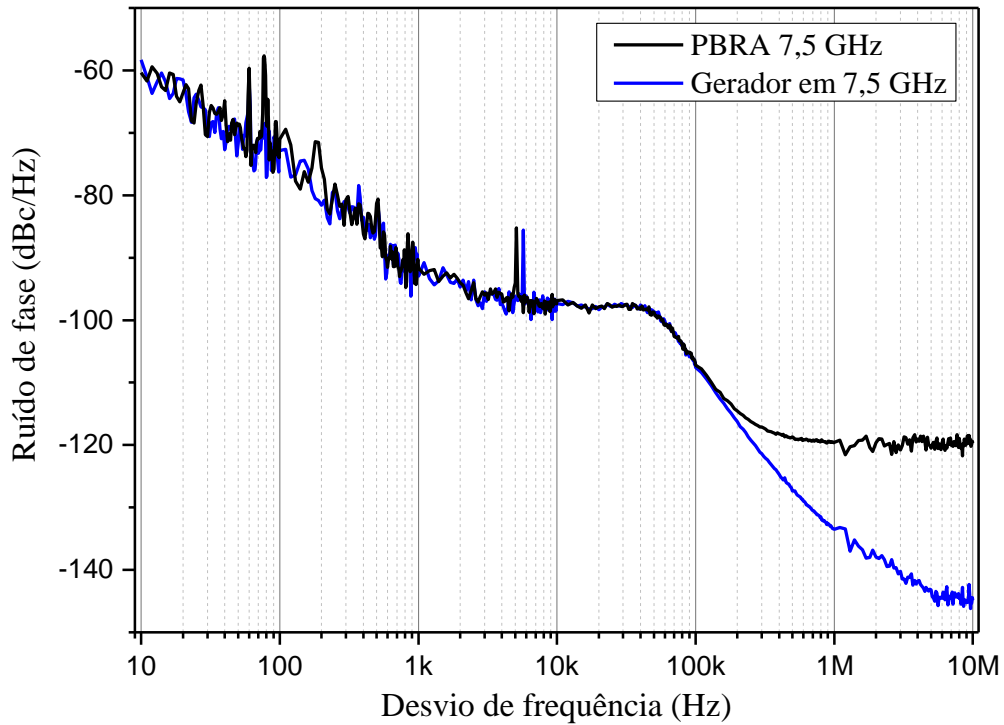


Figura 4.7. Ruído de fase medido em 7,5 GHz para PBRA e gerador de RF.

Medidas de ruído entre 10 Hz e 1 kHz são caracterizadas pelo desempenho do oscilador de referência, que realiza multiplicações até alcançar a frequência da portadora. Medidas entre 1 kHz e 100 kHz relacionam-se ao sintetizador do gerador de RF e medidas entre 100 kHz e 2 MHz relacionam-se com o YIG (*yttrium-iron-garnet*) [112]. Finalmente, as saídas do sistema influenciam para desvios de frequência maiores que 2 MHz, em forma de ruído residual [112]. O espectro de potência do ruído de fase em sistemas rádio sobre fibra, que operam com modulação externa pode ser descrito pela expressão [75]

$$10\log_{10}[S(f)] = 10\log_{10}[S_d(f)] + 10\log_{10}[S_r(f)], \quad (2.19)$$

onde $S_d(f)$ é o espectro de potência do sinal de RF e $S_r(f)$ é o espectro de potência do ruído de fase residual do sistema. Nota-se que o ruído de fase residual apresenta nível em torno de -120 dBc/Hz, com isso conclui-se que o PBRA não acrescenta ruído no sistema. A Figura 4.8 apresenta os espectros do PBRA e do CRoF em 28 GHz, obtidos na saída do fotodetector após passar pelo *fronthaul*, com 7,5 GHz ligado. A Figura 4.9 apresenta o ruído de fase das portadoras do PBRA e do gerador de RF em 28 GHz.

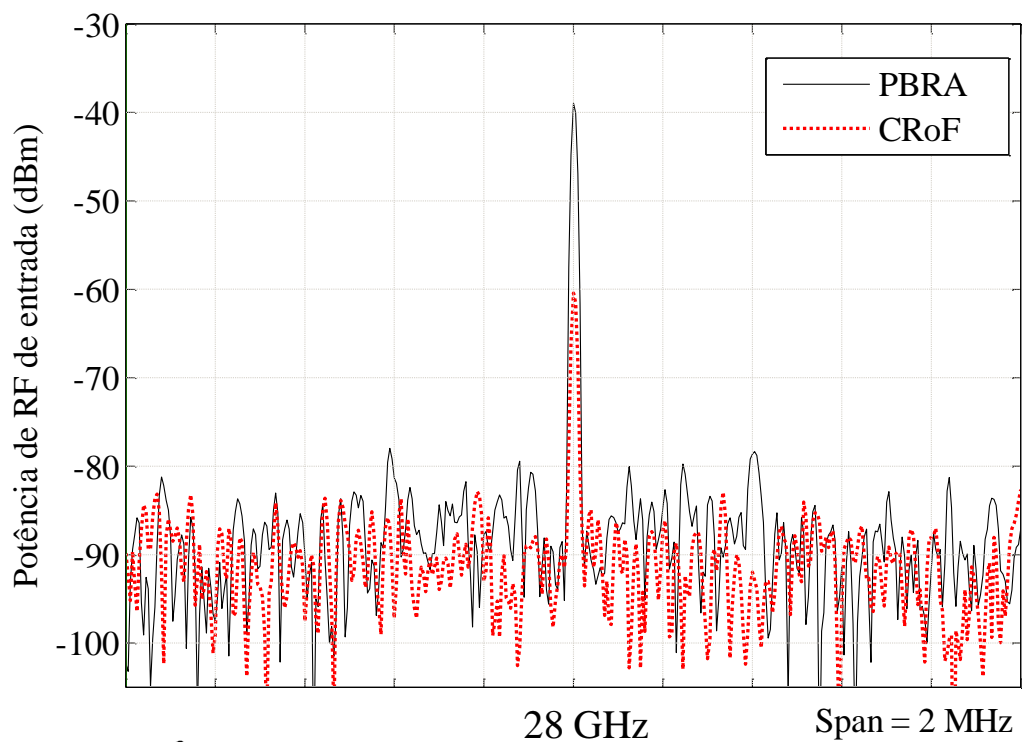


Figura 4.8. Espectros do PBRA e CRoF em 28 GHz com CW em 7,5 GHz ligado.

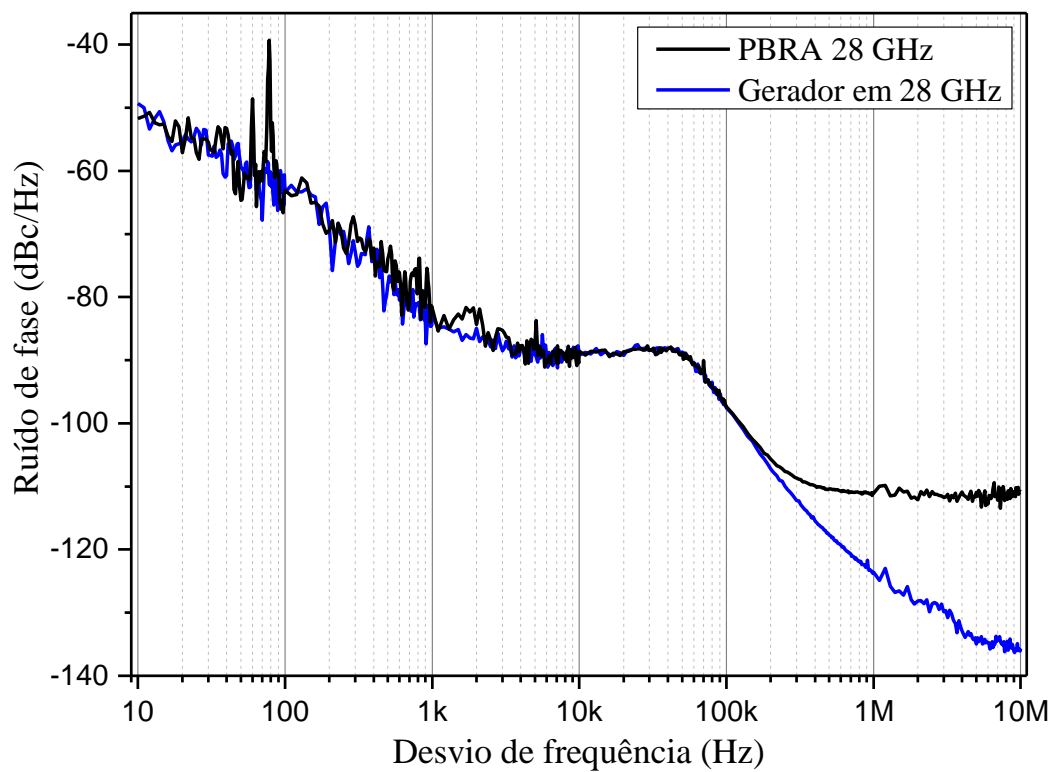


Figura 4.9. Ruído de fase medido em 28 GHz para PBRA e gerador de RF.

O ganho do PBRA no espectro em 28 GHz foi mantido em torno de 20 dB, semelhante ao obtido para o coeficiente de transmissão medido na Figura 4.5. Nota-se que o ruído de fase residual medido para 28 GHz foi de aproximadamente -110 dBc/Hz, ou seja, 10 dB maior em relação ao 7,5 GHz. Tal efeito ocorre devido à maior complexidade de geração do sinal de RF em altas frequências.

O ganho de RF do PBRA mostrou-se constante em toda faixa de frequência medida de S_{21} , variando apenas com diferentes tipos de moduladores MZM. Neste contexto, inseriu-se no DD-MZM um sinal digital centrado em 7,5 GHz com 2 GHz de banda e um sinal CW em 28 GHz. Posteriormente, mediu-se o espectro na saída do fotodetector para o CRoF e para o PBRA, com os dois sinais passando pelo *fronthaul*. A Figura 4.10 apresenta os espectros do sinal modulado em 7,5 GHz para CRoF e PBRA com o sinal em 28 GHz ligado.

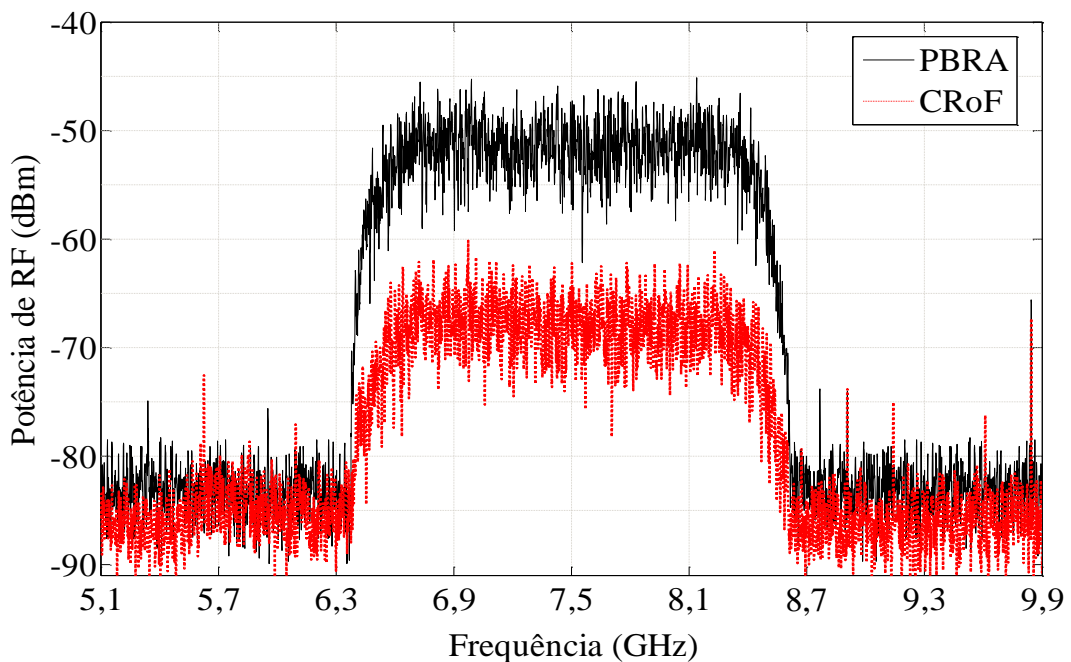


Figura 4.10. Espectro do PBRA e do CRoF na saída do fotodetector para um sinal em 7,5 GHz com 2 GHz de banda e sinal CW em 28 GHz ligado.

O ganho resultante foi de aproximadamente 18 dB em toda a banda do sinal de RF. Além disso, observa-se que a amplificação do sinal de RF com PBRA não acrescenta ruído ao sistema, que se mantém em torno de -84 dBm. De maneira análoga, inseriu-se no DD-MZM um sinal digital centrado em 28 GHz com 2 GHz de banda e

um sinal CW em 7,5 GHz. A Figura 4.11 apresenta os espectros do sinal modulado em 28 GHz para CRoF e PBRA com o sinal CW em 7,5 GHz ligado.

Nota-se em 28 GHz ganho de aproximadamente 15 dB em toda a banda do sinal de RF sem inserir ruído no sistema. Vale ressaltar que os sinais em 7,5 GHz e em 28 GHz não foram inseridos com 2 GHz de banda de maneira simultânea devido a limitação de *hardware*. No entanto, realizou-se todas as análises com uma das frequências moduladas e a outra com uma portadora CW.

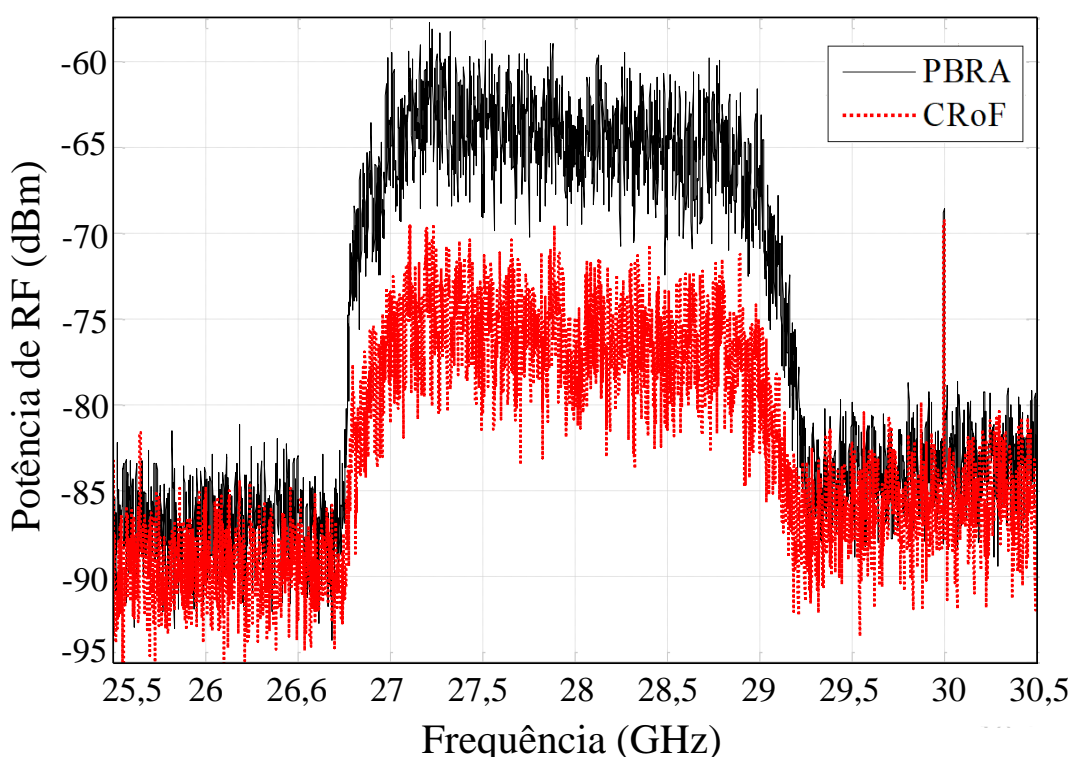


Figura 4.11. Espectro do PBRA e do CRoF na saída do fotodetector para um sinal em 28 GHz com 2 GHz de banda e sinal CW em 7,5 GHz ligado.

O *laser* de bombeamento rege grande influência na geração de produtos FWM. Altos níveis de potência de bombeio potencializam o produto FWM do lado contrário a portadora modulada e baixos níveis de potência não geram produtos suficientes para prover ganho. Dessa forma, faz-se necessário encontrar um ponto ótimo de operação, que apresente o melhor desempenho do PBRA. Neste contexto, realizou-se uma análise de desempenho digital do PBRA, fundamentada em investigações da relação sinal ruído (SNR) e da magnitude vetorial de erro ($EVM_{RMS}\%$) em função da potência

de bombeio. A Figura 4.12 apresenta os resultados da análise de desempenho digital do PBRA operando como *fronthaul* em função da potência do *laser* de bombeio.

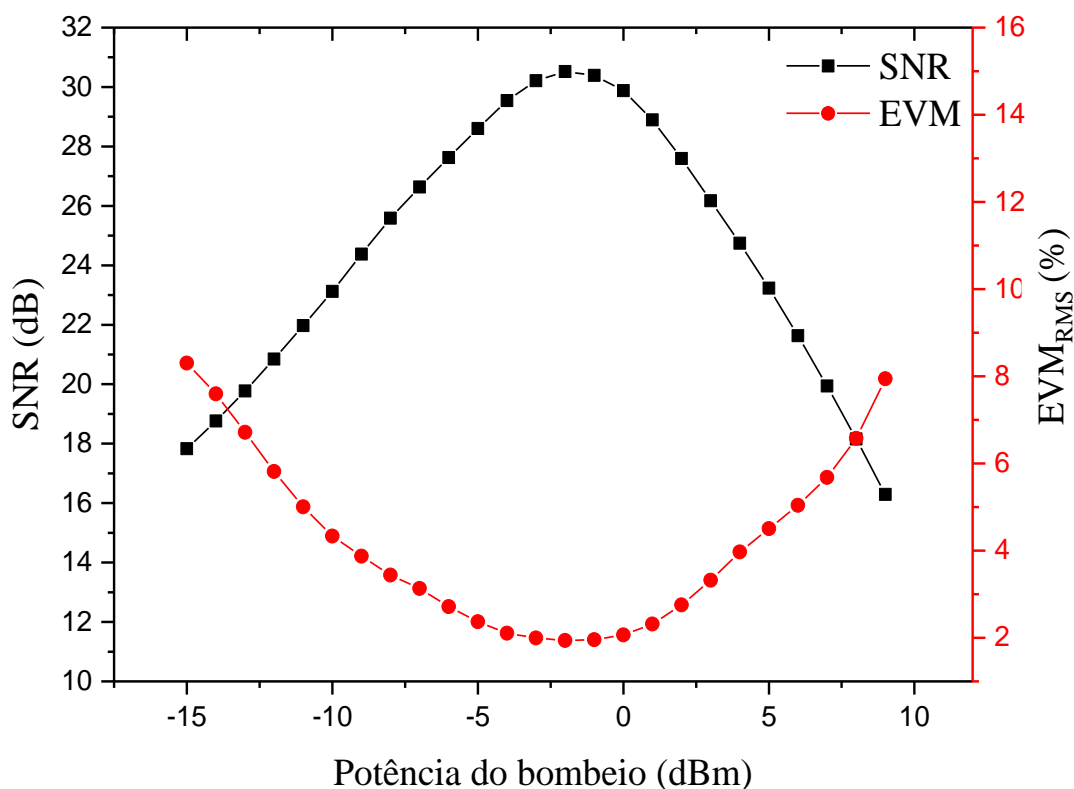


Figura 4.12. SNR e EVM_{RMS} em função da potência de bombeio, para um sinal 16 QAM em 7,5 GHz a uma taxa de 4 Gbit/s.

Para tal varredura, introduziu-se no DD-MZM um sinal 16 QAM centrado em 7,5 GHz com taxa de 4 Gbit/s e fator de *roll-off* igual 0,15, que resultaram em uma ocupação de banda de 1,15 GHz. Adicionalmente, inseriu-se no DD-MZM um sinal CW em 28 GHz. Variou-se a potência de bombeio por meio de um VOA, dado que a faixa de ajuste de potência do *laser* foi de 0,5 a 23 dBm. Mediu-se as métricas de desempenho na saída do fotodetector (RRH), por meio de um analisador de sinais digitais (DSA Z632A). A potência no mesmo nível do sinal modulado seria suficiente para uma boa geração de produtos. Nota-se que na faixa de -7 até 3 dBm de potência de bombeio, a SNR se manteve acima de 25 dB e o EVM_{RMS} abaixo de 4 %. Esta região pode ser considerada uma faixa ótima de operação, visto que, o EVM_{RMS} máximo do *Release 15* para o 5G-NR é 12,5 % para 16 QAM [106].

Analisou-se também o desempenho digital do PBRA em função da potência de bombeio com um sinal modulado em 28 GHz, conforme reportado na Figura 4.13. Para esta análise, inseriu-se no DD-MZM um sinal 64 QAM centrado em 28 GHz com taxa de 3 Gbit/s e fator de *roll-off* igual a 0,15, resultando em uma ocupação de banda de 575 MHz. Nota-se que na faixa de -5 a 8 dBm de potência de bombeio, a SNR se manteve acima de 25 dB e o EVM_{RMS} abaixo de 4 %. Os resultados para 7,5 GHz apontaram uma faixa de -7 até 3 dBm. Portanto, a faixa de -5 até 3 dBm de potência óptica de bombeio satisfaz com folga os pré-requisitos de EVM_{RMS} e SNR para as faixas de 7,5 GHz e 28 GHz de forma simultânea.

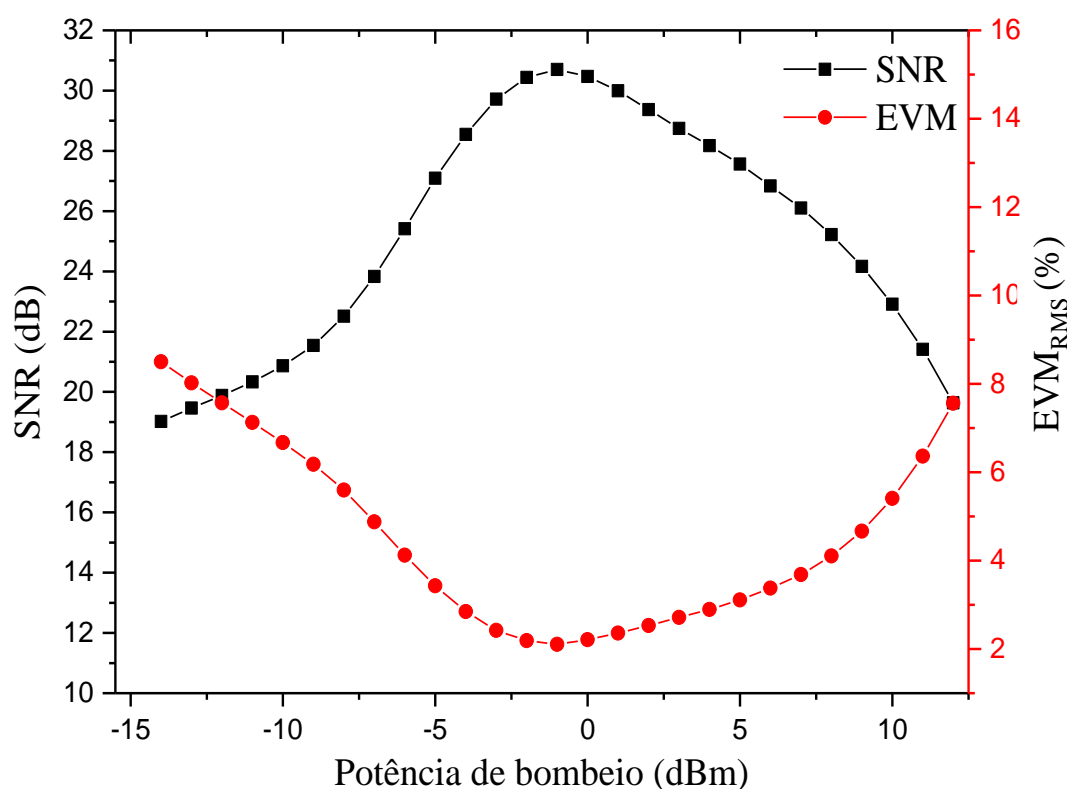


Figura 4.13. SNR e EVM_{RMS} em função da potência de bombeio, para um sinal 64 QAM em 28 GHz a uma taxa de 3 Gbit/s.

O nível do sinal de RF na entrada do modulador MZM, também rege uma grande influência no ganho do PBRA e conseqüentemente no desempenho digital. Realizou-se uma investigação da potência de RF do sinal modulado, com o intuito de constatar a faixa de melhor desempenho do PBRA para 7,5 e 28 GHz. A Figura 4.14 apresenta os resultados da análise de desempenho digital do PBRA em 7,5 GHz em função da potência RF do sinal modulado na entrada do DD-MZM.

Inseriu-se no MZM um sinal 16 QAM em 7,5 GHz com taxa de 4 Gbit/s e um CW em 28 GHz. Nota-se que na faixa de -3 a 12 dBm de potência de RF de entrada, a SNR se manteve acima de 25 dB e o EVM_{RMS} abaixo de 4 %, sendo requerido pela norma valores abaixo de 12,5 % [106]. De maneira similar, avaliou-se o nível de potência de RF de entrada do sinal modulado em 28 GHz. Para tal investigação, inseriu-se no DD-MZM um sinal 64 QAM centrado em 28 GHz com taxa de 3 Gbit/s e um sinal CW em 7,5 GHz. A Figura 4.15 apresenta os resultados da análise de desempenho digital do PBRA operando como *fronthaul* em função da potência RF do sinal modulado na entrada do DD-MZM.

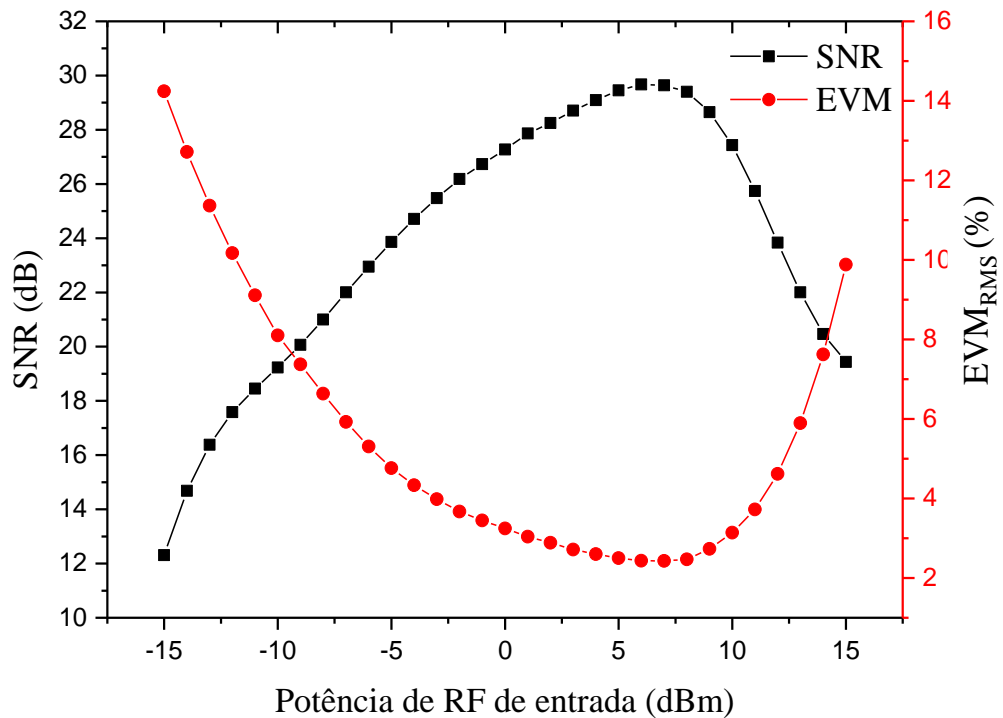


Figura 4.14. SNR e EVM_{RMS} em função da potência de RF de entrada no DD-MZM, para um sinal 16 QAM em 7,5 GHz a uma taxa de 4 Gbit/s.

Observa-se que na faixa de -5 até 8 dBm de potência de RF na entrada do DD-MZM, o EVM_{RMS} se manteve abaixo de 4 % e a SNR acima de 25 dB. Os resultados para 7,5 GHz exibem uma faixa ótima de -3 até 12 dBm. Portanto, a faixa de -3 até 8 dBm de potência de RF para os sinais modulados, satisfazem os pré-requisitos dos *fronthauls* e das redes 5G. As análises de desempenho digital em função da potência de RF de entrada no DD-MZM e em função da potência óptica de bombeio possibilitaram encontrar pontos ótimos do PBRA operando como *fronthaul*.

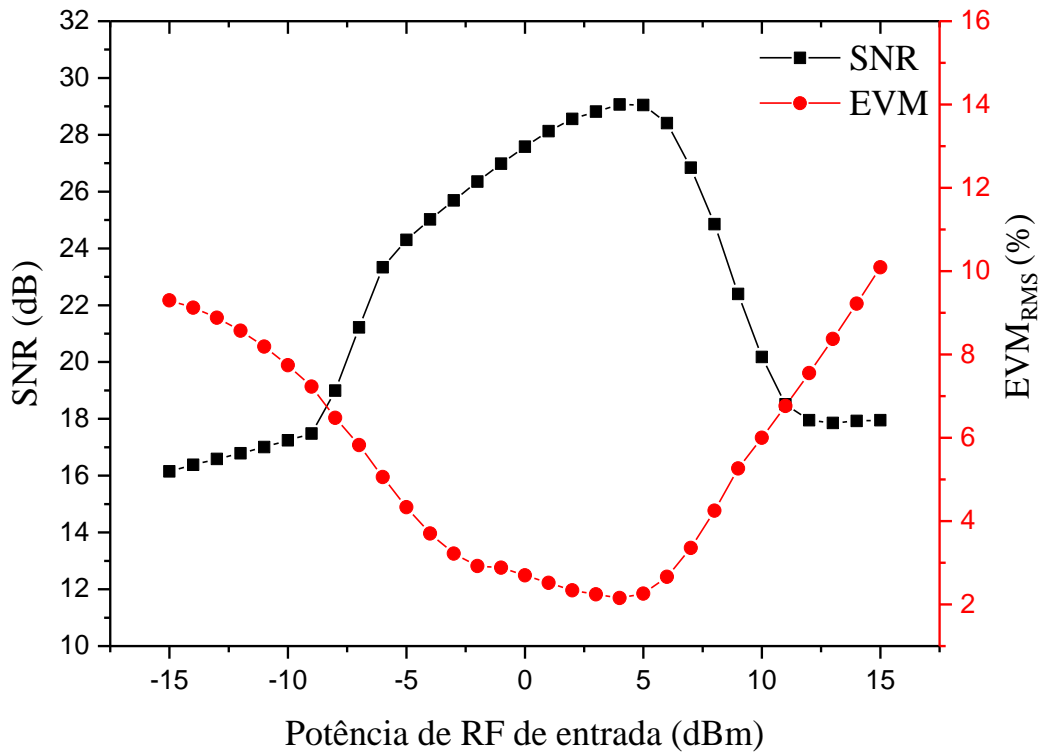


Figura 4.15. SNR e EVM_{RMS} em função da potência de RF de entrada no DD-MZM, para um sinal 64 QAM em 28 GHz a uma taxa de 3 Gbit/s.

O ganho de RF resultante do PBRA pode ser utilizado para diminuir ou até eliminar amplificadores elétricos na estação rádio base. Isso posto, realizou-se a comparação entre um *fronthaul* com o PBRA e um *fronthaul* CRoF com dois amplificadores elétricos com ganho de 12 dB e figura de ruído de 5,5 dB cada. O ganho de RF proveniente do PBRA foi capaz de substituir dois amplificadores elétricos, e conseqüentemente, eliminar a figura de ruído adicional no sistema. A Figura 4.16 apresenta o esquemático do sistema proposto e ilustra os espectros elétricos dos dispositivos.

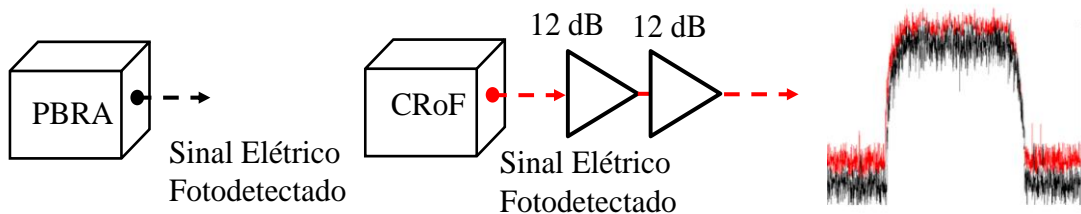


Figura 4.16. Esquemático do ganho de RF do PBRA utilizado para substituir dois amplificadores elétricos de 12 dB no sistema CRoF.

Após igualar os níveis de potência na saída do fotodetector (RRH), realizou-se uma análise para se obter a máxima taxa de transmissão dos dispositivos operando como *fronthaul* no sistema *dual-band*. Tal análise consistiu em variar a banda do sinal modulado de entrada até 2 GHz utilizando modulações de até 256 QAM. A Figura 4.17 apresenta a análise de desempenho digital em 7,5 GHz do PBRA e do CRoF (com dois blocos de amplificação) para as modulações 16, 64 e 256 QAM e banda de até 2 GHz.

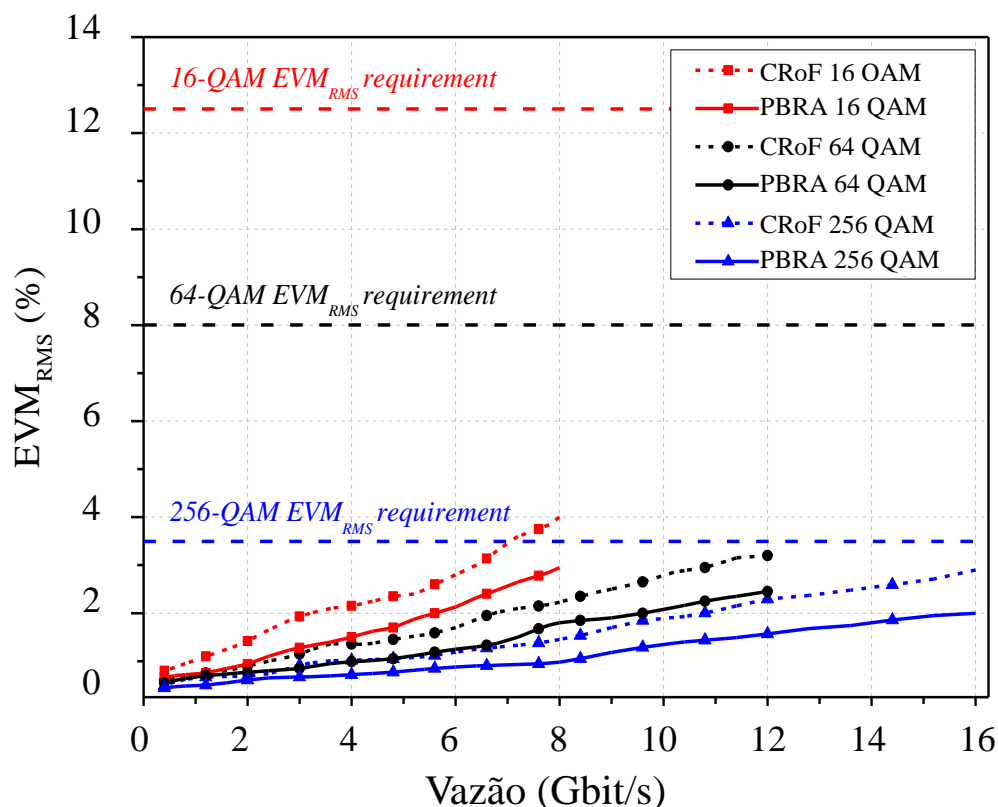


Figura 4.17. Análise de desempenho digital em 7,5 GHz do PBRA e do CRoF para as modulações (16 QAM, 64 QAM e 256 QAM) com larguras de faixa de até 2 GHz.

Para a modulação 16 QAM, os dispositivos alcançaram taxas de até 8 Gbit/s. O PBRA apresentou melhor desempenho com 1% de EVM_{RMS}, mesmo sem dois estágios de amplificação. Para a modulação 64 QAM, os dispositivos atingiram taxas de 12 Gbit/s e a diferença de EVM_{RMS} foi de aproximadamente 0,75%. Para a modulação 256 QAM, atingiu-se taxas de até 16 Gbit/s e um melhor desempenho do PBRA de 0,9 %. Portanto, o PBRA apresentou melhor desempenho em toda a faixa de análise, sempre atendendo os pré-requisitos do 5G, comprovando a sua aplicabilidade para substituir amplificadores de RF [106].

Realizou-se o mesmo experimento utilizando um sinal modulado centrado em 28 GHz e uma portadora CW em 7,5 GHz, e variou-se a modulação entre 16 e 64 QAM. A Figura 4.18 apresenta a análise de desempenho digital em 28 GHz do PBRA e do CRoF com dois blocos de amplificação para as modulações 16 e 64 QAM.

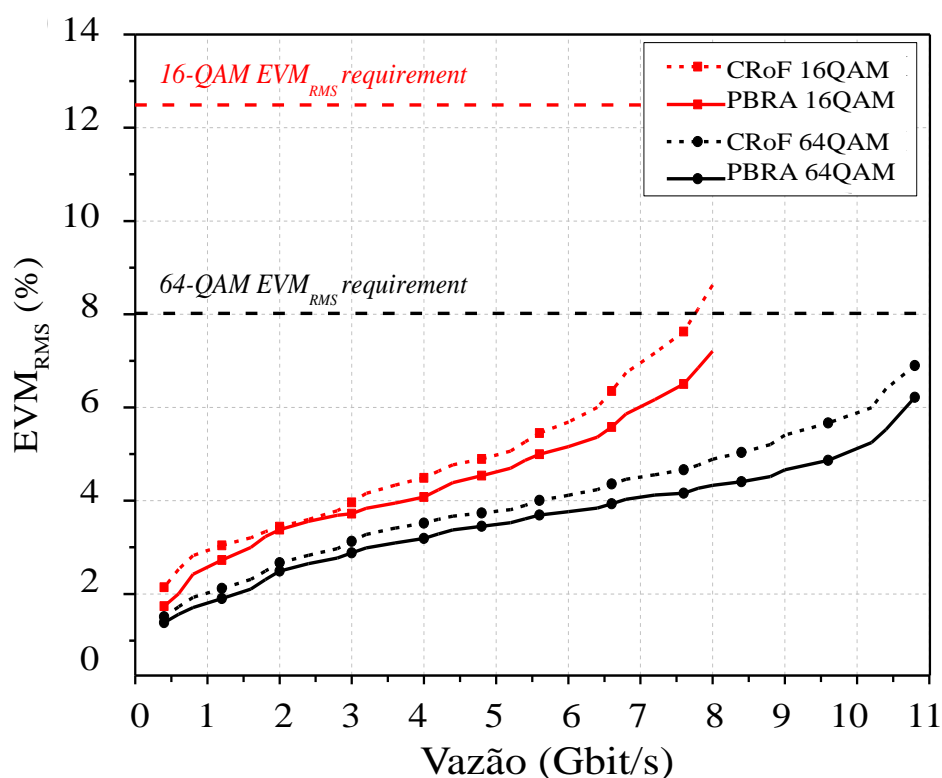


Figura 4.18. Análise de desempenho digital em 28 GHz do PBRA e do CRoF para as modulações (16 QAM e 64 QAM).

Para a modulação 16 QAM, alcançou-se taxas de até 8 Gbit/s e o PBRA apresentou melhor desempenho, cerca de 1,3 % de EVM_{RMS}, mesmo sem dois estágios de amplificação. Para a modulação 64 QAM, obteve-se taxas de aproximadamente 11 Gbit/s e a diferença de EVM_{RMS} foi de aproximadamente 0,75%; os valores de EVM_{RMS} estão próximos ao limite, mas ainda satisfazem o pré-requisito de 8 % do *Release 15* [106]. As máximas taxas atingidas foram 16 Gbit/s em 7,5 GHz e 11 Gbit/s na faixa de 28 GHz, resultando em 27 Gbit/s total no *fronthaul*.

4.3 Resultados Óptico-wireless

O experimento final consistiu em transmitir os sinais de RF em 7,5 e 28 GHz no *fronthaul* de 12,5 km utilizando PBRA e CRoF. Após o processo de fotodetecção,

os sinais elétricos foram amplificados e transmitidos de maneira simultânea, utilizando uma antena Cassegrain de banda dupla. Os ganhos da cascata de amplificadores foram de 44 e 55 dB para as frequências de 7,5 e 28 GHz, respectivamente. A antena Cassegrain utilizada apresenta ganho de 30,4 dBi para 7,5 GHz e 39,7 dBi para a frequência de 28 GHz. Implementou-se um enlace sem fio de 10 metros, sendo que na recepção utilizou-se duas antenas cornetas e blocos de amplificação de 20 e 35 dB para as frequências de 7,5 e 28 GHz, respectivamente. Um analisador de sinais vetoriais (DAS Z632A) foi responsável por demodular um dos sinais enquanto que o sinal CW é analisado por um analisador de espectro. A Figura 4.19 apresenta a captura da tela do analisador de sinais vetoriais, quando se transmitiu 1 GHz de banda com modulação 64 QAM em *fronthaul* com CRoF.

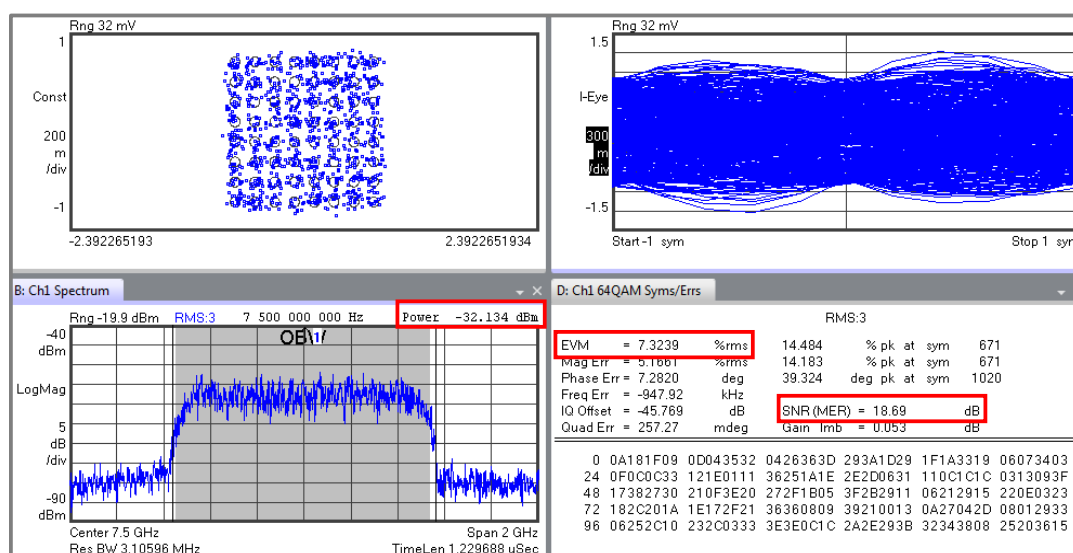


Figura 4.19. Constelação, diagrama de olho, potência do canal, EVM_{RMS} e SNR para CRoF operando em 7,5 GHz com 6 Gbit/s no ar.

Nesta configuração, atingiu-se taxa de transmissão de 6 Gbit/s, potência de recepção de -32,12 dBm e SNR = 18,69 dB, resultando em $EVM_{RMS} = 7,32\%$. A utilização do PBRA implica em aumentar a potência de RF na recepção e conseqüentemente a SNR, visto que a amplificação de RF no domínio óptico não insere ruído no sistema. A Figura 4.20 apresenta a captura da tela do analisador de sinais vetoriais, quando se transmitiu 1 GHz de banda com modulação 64 QAM, utilizando PBRA *fronthaul*.

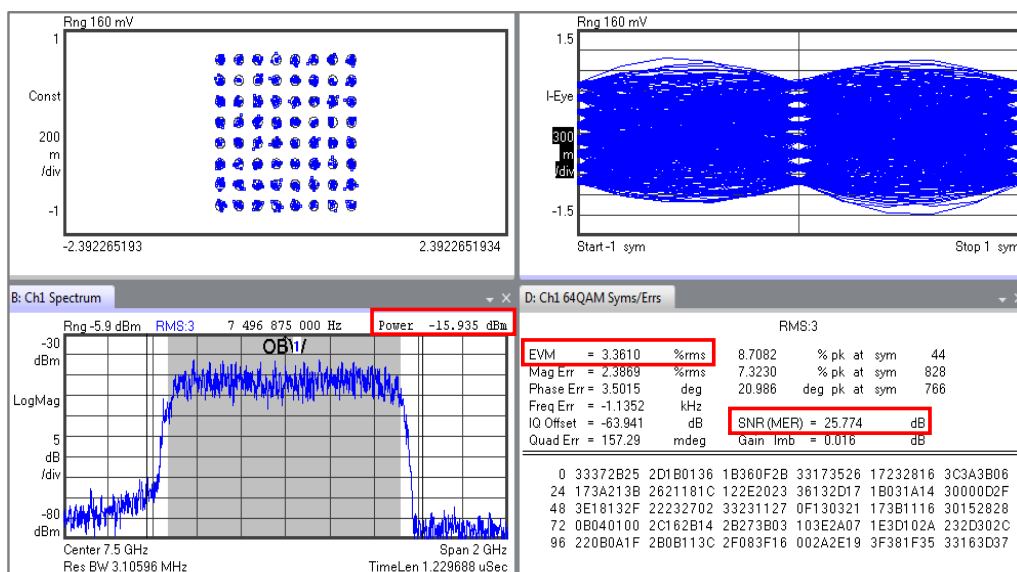


Figura 4.20. Constelação, diagrama de olho, potência do canal, EVM_{RMS} e SNR para PBRA operando em 7,5 GHz com 6 Gbit/s no ar.

Nota-se que a utilização do PBRA como *fronthaul* aumenta o nível de potência de RF sem necessidade de amplificação, observado pelo aumento de 16,2 dB na potência de RF do sinal modulado. Tal aumento, melhorou a SNR em 7 dB e, conseqüentemente, o EVM_{RMS} diminuí de 7,32 % para 3,36 %. Como resultado, é possível distinguir os 64 símbolos na constelação e o diagrama de olho apresenta uma boa abertura. O Apêndice 1 apresenta os resultados para CRoF e PBRA operando em 7,5 GHz com 1 GHz de banda para a modulação 16 QAM. De maneira correlata, transmitiu-se no PBRA e no CRoF uma banda de 1 GHz em 28 GHz. A Figura 4.21 apresenta a captura da tela do analisador de sinais, transmitindo 1 GHz de banda com modulação 16 QAM, utilizando *fronthaul* com CRoF. A Figura 4.22 apresenta a captura da tela do analisador de sinais vetoriais, transmitindo 1 GHz de banda com modulação 16 QAM, utilizando *fronthaul* com PBRA.

Nota-se para o CRoF, baixa magnitude no espectro, com SNR em torno de 16 dB e uma constelação se apresenta com grande desvio dos pontos de referência e uma pequena abertura do diagrama de olho. Os valores de potência no canal e EVM_{RMS} foram de -11 dBm e 11,59 %, respectivamente. O emprego do PBRA como *fronthaul* melhorou significativamente o posicionamento dos símbolos da constelação e a abertura do diagrama de olho, culminando em uma melhora de 5,36 % no EVM_{RMS} e de 5,4 dB na SNR. Tal melhoria, advém do aumento da potência do canal sem a

inserção de ruído, que é de -11,59 dBm para o CRoF e de 4,25 para o PBRA. O Apêndice 1 apresenta os resultados para CRoF e PBRA operando em 28 GHz com 1 GHz de banda para a modulação 64 QAM.

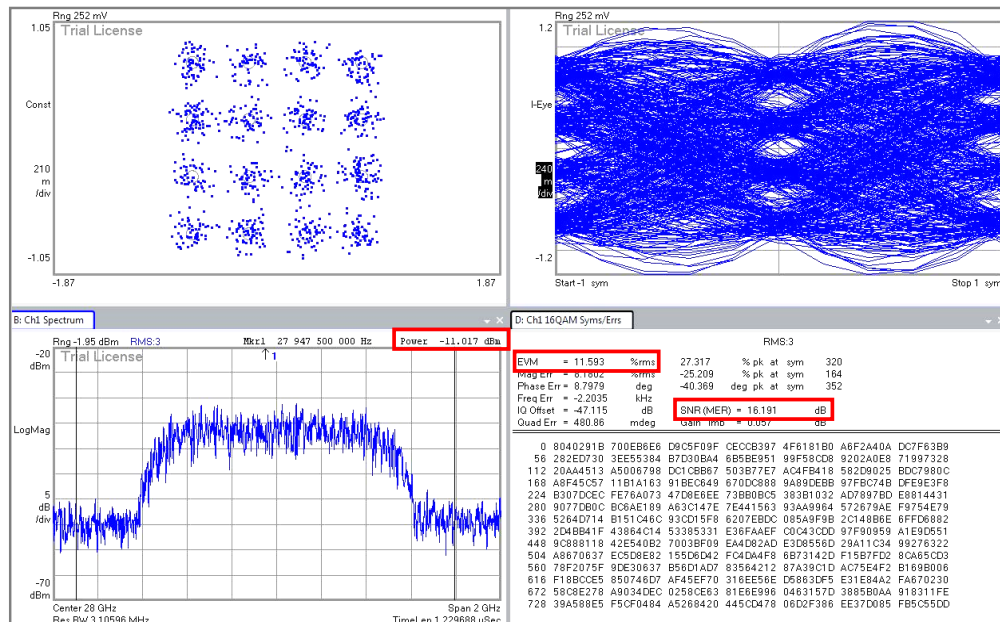


Figura 4.21. Constelação, diagrama de olho, potência do canal, EVM_{RMS} e SNR para CRoF operando em 28 GHz com 4 Gbit/s no ar.

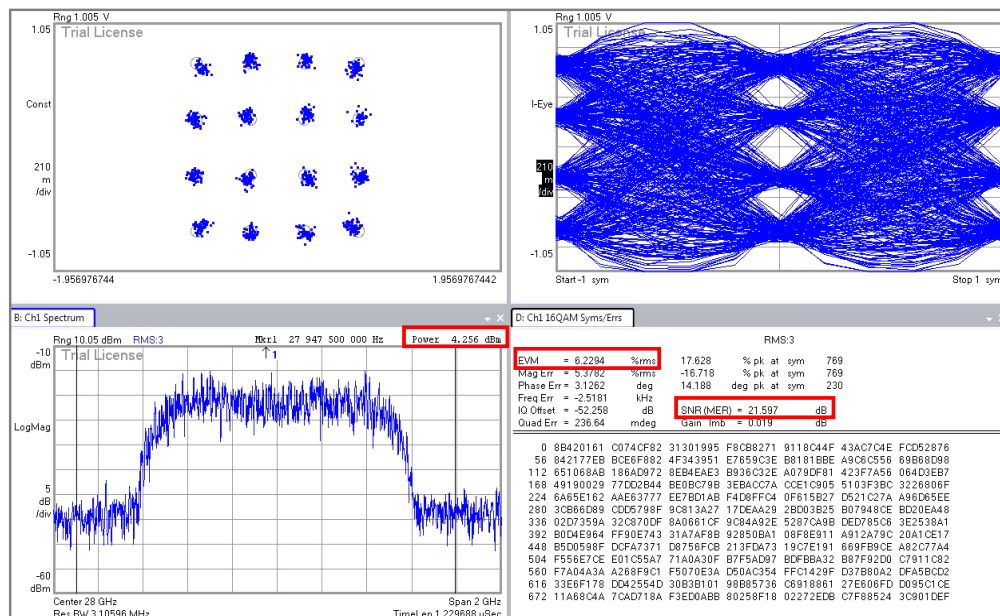


Figura 4.22. Constelação, diagrama de olho, potência do canal, EVM_{RMS} e SNR para PBRA operando em 28 GHz com 4 Gbit/s no ar.

A Tabela 3 apresenta os resultados de EVM_{RMS} , SNR, potência do canal modulação e taxa de bits em cada uma das transmissões óptico/*wireless* para PBRa e CRoF. O PBRa apresentou melhor desempenho digital em termos de EVM_{RMS} em relação ao CRoF. As máximas taxas atingidas foram 6 Gbit/s em 7,5 GHz e 4 Gbit/s na faixa de 28 GHz, resultando em 10 Gbit/s no enlace *wireless* óptico-*wireless*.

Tabela 3. Resumo dos resultados obtidos para nas transmissões óptico-*wireless* em 7,5 e 28 GHz, para CRoF e PBRa

| <i>Técnica</i> | <i>CRoF</i> | <i>PBRa</i> | <i>CRoF</i> | <i>PBRa</i> | <i>CRoF</i> | <i>PBRa</i> | <i>CRoF</i> | <i>PBRa</i> |
|-----------------------------------|--------------|--------------|--------------|--------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| <i>Parâmetro</i> | 7,5 (GHz) | 7,5 (GHz) | 7,5 (GHz) | 7,5 (GHz) | 28 (GHz) | 28 (GHz) | 28 (GHz) | 28 (GHz) |
| <i>Ordem da modulação (x-QAM)</i> | 16 | 16 | 64 | 64 | 16 | 16 | 64 | 64 |
| <i>Banda (GHz)</i> | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| <i>SNR (dB)</i> | 19,34 | 24,88 | 18,69 | 25,77 | 16,19 | 21,59 | 16,52 | 20,62 |
| <i>Potência do canal (dBm)</i> | -32,52 | -16,19 | -32,13 | -15,93 | -11,01 | 4,25 | -11,59 | 4,24 |
| <i>EVM_{RMS} (%)</i> | 8,04 | 4,24 | 7,32 | 3,36 | 11,59 | 6,22 | 8,91 | 6,02 |
| <i>Taxa (Gbit/s)</i> | 4 | 4 | 6 | 6 | 4 | 4 | 6 | 6 |

Capítulo 5

5. Conclusões e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

O trabalho baseou-se no uso de tecnologia fotônica para prover ganho de RF, por meio da utilização de uma fibra HNLF e produtos FWM, com a finalidade de melhorar o desempenho dos *fronthauls* para as redes 5G. Destacaram-se como principais contribuições: provimento de ganho para sinais banda base; análises de taxa de erro de bits; melhora na eficiência energética; sete novas arquiteturas do PBRA; demonstração de um *fronthaul* de banda dupla com amplificação de RF no domínio óptico, operando simultaneamente em 7,5 e 28 GHz, alcançando taxas de 27 Gbit/s; sistema óptico/*wireless* com taxas de 10 Gbit/s.

O Capítulo 1 abordou a evolução das tecnologias de comunicações móveis do 1G até o 4G, salientando características relevantes. Contextualizou-se ainda a demanda por serviços móveis e a perspectiva de evolução com o surgimento da quinta geração. Neste contexto, a fotônica de micro-ondas foi tratada como potencial para satisfazer tais requisitos. Ainda no Capítulo 1, apresentou-se uma revisão bibliográfica, contendo aplicações provenientes de *fronthauls* e uma revisão sobre a técnica de amplificação de sinais de RF no domínio óptico.

No Capítulo 2, descreveu-se os principais fundamentos teóricos necessários para a compreensão da Dissertação, incluindo fotônica de micro-ondas, sistemas rádio sobre fibra e efeitos ópticos não-lineares, além dos conceitos de *backhaul*, *fronthaul* e *midhaul* da rede de acesso. Já o Capítulo 3 relatou a técnica de amplificação de sinais de RF no domínio óptico, assim como a origem do ganho de RF. Demonstrou-se ganho de RF de 26 dB para a faixa de 300 kHz a 50 GHz, o qual também foi caracterizado em função do tempo, apresentando variação de apenas 2,5 dB em 15,5 horas de funcionamento em um enlace real de um provedor de Internet local. Além disso,

apresentou-se novas arquiteturas do PBRA para aplicação em *fronthaul* móvel 5G e caracterizou-se o ganho e a BER do dispositivo operando em banda base. Ainda no Capítulo 3, avaliou-se o impacto do efeito Brillouin no PBRA e realizou-se a otimização e redução do comprimento da fibra HNLf.

No Capítulo 4, realizou-se uma análise experimental da Arquitetura 1 do PBRA atuando como *fronthaul*, transmitindo-se simultaneamente as bandas de 7,5 e 28 GHz. Utilizou-se um *fronthaul* de 12,5 km para caracterizar o dispositivo, analisando a saída do fotodetector em função das potências de bombeio e de RF. O PBRA foi validado para um sinal com 2 GHz de banda e medidas de ruído de fase confirmam a não inserção de ruídos no sistema. O PBRA operando como *fronthaul* proveu taxas de 27 Gbit/s para a RRH e o sistema óptico/*wireless* alcançou taxas de 10 Gbit/s. A aplicação do PBRA em um *fronthaul* utilizando CRoF possibilitou diminuir o parâmetro EVM_{RMS} de 11,59 % para 6,22 %, ou seja, uma melhoria de 5,37 % ao empregar o PBRA no *fronthaul*.

5.2 Trabalho Futuros

Vislumbra-se como trabalhos futuros, a aplicação do PBRA em uma rede real, para realizar a transmissão e amplificação nas faixas de 700 MHz, 3,5 GHz e 26 GHz de maneira simultânea com sinais 4G e 5G NR. Por conseguinte, idealizou-se uma nova arquitetura (arquitetura 7), que simplifica ainda mais o processo de amplificação do PBRA, facilitando a implementação na central *office* e na RBS. A Figura 5.1 apresenta o esquemático da arquitetura 7.

Como sequência do trabalho, idealiza-se consolidar e aprimorar o desempenho da arquitetura 7 e viabilizar a implementação do PBRA como produto. Vislumbra-se a integração dos componentes do PBRA em módulos SFP (atualmente em operação), fator que simplifica ainda mais o dispositivo. Posteriormente, realizar testes nas redes de operadoras de telefonia móvel, utilizando o PBRA em sistemas bidirecionais. Além disso, almeja-se a adaptação do PBRA aos protocolos de comunicação dos *fronthauls*, implementando os padrões *common public radio interface* (CPRI) e o padrão para as redes 5G *evolved common public radio interface* (eCPRI).

Apêndice 1

As Figuras A.1 até A.4 apresentam a captura da tela do equipamento DSA Z632A no experimento óptico-wireless para CRoF em 7,5 GHz com modulação 16 QAM, PBRA em 7,5 GHz com modulação 16 QAM, CRoF em 28 GHz com modulação 64 QAM e PBRA em 28 GHz com modulação 64 QAM, respectivamente.

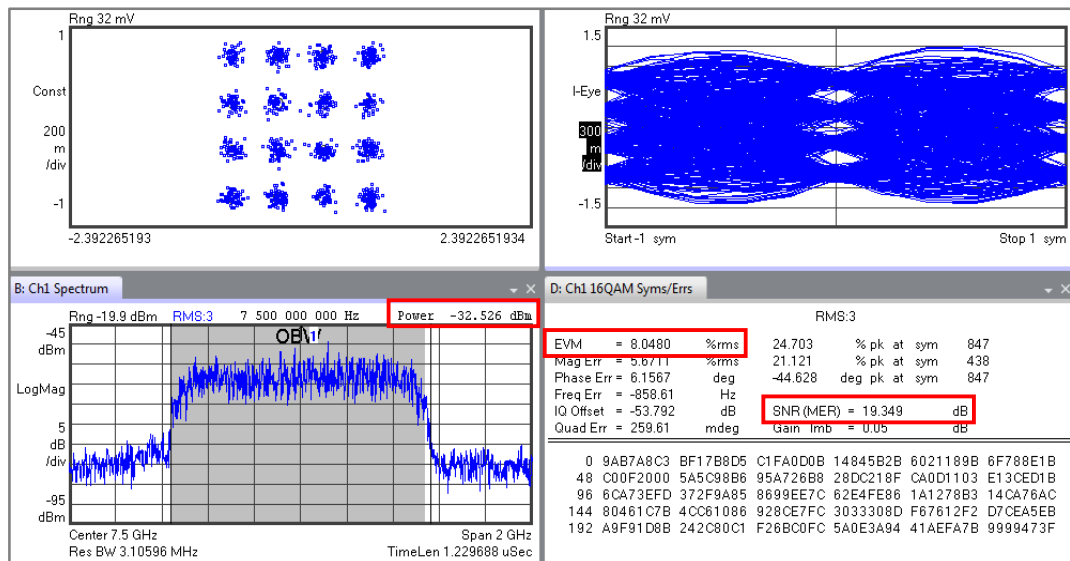


Figura A.1 CRoF em 7,5 GHz com modulação 16 QAM.

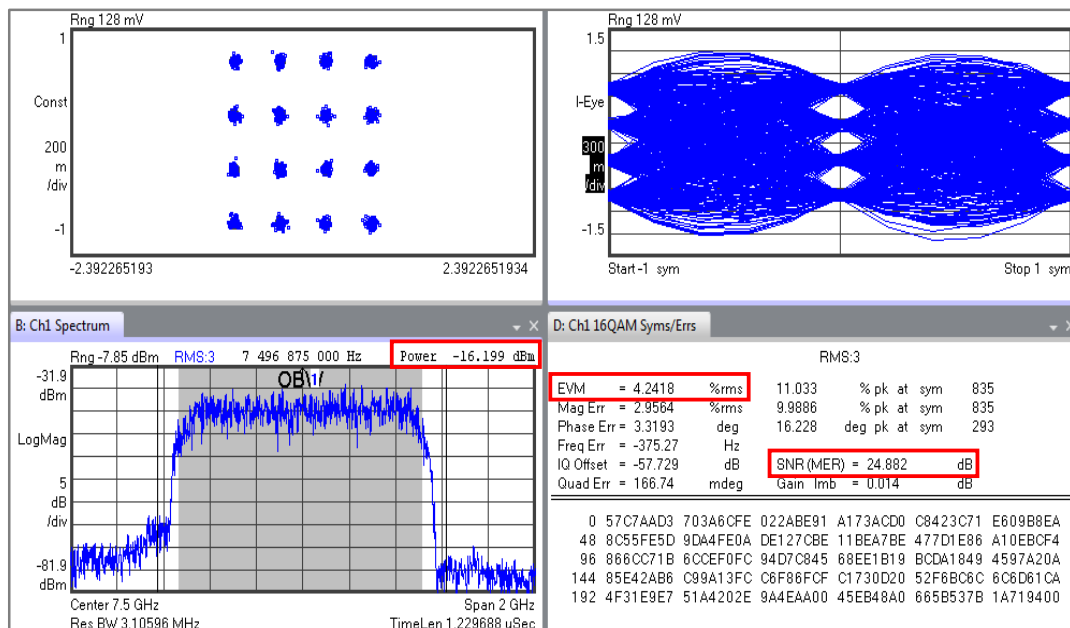


Figura A.2 PBRA em 7,5 GHz com modulação 16 QAM.

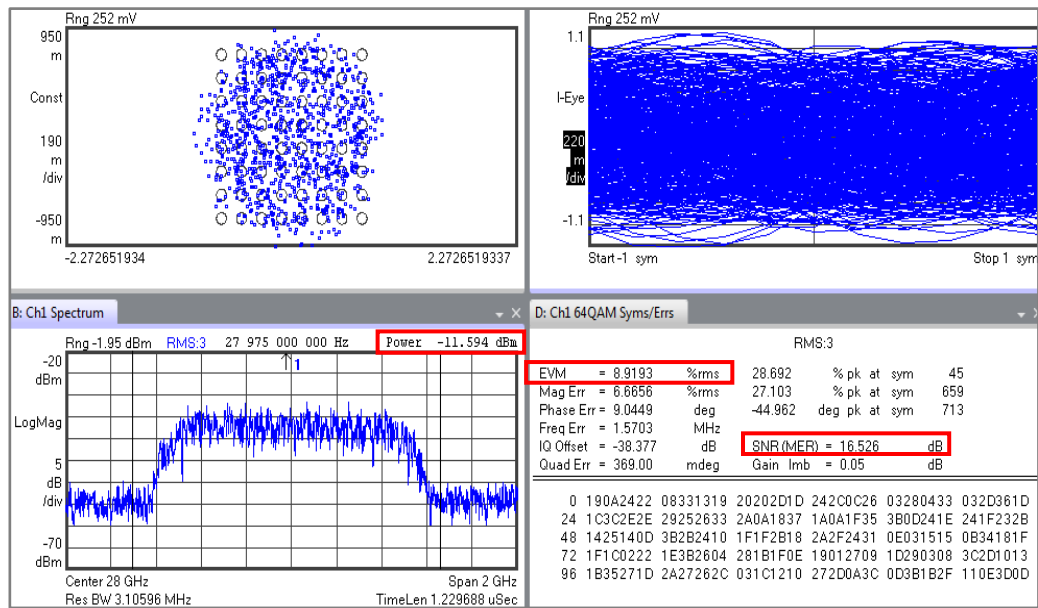


Figura A.3 CRoF em 28 GHz com modulação 64 QAM.

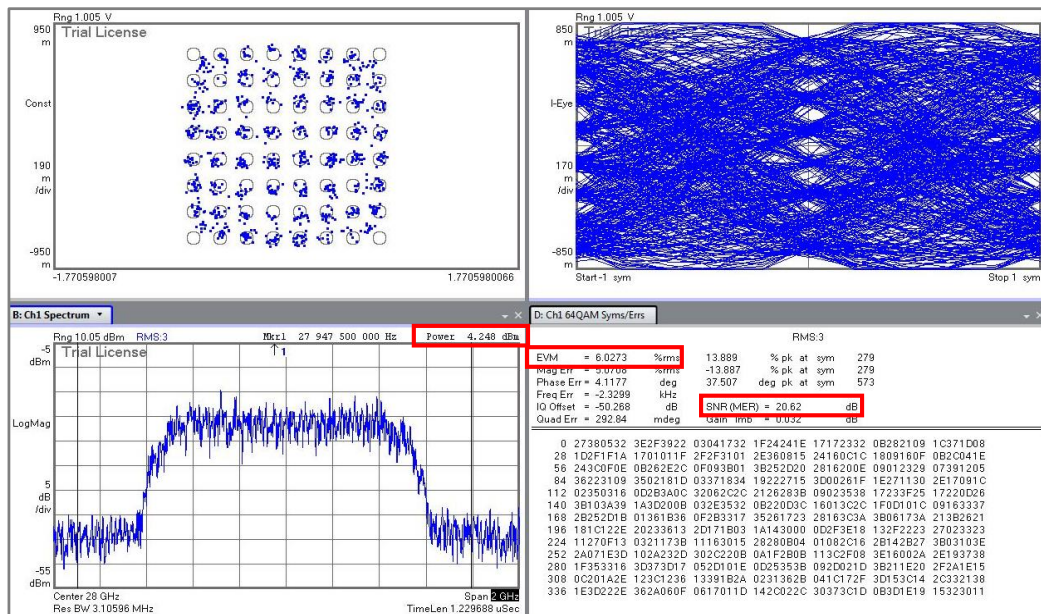


Figura A.4 PBRA em 28 GHz com modulação 64 QAM.

Referências Bibliográficas

- [1] Tayq, Z. (2017). Fronthaul integration and monitoring in 5G networks (Doctoral dissertation, Université de Limoges).
- [2] Rahnema, M. (1993). Overview of the GSM system and protocol architecture. *IEEE Communications magazine*, 31(4), 92-100.
- [3] Garg, V. K., & Rappaport, T. S. (2001). *Wireless network evolution: 2G to 3G*. Prentice Hall PTR.
- [4] Dahlman, E., Parkvall, S., Skold, J., & Beming, P. (2010). *3G evolution: HSPA and LTE for mobile broadband*. Academic press.
- [5] Sesia, S., Toufik, I., & Baker, M. (2011). *LTE-the UMTS long term evolution: from theory to practice*. John Wiley & Sons.
- [6] Dahlman, E., Parkvall, S., & Skold, J. (2013). *4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband*. Academic press.
- [7] Cisco, "Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2017–2022" White Paper, February. 2019.
- [8] Rost, Peter, et al. "Mobile network architecture evolution toward 5G." *IEEE Communications Magazine* 54.5 (2016): 84-91.
- [9] Ranaweera, C., Wong, E., Nirmalathas, A., Jayasundara, C., & Lim, C. (2017). 5G C-RAN with optical fronthaul: An analysis from a deployment perspective. *Journal of Lightwave Technology*, 36(11), 2059-2068.
- [10] ETSI, *Service requirements for next generation new services and markets*, 3GPP TS 22.261 v15.6.0 Release 15, 2018.
- [11] Osseiran, A., Boccardi, F., Braun, V., Kusume, K., Marsch, P., Maternia, M., & Tullberg, H. (2014). Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project. *IEEE communications magazine*, 52(5), 26-35.
- [12] Series, M. (2015). *IMT Vision–Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond*. Recommendation ITU, 2083-0.
- [13] J Capmany, J., & Novak, D. (2007). Microwave photonics combines two worlds. *Nature photonics*, 1(6), 319.
- [14] Yao, J. (2009). Microwave photonics. *Journal of Lightwave Technology*, 27(3), 314-335.

- [15] Skubic, B., Bottari, G., Rostami, A., Cavaliere, F., & Öhlén, P. (2015). Rethinking optical transport to pave the way for 5G and the networked society. *Journal of lightwave technology*, 33(5), 1084-1091.
- [16] Ichkov, A., Atanasovski, V., & Gavrilovska, L. (2017). Potentials for application of millimeter wave communications in cellular networks. *Wireless Personal Communications*, 92(1), 279-295.
- [17] Niu, Y., Li, Y., Jin, D., Su, L., & Vasilakos, A. V. (2015). A survey of millimeter wave communications (mmWave) for 5G: opportunities and challenges. *Wireless networks*, 21(8), 2657-2676.
- [18] Lim, C., Lee, K. L., & Nirmalathas, A. T. (2015). Review of physical layer networking for optical-wireless integration. *Optical Engineering*, 55(3), 031113.
- [19] Pizzinat, A., Chanclou, P., Saliou, F., & Diallo, T. (2015). Things you should know about fronthaul. *Journal of Lightwave Technology*, 33(5), 1077-1083.
- [20] Chanclou, P., Neto, L. A., Grzybowski, K., Tayq, Z., Saliou, F., & Genay, N. (2018). Mobile fronthaul architecture and technologies: A RAN equipment assessment. *Journal of Optical Communications and Networking*, 10(1), A1-A7.
- [21] Mobile, C. (2011). C-RAN: the road towards green RAN. White Paper, ver, 2, 1-10.
- [22] Musumeci, F., Bellanzon, C., Carapellese, N., Tornatore, M., Pattavina, A., & Gosselin, S. (2015). Optimal BBU placement for 5G C-RAN deployment over WDM aggregation networks. *Journal of Lightwave Technology*, 34(8), 1963-1970.
- [23] Pfeiffer, T. (2015). Next generation mobile fronthaul and midhaul architectures. *Journal of Optical Communications and Networking*, 7(11), B38-B45.
- [24] Gomes dos Santos, J. (2017). Radio over fibre techniques for backhaul and fronthaul, Thesis, Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin, Berlin, 2017.
- [25] Chih-Lin, I., Huang, J., Duan, R., Cui, C., Jiang, J. X., & Li, L. (2014). Recent progress on C-RAN centralization and cloudification. *IEEE Access*, 2, 1030-1039.

- [26] Cheng, L., Zhu, M., Gul, M. M. U., Ma, X., & Chang, G. K. (2014). Adaptive photonics-aided coordinated multipoint transmissions for next-generation mobile fronthaul. *Journal of Lightwave Technology*, 32(10), 1907-1914.
- [27] Carapellese, N., Tornatore, M., & Pattavina, A. (2014). Energy efficient baseband units (BBU) placement in a fixed/mobile converged WDM aggregation network. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*.
- [28] Bae, S. H., Shim, H. K., Hong, U. H., Kim, H., Agata, A., Tanaka, K., & Chung, Y. C. (2015). 25-Gb/s TDM optical link using EMLs for mobile fronthaul network of LTE-A system. *IEEE Photonics Technology letters*. 27(17), 1825-1828.
- [29] Delmade, A., Browning, C., Farhang, A., Marchetti, N., Doyle, L. E., Koilpillai, R. D., & Venkitesh, D. (2018). Performance analysis of analog IF over fiber fronthaul link with 4G and 5G coexistence. *Journal of Optical Communications and Networking*, 10(3), 174-182.
- [30] Alfadhli, Y. M., Xu, M., Liu, S., Peng, P. C., & Chang, G. K. (2018, March). Real-Time Demonstration of Adaptive Functional Split in 5G Flexible Mobile Fronthaul Networks. In *Optical Fiber Communication Conference* (pp. Th2A-48). Optical Society of America.
- [31] Sung, M., Cho, S. H., Kim, J., Lee, J. K., Lee, J. H., & Chung, H. S. (2018). Demonstration of ifof-based mobile fronthaul in 5G prototype with 28-GHz millimeter wave. *Journal of Lightwave Technology*, 36(2), 601-609.
- [32] J.-H. Choi, S.-Y. Park, H.-S. Kim, and J.-S. Lee, "Structure for protecting radio frequency remote head," U.S. Patent 8 986 087 B2, Mar. 24, 2015
- [33] A. H. M. R. Islam, M. Bakaul, A. Nirmalathas, and G. E. Town, "Simplification of millimeter-wave radio-over-fiber system employing heterodyning of uncorrelated optical carriers and self-homodyning of RF signal at the receiver," *Optics Express*, vol. 20, no. 5, pp. 5707–5724, Feb. 2012.
- [34] Daniel G. Lona, Raphael M. Assumpção, Omar C. Branquinho, Marcelo L. F. Abbade, H. E. Hernández-Figueroa e Arismar Cerqueira Sodré Jr, "Implementation and performance investigation of radio-over-fiber systems in wireless sensor networks", *Microwave and Optical Technology Letters* (MOTL), Vol 54, Dec. 2012.

- [35] Noweir, M., Zhou, Q., Kwan, A., Valivarthi, R., Helaoui, M., Tittel, W., & Ghannouchi, F. M. (2018). Digitally Linearized Radio-Over Fiber Transmitter Architecture for Cloud Radio Access Network's Downlink. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 66(7), 3564-3574.
- [36] Ning, J., Dai, Y., Yin, F., Li, J., Lv, Q., & Xu, K. (2015). Digital linearization for broadband multicarrier analog photonic link incorporating downconversion. *Optical Engineering*, 55(3), 031102.
- [37] Jin, S., Xu, L., & Li, Y. (2016, May). Quantum well Mach-Zehnder intensity modulator with enhanced linearity. In *Microwave Symposium (IMS)*, 2016 IEEE MTT-S International (pp. 1-3). IEEE.
- [38] Moon, Y. T., Jang, J. W., Choi, W. K., & Choi, Y. W. (2007). Simultaneous noise and distortion reduction of a broadband optical feedforward transmitter for multi-service operation in radio-over-fiber systems. *Optics Express*, 15(19), 12167-12173.
- [39] Agrawal P. Govind, "Nonlinear Fiber Optics," third edition, University of Rochester, New York: Academic Press 2001.
- [40] Magnus Karlsson, "Transmission Systems With Low Noise Phase-Sensitive Parametric Amplifiers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 5, pp. 1411-1423, March 2016.
- [41] S.A.S. Melo, , A.R. do Nascimento, Arismar Cerqueira S., , L.H.H. Carvalho, D.M. Pataca, , J.C.R.F. Oliveira, , H.L. Fragnito, "Frequency comb expansion based on optical feedback, highly nonlinear and erbium-doped fibers," *Optics Communications*, vol. 312, pp. 287-291, February 2014.
- [42] W. Li and J. Yao, "Microwave and Terahertz Generation Based on Photonically Assisted Microwave Frequency Twelvetupling With Large Tunability," *IEEE Photonics Journal*, vol. 2, no. 6, pp. 954-959, December 2010.
- [43] B. Vidal, "Photonic millimeter-wave frequency multiplication based on cascaded four-wave mixing and polarization pulling", *Optics Letters*, vol. 37, no. 24, pp. 5055-5057, December, 2012.
- [44] S. Radic, C. J. McKinstrie, R. M. Jopson, J. C. Centanni, Q. Lin and G. P. Agrawal, "Record performance of parametric amplifier constructed with highly nonlinear fibre," in *Electronics Letters*, vol. 39, no. 11, pp. 838-839, May 2003.

- [45] J.M. Chavez Boggio, J.D. Marconi, e H.L. Fragnito, “Double-pumped fiber optical parametric amplifier with flat gain over 47-nm bandwidth using a conventional dispersion-shifted fiber,” in *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 17, no. 9, pp. 1842-1844, September 2005.
- [46] Walter S. Wall and Mark. A. Foster, “Ultra-Wideband Gain in Microwave Photonic Links using Four-Wave Mixing,” in *Conference on Lasers and Electro-Optics CLEO Technical Digest*, OSA 2012.
- [47] S. A. S. Melo, Arismar Cerqueira S. Jr. D. F. Noque, C. Franciscangelis, N. Guerrero Gonzalez e J.C.R.F. Oliveira “Sistema Rádio sobre Fibra Amplificado Baseado em Múltiplo Four-Wave Mixing” 16º Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica (*MOMAG 2014*), Curitiba – Brasil, August 2014.
- [48] Noque, D. F., dos Santos, R. A., Marins, C. N. M., & Cerqueira, S. A. (2015, June). Radio over fiber system amplified using technique FWM with reconfigurable antenna frequency. In *Telecommunications (IWT), 2015 International Workshop on* (pp. 1-5). IEEE.
- [49] Natalia Cañas Estrada, “Photonics-based Radio Frequency Amplification in Radio over Fiber Systems with CAP modulation,” Dissertação de mestrado, Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí-MG, April 2015.
- [50] R. M. Borges, T. N. Rodvalho, and A. Cerqueira Sodré, Jr., “Reconfigurable multi-band radio-frequency transceiver based on photonics technology for future optical wireless communications,” *IET Optoelectronics.*, vol. 9, no. 5, pp. 257–262, Oct. 2015.
- [51] R. M. Borges, D. Mazzer, T. R. R. Marins, and A. Cerqueira Sodré, Jr., “Photonics-based tunable and broadband radiofrequency converter,” *Optical Engineering*. vol. 55, no. 3, pp. 1–7, 2016.
- [52] Muniz, A. L. M., Borges, R. M., Da Silva, R. N., & Noque, D. F. (2016). Ultra-broadband photonics-based RF front-end toward 5G networks. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 8(11), B35-B42.
- [53] Noque, D. F., Borges, R. M., Muniz, A. L. M., Bogoni, A., & S Jr, A. C. (2018). Thermal and dynamic range characterization of a photonics-based RF amplifier. *Optics Communications*, 414, 191-194.

- [54] Alwyn J. Seeds and Keith J. Williams, "Microwave Photonics," *J. Lightwave Technol.* 24, 4628-4641 (2006).
- [55] Seeds, A., Lee, C. H., Funk, E. & Nagamura, M. Guest editorial: Microwave photonics. *J. Lightwave Technol.* 21, 2959–2960 (2003).
- [56] Seeds, A. Microwave photonics. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 50, 877–887 (2002).
- [57] Seeds, A. J. in *Proc. IEEE Int. Topical Meeting Microwave Photon.* Oqunquit, Maine, USA 16–19 (2004).
- [58] Zhang, F., & Pan, S. (2016, May). Microwave photonic signal generation for radar applications. In *2016 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM)* (pp. 1-3). IEEE.
- [59] P. Ghelfi, F. Scotti, F. Laghezza, A. Bogoni, "Photonic generation of phase-modulated RF signals for pulse compression techniques in coherent radars," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 11, pp. 1638–1644, 2012.
- [60] T. Nagatsuma, "Photonic generation of extreme broadband RF signals for communications and sensing," *2013 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Alexandria, VA, USA, pp. 104-107, 2013.
- [61] A. T. P. Villena, Arismar Cerqueira S., M. L. F. Abbade, H. E. Hernandez-Figueroa, H. L. Fragnito, "Generation of quaternary-amplitude microwave signals by using a new optical heterodyne technique," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 12, pp. 2738–2743, 2012.
- [62] A. Baylón-Fuentes, P. Henrández-Nava, I. E. Zaldívar-Huerta, J. Rodríguez-Asomoza, A. García-Juárez, G. Aguayo-Rodríguez, "Microwave signal generation based on optical heterodyne and its application in optical telecommunication system", *IEEE International Conference on Electrical Communications and Computers (CONIELECOMP)*, San Andres Cholula, pp. 334-338, 2011.
- [63] L. Goldberg, H. F. Taylor, J. F. Weller, and D. M. Bloom, "Microwave signal generation with injection locked laser diodes," *Electron. Letters*, vol. 19, no. 13, pp. 491–493, Jun. 1983.

- [64] L. Goldberg, A. Yurek, H. F. Taylor, and J. F. Weller, "35 GHz microwave signal generation with injection locked laser diode," *Electron Lett.*, vol. 21, no. 18, pp. 714–715, Aug. 1985.
- [65] R. T. Ramos and A. J. Seeds, "Fast heterodyne optical phase-lock loop using double quantum well laser diodes," *Electron. Lett.* vol. 28, no. 1, pp. 82–83, Jan. 1992.
- [66] U. Gliese, T. N. Nielsen, M. Bruun, E. L. Christensen, K. E. Stubkjaer, S. Lindgren, and B. Broberg, "A wideband heterodyne optical phaselocked loop for generation of 3–18 GHz microwave carriers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, no. 8, pp. 936–938, Aug. 1992.
- [67] J. J. O'Reilly, P. M. Lane, R. Heidemann, and R. Hofstetter, "Optical generation of very narrow linewidth millimeter wave signals," *Electron. Lett.* vol. 28, no. 25, pp. 2309–2311, 1992.
- [68] Qi, G., Yao, J., Seregelyi, J., Paquet, S., & Belisle, C. (2005). Generation and distribution of a wide-band continuously tunable millimeter-wave signal with an optical external modulation technique. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 53(10), 3090-3097.
- [69] X. Chen, Z. Deng, and J. P. Yao, "Photonic generation of microwave signal using a dual-wavelength single-longitudinal-mode fiber ring laser," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 804–809, Feb. 2006.
- [70] X. Chen, J. P. Yao, and Z. Deng, "Ultranarrow dual-transmission-band fiber Bragg grating filter and its application in a dual-wavelength single-longitudinal-mode fiber ring laser," *Opt. Lett.*, vol. 30, no. 16, pp. 2068–2070, Aug. 2005.
- [71] Agrawal, G. P. (2012). *Fiber-optic communication systems* (Vol. 222). John Wiley & Sons.
- [72] Ribeiro, J. A. J., "Moduladores eletroópticos integrados empregando cristais de niobato de lítio" Tese de doutorado, Engenharia Eletrônica e Computação, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos, SP, 1998.
- [73] J.J. O'Reilly, P. M. lane "Remote delivery of video services using mm-wave and optics," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 12, no. 2, pp. 369-375. February 1994.

- [74] Fu, Y., Zhang, X., Hraimel, B., Liu, T., & Shen, D. (2013). Mach-Zehnder: A Review of Bias Control Techniques for Mach-Zehnder Modulators in Photonic Analog Links. *IEEE Microwave Magazine*, 14(7), 102–107. doi: 10.1109/mmm.2013.2280332.
- [75] W. Li and J. Yao, "Investigation of Photonically Assisted Microwave Frequency Multiplication Based on External Modulation," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 11, pp. 3259-3268, November 2010.
- [76] Jianming Shang, Yanjun Liu, Daobin Wang, Weiqing Ge, Jingli Lei, Xiaoxiao Li, and Shanglin Hou, "Research on the Controllable Frequency Octupling Technology for Generating Optical Millimeter-wave by External Modulator," in *Acta Optica Sinica*, vol. 34, no. 5, pp. 560-564, August 2014.
- [77] R. M. Borges; Arismar Cerqueira S. Jr., "Duplicação e Quadruplicação em Frequência Utilizando Fotônica de Micro-ondas, " 16º Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica/ 11º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Curitiba 2014.
- [78] Novak, D. et al. in *Microwave Photonics 157-184* (CRC – Taylor and Francis, Boca Raton, Florida, USA, 2007).
- [79] N. J. Gomes, M. Morant, A. Alphones, B. Cabon, J. E. Mitchell, C. Lithien, M. Csornyei, A. Stohr e S. Iezekiel, "Radio-over-fiber transport for the support of wireless broadband services," *Journal of Optical Networking*, vol. 8, no. 2, pp. 156-177, February 2009.
- [80] Zizheng Cao, Jianjun Yu, Hui Zhou, Wenpei Wang, Minmin Xia, Jing Wang, Qi Tang, e Lin Chen "WDM-RoF-PON Architecture for Flexible Wireless and Wire-Line Layout," *Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 2, no. 2, February 2010.
- [81] A. Katz, W. Jemison, M. Kubak, and J. Dragone, "Improved radio over fiber performance using predistortion linearization," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, Philadelphia, PA, Jun. 2003, pp. 1403–1406.
- [82] V. Magoon and B. Jalali, "Electronic linearization and bias control for externally modulated fiber optic link," in *IEEE Int. Microw. Photon. Meeting*, Oxford, U.K., Sep. 2000, pp. 145–147.

- [83] J. H. Schaffner and W. B. Bridges, "Inter-modulation distortion in high dynamic range microwave fiber-optic links with linearized modulators," *J. Lightw. Technol.*, vol. 11, no. 1, pp. 3–6, Jan. 1993.
- [84] E. I. Ackerman, "Broad-band linearization of a Mach–Zehnder electrooptic modulator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 12, pp. 2271–2279, Dec. 1999.
- [85] S. Mathai, F. Cappelluti, T. Jung, D. Novak, R. B. Waterhouse, D. Siveco, A. Y. Cho, G. Ghione, and M. C. Wu, "Experimental demonstration of a balanced electroabsorption modulated microwave photonic link," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 10, pp. 1956–1961, Oct. 2001.
- [86] R. D. Esman and K. J. Williams, "Wideband efficiency improvement of fiber optic systems by carrier subtraction," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 7, no. 2, pp. 218–220, Feb. 1995.
- [87] Hui, Rongqing, and Maurice O'Sullivan. *Fiber optic measurement techniques*. Academic Press, 2009.
- [88] Smith, Richard G. "Optical power handling capacity of low loss optical fibers as determined by stimulated Raman and Brillouin scattering." *Applied Optics* 11.11 (1972): 2489-2494.
- [89] Artiglia, M., Coppa, G., Di Vita, P., Potenza, M., & Sharma, A. (1989). Mode field diameter measurements in single-mode optical fibers. *Journal of Lightwave Technology*, 7(8), 1139-1152.
- [90] Vastag, Michael R. "Mode field diameter and effective area." *Corning White Paper* 2 (2001).
- [91] Stolen, R. H., & Lin, C. (1978). Self-phase-modulation in silica optical fibers. *Physical Review A*, 17(4), 1448.
- [92] Islam, M. N., Mollenauer, L. F., Stolen, R. H., Simpson, J. R., & Shang, H. T. (1987). Cross-phase modulation in optical fibers. *Optics letters*, 12(8), 625-627.
- [93] X. Xu, Y. Yao, X. Zhao, and D. Chen, "Multiple four-wave-mixing processes and their application to multiwavelength erbium-doped fiber lasers," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 14, pp. 2876–2885, 2009.
- [94] BOYD, R. W. *Nonlinear Optics*. 3. ed. Boston: Academic Press, 2008.

- [95] Arismar Cerqueira. S. Jr, Boggio, J. C., Rieznik, A. A., Hernandez-Figueroa, H. E., Fragnito, H. L., & Knight, J. C. (2008). Highly efficient generation of broadband cascaded four-wave mixing products. *Optics Express*, 16(4), 2816-2828.
- [96] Mussot, A., Lantz, E., Durecu-Legrand, A., Simonneau, C., Bayart, D., Sylvestre, T., & Maillotte, H. (2006). Zero-dispersion wavelength mapping in short single-mode optical fibers using parametric amplification. *IEEE photonics technology letters*, 18(1), 22-24.
- [97] F.S. Yang, M.C. Ho, M.E. Marhic, e L.G. Kazovsky, "Demonstration of two-pump fibre optical parametric amplification," in *Electronics Letters*, vol. 33, no. 21, pp. 1812-1813, October 1997.
- [98] M.E. Marhic, Y. Park, F.S. Yang, e L.G. Kazovsky, "Broadband fiber optical parametric amplifiers and wavelength converters with low-ripple Chebyshev gain spectra," *Optics Letters*, vol. 21, no 17, pp. 1354-1356, 1996.
- [99] Chiao, R. Y., Townes, C. H., & Stoicheff, B. P. (1964). Stimulated Brillouin scattering and coherent generation of intense hypersonic waves. *Physical Review Letters*, 12(21), 592.
- [100] R. G. Smith, "Optical Power Handling Capacity of Low Loss Optical Fibers as Determined by Stimulated Raman and Brillouin Scattering," *Applied Optics*, vol. 11, no. 11, p. 2489, novembro 1972.
- [101] Takahashi, M., Hiroishi, J., Tadakuma, M., & Yagi, T. (2008, September). Improvement of FWM conversion efficiency by SBS-suppressed highly nonlinear dispersion-decreasing fiber with a strain distribution. In 2008 34th European Conference on Optical Communication (pp. 1-2). IEEE.
- [102] Singh, S. P., & Singh, N. (2007). Nonlinear effects in optical fibers: origin, management and applications. *Progress In Electromagnetics Research*, 73, 249-275.
- [103] Willems, F. W., W. Muys, and J. S. Leong. "Simultaneous suppression of stimulated Brillouin scattering and interferometric noise in externally modulated lightwave AM-SCM systems." *IEEE photonics technology letters* 6.12 (1994): 1476-1478.

- [104] Shiraki, Kazuyuki, M. Ohashi, and M. Tateda. "Suppression of stimulated Brillouin scattering in a fibre by changing the core radius." *Electronics letters* 31.8 (1995): 668-669.
- [105] Cisco, "Cisco Converged 5G xHaul Transport" White Paper, 2018.
- [106] European Telecommunications Standards Institute (ETSI) 3rd Generation Partnership Project (3GPP) Technical Specification, "5G; Study on New Radio (NR) access technology," 3GPP TR 138.912 version 15.0.0 Release 15, 2018-09.
- [107] Kiyicioğlu, Damla, and N. Özlem Ünverdi. "Applications of FTTX technology in optical communication systems." 2018 26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU). IEEE, 2018.
- [108] M. Takahashi, J. Hiroishi, M. Tadakuma, and T. Yagi, "Improvement of FWM conversion efficiency by SBS-suppressed highly nonlinear dispersion-decreasing fiber with a strain distribution," in 2008 34th European Conference on Optical Communication. IEEE, 2008, pp. 1–2.
- [109] T. H. Brandão, F. Scotti, H.R.D. Filgueiras, A.A.C. Alves, D. Onori, S. Mello, A. Bogoni, Arismar Cerqueira S. Jr., "Coherent dual-band radar system based on a unique antenna and a photonics-based transceiver," *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 13, no. 4, pp. 505-511, April, 2019.
- [110] T. H. Brandão, H.R.D. Filgueiras, A. A. C. Alves, F. Scotti, S. Melo, A. Bogoni, Arismar Cerqueira S. Jr., "Dual-band System composed by a Photonicsbased Radar and a Focal-Point/Cassegrain Parabolic Antenna," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMoe)*, Vol. 17, No. 4, December 2018.
- [111] H. R. D. Filgueiras, R. M. Borges, M. C. Melo, T. H. Brandão and Arismar Cerqueira S. Jr (2019). Dual-Band Wireless Fronthaul Using a FSS-Based Focal-Point/Cassegrain Antenna Assisted by an Optical Midhaul. *IEEE Access*, 7, 112578-112587.
- [112] Keysight Technologies, "Understanding Phase Noise Needs and Choices in Signal Generation" Application Note.